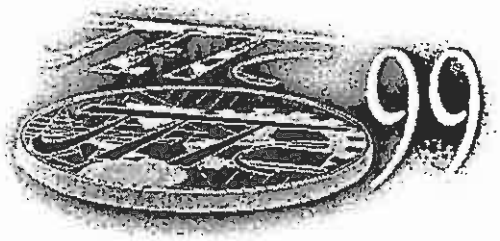
Jornadas de Engenharia de Telecomunicações e Computadores

ACTAS

PROCEEDINGS

ituto Superior de Engenharia de Lisboa
27 a 29 de Outubro de 1999

Jornadas de Engenharia de Telecomunicações e Computadores



ISEL - Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
27 a 29 de Outubro de 1999

Organização

ISEL / DEEC

Patrocínios

SIEMENS NOVONDEX Portugal Telecom ALCATEL

Apoios

FCT
Fundação para a Ciência e Tecnologia

CENTRO DE CÁLCULO

ISEL CEDET
Centro de Estudos e Desenvolvimento de Electrónica e Telecomunicações

Ficha Técnica

Título: Actas das Jornadas de Engenharia de Telecomunicações e Computadores - *JETC99*

Capa
António Couto Pinto

Projecto Gráfico
Comissão Organizadora do *JETC99*

1ª Edição
ISEL - Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
DEEC - Departamento de Engenharia de Electrónica e Comunicações
Rua Conselheiro Emídio Navarro
1900 Lisboa
Portugal
Outubro de 1999

Tiragem
150 exemplares

Comité Técnico-Científico

Technical-Scientific Committee

Manuela Vieira (Presidente)

Arnaldo Abrantes

Carlos Martins

Fernando Sousa

Helder Pinheiro Pita

Jorge Salvador Marques

José Bioucas Dias

José Nunes Leitão

José Santos Vitor

Luis Camarinha de Matos

Manuel Barata

Maria João do Rosário

Mário Figueiredo

Pimenta Rodrigues

Reinhard Schwarz

Rodrigo Martins

Vítor Almeida

Walter Colombo

Walter Vieira

Comissão Organizadora

Organising Committee

Paulo Marques (Responsável)

António Couto Pinto

Arnaldo Abrantes

Carlos Meneses

David Pereira Coutinho

Fernando Sousa

Hernâni Mergulhão

Pedro Mendes Jorge

Mensagem do Presidente

Bem vindos a Lisboa às Jornadas de Engenharia de Telecomunicações e de Computadores – JETC99. Sinto-me honrada por o ISEL poder ser o anfitrião de tão importante evento. Um conjunto de peritos e cientistas encontram-se reunidos em Lisboa para troca de experiências e conhecimentos no âmbito da Engenharia das Telecomunicações e dos Computadores. O programa é aliciante e inclui 8 diferentes sessões abarcando um leque variado de temas, sessão de "posters", tutorais e apresentações orais. Eventos deste tipo possibilitam a troca de conhecimentos e o estabelecimento de futuras colaborações quer a nível nacional quer internacional. Todos os comentários e sugestões são bem vindos e de vital importância para o sucesso de futuras jornadas.

Ao longo das jornadas discutir-se-ão assuntos do âmbito geral das telecomunicações e dos computadores e novos temas relacionados com integração de sistemas. Os tópicos a abordar são abrangentes e complementares entre si incluindo sensores e transdutores, electrónica aplicada, processamento de sinal e imagem, telecomunicações e computadores. Especial ênfase será dada às suas aplicações.

Um agradecimento muito especial para a comissão técnica e científica que tornou viável este evento, para a comissão organizadora que se empenhou de uma forma extraordinária e desinteressada não se poupando a esforços e sem a qual não teria sido possível a sua realização e ainda para todos os que contribuíram para que o JETC99 se tornasse uma realidade.

Espero que todos apreciem o sol de Lisboa e que tenham uma estadia agradável e produtiva.

Manuela Vieira

Message from the President

Welcome to Lisbon and the 1999' Jornadas de Engenharia de Telecomunicações e de Computadores - JECT99. First of all I'm glad, that ISEL may host such a high level meeting as the JECT99. Scientist and expert are coming together in Lisbon to exchange the newest findings and experiences about Electronics and Communications. We have an exciting program that includes 8 symposia covering a wide range of topics in Telecommunications and Computer Science, an exhibit, poster sections, tutorials and presentations.

JECT meeting should be a combination of continuing established symposia and new topics. It has a strong complement in the areas of microelectronic devices, applied electronics, signal processing, telecommunication and computer science and applications.

New symposia deserve your consideration in that they represent a chance to develop new collaborations within computer science and communication community. We welcome your comments and opinions, which are vital to the success of future JECT events.

My special thanks go to all those who have worked to make this such an exciting meeting, including the meeting chairs, symposia organisers and JECT staff. I hope that everyone has an enjoyable and productive week in Lisbon.

Manuela Vieira

ORDEM DOS ENGENHEIROS

PERSPECTIVA HISTÓRICA

A Ordem dos Engenheiros é uma associação profissional, criada em 24 de Novembro de 1936, pelo Decreto de Lei nº 272/88.
Sendo considerada como a sucessora da antiga Associação dos Engenheiros Civis Portugueses, cuja fundação remonta a 1869.
Ao longo dos anos tem contribuído para a valorização e prestígio da Engenharia Portuguesa, assegurando o cumprimento das regras de ética profissional e o nível de qualificação profissional dos engenheiros e regulamentando o exercício da profissão.

INSCRIÇÃO NA ORDEM

A atribuição do título, o uso e o exercício da profissão de engenheiro em Portugal dependem da inscrição como membro efectivo na Ordem dos Engenheiros.

MEMBRO EFECTIVO

O novo estatuto da Ordem dos Engenheiros, em vigor desde 1993, prevê que a admissão de membros efectivos depende da titularidade de licenciatura em Engenharia, ou equivalente legal, e de um estágio profissional.

ESTÁGIOS

O estágio pode revestir uma das seguintes formas: estágio curricular, com duração de dois anos e estágio formal, com duração mínima de seis meses.
A inscrição para efeitos de estágio formal, implica a indicação da entidade onde este será realizado, do tema de trabalho a efectuar e do patrono.
Compete ao patrono orientar o estágio no sentido de complementar a sua preparação profissional e promover a sua integração no mercado de trabalho. O patrono deverá ser Engenheiro, membro efectivo da Ordem, com mais de cinco anos de exercício profissional.
No final do estágio elaborará um parecer sobre o desempenho do estagiário. A avaliação deste tipo de estágios é feita pelo Colégio respectivo, com base no relatório do candidato, no parecer do patrono e eventualmente numa entrevista pessoal.
A avaliação do estágio curricular também é feita pelo Colégio respectivo, com base no currículo profissional do candidato e eventualmente numa entrevista pessoal.

GABINETE DO ESTAGIÁRIO

O Gabinete do Estagiário foi criado em Maio de 1996 com o objectivo de apoiar a integração dos recém-licenciados de Engenharia na vida profissional e de dinamizar um mecanismo de oferta de estágios profissionais. Assim, para a realização de estágios profissionais, os candidatos a membros poderão procurar através da Ordem uma Empresa/Entidade e/ou um Patrono, cuja área de intervenção seja do seu interesse profissional , e se enquadre na sua especialidade.

ESTUDANTES

Os estudantes de Engenharia têm a possibilidade de fazer parte da Ordem logo no primeiro ano da Licenciatura como membros estudantes, bastando para isso inscreverem-se nas respectivas Associações de Estudantes.

Apoiar a integração dos recém-licenciados de engenharia na vida profissional

ÍNDICE
TABLE OF CONTENTS

Comunicações Convidadas
Invited Talks

"Absolute Phase Estimation in Interferometric Synthetic Aperture Radar" I-3
Prof. José Dias (IT/IST)

"Remote Supervision of CIM-Systems using Hybrid Simulation" I-5

Prof. Walter Colombo (UNINOVA)

"The New MPEG Standards for Coding and Description of Audiovisual Content" I-7
Prof. Fernando Pereira (IT/IST)

"Produção de Sensores para Aplicação em Redes Inteligentes de Controlo (SPINA)" I-9
Prof. Manuela Vieira (ISEL)

Sessões Orais
Oral Sessions

Processamento Digital de Sinais
Digital Signal Processing

Chairman: Mário Figueiredo

"Compressão de Sinais de Fala Baseada em Segmentos Etiquetados Foneticamente" *(A-3)* II-3
Carlos Meneses, Isabel Trancoso (CEDET/ISEL-INESC/IST)

"Detecção e Estimação de Parâmetros de Movimento de Alvos Móveis em Radar de Abertura Sintética" *(A-4)* II-9
Paulo Marques, José Dias (ISEL-IT/IST)

"Análise em Componentes Independentes: Hipóteses e Abordagens" *(A-5)* II-15
Gonçalo Marques (ISEL-INESC)

"Estimação de Superfícies Tridimensionais com Modelos Activos" II-21
José Nascimento, Jorge Marques (ISEL-IST)

Sensores e Transdutores
Sensors and Transductors

Chairman: Reinhard Schwarz

"Sensor de Imagem baseado em estrutura μc-Si: H P-I-N" *(A-6)* III-3
J. Martins, Manuela Vieira (ISEL)

"Behaviour of Main Classes of Data Synchronizers" III-9
António D. Reis, José P. Carvalho (IT/UA-UBIC)

"Fotodetector para a Banda Visível/Infravermelho baseado em Estruturas P-I-N de Silício Microcristalino Hidrogenado" *(A-7)* III-13
M. Fernandes, M. Vieira (ISEL)

"Internal Electric Configuration of Microcrystalline P-I-N Structures for Light Sensor Application Analyzed by Means of a Computer Simulation" III-19
Alessandro Fantoni, Rodrigo Martins (ISEL-FCT/UNL/DCM)

"Stability of Microcrystalline Silicon P-I-N Solar Cells Exposed to Sun Light and to Pulsed Laser Irradiation" *(A-8)* III-25
P. Sanguino, M. Collares-Pereira (IST-INETI)

Sistemas de Informação
Information Systems

Chairman: Manuel Barata

"Development of a Distributed Digital Library: from specification to code generation" IV-3
E. Carrapatoso, J. Oliveira (INESC/FEUP-UFP/FEP)

"Sistema de Informação para a Provedoria de Justiça na Região Autónoma dos Açores: uma contribuição" IV-9
Jorge Mendes (ISEP)

"Short-term Resources Scheduling in Hydrothermal Power Systems by Lagrangian Relaxation: on dual variable updating" *(A-9)* IV-17
V. Mendes, L. Ferreira (ISEL-IST-REN)

"Algoritmo de Tradução de Interrogações Lógicas para SQL" *(A-10)* IV-23
Porfírio Filipe, Nuno Mamede (ISEL-IST)

Inteligência Artificial
Artificial Intelligence

Chairman: Walter Colombo

"Agentes Móveis na Operação Remota" *(A-11)* V-3
Walter Vieira, L. Camarinha de Matos (UNL-ISEL)

"O Projecto OCTOPUS: Modelo da Arquitectura de *Software*" *(A-12)* V-9
Helder Pita, Rui Gonçalves (ISEL-UNINOVA)

"Definição de Contratos de Informação em Sistemas de *Data Warehousing* Baseados em Agentes" *(A-13)* V-15
Orlando Belo, Alcindo Cunha (U. Minho)

"Raciocínio e Modelação Utilizando Ontologias Espaciais" *(A-14)* V-21
Jorge Pais, Carlos Ferreira (ISEL-IST)

"Inteligência Cognitiva Artificial Aplicada ao Controlo" *(A-15)* V-27
José Quadrado (ISEL)

"Coordenação e Raciocínio Social em Sistemas Multi-Agente: uma nova perspectiva sobre a formação de coligações" *(A-16)* V-33
Luís Morgado, Graça Gaspar (ISEL-FC)

Processamento de Imagem
Image Processing

Chairman: José Santos Victor

"Heurísticas Estatísticas e Geométricas na Geração de Dicionários para Representação de Imagem" *(A-17)* VI-3
André Puga, Artur Alves (INESC Porto/FEUP)

"Inspecção visual do Processo de Combustão duma Central Termoeléctrica" *(A-18)* VI-9
Pedro Jorge, Jorge Marques (ISEL-ISR/IST)

"Seguimento de Objectos com Modelo de Observações Baseado em Centróides" VI-15
Arnaldo Abrantes, Jorge Marques (ISEL-IST)

"Integração de Comportamentos Visuais em Robótica Móvel" *(A-19)* VI-21
Victor Costa, José Victor (CEDET/ISEL-ISR)

Programação e Sistemas Digitais
Programming and Digital Systems

Chairman: Pimenta Rodrigues

"Definição de *Allocators* em C++" *(A-20)* VII-3
Pedro Pereira (CCISEL)

"Ensino e Investigação & Desenvolvimento: um caso de interacção" VII-9
Fernando Sousa (ISEL)

"Utilização de Estadogramas na Programação de Microcontroladores" *(A-21)* VII-13
Carlos Soares, Luís Gomes (FCT/UNL)

"Lógica Programável: capítulo premente no ensino de engenharia de telecomunicações e de computadores" *(A-22)* VII-19
Hernâni Mergulhão (ISEL)

Electrónica
Electronics

Chairman: Rodrigo Martins

"Sinalização Semafórica de Tráfego Baseada em LED's" *(A-23)* VIII-3
Manuel Vieira (CML)

"Tecnologias CMOS Aplicadas às Comunicações Móveis" *(A-24)* VIII-7
Fernando Fortes, Maria João do Rosário (ISEL-IST/IT)

"Projecto de Circuitos Integrados Digitais usando VHDL" *(A-25)* VIII-11
J. Rocha, J. Martins (ISEL)

"Procedimento Experimental para Teste de uma Bateria NiCd durante um Processo de Sobrecarga" *(A-26)* VIII-17
Fernando Teixeira (ISEL)

Comunicação sem Fios
Wireless Communications

Chairman: Maria João do Rosário

"Interferências e Compatibilidade Espectral entre os Sistemas Móveis DCS 1800 e DECT" IX-3
Carlos Correia, Nuno Cota (ISEL)

"A CMOS Signal to Noise Measurement Circuit for Wireless Infrared Sectored Receivers" IX-9
Luís Alves, Dinis Santos (IT/UA-IP Leiria)

"Agregados Impressos – Passivo e Activo para 3 GHz" *(A-27)* IX-15
Pedro Correia, Maria João do Rosário (ISEL-IST)

"Antena Impressa para GPS" *(A-28)* IX-21
Giuliu Salvatori, Custódio Peixeiro (IT/IST)

"*Tettra-Standard* Digital para Redes de Rádio com Recursos Partilhados" IX-25
Arnaldo Costa (Novondex/Motorola)

"Análise do Comportamento e Evolução da Rede Banyan Aplicada ao Roteamento de Células ATM" *(A-29)* IX-31
Carlos Ruggiero, Ângelo Colombini (USP/UNIFRAN-Brasil)

Sessão de posters I
Poster Session I

"Controlo de Sistemas Distribuídos usando Redes de Petri de Alto Nível e Agentes Móveis" *(A-30)* X-3
Walter Colombo, Nuno Santos (DEE-FCT-UNL)

"Desenho e Controlo de Sistemas de Manufactura usando Simulação baseada em Redes de Petri" *(A-31)* X-9
Walter Colombo, Paulo Compadrinho (DEE-FCT-UNL)

"Algoritmos Genéticos sobre *Treadmarks*" X-15
António Teófilo (ISEL)

"Turista Virtual" *(A-32)* X-21
Vitor Almeida, Nuno Pereira (ISEL)

"Reconhecimento Óptico de Dígitos Impressos" *(A-33)* X-27
Miguel Gomes (CEDET/ISEL)

"Desenvolvimento de uma Biblioteca para Sistemas Criptográficos baseados na Teoria dos Números" *(A-34)* X-33
Pedro Félix (CCISEL/ISEL)

"Sistema de Supervisão e Base de Dados para uma Célula de Fabrico Flexível" *(A-35)* X-39
Jorge Silva, Jorge Marques (ISEL-ISR/IST)

"Algoritmos Genéticos" *(A-36)* X-45
P. Anastácio, V. Mendes (ISEL)

"Navegação Baseada em Visão para Robots Móveis" *(A-37)* X-51
Victor Costa, José Vitor (CEDET/ISEL-ISR)

"Compressão de Dados com o Algoritmo Lempel-Ziv: um caso estudado" *(A-38)* X-57
Marco Soares, David Coutinho (ISEL)

"Hierarquia de Classes para Suporte da Compressão de Dados" *(A-39)* X-63
Artur Ferreira , David Coutinho (CCISEL/ISEL)

Sessão de posters II
Poster Session II

"Dispersive Transport in Desordered Semiconductors" XI-3
R. Schwarz (ISEL-IST)

"Espectrômetro de Massa por Tempo de Vôo" *(A-40)* XI-7
J. M. A. Frazão, M. Áurea Cunha (ISEL-IST)

"Interpretação Hidrodinâmica das Equações de Maxwell" *(A-41)* XI-13
Rolão Santos (ISEL)

"Formulação Tensorial e em Formas Diferenciais Exteriores das Equações Hidrodinâmicas Duais das Equações de Maxwell do Electromagnetismo" *(A-42)* XI-17
Rolão Santos (ISEL)

"Sensores de Bragg em Fibra Óptica" *(A-43)* XI-23
O. Frazão, J. L. Santos (INESC-Porto)

"Effect of The Substrate Temperature on the Surface Structure, Composition and Morphology of Indium Tin Oxide Films" XI-27
Nunes de Carvalho, G. Lavareda (FCT-UNL-IST)

"Circuitos RF CMOS de Baixa Tensão para Comunicações Móveis" *(A-44)* XI-33
Fernando Azevedo, Maria João do Rosário (ISEL-IT/IST)

"Sistema de Medida de Diagrama de Radiação de Antenas 2.3GHz-4GHz" *(A-45)* XI-39
Ana Reis, Maria João do Rosário (ISEL-IST)

"Simulador de Transmissões Digitais" *(A-46)* XI-43
Francisco Monteiro, Francisco Cercas (IT/IST)

Sessão de posters III
Poster Session III

"A Formação Tecnológica e de Serviços à Distância na Portugal Telecom" *(A-47)* XII-3
Arnaldo Santos (PT/CET-Aveiro)

"Simulação de um Sistema de Comunicações Móveis Pessoais GSM900/1800MHz" *(A-48)* XII-7
Nuno Cota, Telmo Azevedo (ISEL)

"Sistema Assistido por Computador para o Ensino de Electrónica" XII-11
Osvaldo Pacheco, Carlos Loureiro (UA)

"*Helpdesk* Pedagógico *On-line*" *(A-49)* XII-15
Paulo Ferreira, Arnaldo Santos (PT/CET-Aveiro)

"Arquitectura para um Serviço de Disseminação Selectiva de Informação" *(A-50)* XII-21
João Ferreira (ISEL)

"Minimising a Non-Convex Production Cost" *(A-51)* XII-27
R. Pestana, V. Mendes (REN-ISEL)

"Sistemas de Monitorização da Qualidade da Água: uma implementação no âmbito do programa Aveiro-Cidade Digital" XII-33
Osvaldo Pacheco, Rui Ferreira (DET-UA/DECQ)

"Antenas Helicoidais Isoladas em Agregado" *(A-52)* XII-37
Nuno Garcia, Carlos Correia (ISEL)

"Simulação e Estimação de Cobertura e Interferência em Ambientes Urbanos" *(A-53)* XII-43
Nuno Cota, Telmo Azevedo (ISEL)

"Wideband Propagation Model for Mobile Communications" XII-47
Paulo Marques, José Fernandes (EST-IPCB/IT-UA)

Comunicações Convidadas

Invited Talks

Absolute Phase Estimation in Interferometric Synthetic Aperture Radar*

José M. B. Dias
Instituto Superior Técnico
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, and
Instituto de Telecomunicações
e-mail: bioucas@lx.it.pt

Abstract

The paper proposes a new method for the absolute phase (not simply modulo-2π) reconstruction in *Interferometric Synthetic Aperture Radar* (InSAR) applications, when discontinuities are present. By adopting a Bayesian viewpoint, the proposed approach integrates the absolute phase observation probabilistic model jointly with its prior knowledge; the observation mechanism takes into account the joint probability of the InSAR image pair, given the absolute phase; the *a priori* probability of the absolute phase is modelled by a *Compound Gauss Markov random field* (CGMRF) tailored to piecewise smooth absolute phase images. The *maximum a posteriori probability* (MAP) criterion is adopted. An iterative scheme embodying *stochastic nonlinear filtering* and *iterative conditional modes* (ICM) steps is used to compute the MAP solution. A set of experimental results illustrate the appropriateness of method.

Introduction

Synthetic Aperture Radar (SAR) is a coherent system that produces high resolution images of the electric field backscatterd by the surface being illuminated [1]. SAR images are typically acquired by a single antenna. By using two antennas (actually two antennas in single-pass mode, or one antenna in repeat-pass mode) separated by a baseline, it becomes possible to *interfere* the two images in such a way that the common scene reflectivity is canceled and the geometric information contained in the scene topography is retained in the phase difference. It is the so-called *interferometric synthetic aperture radar* (InSAR).

In a SAR system, as in any coherent system, only noisy versions of the *principal phase values* (modulo-2π) are available, as computed from the argument of the received wave. However, in InSAR applications, the objective is the estimation of the absolute phase (phase unwrapping in the InSAR jargon), and not simply its modulo-2π.

Classical phase unwrapping methods are either of *path following type* or of least-squares type (e.g., [2], [3]. In the path following schemes, phase is unwrapped through selected image patches. In the presence of discontinuities or noise, different patches between two points may lead to different absolute phase differences. Heuristic rules are applied to resolve or mitigate the inconsistencies [2], [4]. Typically, unwrapping methods that do no rely on path following cast the problem in the least-squares formalism [5]. Recently, it has been shown that the least-squares solution to phase unwrapping is equivalent to the solution of the discretized Poisson equation with Newmann boundary conditions. This solution can be computed efficiently by using fast cosine or Fourier transforms [6]. Due to decorrelation (temporal and spatial), no-return or low return areas (e.g., due to layover phenomena), the modulo-2π phase estimates corresponding to those areas might be extremely biased/noisy. In an attempt to include this information in the unwrapping procedures, the weighted least-squares approach has been used [7], taking as weights the correlation coefficients. This idea can be extended to discontinuities by assuming that the correlation coefficient between two sites split by a discontinuity is zero.

In a quite different vein, papers [8], [9] have adopted the Bayesian viewpoint, in addressing absolute phase reconstruction in interferometric applications. The Bayesian approach supplies a model-based framework suited to describe the data observation mechanism and its prior knowledge. In this fashion, paper [8] proposes a nonlinear recursive filtering approach to the absolute phase reconstruction in interferometric type applications. Paper [9] considers the InSAR observation model, taking into account not only the image phase, but also the *backscattering coefficient* and the *correlation factor* images, which are jointly recovered from SAR image pairs. Contrarily

*This work was suppoted by Portuguese PRAXIS XXI program, under project 2/2.1.TIT/1580/95

to the weighted least-squares approach, the methodology followed in [9] uses the information conveyed by the correlation coefficients in a model-based fashion.

In a way or another, most phase unwrapping algorithms assume that the phase difference between two neighbor sites varies smoothly (less than π in a deterministic or stochastic sense, depending on the paradigm); based on this prior knowledge, it is possible, by *looking* at the neighboring site phases, to infer the 2π multiple component of the phase of a given site. However, in situations such as undersampling in terrains with high fringe rates, abrupt feature/objects, or the *layover* phenomena, the smoothness assumption can not be taken any more. Independently of its origin, phase discontinuities are the principal source of error in any unwrapping algorithm that does not take them into account.

Work [10] proposes a method in which the unwrapped phase is chosen to minimize a weighted sum of discontinuity magnitudes. The weights are set close to zero for noisy or discontinuity regions. In [11], a Markovian approach to phase unwrapping using a discontinuity model is followed. The phase unwrapping is cast into a labeling problem; the labels are the 2π multiples of the phase at each site. Neural networks, exploiting the structure of discontinuity phase pattern, are applied in [12].

Proposed Approach

The paper proposes a two step procedure to absolute phase estimation in presence of phase discontinuities: (a) determine the discontinuity field; (b) determine the absolute phase using the discontinuity field obtained in step (a). In this paper, we address only the step (b).

The approach is Bayesian and therefore model-based. SAR images are described as random fields whose statistical properties are built upon the physical mechanism of image generation. This random field is parametrized by the absolute phase. A noncausal first order CGMRF is taken as prior. The CGMRF is suited to piecewise smooth fields, and, therefore, to account for discontinuities between smooth regions.

The MAP estimation criteria is selected. The estimate is determined by means of a scheme embodying nonlinear recursive stochastic filtering and ICM steps.

References

[1] C. Elachi, *Space Born Radar Remote Sensing: Applications and Techniques*, IEEE Press, New York, 1988.

[2] R. Goldstein, H. Zebker, and C. Werner, "Satellite radar interferometry: Two-dimensional phase unwrapping", *Radio Science*, vol. 23, pp. 713–720, 1988.

[3] S. Madsen, H. Zebker, and J. Martin, "Topographic mapping using radar interferometry: Processing techniques", *IEEE Trans. on Geosc. and Remote Sens.*, vol. 31, pp. 246–256, 1993.

[4] R. Cusack, J. Huntly, and H. Goldrein, "Improved noise-immune phase unwrapping algorithm", *Applied Optics*, vol. 34, pp. 781–789, 1995.

[5] D. Fried, "Least-squares fitting a wave-front distortion estimate to an array of phase-difference measuremts", *J. Opt. Soc. Am.*, vol. 67, pp. 370–375, 1977.

[6] R. Frost, C. Rushforth, and B. Baxter, "Fast fft-algorithm for phase estimation in spekle imaging", *Applied Optics*, vol. 18, pp. 2056–2051, 1979.

[7] D. Ghiglia and L. Romero, "Roboust two-dimensional weighted and unweighted phase unwrapping that uses fast transforms and iterative methods", *J. Opt. Soc. Am.*, vol. 11, pp. 107–117, 1994.

[8] J. Leitao and M. Figueiredo, "Absolute phase image reconstruction: A stochastic nonlinear filtering approach", *IEEE Trans. Image Processing*, vol. 7, June 1997.

[9] J. Dias and J. Leitão, "Simultaneous phase unwrapping and speckle smoothing in SAR images: A stochastic nonlinear filtering approach", *in EUSAR'96 European Conference on Synthetic Aperture Radar*, Friedrichshafen, May 1998.

[10] T.J.Flynn and Sandia, "Two-dimensional phase unwrapping with minimum weighted discontinuity", *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 14, pp. 2692–2701, 1997.

[11] D. Labrousse, S. Dupont, and M. Berthod, "SAR interferometry: A Markovian approach to phase unwrapping with a discontinuity model", *in Proc. of the 1995 Internat. Geoscience and Remote Sensing Symposium*, pp. 556–558, Firenze, Italy, 1995.

[12] M.T. Chiaradia, L. Guerrieroa, G. Pasquariello, and A. Refice , "Phase unwrapping techniques for ifsar", *in Proc. SPIE - Int. Soc. Opt. Eng.*, vol. 2958, pp. 262–272, Italy, 1996.

Remote Supervision of CIM-Systems using Hybrid Simulation (Control Software Technology)

Armando Walter Colombo

Grupo de Sistemas Robóticos e CIM, DEE - FCT - UNL
Quinta da Torre, 2825-114 Monte de Caparica
telef.:2948519 / fax: 2941253 / e-mail: wc@uninova.pt

ABSTRACT

Computers have long been applied to support many areas of production. However, the data has not yet been combined in an "integrated model" which is understood and used by all subsystems. A tool that has been used for design and analysis for many years and in different fields of computer-integrated-manufacturing is the simulation. Nevertheless, few work has been made to integrate it as part of an implemented system. This is only possible when supervisory control aspects of the production environment, i.e., control-, monitoring-, decision-making functionality, etc. can be performed by the simulation component itself. The principal goal is then to consider the simulation model of the system and its supervisory control itself as a new component of the CIM-structure.

INTRODUCTION

The resources and the operations of a manufacturing system can be seen as a set where each of them are closely related with each other and not isolated. The operation of these kind of systems is characterised by concurrency, competition and other type of relationships among resources. All these characteristics generate a lot of problems during the development process of the systems, that is, during the modelling, validation and implementation phases [1], [4].

A manufacturing system has to achieve some objectives related with its productivity, which can be defined by means of an optimal utilisation of resources, raw materials, energy, financial variables, work and technology. Moreover, the factor of the system defined by the necessary operators/hours has to be maximised.

A manufacturing system can be classified as a discrete-event dynamic system. The control, monitoring and other supervisory functions of this kind of systems has to consider them within a CIM (Computer Integrated Manufacturing) concept. That is, from real-time control at the machine level to decision-making processes at the planning level, the supervisory system must cover all characteristics related with the structure and layout, mutual exclusion relationships between resources, error-detection, -diagnosis and -recovery processes, etc. This all depends on having the right tools available to help design-implementation process of the manufacturing system and its supervisory control system itself quickly and effectively [2], [3].

"Simulation-based methods" have been used to support the design and optimisation of a manufacturing system in order to analyse the influence of some effects such as (Fig. 1):

1) Changes of the product families;
2) Changes of the product design;
3) Changes of raw materials to be used for the production;
4) Changes of production methods;
5) Changes of the product quality and final cost of a product;
6) Etc.

The more complex manufacturing systems become, the more important it is to test and validate them (their specifications) before they are built in reality. Moreover, the use of simulation tools allows to compare variants and alternatives and to evaluate the results of changes with little technical effort and without high costs. This is an efficient way to maintain development time and costs within reasonable bounds [6].

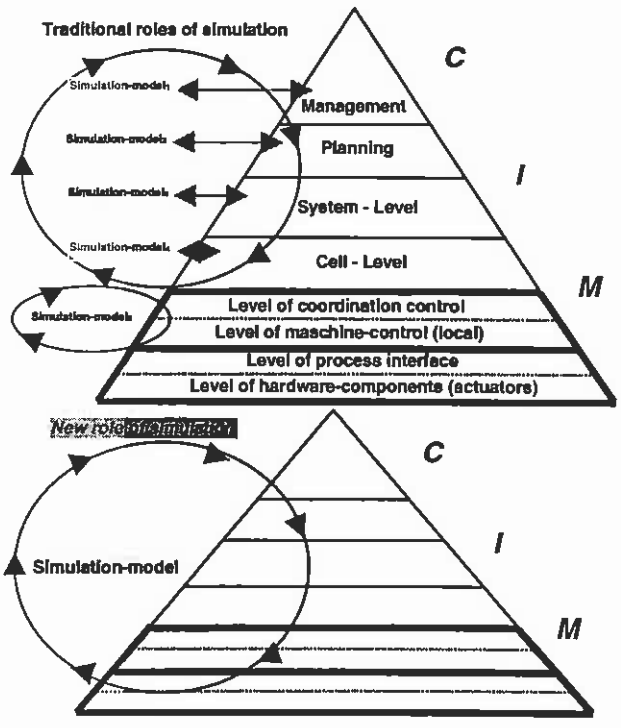


Fig. 1: Traditional and new roles of simulation in relation with CIM-architectures

Not only that. Later on, simulation models can become components of the real manufacturing environment in order to perform supervisory control functions and also to help maintenance of the system [7].

As a part of the implemented system, simulation is used in this case to process collected data, to provide analysis of the data into performance measures, and to generate and optimise supervisory control strategies under current or selected decision structures (Fig. 2).

AN APPROACH FOR THE SUPERVISION OF CIM-STRUCTURES USING SIMULATION

A new solution is the application of 3D-kinematic simulation with discrete-event simulation as a unique design-validation-implementation tool (hybrid simulation). The application of such a hybrid-simulation-based technology allows to cover:

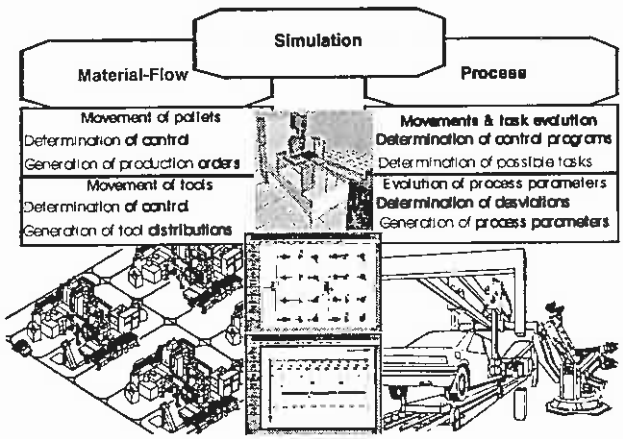


Fig. 2: Simulation used as a CIM-component

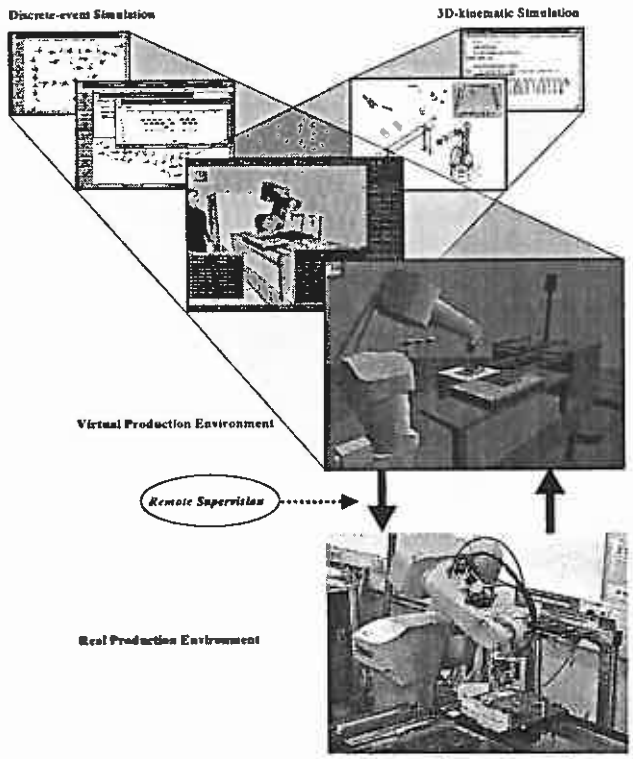


Fig. 3: Simulation used as supervisory control component of a CIM-system

1) Design of the structure of a production system within a CIM architecture;
2) Optimisation of layout, resource utilisation and material flow specifications (Fig. 2);
3) Design and validation of the supervisory control component of the system as an integrated part of the production environment;
4) Implementation of the system by means of the "hardware-in-the-loop" principle;
5) Use of different technologies to communicate the real production environment with a virtual (digital) production world represented by the hybrid simulation model running on a PC (Fig. 3) [5].

SUMMARY

This paper proposes an expanded role for simulation in the computer-integrated-manufacturing field. The role is not a new one for systems engineers but is a new one for control software engineers and simulationists who are involved in discrete-event and 3D-kinematic simulation modelling. The extension -from a formal point of view- of simulation models developed for planning, scheduling and policy evaluation to the new supervisory control role is an exciting aspect of simulation that has been shown in the work developed by the authors.

REFERENCES

[1] Colombo, A. W.; Carelli, R., "Petri nets for designing manufacturing systems", in: Computer-Assisted Management and Control of Manufacturing Systems, cap. 11. (S. G. Tzafestas (Ed.)), Springer Verlag, London, 1996.

[2] Colombo, A. W., "Development and implementation of hierarchical control structures of flexible production systems using high-level Petri nets", in: Serie Fertigungstechnik Erlangen, vol. 82, (K. Feldmann (Ed.)), Meisenbach Verlag Bamberg. Germany, 1998.

[3] Desrochers, A.; Silva, M., "Introduction to the Special Issue on Computer Integrated Manufacturing", in: IEEE Trans. On Rob. and Aut., 10 (2): pp 85-87, 1994.

[4] Fanti, M.; Maione, B.; Piscitelli, G.; Turchiano, B., "System approach to design generic software for real-time control of flexible manufacturing systems", in: IEEE Trans. on Syst. Man, Cybern., 26 (2): pp 190-202, 1996.

[5] Fishwick, P., "Simulation model design and execution / building digital worlds", Series in Industrial and Systems Engineering, Prentice Hall International, USA, 1995.

[6] Monsef, Y., "Modelling and simulation of complex systems / concepts, methods and tool", in: Kerckhoffs E, Lehmann H, Pierreval H, Zobel R (eds.) Frontiers in Simulation Series. SCS Press, Erlangen/Ghent, 1997.

[7] Pegden, C., "Simulation: a look to the future", in: Proc. of the 11th European Simulation Multiconference (ESM'97), Erlangen/Ghent. SCS Press, pp k/17-k/21, 1997.

The New MPEG Standards for Coding and Description of Audiovisual Content

Fernando Pereira
Instituto Superior Técnico - Instituto de Telecomunicações
Av. Rovisco Pais, 1096 Lisboa Codex, PORTUGAL
Telephone: + 351.1.8418460; Fax: + 351.1.8418472; E-mail:Fernando.Pereira@lx.it.pt

After over 25 years of audiovisual coding standardization, technology and standards are moving to a more general and powerful way of representing audiovisual content, in which data is structured in terms of 'objects'. While more conventional coding and description solutions provide limited capabilities in terms of the access, manipulation and identification of individual objects, object-based coding and description architectures offer the user a new range of capabilities by coding and describing the objects as separate entities. These capabilities will give new dimensions to the tasks of playing with, creating, re-using, accessing and manipulating audiovisual content, enabling the development of new and richer applications in the area of content-based database retrieval, multimedia broadcasting, games, remote surveillance, advanced personal communications, etc. Acknowledging industry demand and the availability of adequate technology, MPEG is currently developing two important object-based representation standards: MPEG-4 and MPEG-7 [1].

MPEG-4 is the first audiovisual representation standard modeling an audiovisual scene as a composition of audiovisual objects with specific characteristics and behavior, notably in space and time [2]. The MPEG-4 coding standard uses an object-based composition approach, supporting 2D arbitrarily shaped natural video objects, audio and speech objects, as well as synthetic data, e.g. text, generic 2D/3D graphics, animated faces, structured audio. The object-based composition approach allows MPEG-4 to support for new functionalities, such as content-based interaction and manipulation, as well as improvements to already available functionalities, such as coding efficiency and error resilience, by just using for each type of data the most adequate coding technology.

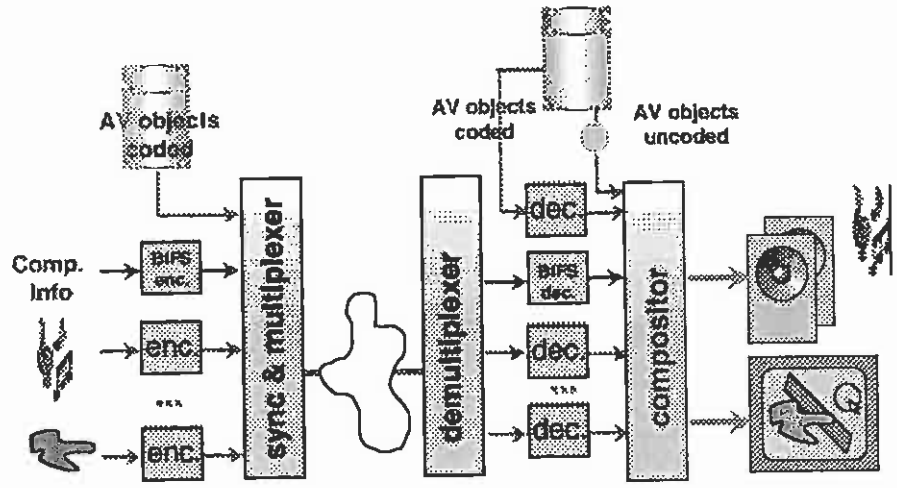


Figure 1 - Simplified architecture of an MPEG-4 system [2]

Although MPEG-4 includes a large number of tools, it is organized following a toolbox approach, allowing the implementers to only use the necessary tools, customizing the terminals in terms of composition capabilities and decoding configuration to suit specific needs. The toolbox can be augmented as technology progresses, without rendering the entire system obsolete. Interoperability is guaranteed by means of adequate profiling.

In its way of defining a coded representation and design of the systems layer, MPEG-4 seeks to technically unify previously distinct service models coming from the historically separate worlds of Information Technology (IT), Telecommunications and Broadcast. In this context, MPEG-4 does not have only one big killer application since it pretends to be a horizontal coding standard addressing simultaneously several operational environments. Summarizing: the MPEG-4 audiovisual representation standard establishes a flexible environment, that can be customized for specific applications, provides content-based interactive capabilities with most data types and over most types of available networks, and can be adapted in the future to take advantage of new developments in coding technology. Since MPEG-4 reached International Standard status in middle 1999, many companies are already working hard, developing products that implement and benefit from this emerging technology.

The value of audiovisual information depends many times on how easy it is to retrieve, access and filter, in short: identify it. And it is every day more difficult to identify audiovisual information. The MPEG-7 standard addresses the challenge of defining a solution for the problem of quickly and efficiently identifying various types of multimedia material, of interest to the user [3]. MPEG-7 will specify a standard way of describing various types of audiovisual information, notably still pictures, video, speech, audio, graphics, 3D models, and synthetic audio, whatever its representation format and support. MPEG-7 will standardize object-based (non textual) description tools, addressing a large range of applications.

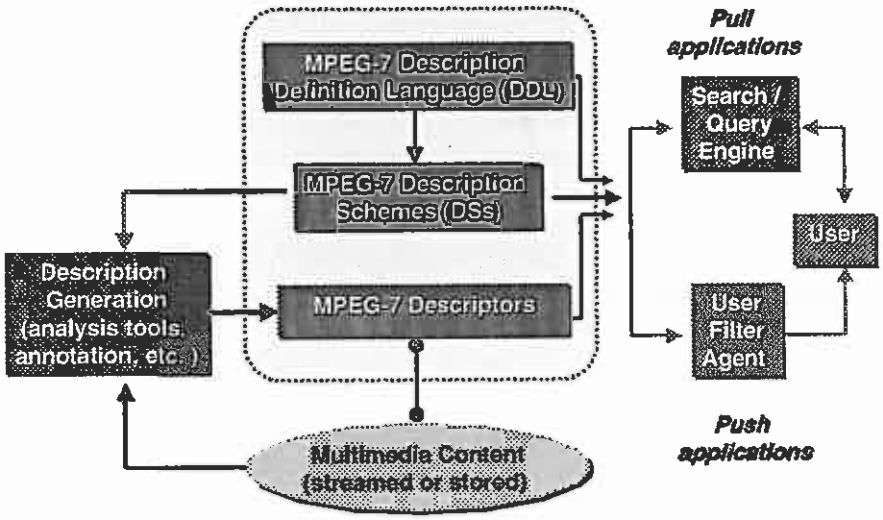


Figure 2 - Simplified architecture of an MPEG-7 system

Following the principle that a good standard should only define the minimum set of tools essential to enable the relevant applications with a high level of interoperability, MPEG-7 will standardize: a set of descriptors, each one representing a feature which is a distinctive characteristic of the data which signifies something to somebody; a set of description schemes which specify the structure and semantics of the relationships between its components, which may be both descriptors and description schemes; a (set of) coding scheme(s) for the descriptions, targeting descriptions which fulfil relevant requirements, such as compression efficiency, error robustness, and random access; and a language to specify description schemes and (possibly) descriptors called Description Definition Language (DDL), allowing the creation of new description schemes and possibly descriptors and the extension of the existing description schemes.

In comparison with other available or emerging solutions for multimedia content description, MPEG-7 can be mainly characterized by: i) its genericity: the capability to describe content from many application environments; ii) its object-based data model: the capability of independently describing individual objects within a scene (be it MPEG-4 or any other format); iii) the integration of low-level and high-level features/descriptors into a single architecture, allowing to combine the power of both types of descriptors; and iv) its extensibility, provided by the Description Definition Language which allows MPEG-7 to keep growing, to be extended to new application areas, to answer to newly emerging needs and to integrate novel description tools.

After having a major responsibility in the widespreading of digital audiovisual content, both in the professional and consumer markets, by means of the MPEG-1, MPEG-2 and MPEG-4 standards, MPEG took the task of providing the same people the tools that should allow them to efficiently identify, locate and use that content. Participants in the development of MPEG-7 represent broadcasters, equipment and software manufacturers, digital content creators and managers, telecommunication service providers, publishers and intellectual property rights managers, as well as university researchers.

References

[1] MPEG Home Page, http://www.cselt.it/mpeg

[2] R.Koenen, F.Pereira, L.Chiariglione, "MPEG-4: context and objectives", Image Communication Journal, vol. 9, n° 4, May 1997, http://drogo.cselt.it/ufv/leonardo/icjfiles/mpeg-4_si/paper1.htm

[3] F.Pereira, "MPEG-7: a standard for describing audiovisual information", invited talk at Colloquium on Multimedia databases and MPEG-7, London – UK, January 1999, http://amalia.img.lx.it.pt/~fp/artigo93/artigo93.htm

PRODUÇÃO DE SENSORES PARA APLICAÇÃO EM REDES INTELIGENTES DE CONTROLO (SPINA)

M. Vieira, F. Sousa, M. Barata

Departamento de Engenharia da Electrónica e das Comunicações, ISEL, R. Conselheiro Emídio Navarro, P 1949-014 Lisboa, Portugal. Tel: +351 1 8317181, Fax: +351 1 8317114, e-mail: mv@isel.pt

SUMÁRIO

Este projecto visa o desenvolvimento de um sistema integrado sensor, a baixos custos de produção, para utilização na concepção de sensores no campo da microelectrónica e optoelectrónica tendo em vista aplicações domésticas e industriais. Pretende-se criar *spin-offs* para a indústria de sensores inteligentes. Através do projecto de uma interface electrónica apropriada, os sensores serão integrados numa rede inteligente de modo a obter um sistema integrado completo capaz de ser utilizado como um protótipo, com o objectivo futuro de realizá-lo como um produto final.

A partir das sinergias existentes entre os parceiros, são propostos dois caminhos de concepção para atingir o objectivo principal. O primeiro caminho consiste na combinação dos processos *Closed Chamber Chemical Vapor Deposition* (CC-CVD) e *Spray Pyrolysis Technique* para a produção de sensores de silício microcristalino em aplicações ópticas e ambientais. O segundo caminho reune a experiência dos parceiros nas áreas de *hardware* e *software* para a realização de uma rede inteligente para o controlo local ou remoto do sistema, utilizando como base os sensores produzidos. Investigação nestas áreas permitirá o desenvolvimento de *hardware* específico para o processamento do sinal analógico produzido pelos sensores, utilizando técnicas actuais de processamento digital de sinal e processadores. O sistema resultante pretendido é geralmente designado por sensor inteligente acessível através de uma rede de comunicações.

O objectivo principal é concretizado pelos seguintes sub-objectivos:

- Desenvolvimento e optimização de uma técnica apropriada de deposição híbrida (CC-CVD e *Spray Pyrolysis*) para o processo de produção em massa de sensores.
- Projecto da interface electrónica para conversão do sinal de saída analógico proveniente do sensor num sinal digital.
- Projecto do modulo de processamento do sinal digital para correcção de linearidade e extracção de padrões.
- Projecto de uma rede de integração de sensor que estabelece a ligação dos sensores a um sistema de gestão e controlo.

Para alcançar o objectivo principal, propõe-se uma distribuição em nove tarefas de modo a melhor aproveitar o *know-how* existente. As primeiras cinco tarefas são dedicadas à investigação e desenvolvimento da tecnologia de sensores. O desenvolvimento de protótipos

de laboratório demonstra a capacidade de produção de dispositivos da micro e optoelectrónica e em conjunto, o desenvolvimento de sensores ópticos e de gás constituem os pontos principais de investigação. O resultado destas tarefas constitui-se em quatro tipos de sensores: detectores *p-i-n μc-Si:H* para a gama *UV/VIS/IR*, sensores de velocidade *p-i-n*, sensores de imagem *p-i-n* e sensores de gás *metal-óxido*. A tarefa seis é dedicada à aplicação de técnicas de processamento digital de sinal ao projecto de sistemas de sensores inteligentes e ao desenvolvimento de *hardware* dedicado para a integração de sensores. A tarefa sete engloba a investigação necessária para permitir o desenvolvimento de ligações de baixo custo de transmissão de dados via radio, para o estabelecimento da comunicação com os sensores em instalações remotas e isoladas. O sistema de integração do sensor é o objectivo principal da tarefa oito: projecto e realização da rede de comunicações para integração do sensor, com o propósito de comunicar com os sensores para reunir os dados dos sensores e para configurar e controlar a sua operação. As tecnologias actuais WWW da *internet* permitirão a realização de um sistema de acesso público aos dados provenientes dos sensores. Finalmente, a tarefa nove é dedicada à certificação e validação das tecnologias utilizadas e dos sensores desenvolvidos. Serão produzidos os seguintes documentos: campos de aplicação das novas tecnologias propostas; estabelecimento de *standards* de tecnologia; validação da tecnologia junto das autoridades nacionais de controlo de qualidade e patentes; estabelecimento de regras e procedimentos para a fabricação de sensores; e formação de operadores do sistema.
O seguinte conjunto de filmes, dispositivos e sistemas será produzido incluindo demonstradores da tecnologia proposta:

i. Filmes finos estáveis de silício, dopados e não dopados, adequados para aplicações de dispositivos ópticos.
ii. Sensores ópticos (*UV/VIS/NIR*), sensores de velocidade, sensores de imagem e sensores de gás.
iii. Aquisição de sinal analógico e condicionamento de sinal do sensor. Conversão analógico-digital (A/D). Calibração da curva de transferência do sensor, de preferência por um processo digital programável.
iv. Interface de barramento para simplificação da comunicação com os microcontroladores, PC, e outros dispositivos.
v. Rede de integração dos sensores capaz de comunicar através de uma rede *standard*, para interligação com sensores/actuadores e o sub-sistema de aquisição de dados.

Ao longo do desenvolvimento do projecto, essencialmente realizado num instituto Politécnico, serão gerados *spin-offs* na transferência de tecnologia e em actividades de formação dos futuros engenheiros de Electrónica e Comunicações, permitindo a sua integração fácil no mercado nacional de electrónica e de técnicas dedicadas de processamento digital.
Este projecto assegurará a transferência de tecnologia apropriada a outros sectores de investigação, como por exemplo, outros sectores da engenharia de semicondutores, optoelectrónica (células solares, etc.) e da electrónica/óptica.

Processamento Digital de Sinais

Digital Signal Processing

Compressão de Sinais de Fala Baseada em Segmentos Etiquetados Foneticamente

Carlos Meneses Ribeiro
ISEL-CEDET/INESC

Isabel Trancoso
IST/INESC

INESC, R. Alves Redol nº 9 Lisboa
01.3100314 cmr@inesc.pt

RESUMO

De entre as técnicas de codificação de sinais de fala, a codificação fonética é aquela que permite atingir os mais baixos débitos binários. Esta eficiência deve-se ao facto deste tipo de codificação se basear numa cadeia de reconhecimento (emissor) e síntese (receptor). Os codificadores fonéticos segmentam o sinal através de um reconhecedor fonético, sendo transmitido o índice do segmento reconhecido e a respectiva informação prosódica para o receptor, para sintetizar o sinal de fala.
A "reconhecibilidade" do orador é um dos problemas principais da codificação fonética, dado o tipo e a quantidade de informação transmitida. Este artigo descreve uma metodologia de adaptação ao orador no âmbito dos codificadores fonéticos, que permite codificar sinais de fala com um débito binário de 560 bit/s. Descrevem-se ainda os testes de inteligibilidade e reconhecibilidade do orador efectuados para avaliação do codificador, cujos resultados sugerem que as melhorias introduzidas no sinal sintetizado, pela metodologia de adaptação ao orador, não se traduzem apenas na reconhecibilidade do orador, mas também na inteligibilidade e na qualidade geral. De forma a tirar partido da correlação intra-orador, é também proposto um método incremental de adaptação, que permite um compromisso entre o débito binário e a qualidade.

INTRODUÇÃO

A comunidade de investigadores em codificação de fala tem investido um grande esforço para reduzir o débito binário, não só para conseguir comunicar em canais de baixa capacidade mas também para multiplexar mais sinais no mesmo canal de comunicação. Da mesma forma, o advento das tecnologias multimédia e a necessidade de armazenamento de grandes quantidades de informação, exige a necessidade de reduzir o débito binário na representação de sinais de fala, já que este determina o espaço requerido na unidade de armazenamento.
A cerca de 2400 bit/s, os codificadores representam os sinais de fala de um modo totalmente paramétrico e exploram a redundância exibida pelos sinais de fala, sendo conhecidos algumas métodos de codificação produzindo boa qualidade [2][4]. De modo a tirar partido desta redundância, os sinais são processados por tramas, com uma duração típica entre os 10 e os 30 ms, em que se considera o sinal quase-estacionário. Para muito baixo débito binário, é necessário explorar a correlação entre tramas, existindo apenas um codificador normalizado, pela OTAN em 1995 [5], com um débito binário de 800 bit/s. Abaixo deste débito binário, ainda é necessário um grande esforço de investigação de modo a produzir fala de boa qualidade, sendo a codificação fonética, por tirar partido das características da própria linguagem, uma das técnicas que demonstra maior potencial.
O sinal de fala é composto por um conjunto de sons articulados, produzidos pelo aparelho fonador por variação da pressão do ar. Estas variações são detectadas pelo ouvido e transmitidas ao cérebro, que as interpreta. Os sons, desprovidos de sentido quando isolados, distinguem pela sua associação elementos constituintes de níveis superiores da linguagem: sílabas, palavras e frases. O conteúdo de uma mensagem falada, no sentido estrito, não é mais do que a sequência fonética de sons, praticamente não se distinguindo em termos de informação de uma mensagem escrita, como nas legendas de um filme. O número de fonemas em cada língua ronda normalmente os 20 a 60, pelo que estes são codificados com um máximo de 6 bits. A uma média de 15 fonemas por segundo, resulta um débito binário médio de 90 bit/s para codificar a informação fonética, sendo este valor dependente do número de segmentos fonéticos produzido pelo orador de entrada. O valor obtido deve no entanto ser interpretado como um limite inferior, uma vez que, neste sentido estrito, não são levadas em consideração as características do orador nem a prosódia da fala natural que os codificadores devem tentar reproduzir. O emissor é então constituído por um reconhecedor fonético, que converte o sinal acústico numa sequência de segmentos fonéticos, e o receptor, constituído por um sintetizador fonético, converte a sequência fonética num sinal acústico. O esquema de blocos de um codificador deste tipo é apresentado na figura 1. A informação transmitida inclui a sequência de segmentos fonéticos reconhecidos e também a informação de carácter prosódico (duração dos segmentos fonéticos, energia e frequência fundamental).

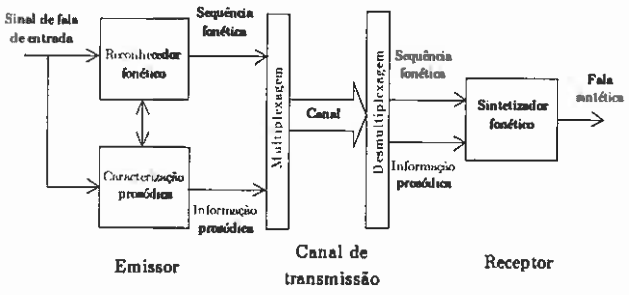


Figura 1: Esquema de blocos de um codificador fonético.

Os codificadores fonéticos tiram partido da representação do espectro, num livro de código acedido pelo índice do segmento fonético reconhecido. No entanto, se não forem

tomadas algumas precauções, o sinal sintetizado pode ter uma grande dependência com o(s) orador(es) que gerou o *corpus* com que o livro de código foi treinado. Este problema, relacionado com a "reconhecibilidade" do orador, ou seja, a capacidade de reconhecer um orador através da sua voz, implica, em termos de codificação fonética, a derivação e transmissão, para além da frequência fundamental, de parâmetros que caracterizem o orador e com que se possa reproduzir uma aproximação do mesmo tipo de voz.

As secções seguintes serão dedicadas à descrição dos blocos constituintes do codificador desenvolvido. Começa-se por descrever o codificador fonético ainda sem capacidades de adaptação ao orador. Segue-se a secção dedicada à descrição da metodologia de adaptação ao orador. A secção seguinte é dedicada aos testes perceptuais realizados para aferir o codificador e, finalmente, apresenta-se as principais conclusões e discute-se o trabalho futuro.

CODIFICADOR FONÉTICO

No codificador proposto, tal como noutros *vocoders* [12] baseados em predição linear, o transmissor efectua, trama a trama, a análise LPC (*Linear Predictive Coding*) e extrai a informação de carácter prosódico como a energia e a frequência fundamental. No codificador fonético desenvolvido, a informação do preditor linear e da energia são aplicados a um reconhecedor de fonemas baseado em modelos de Markov não-observáveis (HMM-Hidden Markov Models), de modo a segmentar o sinal e produzir um índice fonético. Utilizámos modelos com 3 estados e 3 misturas por estado, e um vector de entrada com 30 coeficientes (14 mel-cepstra, 14 delta mel-cepstra, energia e delta energia). Foram gerados 53 modelos, correspondentes a segmentos fonéticos distintos, treinados com o *corpus* de fala EUROM.1 [6], utilizando 8 dos 10 oradores do grupo dos *Poucos*, e os ficheiros correspondentes às *Passagens*. Estes sinais, que correspondem a cerca de 32 minutos de fala depois de removidos os silêncios, foram etiquetados manualmente. Para melhorar a taxa de reconhecimento, foram gerados modelos separadamente para oradores do sexo masculino e do sexo feminino e integrado um modelo de bigramas de segmentos fonéticos, que leva em consideração a grande correlação entra a sequência fonética. A taxa de reconhecimento obtida é de 67%, tendo o segmentador sido testado com 2 oradores, um de cada sexo, que não fizeram parte do conjunto de treino. Esta taxa pode ainda ser melhorada treinando modelos de segmentos fonéticos que levem em conta o contexto em que são produzidos (*trifones*), mas a utilização do contexto à direita pode ser proibitivo pelo consequente aumento do atraso.

O índice do segmento fonético reconhecido e a respectiva duração são então transmitidos, juntamente com o valor da frequência fundamental (vibração das cordas vocais) e da energia. No receptor, o índice fonético, juntamente com os índices dos segmentos anterior e posterior de modo a levar em conta o contexto, são utilizados para obter de um livro de código a informação da envolvente espectral, representada através de palavras de código compostas por uma matriz de coeficientes LSF (*Line Spectrum Frequencies*), com tantas colunas como o número de tramas do trifone armazenado e com tantas linhas como a ordem de predição linear (nº de coeficientes LSF por trama). O livro de código foi gerado com o mesmo conjunto de sinais de fala já utilizados para treinar os modelos HMM. Quando um trifone não se encontra presente no livro de código, este é substituído pelo mesmo segmento fonético com um contexto parecido.

O género do orador é, talvez, a primeira característica da fala que um ouvinte humano é capaz de identificar. A dimensão do tracto vocal influencia a localização dos formantes e a espessura e comprimento das cordas vocais influenciam a frequência fundamental, sendo as causas principais desta distinção, que divide o espaço dos sinais de fala. Assim, os oradores do sexo feminino têm, tipicamente, formantes e frequências fundamentais mais elevados que os oradores do sexo masculino. Uma pré-identificação automática do género pode, por isso, assistir com sucesso a algumas aplicações do processamento de fala. No contexto da codificação fonética, foram gerados dois livros de código com informação espectral, um a partir de oradores do sexo masculino e outro a partir de oradores do sexo feminino e utilizada a identificação automática do género para escolher o livro de código mais adequado às características do orador de entrada.

De modo a não transmitir mais informação, foi desenvolvido um detector de género baseado na frequência fundamental. As frequências de ocorrências dos valores médios da frequência fundamental em cada segmento fonético, para o conjunto de treino já utilizado na geração dos livros de código, são apresentadas na figura 2, separadamente para cada género, verificando-se uma grande separação entre as duas classes. Utilizando a regra de decisão de Bayes, obtém-se um valor para a frequência de separação entre classes de 157 Hz, sendo a identificação de cada classe obtida de:

$$\begin{cases} \text{se } \overline{F0} < 157\text{Hz} & \text{identifica - se género masculino} \\ \text{se } \overline{F0} \geq 157\text{Hz} & \text{identifica - se género feminino} \end{cases} . \quad (1)$$

Para os segmentos não vozeados, é mantida a última decisão tomada. O identificador de género foi testado com 48 oradores, 24 de cada género, do grupo dos *Muitos Oradores* do *corpus* EUROM.1, correspondendo a 18 minutos de fala, após removidos os silêncios. A taxa de identificação obtida é de 91%. De modo a tornar mais robusta a decisão, optou-se por utilizar a decisão parcial nos N últimos segmentos fonéticos vozeados e uma regra de decisão por maioria na decisão global. Desta forma, é filtrado o aparecimento esporádico de $(N-1)/2$ segmentos fonéticos, com uma decisão parcial incorrecta. A taxa de identificação obtida para um valor de N=7 é de 95%. Note-se que, sendo estes erros esporádicos ao longo de uma frase, podem não afectar significativamente a qualidade final dos sinais sintetizados, nomeadamente em segmentos correspondentes a consoantes, em que as características dos oradores são perceptualmente menos importantes.

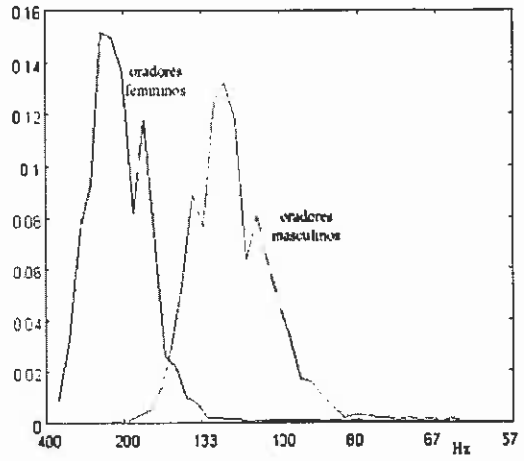


Figura 2: Frequências de ocorrência do valor médio da frequência fundamental, calculadas por cada segmento fonético.

A palavra de código correspondente ao género identificado é então modificada temporalmente para se ajustar à duração recebida e os coeficientes LSF, depois de convertidos para coeficientes de predição linear, são utilizados, conjuntamente com a informação da energia e da frequência fundamental, na reconstrução do sinal. Foram implementados dois tipos de sintetizadores. O primeiro é baseado no modelos dos *vocoders* LPC [12] e o segundo é baseado no modelo harmónico [3], derivando as amplitudes das harmónicas a partir informação da envolvente espectral.

O conjunto de parâmetros a ser transmitidos compreende o índice do segmento fonético reconhecido, a sua duração e a informação da energia, da frequência fundamental (F0) e da decisão de vozeamento (*V/UV*). Os codificadores foram treinados com o mesmo conjunto de sinais que serviram para gerar o livro de código e testados com os 48 oradores que serviram no teste de identificação do género. O número médio de segmentos fonéticos encontrado é de 14,3 segmentos por segundo, sendo os métodos de codificação detalhados em [7] e resumidos seguidamente:

- **Índice fonético** - Os 53 segmentos fonéticos são codificados com um código de Huffman, sendo obtido, no *corpus* de teste, um débito binário médio de 76 bit/s. Utilizando um modelo de bigramas de segmentos fonéticos obtém-se um débito de 59 bit/s.
- **Duração dos segmentos** - A duração dos segmentos fonéticos é codificada com um código de Huffman, sendo obtido um débito binário médio de 56 bit/s.
- **Energia** - A energia é transmitida por trama de 22,5 ms, sendo utilizado um quantificador LBG de 32 níveis e o índice codificado com um código de Huffman, resultando num débito de 200 bit/s. Se esta informação for transmitida uma vez por segmento fonético resulta um débito binário médio de 71 bit/s.
- **Frequência fundamental e *V/UV*** - A informação da frequência fundamental e da decisão de vozeamento é também transmitida por trama de 22,5 ms, resultando num débito de 311 bit/s. Utilizando um código diferencial resulta um débito médio de 128 bit/s e transmitindo este parâmetro uma vez por segmento, resulta um débito médio de 84 bit/s.

O débito binário médio mais baixo é atingido pela transmissão de todos os parâmetros uma vez por segmento fonético, correspondendo a 270 bit/s, e o máximo débito binário a 643 bit/s. Entre estes dois extremos, podem ser considerados diversos esquemas de codificação, de que resulta um compromisso entre o débito binário, por um lado e, por outro lado, a qualidade e robustez na presença de erros de canal.

ADAPTAÇÃO AO ORADOR

A estratégia de adaptação que seguimos é baseada na minimização de uma distância espectral D entre o segmento de entrada X e a respectiva palavra de código Y, após o ajustamento temporal, transformando esta última numa matriz adaptada Y_{adap},

$$D = distância\left(X, Y_{adap}\right). \tag{2}$$

Como critério de distância, utilizámos a soma dos erros quadráticos D_j entre cada j-ésimo vector linha de X, correspondente à trajectória temporal do j-ésimo coeficiente LSF e o respectivo vector linha de Y_{adap}, sendo a transformação produzida a partir de:

$$LSFadp_{ji} = \alpha_j + \beta_j \, LSFmc_{ji}, \tag{3}$$

em que *LSFmc* representam os valores dos coeficientes LSF da matriz de código. A distância D_j para cada coeficiente virá:

$$D_j = \sum_{i=1}^{L_r} \left(LSFori_{ji} - \left(\alpha_j + \beta_j LSFmc_{ji}\right)\right)^2. \tag{4}$$

Minimizando D_j em relação a α_j e β_j virá, depois de alguma manipulação matemática:

$$\beta_j = \frac{\sum_{i=1}^{L_r} \left(LSFori_{ji} LSFmc_{ji}\right) - \overline{LSFori_j}\;\overline{LSFmc_j}}{\sum_{i=1}^{L_r} \left(LSFmc_{ji}\right)^2 - \left(\overline{LSFmc_j}\right)^2}, \tag{6}$$

$$\alpha_j = \overline{LSFori_j} - \beta_j \, \overline{LSFmc_j}. \tag{7}$$

Os valores adaptados são monitorizados para evitar a instabilidade do filtro de predição linear, forçando a uma distância mínima de 80 Hz entre coeficientes LSF consecutivos. Para além de uma melhor reconhecibilidade do orador, a adaptação deverá, por princípio, melhorar a qualidade do sinal sintetizado. As razões para esta melhoria devem-se ao facto da adaptação ser baseada na minimização de uma distância espectral, pelo que: (1) se minimizam os efeitos dos erros na classificação dos segmentos e na definição das fronteiras dos segmentos; (2) se adequam as palavras de código à frequência fundamental do orador de entrada; (3) se minimizam os saltos dos formantes entre segmentos fonéticos consecutivos que sejam adaptados.

Os coeficientes de adaptação α_j e $\beta_j, j=1, \ldots, p$ devem ser calculados no emissor e transmitidos para o receptor, para aí ser efectuada a adaptação. O número de coeficientes de adaptação, $2xp$ por segmento correspondente às vogais ou glides, é no entanto demasiado elevado para, em conjunto com os outros parâmetros transmitidos, manter o débito binário aceitável num codificador deste tipo. Perceptualmente, a característica mais importante a manter é a média de cada coeficiente, dado esta determinar as frequências e larguras de banda médias dos formantes. O valor de β_j controla as variações em relação ao valor médio dos formantes, sendo perceptualmente menos importante, pelo que foi colocado a 1, ou seja, mantém-se as trajectórias representadas na palavra de código. Com esta aproximação sub-óptima, os coeficientes de adaptação α_j representam a diferença entre as médias de cada coeficiente LSF no segmento original e as médias na matriz correspondente da palavra de código, diferença essa que designaremos de *informação específica do orador*. Para quantificar esta informação, foi treinado um quantificador LBG, com 4 níveis de quantificação para cada coeficiente, sendo necessário transmitir $2xp$ bits por vogal ou glide. O número médio de vogais ou glides por segundo no *corpus* de teste é de 5,8, o que corresponde a um acréscimo no débito binário de 116 bit/s.

Os coeficientes LSF de ordem mais elevada, relacionados com os formantes de frequências mais altas, têm uma importância perceptual menos relevante. Seguindo este princípio, a adaptação ao orador agora proposta, pode adaptar os primeiros coeficientes LSF, utilizando os coeficientes de ordem mais elevada sem efectuar a adaptação. A adaptação nos 7 primeiros coeficientes mostrou, em testes informais, ser um bom compromisso entre a diminuição do débito binário (30% de redução) e a preservação da capacidade de adaptação ao orador.

De modo a reduzir o débito binário imposto pela adaptação, pode-se explorar a correlação intra-orador, tirando partido da informação específica do orador, transmitida anteriormente. Uma forma simples de atingir este objectivo é transmitindo a informação específica apenas a primeira vez que determinado segmento ocorre e reutilizando estes valores nas próximas ocorrências do mesmo segmento, ou, de um modo equivalente, substituindo a palavra de código pela sua versão adaptada. Esta metodologia, embora simples, tem dois inconvenientes: primeiro, a informação intra-orador não é suficientemente bem modelada utilizando apenas uma instância de adaptação por cada segmento fonético, pelo que deve ser implementado algum método de média para melhorar a estimação e, segundo, deve ser introduzido um procedimento de inicialização, de modo a ser aceite um novo orador no sistema. Ambos os problemas são resolvidos através da adaptação *incremental* das palavras de código, descrita com pormenor em [8]. Esta metodologia altera a média de cada coeficiente LSF através de:

$$\overline{LSFmc}_j = (1-\mu)\overline{LSFmc}_j + \mu\,\overline{LSFori}_j, \qquad (8)$$

em que μ controla a velocidade de adaptação. A redução do débito binário é conseguida transmitindo a informação específica do orador, $\alpha_j, j=1, \ldots, p$, quando a distância espectral entre os valores médios dos coeficientes LSF do segmento de entrada e os valores médios dos coeficientes LSF da palavra de código, exceder um limiar pré-definido *Th*. Este procedimento requer mais um bit por vogal ou glide para codificar a presença ou ausência de adaptação. Para além da condição anterior, é ainda testada a convergência, ou seja, se a distância entre os valores médios do segmento de entrada e os da palavra de código diminui após a adaptação.

Quando a informação específica do orador é transmitida, a adaptação ao orador processa-se da mesma forma aquando da adaptação total, seguindo-se a convergência da palavra de código em direcção ao orador de entrada. Quanto maior for o limiar de comparação Th, menos frequentemente as palavras de código serão actualizadas, com o correspondente ganho em débito binário, mas também com a degradação da reconhecibilidade do orador. Para pequenos valores de *Th*, as palavras de código serão actualizadas com maior frequência e, tanto o débito binário como a reconhecibilidade do orador, se aproximarão dos produzidos pela versão do codificador com adaptação total ao orador.

Os valores de μ e de *Th* foram ajustados de modo a produzir, em 30 segundos de fala, uma redução de 50% na transmissão da informação específica do orador, sendo a reconhecibilidade do orador julgada, em testes informais, muito perto da produzida com adaptação total.

AVALIAÇÃO DO CODIFICADOR

Os codificadores de fala que funcionam a débitos binários muito baixos, apenas tentam preservar as propriedades mais relevantes do sinal original, sem o tentar reproduzir de um modo detalhado. São os casos da preservação do espectro de potência de curta duração e da estrutura fina do espectro, perceptualmente mais importantes que a definição exacta da fase. Para este tipo de codificadores, embora existam medidas de qualidade objectivas, baseadas no espectro de curta duração, os métodos subjectivos ainda são dos mais utilizados. Estes métodos utilizam ouvintes, normalmente não treinados para simular os utilizadores típicos dos sistemas de codificação, e podem avaliar a qualidade em termos da distorção introduzida, da naturalidade, da inteligibilidade e da reconhecibilidade do orador.

Teste de inteligibilidade:

Para testar a inteligibilidade do codificador fonético, implementámos um teste equivalente ao proposto pelo projecto SAM [10], a partir dos *Logátomos* do *corpus* EUROM.1. A estrutura das palavras utilizadas é do tipo /C-V-C-V/ (C - Consoante; V- Vogal) em que se altera apenas um dos fonemas centrais. O teste é de escolha aberta, tendo os ouvintes que distinguir o fonema em teste, de entre o conjunto das consoantes ou das vogais. Avaliámos o codificador fonético com segmentação automática e em que todos os parâmetros estão

quantificados, nas versões com e sem adaptação ao orador. Para avaliar a degradação na inteligibilidade provocada por erros na classificação dos segmentos fonéticos, avaliámos também o codificador fonético com e sem adaptação ao orador, mas com alinhamento fonético automático (conhecendo a sequência fonética a alinhar). Avaliámos ainda, como referência, o codificador da norma FS-1015 [12], para a qual obtivemos o código em [1] e também a fala natural.

Produzimos dois testes a que correspondem dois conjuntos disjuntos de segmentos fonéticos. No primeiro teste (*teste1*), avaliámos a inteligibilidade de 21 consoantes e glides, apresentadas na tabela 1, recorrendo ao alfabético fonético SAMPA (SAM Phonetic Alphabet) [6], no contexto /la-*consoante (ou glide) em teste*-a/.

Tabela 1: Consoantes e glides em teste (*teste1*).

p	t	k	b	d	g	f	s	S	v	z	Z
R	r	l	L	m	n	J	j	w			

No segundo teste avaliámos a inteligibilidade de 13 vogais (*teste2*), apresentadas na tabela 2, no contexto /t-*vogal em teste*-tA/. Repare-se que a maioria das palavras geradas não têm sentido, limitando a antecipação da compreensão da palavra através do contexto.

Tabela 2: Vogais do teste (*teste2*).

a	E	i	O	u	6	e	o	6~	e~	i~	o~	u~

A avaliação foi efectuada com sinais gravados por um orador de cada sexo. Foram utilizados 10 ouvintes, não treinados, para avaliar a inteligibilidade do sinal de fala dos diversos codificadores. O teste está completamente automatizado, sendo a ordem de apresentação aleatória. As taxas de inteligibilidade para os codificadores em teste são apresentadas na tabela 3.

Tabela 3: Taxas de inteligibilidade.

Codificador	*teste1*	*teste2*
Fala natural	94	99
Codificador de referência 2400 bit/s	82	95
Adaptação e alinhamento automático	50	77
Adaptação e segmentação automática	47	74
Adaptação e alinhamento automático	52	58
Adaptação e segmentação automática	36	54

Os valores obtidos para as taxas de inteligibilidade nas consoantes são praticamente idênticas nos dois codificadores fonéticos com alinhamento automático, independentemente da adaptação ao orador, uma vez que não é nestes segmentos que esta é efectuada. Contudo, para as vogais, em que é efectuada a adaptação, a taxa de inteligibilidade sobe 18 pontos percentuais com a inclusão da adaptação, revelando uma melhor qualidade das palavras de código. De facto, sendo a adaptação ao orador baseada num critério de minimização de uma distância espectral, estas estão mais adequadas à frequência fundamental do sinal de entrada e atenuam os erros de segmentação. Em relação a estes últimos, os benefícios podem ser comprovados pelos valores próximos das taxas de inteligibilidade, dos codificadores com e sem alinhamento automático, mas com adaptação ao orador. Nas consoantes, em que não é efectuada adaptação, o codificador com adaptação ao orador e segmentação automática tem praticamente o mesmo desempenho do que com alinhamento automático, beneficiando, possivelmente, de um contexto com melhor qualidade.

O codificador sem adaptação ao orador e com segmentação automática obtém os piores resultados, quer nas consoantes quer nas vogais, mostrando mais uma vez a grande importância da adaptação ao orador, embora à custa de um aumento do débito binário.

Teste de reconhecibilidade do orador:

De modo a validar a metodologia de adaptação ao orador, implementámos um teste de reconhecibilidade do orador adaptado da proposta de Schmidt-Nielson e Brock [9]. O teste baseia-se no julgamento de pares de frases como sendo do mesmo orador ou de oradores diferentes, utilizando 10 oradores de cada sexo. Foram efectuadas duas experiências. Na primeira experiência, que designaremos por NP-P, a primeira frase do par não é processada, enquanto que a segunda é processada pelo codificador em teste. Esta experiência testa a capacidade do codificador para preservar as características originais do orador. Na segunda experiência, que designaremos por P-P, ambas as frases do par são processadas pelo codificador em teste. Esta experiência testa a capacidade do codificador para captar características capazes de se distinguirem entre diferentes oradores, mesmo que a voz produzida seja alterada em relação à voz original.

Em ambas as experiências, um conjunto de ouvintes testam os pares de frases produzidas pelo mesmo orador ou por oradores diferentes. Após ouvir cada par, o ouvinte é inquirido sobre a sua opinião, quanto a ser ou não o mesmo orador.

Utilizámos 20 oradores, sendo 10 de cada sexo, divididos em grupos de 5. Os oradores têm predominantemente uma pronúncia de Lisboa e idades compreendidas entre os 20 e os 43 anos. Para a experiência P-P, foram garantidas todas as combinações entre oradores do mesmo bloco e o mesmo número de frases com o mesmo orador e com oradores diferentes (4x10). Designámos o conjunto dos pares com o mesmo orador por *MESMOS* e o conjunto dos pares com oradores diferentes por *DIFERENTES*.

Para a experiência NP-P, foram garantidas todas as combinações entre oradores do mesmo bloco, o que duplica (4x20) o número de pares no conjunto dos *DIFERENTES*, uma vez que não existe comutatividade entre a ordem de apresentação dos oradores. Foi, no entanto, mantido o número de pares no conjunto dos *MESMOS* (4x10).

Foram utilizados 8 ouvintes, não treinados, para efectuar o teste de reconhecibilidade do orador. Os resultados do teste são mostrados na tabela 4. Existe uma maior facilidade de distinguir entre locuções de oradores diferentes do que do mesmo orador. Consequentemente, a percentagem global de respostas correctas é adulterada para o teste NP-P, pois existem mais locuções de oradores diferentes do que do mesmo orador, provocando um aumento global nas respostas correctas. Esta adulteração pode ser compensada, utilizando, como reportado em [9],

o valor da área debaixo da curva ROC *(Receiver Operating Characteristic)*. Neste caso particular, a compensação resume-se a calcular separadamente as percentagens de respostas correctas para o conjunto dos *MESMOS* e para o conjunto dos *DIFERENTES*, sendo a percentagem global calculada como a média das percentagens individuais.

Tabela 4: Taxas de reconhecibilidade do orador, nos conjuntos dos *MES(MOS)*, dos *DIF(ERENTES)* e respectiva *(MÉD)IA*.

	NP-P			PP		
Codificador	MÉD	MES	DIF	MÉD	MES	DIF
Fala natural	86	81	91	---	---	---
Referência	69	52	85	80	73	88
c/ adaptação	66	54	78	74	70	78
s/ adaptação	59	35	83	66	67	65

De realçar o valor extremamente baixo da taxa de reconhecibilidade, definida como a percentagem de respostas correctas, na experiência NP-P para o conjunto dos *MESMOS*, para o codificador fonético sem adaptação ao orador. Este resultado (35%), esperado, deve-se ao facto de que o codificador tem sempre uma voz típica, baseada nos oradores que contribuíram para a criação do livro de código, diferenciando-se os oradores exclusivamente por aspectos prosódicos, tais como o valor médio da frequência fundamental. Já para o conjunto dos *DIFERENTES*, o número de respostas correctas é elevado, pois a voz típica do codificador não é parecida com a voz de nenhum dos oradores de entrada. Para a experiência P-P, as características do sinal sintetizado, no que respeita ao orador, são sempre muito parecidas, fazendo aumentar o número de respostas classificando como o mesmo orador, quer realmente o seja ou não. A melhoria introduzida pelo bloco de adaptação ao orador pode ser verificada, através do aumento da taxa de reconhecibilidade para o conjunto dos *MESMOS*, na experiência NP-P, em relação ao codificador sem adaptação ao orador. Este valor, que passa de 35% para 54%, situa-se mesmo 2% acima do conseguido pelo codificador de referência, embora este tenha um débito binário 4 vezes mais elevado.

Na experiência P-P, o codificador com adaptação ao orador tem uma percentagem de respostas correctas que se situa, como esperado, entre o codificador sem adaptação e o de referência. Este resultado, realça mais uma vez as melhorias conseguidas pelo bloco de adaptação ao orador, mostrando.

Após o teste, os ouvintes são informalmente inquiridos sobre alguns aspectos genéricos da qualidade dos sinais de fala. Das respostas obtidas, destaca-se que a identificação do género do orador nunca foi um problema, nem mesmo para o codificador sem adaptação ao orador, validando desta forma a estratégia de utilização de livros de código, diferenciados por género, e a introdução do respectivo módulo de identificação automática.

CONCLUSÕES E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

Este artigo apresentou um codificador fonético com capacidade de adaptação ao orador e um conjunto de estratégias de codificação dos parâmetros a transmitir que possibilita compromissos entre o débito binário e a qualidade dos sinais sintetizados. Da análise dos resultados dos testes de reconhecibilidade do orador, verifica-se uma melhoria da qualidade com a inclusão da adaptação ao orador e, dado que esta se baseia na minimização de uma distância espectral é melhorada a qualidade geral e a inteligibilidade dos sinais sintetizados. A geração de novos livros de códigos que nomeadamente minimizem as distorções prosódicas, será um passo importante a ser dado no futuro, com o objectivo de melhorar a inteligibilidade do codificador fonético. Uma das possibilidades a testar é a geração de livros de código dependentes de gamas da frequência fundamental e da dimensão dos segmentos fonéticos.

REFERÊNCIAS

[1] J. A. Figerhut,http://www.arl.wustl.edu/~jaf/lpc/lpc10-1.5.tar.gz

[2] W. B. Kleijn, J. Haagan, "Waveform Interpolation", "Speech Coding and Synthesis", *Cap. 5, Elsevier, W. B. Kleijn, K. K. Paliwal Editors*, 1995.

[3] R. J. McAulay, T. Champion, "Improved Interoperable 2.4 kb/s LPC Using Sinusoidal Transform Code Techniques", *Proc. of the Int. Conf. Acoust., Speech and Signal Processing*, pp.641-643, 1990.

[4] A. V. McCree, K. Truong, E. B. George, T. P. Barnwell, V. Viswanathan, "A 2.4 KBIT/S MELP Coder Candidate for the New U.S. Federal Standard", *Proc. of the Int. Conf. Acoust., Speech and Signal Processing*, pp.200-203, 1996.

[5] B. Mouy, P. de La Noue, G. Goudezeune, "NATO STANAG 4479: A Standard for an 800 BPS Vocoder and Channel Coding in HF-ECCM System", *Proc. of the Int. Conf. Acoust., Speech and Signal Processing*, pp.480-483, 1995.

[6] C. M. Ribeiro, I. M. Trancoso, M. C. Viana, "EUROM.1 Portuguese Database", ESPRIT 6819 SAM-A - Speech Technology Assessment in Multilingual Applications, Report D6, 1993.

[7] C. M. Ribeiro, I. M. Trancoso, "Phonetic Vocoding", *Actas da II Conf. de Telecomunicações*, 1999.

[8] C. M. Ribeiro, I. M. Trancoso, "Speaker Adaptation in a Phonetic Vocoding Environment", *Proc. of the 1999 IEEE Workshop on Speech Coding*, pp.64-66, 1999.

[9] A. Schmidt-Nielsen, D. P. Brock, "Speaker Recognizability Testing For Voice Coders", *Proc. of the Int. Conf. Acoust., Speech and Signal Processing*, pp.1149-1152, 1996.

[10] "SAM Final Report", *Section II - Speech Output Assessment*, 1992.

[11] J. Slifka, T. R. Andersom, "Speaker Modification with LPC pole analysis", *Proc. of the Int. Conf. Acoust., Speech and Signal Processing*, pp.645-647, 1995.

[12] T. E. Tremain, "The Government Standard Linear Predictive Coding Algorithm: LPC-10", *Speech Technology*, Vol.1 nº2, pp.40, Abril de 1982.

Detecção e Estimação de Parâmetros de Movimento de Alvos Móveis em Radar de Abertura Sintética*

Paulo A. C. Marques
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Departamento de Engenharia Electrotécnica e das Comunicações
R. Conselheiro Emidio Navarro, 1, 1900 Lisboa
e-mail: pmarques@isel.pt

José M. B. Dias
Instituto Superior Técnico - Instituto de Telecomunicações
Torre Norte, Piso 10
Av. Rovisco Pais, 1049-001 Lisboa
e-mail: bioucas@lx.it.pt

Resumo

Nesta comunicação estudam-se os efeitos induzidos por alvos móveis nos dados adquiridos por sistemas de radar de abertura sintética. É proposta uma metodologia de estimação do vector de velocidade de objectos em movimento usando um único sensor, tornando desnecessária a utilização dum segundo radar, como proposto em referências recentes.

INTRODUÇÃO

Uma plataforma de radar transportada num avião ou num satélite cobre vastas áreas de terreno rapidamente e em quaisquer condições climatéricas, de dia e de noite [1]. A resolução em distância (range) é obtida utilizando técnicas convencionais de compressão de impulso [2]. Alta resolução na direcção de navegação consegue-se explorando o movimento relativo entre a plataforma e o sólo, concretizando o que se designa por Radar de Abertura Sintética (SAR-Synthetic Aperture Radar), cuja geometria se ilustra na Fig. 1. Um sistema SAR pode ser utilizado para obter imagens de alta resolução do sólo. Os processadores de sinal neste tipo de sistema assumem que os alvos são estáticos (sólo). Se existir movimento, a imagem dos alvos fica desfocada. Este efeito, no entanto, contém informação acerca da velocidade e direcção dos alvos móveis. Diversos métodos têm sido propostos para detectar, estimar os parâmetros de movimento e obter imagens de alvos móveis em SAR [3],[4],[5]. Basicamente suportam-se no desvio de frequência do sinal

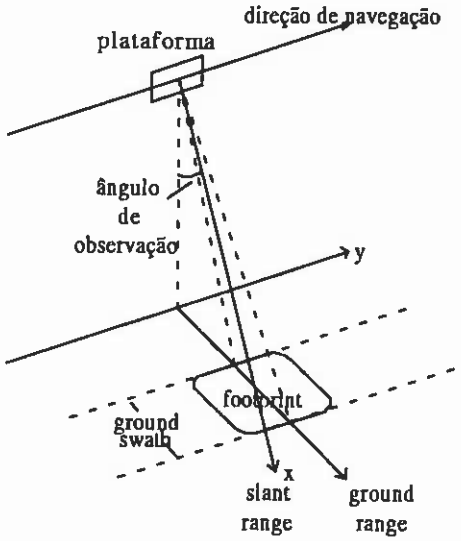


Figura 1: Geometria dum sistema de abertura sintética.

na direcção de navegação [3] e em técnicas de sub-abertura [5]. Em [6] afirma-se não ser possível determinar a direcção de navegação a partir dum único sensor de radar, mas apenas a magnitude do vector de velocidade. Em [5] é proposta uma metodologia *ad-hoc* baseada em técnicas de sub-abertura para determinar a velocidade segundo a direcção de navegação, obtendo-se assim o ângulo do vector de velocidade do alvo móvel.

Nesta comunicação tira-se partido do conhecimento da função de iluminação da antena e deduz-se os efeitos dos alvos móveis no sinal retrodispersado. Demonstra-se a viabilidade da estimação da direcção e da mag-

*Este trabalho é suportado pelo programa PRAXIS XXI, projecto 2/2.1.TTT/1580/95.

nitude do vector de velocidade dum objecto em movimento, usando apenas o sinal proveniente dum único sensor.

A comunicação está organizada da seguinte forma:

- Formalização do problema da formação de imagem a partir do sinal SAR;
- Estudo dos efeitos induzidos por alvos móveis e constatação do problema de *blind angle*;
- Introdução do conhecimento da função de iluminação da antena e demonstração da existência de dois efeitos que permitem a obtenção da direcção do vector de velocidade;
- Apresentação de resultados de simulação que ilustram o correcto funcionamento da metodologia proposta.

OBTENÇÃO DE IMAGENS SAR

As imagens de microondas, de que as imagens SAR são um exemplo, são arranjos bidimensionais do campo retrodispersado por uma dada cena.

Admita-se que a cena é composta por dispersores discretos cuja intensidade é modulada por

$$f(x,y) = \sum_n f_n \delta(x - x_n, y - y_n) \qquad (1)$$

onde f_n é a reflectividade do n-ésimo alvo com coordenadas (x_n, y_n). A transformada de Fourier de $f(x,y)$ é

$$F(k_x, k_y) = \sum_n f_n e^{-jk_x x_n - jk_y y_n} \qquad (2)$$

Considere-se o radar localizado na posição u iluminando a àrea de alvos com o sinal passa-banda p(t), como ilustrado na Fig. 2. Para simplificar a escrita ignora-se, por agora, o diagrama de radiação da antena, considerando-o omnidirecional. O eco total recebido é

$$s(u,t) = \sum_n f_n p\left(t - 2\frac{\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}{c}\right). \qquad (3)$$

A transformada de Fourier de $s(u,t)$ relativamente ao *tempo rápido*[1] é

$$s(u,w) = P(w) \sum_n f_n e^{-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}, \qquad (4)$$

[1] O domínio do tempo t é designado por domínio de tempo rápido. O domínio de abertura sintética u designa-se por domínio de tempo lento.

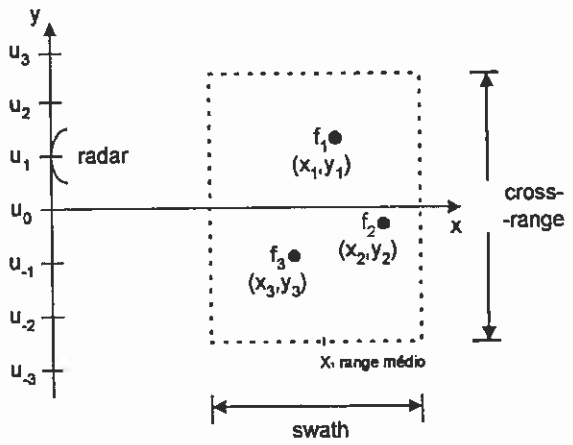


Figura 2: Radar localizado na posição azimutal u.

em que $k = w/c$ é designado por número de onda. Considerando que a função é contínua de valor $f(x,y)$, o sinal $s(u,w)$ pode-se reescrever como

$$s(u,w) = P(w) \int_x \int_y e^{-2jk\sqrt{x^2 + (y-u)^2}} dy dx. \qquad (5)$$

Notando que o integral em y é a convolução de $f(x,y)$ com $e^{-2jk\sqrt{x^2+y^2}}$,

$$s(u,w) = P(w) \int_x f(x,u) * e^{-2jk\sqrt{x^2+u^2}} dx. \qquad (6)$$

A função de transferência descrita por $e^{-2jk\sqrt{x^2+u^2}}$ também se designa por função de Green. Assim, a obtenção do mapa de reflectividade envolve a deconvolução da função de Green no sinal SAR $s(u,w)$ no domínio de tempo lento.
Sabendo que [6],

$$\mathcal{F}_u[e^{-j2k\sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}}] \propto e^{-j\sqrt{4k^2 - k_u^2} x_n - jk_u y_n} \qquad (7)$$

a transformada de Fourier relativa ao tempo lento de $s(u,w)$ descrita na equação (4) é dada por

$$S(k_u, w) = P(w) \sum f_n e^{-j\sqrt{4k^2 - k_u^2} x_n - jk_u y_n}, \qquad (8)$$

Onde se admite que $S(k_u, w)$ absorveu a constante de proporcionalidade em 7.

Definindo,

$$\begin{aligned} k_x &= \sqrt{4k^2 - k_u^2} \\ k_y &= k_u, \end{aligned} \qquad (9)$$

a equação 8 pode-se reescrever,

$$S(k_u, w) = P(w) F(k_x, k_y), \qquad (10)$$

com $F(k_x, k_y)$ dado por (2). A estimação do mapa de reflectividade pode-se efectuar utilizando um filtro adaptado ao impulso transmitido:

$$\widehat{F}(k_x, k_y) = P^*(w) S(k_u, w), \tag{11}$$

$$\widehat{F}(k_x, k_y) = |P(w)|^2 \sum_n e^{-jk_{x_n} x_n - jk_y y_n}. \tag{12}$$

A função de alvo pode ser finalmente estimada calculando a transformada de Fourier inversa:

$$\widehat{f}(x, y) = \mathcal{F}^{-1}[\widehat{F}(k_x, k_y)]. \tag{13}$$

Num sistema prático, o sinal SAR é medido num número finito de pontos no dominio (u, t). Os dados resultantes são transformados (usando FFTs bidimensionais) para o domínio $S(k_u, w)$. A inversão da equação (12) faz-se interpolando do domínio (k_u, w) para o domínio (k_x, k_y) e calculando a tranformada inversa de Fourier do sinal resultante, como detalhado em [6].

ALVOS MÓVEIS EM SAR

Seja v_r a velocidade da plataforma. Suponha-se que o alvo n tem vector de velocidade

$$(v_{xn}, v_{yn}) = (\mu_n v_r, b_n v_r).$$

Pretende-se estimar o vector de velocidade relativa (μ_n, b_n).

A distância do alvo ao radar quando a plataforma se encontra na posição azimutal u é

$$r = \sqrt{(x_n - \mu_n u)^2 + [y_n - (1 + b_n)u]^2}. \tag{14}$$

Definindo $r_n = \sqrt{x_n^2 + y_n^2}$ e $v_n = 1 + b_n$, a expressão anterior reescreve-se

$$r = \sqrt{r_n^2 - 2(\mu_n x_n + v_n y_n)u + (\mu_n^2 + v_n^2)u^2}. \tag{15}$$

Da equação (15) verifica-se que a trajectória do alvo pode ser descrita de forma inequivoca através dos parâmetros: r_n; $\mu_n x_n + v_n y_n$; $\mu_n^2 + v_n^2$.

Admita-se um alvo virtual de coordenadas (X_n, Y_n) e velocidade $(0, \alpha_n - 1)$. A distância do alvo virtual relativamente ao radar é:

$$\sqrt{X_n^2 + (Y_n - \alpha_n \mu)^2} = \sqrt{X_n^2 + Y_n^2 - 2\alpha_n Y_n u + \alpha_n^2 u_n^2} \tag{16}$$

Comparando as expressões (16) e (15) verifica-se que qualquer alvo real induz a mesma assinatura que o alvo virtual com os seguinte parâmetros:

- Distância radial: $r_n = \sqrt{X_n^2 + Y_n^2}$
- *Squint cross-range* $\alpha_n Y_n = \mu_n x_n + v_n y_n$
- Velocidade relativa: $\alpha_n = \sqrt{\mu_n^2 + v_n^2}$

Note-se que existem infinitos pares (x_n, y_n, μ_n, v_n) que tem como imagem o mesmo x_n, y_n, α_n, evidenciando-se que não é possível estimar todos parâmetros da trajectória a partir do sinal recolhido por um único sensor. Este problema designa-se por *ângulo cego* (*blind angle* [6]).

Obtenção de Imagens de Alvos Móveis

No processamento do sinal SAR, os algoritmos assumem que os alvos são estáticos. Se há objectos em movimento na cena estes surgem desfocados e em localização errada [4]. No entanto, se o valor de α_n for conhecido, é possivel incorporá-lo no algoritmo de reconstrução por forma a obter a imagem focada dos objectos móveis. A assinatura dum alvo em movimento é dada pela expressão 8 substituindo (x_n, y_n, u) por (x_n, y_n, α_n), respectivamente. A sua transformadada de Fourier em relação a u é então dada por

$$S(k_u, w, \alpha_n) = P(w) \sum_n f_n e^{-j\sqrt{4k^2 - \frac{k_u}{\alpha_n}^2} x_n - j\frac{k_u}{\alpha_n} y_n}. \tag{17}$$

Efectuando a transformação de variável:

$$\begin{aligned} k_X &= \sqrt{4k^2 - \left(\frac{k_u}{\alpha_n}^2\right)} \\ k_Y &= \frac{k_u}{\alpha_n}, \end{aligned} \tag{18}$$

a assinatura do alvo em movimento reescreve-se como

$$S(k_u, w, \alpha_n) = P(w) \sum_n f_n e^{-jk_X X_n - jk_Y Y_n} \tag{19}$$

A estimativa $\widehat{f}(X, Y, \alpha_n)$ da função de reflectividade pode-se então realizar utilizando, por exemplo, o filtro adaptado ao impulso emitido, resultando

$$\widehat{f}(X, Y, \alpha_n) = \mathcal{F}^{-1}[P(w)^* S(k_u, w, \alpha_n)]. \tag{20}$$

Detecção de Objectos em Movimento

A pesquisa de alvos em movimento na cena adquirida pode-se efectuar considerando a seguinte aproximação para a trajectória do alvo móvel:

$$\begin{aligned} &\sqrt{r_n^2 - 2(\mu_n x_n + v_n y_n)u + (u_n^2 + v_n^2)u^2} \approx \\ &\approx r_n - \frac{(\mu_n x_n + v_n y_n)u}{X_1} + \frac{(\mu_n^2 + v_n^2)u^2}{2X_1} \end{aligned} \tag{21}$$

A equação (21), válida para $r_n \gg X_1$, em que X_1 é o *range* médio ilustrado na Fig. 2 evidencia os

seguintes efeitos: O termo $\frac{(\mu_n x_n + v_n y_n)u}{X_1}$ determina uma translação na frequência na assinatura do alvo; O termo $\frac{(\mu_n^2+v_n^2)u^2}{2X_1}$ determina um espalhamento espectral. Os sinais retrodispersados por alvos estáticos tem largura de banda aproximada por [7] $B_D = 2v_r\theta_{3dB}/\lambda$ [Hz], em que θ_{3dB} é a largura (em radianos) do feixe da antena medida a $-3dB$. Se há alvos em movimento na cena iluminada, a assinatura em azimute contém energia fora de B_D. Em plataformas transportadas por helicóptero ou avião (*airborne* SAR) é comum utilizar-se uma frequência de iluminação (PFR-*Pulse Frequency Repetition*) superior a B_D para obter melhor relação sinal-ruído [3]. Esta situação conduz a regiões fora do intervalo $[-B_D/2, B_D/2]$ que contém retorno de alvos em movimento.

A detecção de alvos móveis pode-se efectuar pesquisando energia fora da banda ocupada pelo retorno dos objectos estáticos, no domínio da frequência relativa ao tempo lento [7],[8]. Desta forma obtém-se uma função que apresenta máximos nas posições em range onde eventualmente se encontram alvos em movimento, permitindo estimar o parâmetro α_n.

ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE MOVIMENTO

O método apresentado no ponto anterior permite estimar a velocidade relativa α_n do objecto n. No entanto, como já referido, existe a ambiguidade de *blind angle*, devido a continuar a não se saber a direção de movimento do objecto, isto é, desconhece-se $\arctan(\mu_n/v_n)$. Em [6] afirma-se não ser possível resolver tal ambiguidade sem medições estereo, isto é, utilizando um segundo radar.

A principal contribuição deste trabalho consiste em mostrar que se pode inferir o vector de velocidade (μ_n, v_n) utilizando dados adquiridos com um único radar convencional, desde que se conheça o diagrama de radiação da antena.

Considere-se agora que a antena tem o diagrama de radiação $a(\theta,\phi)$, onde θ e ϕ são os ângulos ilustrados na Fig. 3, e que o n-ésimo alvo tem reflectividade constante dada por f_n. O sinal retrodispersado é

$$s_n(u,w) = a(\theta(u),\phi(u),w) f_n e^{-j2k\sqrt{X_n^2+(Y_n-\alpha_n u)^2)}}, \quad (22)$$

em que (X, Y, α) representam as coordenadas generalizadas. Para determinar $S_n(k_u, w)$, utiliza-se o método da aproximação quase-estacionária que consiste em calcular a função integranda onde a sua fase se anula [8]. Dado que

$$\frac{d}{du}\sqrt{X^2+(Y-\alpha_n u)^2} + k_u u = 0 \quad ,$$

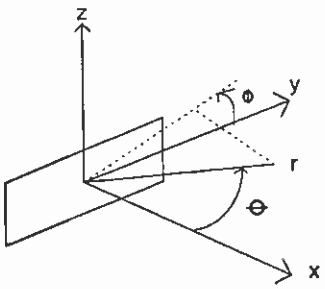


Figura 3: Abertura da antena no plano x=0.

implica,

$$k_u = 2k\frac{\alpha_n(Y_n-\alpha u)}{\sqrt{X_n^2+(Y_n-\alpha_n u)^2}}. \quad (23)$$

Assim,

$$S_n(k_u, w) = A(k_u, w) f_n e^{-j2k\frac{\alpha_n(Y_n-\alpha_n u)}{\sqrt{X_n^2+(Y_n-\alpha_n u)^2}}}, \quad (24)$$

onde $A(k_u, w)$ é a função $a(\theta(u), \phi(u))$, onde u é função de k_u dada por 23. O diagrama de radiação da antena é dado por [9]

$$a(\theta,\phi) \propto f(k sin\theta cos\phi, k_0 sin\theta sin\phi). \quad (25)$$

onde $f(k_x, k_y)$ é a transformada de Fourier do campo eléctrico da abertura.
Desenvolvendo o primeiro argumento de f, tem-se

$$\begin{aligned} k sin\theta cos\phi &= k\frac{y_n - v_n u}{r_n} \\ &= k\frac{Y_n - \alpha_n u}{\sqrt{X_n^2+(Y_n-\alpha_n u)^2)}}. \end{aligned} \quad (26)$$

Tendo em consideração que $\alpha y_n = \mu_n x_n + v_n y_n$ e $\alpha^2 = \mu_n^2 + v_n^2$ obtém-se, após alguma manipulação algébrica,

$$k sin\theta cos\phi \approx \frac{1}{2v_n}(k_u - 2k\mu_n). \quad (27)$$

Assumindo que a iluminação em range não exibe variações relevantes,

$$A(k_u, w) \propto f\left(\frac{1}{2v_n}(k_u - 2k\mu_n), k_x = 0\right). \quad (28)$$

Isto é, a função de iluminação no dominio da frequência em tempo lento toma aproximadamente a forma da função de iluminação da antena na direcção de navegação. No entanto, a forma da função de iluminação fica deslocada de $2k\mu_n$ [rad/m] e vem comprimida por um factor proporcional a $2v_n$ [rad/m]. A translação em frequência depende da velocidade do objecto em *slant range*; a expansão/contração da forma

Tabela 1: Parâmetros da missão.

Parâmetro	Valor
Frequência de portadora	5GHz
Largura de banda do Chirp	100MHz
Altitude	10Km
Velocidade	300Km/h
Ângulo de observação	20^0
Factor de sobreamostragem	4

depende da velocidade do objecto segundo a direção de navegação.
O resultado obtido na equação (28) sugere que é possível resolver o problema já referido de *blind angle*, isto é, encontrar a direção de navegação do alvo móvel sem necessitar dum segundo radar.
O problema pode-se enunciar da seguinte forma:
Conhecendo o parâmetro α_n utilizando a técnica de estimação sugerida na secção anterior, estimar os parâmetros (μ_n, v_n) do alvo n.

A estimação dos parâmetros média e largura espectral pode-se efectuar recorrendo a técnicas de cálculo de momentos espectrais [10]. Define-se momento espectral de ordem k,

$$m_k(S_x) \equiv \int w^k S_x(w) dw, k = 0, 1..k \qquad (29)$$

Para k=1 ter-se-á a medida da frequência média. O segundo momento permite obter a estimativa da largura espectral:

$$\sigma(S_x) = \sqrt{\frac{m_2}{m_0} - \left(\frac{m_1}{m_0}\right)^2} \qquad (30)$$

Com base nos cálculos obtidos pelas equações (29) e (30), é possível estimar o vector de velocidade do alvo móvel, sem recorrer a um segundo radar.

RESULTADOS

Nesta secção apresentam-se resultados de simulação das técnicas propostas para estimação dos parâmetros de trajectória de alvos em movimento. O vector de velocidade faz uso do conhecimento de que o *chirp* gerado pela abertura sintética exibe um deslocamento proporcional à velocidade em *range* e um espalhamento espectral devido ao movimento em *cross-range*. Na tabela 1 descrevem-se os parâmetros da missão. A simulação utiliza um factor de sobreamostragem de 4 para permitir a aquisição de sinais ecoados por objectos que apresentam velocidade significativa em *range*.
Na Fig. 4 pode-se verificar o deslocamento, previsto

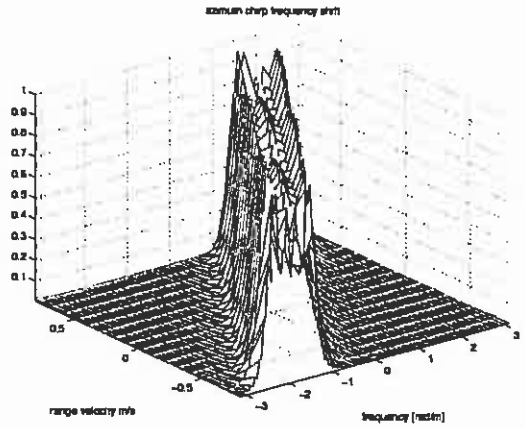


Figura 4: Deslocamento do *chirp* gerado em função da velocidade em *range* do objecto.

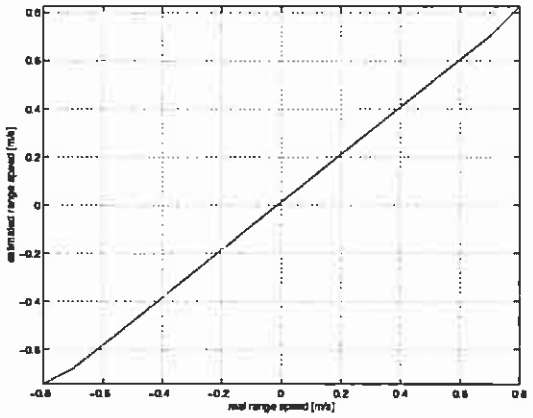


Figura 5: Velocidade real em *range* vs velocidade estimada utilizando como medida a média espectral do *chirp* sintético.

teóricamente, do *chirp* gerado pela abertura sintética em função da velocidade em *range* do alvo móvel posicionado nas coordenadas iniciais $(20, 20)$m. A Fig. 5 apresenta a velocidade estimada em *range* versus a velocidade real do alvo móvel. A estimativa faz-se com base na medida do momento espectral (normalizado) de ordem 1, isto é, na média espectral. Na Fig. 6 faz-se a estimativa da velocidade do alvo móvel na direcção de navegação utilizando a medida da largura espectral definida na equação 30. Observa-se em ambos os caso que a estimativa é bastante aproximada do valor real. Na Fig. 7 observa-se que a influência da velocidade em *range* na largura espectral é praticamente desprezável. A experiência corresponde a medir a alteração da largura espectral do *chirp*, por variação da velocidade real do alvo móvel na direcção

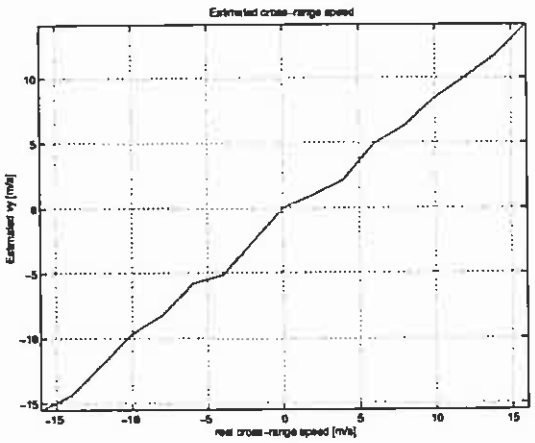


Figura 6: Velocidade real em *cross-range* vs velocidade estimada utilizando como medida a largura espectral do *chirp* gerado pela abertura sintética.

range. Verifica-se uma velocidade induzida insignificante, atingindo o máximo absoluto de $15cms^{-1}$.

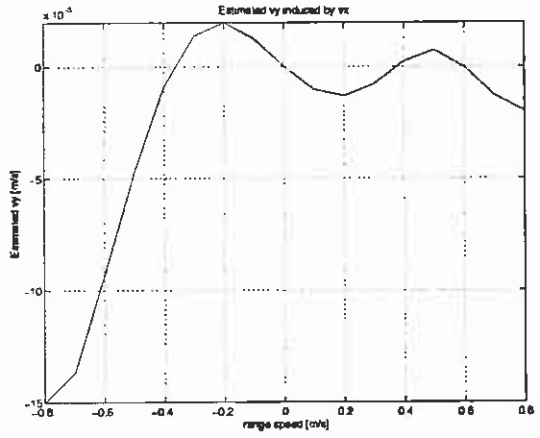


Figura 7: Velocidade induzida em azimute devido à velocidade real em *range*.

CONCLUSÕES

Demonstrou-se nesta comunicação que é possível estimar o valor absoluto e direcção do vector de velocidade dum alvo móvel usando o sinal adquirido por um único sensor. Para o efeito estudou-se o efeito induzido na função de iluminação da antena quando observando um objecto em movimento. Demonstrou-se que o eco retornado toma, no domínio da frequência em tempo lento, a forma da função de iluminação da antena na direcção de navegação. Verificou-se também que a função surge deslocada dum factor proporcional à velocidade do objecto em *range* e expandida dum factor proporcional à velocidade na direcção de navegação. Usando este conhecimento mostrou-se ser possível resolver o problema de *blind angle* a partir do processamento de dados adquiridos usando apenas um sensor de radar.

Referências

[1] Shaun Quegan Chris Oliver, *Understanding Synthetic Aperture Radar Images*, Artech House, 1997.

[2] A. W. Rihaczec, *Principles of High-Resolution Radar*, Artech House, 1996.

[3] A. Freeeman and A. Currie, "Synthetic aperture radar (sar) images of moving targets", *GEC Journal of Research*, vol. 5, pp. 106–115, 1987.

[4] S. Barbarossa, "Detection and imaging of moving objects with synthetic aperture radar", *IEE Proceedings-F*, vol. 139, pp. 79–88, February 1992.

[5] Martin Kirsht, "Detection, velocity estimation and imaging of moving targets with single-channel sar", *in Proc. of the EUSAR'98*, pp. 587–590, 1998.

[6] Mehrdad Soumekh, *Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB algorithms*, Wiley-Intescience, 1999.

[7] Paulo Marques and José Dias, "Efficient detection and ground mapping of selected moving targets using sar raw-data", *in Proc. of the IGARSS'99*, 1999.

[8] Mehrdad Soumekh, "Reconnaissance with ultra wideband uhf synthetic aperture radar", *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. , pp. 21–40, July 1995.

[9] Robert E. Collin, *Antennas and Radiowave Propagation*, McGraw Hill, 1987.

[10] Richard J. Doviak; Dusan S. Zrnic, *Doppler Radar and Weather Observations*, Academic Press, 1993.

Análise em Componentes Independentes: Hipóteses e Abordagens

Gonçalo Caetano Marques
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa - DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1 - 1949.014 Lisboa
goncalo.marques@inesc.pt

Resumo

A análise em componentes independentes (ACI) é uma área de processamento de sinal que tem recebido uma atenção considerável nestes últimos anos. Neste artigo são primeiro expostas as definições e as formulações matemáticas do problema da análise em componentes independentes para o caso de misturas instantâneas. Em seguida são analisados os pressupostos e as principais linhas de abordagem para resolver este problema.

INTRODUÇÃO

Dados reais resultam, em muitos casos, de uma combinação simultânea de fontes independentes. Existe uma variedade de exemplos que se manifestam nos mais diversos domínios como a sismologia, a acústica, a medicina, as telecomunicações, a análise de imagem, etc... Nestas situações é particularmente relevante poder identificar e extrair as fontes independentes. Em acustica estas podem ser os sinais individuais de fala captados por diversos microfones numa sala cheia de pessoas, ou ainda a assinatura acústica de um submarino escondida num conjunto de sinais de sonar. Em processamento de sinais biomédicos, as fontes podem ser os impulsos gerados pelos músculos faciais num EEG (electroencefalograma) ou a batida de coração de um feto num ECG (electrocardiograma) da mãe. Uma das aplicações principais de ACI, denominada separação cega de fontes (SCF) é justamente poder extrair as fontes independentes a partir de uma mistura destes mesmos sinais. As potenciais aplicações são vastas e já se começam a ver alguns resultados prometedores nomeadamente na área de biomedicina [23, 32, 33], nas telecomunicações [31], em processamento de imagem [6, 12, 15], em acústica [22], e numa diversidade de outros domínos que é desnecessário aqui mencionar.

Por alto, o que se pretende é poder extrair um conjunto de sinais independentes, tendo somente a nosso dispor um outro conjunto de sinais resultantes de uma transformação do primeiro conjunto. O conceito de *transformação* é demasiado abrangedor para poder expor todas as suas facetas. Por exemplo, se considerarmos o caso mais geral de misturas não-lineares iremo-nos deparar com um problema mal posto (existe uma infinidade de soluções), que é impossível de resolver sem impor algumas restrições tanto para as observações como para as transformações (modelo). Mesmo simplificando o problema e considerando somente o modelo linear, ainda exsite uma diversidade de factores como o processo de mistura e o processo de observação que são necessários ter em conta. O processo de mistura linear pode ser divido em duas categorias: misturas instantâneas e misturas convolutivas. A primeira caracteriza-se como um sistema de mistura sem memória. Basta aproveitar a diversidade espacial das observações para obter a separação. No segundo caso, é também necessário recorrer à diversidade temporal. Por sua vez, o processo de observação pode ou não ser ruidoso. Os efeitos do ruído e como contorná-los ainda são áreas em grande parte por explorar. Geralmente, assume-se um modelo simplificado do ruído (e.g. Gaussiano, isotrópico, de média nula) ou ainda que a sua potência é negligível.

Para ter uma ideia mais detalhada sobre todos estes temas, o leitor pode consultar [3, 8, 9, 20, 25, 29]. Neste artigo, o objectivo é analisar as hipóteses e as principais abordagens do problema de ACI apenas para o caso mais simples de misturas lineares instantâneas e não ruidosas. Primeiro, o modelo linear instantâneo é formulado matematicamente e são expostas as suas hipóteses e indeterminações. Na segunda parte, verifica-se que a descorrelação não é suficiente para solucionar o problema de ACI, mas pode servir como um passo de préprocessamento. São em seguida analisadas as principais linhas de abordagem para obter a separação. Por fim, conclui-se com alguns comentários sobre as relações entre os critérios analisados.

MISTURAS LINEARES INSTANTÂNEAS

Neste problema temos acesso a um conjunto de m obervações (medições) que são o resultado de uma mistura linear e instantânea de n sinais aleatórios e independentes entre si (para $n \leq m$). O objectivo de ACI consiste em estimar uma função de transformação dos dados observados que possibilite recuperar os sinais orginais. Este problema tem uma formulação matemática bastante simples.

Sendo $\mathbf{s} = [s_1, \cdots, s_n]^T$ o vector que representa os sinais independentes, e $\mathbf{x} = [x_1, \cdots, x_n]^T$ o vector de observações (em que cada $x_i = \sum_{j=1}^{n} a_{ij} s_j$ para $i \leq m$), podemos representar compactamente o sistema de mistura da seguinte forma:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s} \tag{1}$$

A matriz $\mathbf{A}$ de $m \times n$ contém os coeficientes de mistura. O objectivo é estimar a matriz $\mathbf{B}$ de $n \times m$ de modo a que as componentes do vector $\mathbf{y} = [y_1, \cdots, y_n]^T$ sejam os sinais originais, para:

$$\mathbf{y} = \mathbf{B}\mathbf{x} \tag{2}$$

O modelo de mistura e separação está representado na figura 1. O pressuposto básico é a independência entre

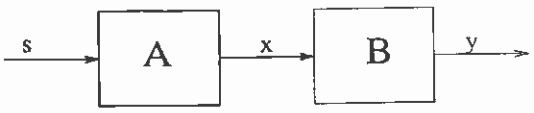


Figura 1: Modelo linear de misturas e separação.

componentes do vector s. Esta é uma condição bastante abrangente e acarreta algumas indeterminações. Também é necessário impor mais algumas restrições óbvias. As hipóteses e as indeterminações são as seguintes:

Hipóteses

Na generalidade dos casos, e neste artigo, considera-se as seguintes hipóteses:

- As fontes são sinais reais e independentes entre si.

$$p(\mathbf{s}) = \prod_{i=1}^{n} p_i(s_i) \tag{3}$$

  onde $p(\mathbf{s})$ é a função de densidade de probabilidade (fdp) conjunta do vector s, e $p_i(s_i)$ é a fdp marginal da fonte i para $1 \leq i \leq n$.

- Cada componente s_i é um processo estacionário de média nula.

$$\mathrm{E}[\mathbf{s}] = 0 \tag{4}$$

  onde $\mathrm{E}[\cdot]$ representa o valor esperado.

- Conhece-se o número de sinais independentes n.

- Os dados observados são modelados pela equação 1 e a matriz A tem característica máxima (as n colunas de A são independentes entre si). Doravante, considera-se o caso de $m = n$. Neste caso, a hipótese resume-se a A ser inversível. Para $m > n$, a generalização é razoavelmente intuitiva.

- No máximo, só uma das fontes s_i (para $i \leq n$) tem uma distribuição Gaussiana. Mais adiante é explicado a razão desta restrição.

Indeterminações

Dado um conjunto de sinais independentes, se escalarmos ou permutarmos qualquer subconjunto destes sinais, a condição de independência mantém-se. Consequentemente, se nos basearmos unicamente na independência dos sinais originais para obtermos a separação, a ordem e a amplitude destes sinais serão desconhecidas. Existem portanto duas indeterminações:

- Permutações

- Escalamentos

Estas indeterminações são dadas por:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{y} = \mathbf{B}\mathbf{x} = \mathbf{P}\Lambda\mathbf{s} \tag{5}$$

onde P é uma matriz $n \times n$ de permutação (os elementos de todas as linhas de P são iguais a 0 excepto um único que é igual a 1), e Λ é uma matriz diagonal $n \times n$ de escalmento.

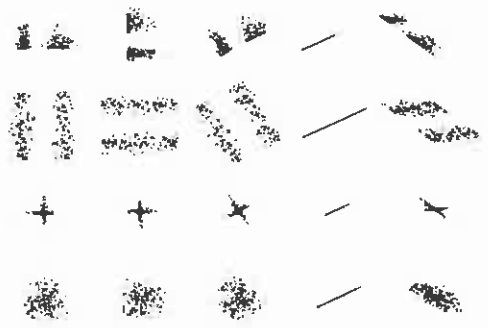


Figura 2: Amostragem da distribuição conjunta de (x_1, x_2) para $\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s}$ e para cinco transformações diferentes (colunas) e quatro distribuições de x (linhas). Da esquerda para a direita: 1ª coluna sinais originais, 2ª coluna permutação, 3ª coluna uma rotação de $\pi/6$ radianos, 4ª coluna matriz singular, 5ª coluna uma transformação "genérica".

Ganha-se uma certa intuição sobre as hipóteses e indeterminações descritas, observando alguns exemplos simples de misturas de 2×2 (ver figura 2). Uma condição essencial para a resolução do problema da separação de fontes é a independência linear das linhas da matriz de mistura. A quarta coluna desta figura mostra-nos que quando a matriz A é singular na generalidade é impossível recuperar as fontes. Na última linha, as fontes são descorrelacionadas e têm uma distribuição Gaussiana isotrópica. A distribuição conjunta é invariante para qualquer rotação e mudança de sinal, sendo este um caso em que não é possível determinar as componenetes independentes. Eis a razão da última hipótese formulada anteriormente.

DESCORRELAÇÃO E INDEPENDÊNCIA

Muitos métodos clássicos de processamento de sinal baseiam-se, de uma ou de outra forma, no conceito de descorrelação. A independência implica também descorrelação, mas o contrário não é valido. A simetria da matriz de descorrelação (ou covariância visto que são idênticas para dados de média nula) só nos dá acesso a $\frac{1}{2}(n-1)n$ equações, quando existem n^2-n parâmetros desconhecidos[1] no problema de ACI. Este facto é perceptível dando um simples exemplo bidimensional. A parte esquerda da figura 3 mostra-nos um conjunto de amostras do vector $\mathbf{s} = [s_1, s_2]$ em que $p(\mathbf{s}) = p_1(s_1)p_2(s_2)$ e a matriz de covarância é $R_\mathbf{s} = I_{2\times 2}$. A parte direita mostra-nos o conjunto anterior rodado de $\pi/5$ radianos. Estes novos dados $\mathbf{v} = [v_1, v_2]$ são claramente dependentes. No entanto, a matriz de covariância de v permanece inalterada para qualquer transformação ortogonal ($R_\mathbf{v} = \Gamma R_\mathbf{s} \Gamma^T = I$ para $\mathbf{v} = \Gamma\mathbf{s}$ e $\Gamma\Gamma^T = \Gamma^T\Gamma = I$). Por conseguinte, a informação de segunda ordem não é suficiente para chegar à independência. Todavia, esta informação pode simplificar o problema de

[1] Não é necessário determinar os elementos da diagonal da matriz de separação dado a indeterminação de escalamento

Figura 3: Na esquerda encontra-se um conjunto de 1000 amostras do vector aleatório $\mathbf{s} = [s_1, s_2]$ com covariância $R_s = I$. Na direita, as amostras de $\mathbf{v} = [v_1, v_2]$ são obtidas com uma rotação de $\pi/5$ radianos do primeiro conjunto. Em ambos os casos os dados são descorrelacionados e $R_s = R_v = I$, mas no conjunto da direita os dados são dependentes

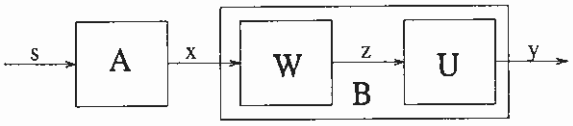


Figura 4: Descorrelacionar as observações $\mathbf{x}$ reduz a estimação da matriz de separação a uma matriz ortogonal $\mathbf{U}$.

separação, reduzindo-o à estimação de uma matriz ortogonal. Se a condição $R_s = R_\mathbf{x} = I$ se verificar, a matriz de transformação $\mathbf{A}$ é uma matriz ortogonal, e $\mathbf{B}$ também o é ($\mathbf{B} = \mathbf{A}^T$). Este facto é aproveitado, através de um passo de préprocessamento, para reduzir o espaço de procura ao espaço composto só por matrizes ortogonais de $n \times n$. O préprocessamento consiste em descorrelacionar e normalizar a variância dos sinais observados. Este processo, conhecido como "branqueamento", está intrinsecamente relacionado como o método clássico de análise em componentes principais (ACP). Basta projectar $\mathbf{x}$ na base composta pelas direcções principais da matrix $R_\mathbf{x}$ e normalizar os dados transformados (ver figura 4):

$$\begin{gathered} R_s = I \quad \mathbf{x} = \mathbf{As} \\ R_\mathbf{x} = AA^T = \Gamma\Lambda\Gamma^T \quad \mathbf{z} = \mathbf{Wx} \\ R_\mathbf{z} = \mathbf{W}\mathbf{R}_\mathbf{x}\mathbf{W}^T \quad \text{sendo} \quad \mathbf{W} = \Lambda^{-\frac{1}{2}}\Gamma^T \\ R_\mathbf{z} = \Lambda^{-\frac{1}{2}}\Gamma^T R_\mathbf{x}\Gamma\Lambda^{-\frac{1}{2}} = \Lambda^{-\frac{1}{2}}\Lambda\Lambda^{-\frac{1}{2}} = I \end{gathered} \tag{6}$$

onde Γ é uma matriz ortogonal composta pelos vectores próprios de $R_\mathbf{x}$ e Λ é uma matriz diagonal com os valores próprios de $R_\mathbf{x}$. Se definirmos $\mathbf{W} = \Lambda^{-\frac{1}{2}}\Gamma^T$, e $\mathbf{z} = \mathbf{Wx}$, então $R_\mathbf{z} = I$. Por outro lado, devido à indeterminação de escalamento, não sabemos qual é a amplitude das fontes $\mathbf{s}$ e fica a nosso cargo especificar o seu valor. Por isso, podemos sempre escolher uma amplitude tal que $R_s = I$. Visto que $R_s = R_\mathbf{z} = I$, o produto $\mathbf{AW}$ é uma matriz ortogonal e $\mathbf{U} = (\mathbf{AW})^T$. Fica assim simplificado o problema de ACI. O branqueamento das observações pode, no entanto, dificultar o desenvolvimento de algoritmos de separação, nomeadamente em métodos de adaptação sequenciais, visto que é necessário preservar a condição de ortogonalidade de $\mathbf{U}$.

TIPOS DE ABORDAGEM

Para obter a independência e solucionar o problema de ACI é necessário ir além da descorrelação. Existem diversas maneiras de obter a independência. As principais linhas são descritas nesta secção. Na prática, o desenvolvimento de algoritmos de separação não está restringido à escolha de uma só abordagem, e pode combinar as vantagens dos diferentes critérios.

O método clássico de PCA baseia-se unicamente na informação de segunda ordem. Uma extensão natural é generalizar os métodos de ACP e incluir estatísticas de ordem superior. Esta informação pode ser expressa suscintamente usando o conceito de *cumulantes*. Os cumulantes de um vector aleatório com distribuição $p(\mathbf{y})$ estão intrinsecamente relacionados com os momentos de $p(\mathbf{y})$ [30]. Porém, a representação das estatísticas de ordem superior através de cumulantes apresenta propriedades bastante desejáveis que não se encontram em momentos:

- Os cumulantes de ordem superior a 2 de uma variável aleatória (v.a.) Gaussiana são nulos.
- Os cumulantes de um conjunto de variáveis aleatórias que se subdivide em dois ou mais subconjuntos independentes são nulos.
- A soma de todos os cumulantes de 4^a ordem ao quadrado de um vector aleatório $\mathbf{y} = \mathbf{Uz}$ é constante e independente de $\mathbf{U}$ [27] (sendo $\mathbf{U}$ uma matriz ortogonal e $\mathbf{z}$ um vector aleatório branqueado de média nula).

Para simplificar, usaremos neste artigo a seguinte notação para os cumulantes de um vector $\mathbf{x}$: $C_{ij}(\mathbf{x}) = \mathrm{Cum}[x_i, x_j]$, e $C_{ijkl}(\mathbf{x}) = \mathrm{Cum}[x_i, x_j, x_k, x_l]$. Os quatro primeiros cumulantes de $\mathbf{x}$ são:

$$\begin{gathered} C_i(\mathbf{x}) = \mathrm{E}[x_i] \\ C_{ij}(\mathbf{x}) = \mathrm{E}[x_i, x_j] = \sigma_{ij} \\ C_{ijk}(\mathbf{x}) = \mathrm{E}[x_i, x_j, x_k] \\ C_{ijkl}(\mathbf{x}) = \mathrm{E}[x_i, x_j, x_k, x_l] - \sigma_{ij}\sigma_{kl} - \sigma_{ik}\sigma_{jl} - \sigma_{il}\sigma_{jk} \end{gathered} \tag{7}$$

A informação resultante dos cumulantes ou dos momentos de $\mathbf{x}$ pode ser usada para completar o sistema de equações de ACP ou para formar um novo sistema completo. Frequentemente são utilizadas estatísticas de segunda e quarta ordem. Estatísticas de ordem superior são geralmente consideradas demasiado ruidosas, especialmente para conjuntos com poucas amostras, e as estatísticas de terceira ordem são nulas para distribuições pares. A informação de segunda e quarta ordem é assim a natural candidata e na generalidade é suficiente para obter a separação. Um exemplo é o método FOBI (Fourth Order Blind Indentification) apresentado em [2]. Primeiro é feito um passo de branqueamento dos dados $\mathbf{x}$. Depois é usada a seguinte maneira de incorporar informação de quarta ordem na matrix de "covariância":

$$\mathbf{z} = \mathbf{Wx}, \quad \tilde{R}_\mathbf{z} = E[|\mathbf{z}|^2 \mathbf{z}\mathbf{z}^T] \tag{8}$$

A matriz $\tilde{R}_\mathbf{z}$ também pode ser vista como a simples matriz de covariância do vector aleatório $|\mathbf{z}|\mathbf{z}$. A matriz correspondente das fontes $\mathbf{s}$ é uma matriz diagonal em que os elementos são $\tilde{r}_{s_i} = E[s_i^4] + n - 1$ (assumindo que as fontes também são sinais branqueados). Verifica-se que

$\tilde{R}_{\mathbf{z}} = (\mathbf{WA})\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{s}}(\mathbf{WA})^{\mathbf{T}} \simeq \mathbf{U}\tilde{\mathbf{R}}_{\mathbf{s}}\mathbf{U}^{\mathbf{T}}$. A matriz $\mathbf{U}$ pode ser estimada fazendo uma decomposição em valores e vectores próprios de $\tilde{R}_{\mathbf{z}}$. Este método é inteiramente dependente da estimação da matriz $\tilde{R}_{\mathbf{z}}$. Esta pode conter valores muito ruidosos, o que prejudica a estimação de $\mathbf{U}$, ou pode haver casos em que não é possível determinar $\mathbf{U}$ (por exemplo se $\tilde{R}_{\mathbf{z}}$ tiver valores próprios idênticos). Este problema é facilmente contornável. Podemos utilizar mais do que uma matriz de "covariância" de quarta ordem, eventualmente todas as matrizes de momentos de quarta ordem, como é o caso do algoritmo JADE (Joint Approximate Diagonalization and Eigen-matrices) [4], para estimar $\mathbf{U}$. Ao fazer uma diagonalização conjunta das várias matrizes de "covariância", as hipóteses de haver indeterminações são reduzidas. Podemos também generalizar a matriz dada na equação 8, usando uma função não-linear $g(\cdot)$, que nos dê indirectamente acesso aos momentos de ordem alta:

$$\hat{R}_{\mathbf{z}} = E[g(|\mathbf{z}|)\mathbf{z}\mathbf{z}^T] \tag{9}$$

Existem outros métodos analíticos bastante semelhantes ao FOBI [7, 18, 24]. Estes métodos podem ser facilmente convertidos em funções que nos dêem uma medida de dependência entre os sinais $\mathbf{y}$. Estas funções são utilizadas para guiar o processo de adaptação (escolha) da matriz de separação $\mathbf{B}$. Por exemplo, podemos utilizar os cumulantes de 4^a ordem para definir a seguinte função de custo:

$$\begin{array}{l} \phi_4(\mathbf{y}) = \sum_{i,j,k,l}(C_{ijkl}(\mathbf{y}) - C_{ijkl}(\mathbf{s}))^2 \\ \phi_4(\mathbf{y}) = \sum_{i,j,k,l}(C_{ijkl}(\mathbf{y}) - C_{i^4}(\mathbf{s})\delta_{ijkl})^2 \end{array} \tag{10}$$

$\phi_4(\mathbf{y})$ é a diferença quadrada entre os cumulantes de $\mathbf{y}$ e os cumulantes das fontes $\mathbf{s}$. Nesta função de custo é necessário o conhecimento à priori dos valores de $C_{i^4}(\mathbf{s})$. Este problema é facilmente contornado escolhendo outras funções que sejam unicamente dependentes de $\mathbf{y}$. Um exemplo destas funções é: $\phi_{ACI} = \sum_{ijkl \neq iiii} C^2_{ijkl}(\mathbf{y})$. ϕ_{ACI} minimiza a soma do valor quadrado de todos os cumulantes cruzados de $\mathbf{y}$. Quando as componentes de $\mathbf{y}$ forem mutuamente independentes, então $\phi_{ACI} = 0$. Esta função pode ainda ser simplificada utilizando o passo de branqueamento já anteriormente descrito. Neste caso $\mathbf{y} = \mathbf{Uz}$ e $\sum_{i,j,k,l} C^2_{ijkl}(\mathbf{y}) = const.$ para qualquer matriz ortogonal $\mathbf{U}$. Consequentemente a minimização dos cumulantes cruzados de 4^a ordem é equivalente à maximização dos auto-cumulantes [8], o que dá origem à seguinte função de custo:

$$\phi^o_{ACI}(\mathbf{y}) = \sum_{i,j,k,l \neq iiii} C^2_{ijkl}(\mathbf{y}) = -\sum_i C^2_{i^4}(\mathbf{y}) + const. \tag{11}$$

Quando as fontes têm curtoses [2] com sinais idênticos, existem funções de custo bastante simples. Por exemplo se o sinal da curtose de cada fonte for negativo, basta minimizar:

$$\phi^o_{\kappa}(\mathbf{y}) = \sum_{i=1}^{n} \mathbf{E}[y_i^4] \quad \text{para } \mathbf{U} = \mathbf{U}^T,\ C_{i^4}(\mathbf{y}) < 0\ \forall\, i \tag{12}$$

[2] A curtose de um sinal y_i é igual ao auto-cumulante de 4^a ordem normalizado $\kappa_{y_i} = C_{i^4}(\mathbf{y})/C_{i^2}(\mathbf{y})$

Figura 5: À esquerda: distribuição assumida. Ao centro: distribuição testada. À direita: resultado da separação. Este tipo de desajuste é devido a pressupostos errados. Um exemplo é assumir que a curtose das fontes é negativa quando de esta é positiva. Outro exemplo, relacionado com uma abordagem de máxima verosimilhança, é assumir que a distribuição das fontes é modela por uma mistura de Gaussianas, quando os dados são sinais super-Gaussianos.

A curtose é frequentemente utilizada para medir a "Gaussianidade" de uma variável aleatória. Variáveis Gaussianas têm curtose nula, variáveis sub-Gaussianas (e.g. variáveis bimodais) têm curtose negativa e variáveis super-Gaussianas (e.g. sinais de fala) têm curtose positiva. Projectar os dados $\mathbf{x}$ (ou $\mathbf{z}$) nas direcções que maximizem a não-Gaussianidade é também uma maneira de obter a separação. O conceito que está por detrás deste raciocínio é bastante intuitivo. Cada sinal observado é uma mistura (soma) de sinais independentes. Devido ao teorema do limite central, estas misturas são "mais Gaussianas" do que as fontes, e resta procurar as direcções que maximizem a divergência entre cada $p(y_i)$ e a distribuição Gaussiana. Existem vários métodos que se baseiam na curtose de $\mathbf{y}$ para chegar à separação. Muitos destes métodos evoluiram de uma abordagem neuronal, em que a matriz $\mathbf{B}$ (ou $\mathbf{U}$ para dados branqueados) é adaptada com uma regra do tipo:

$$\begin{array}{l} b_{ij} \leftarrow b_{ij} - \lambda f(y_i) g(y_j) \\ \mathbf{B} \leftarrow \mathbf{B}^{-T} - f(\mathbf{y}) g(\mathbf{y})^T \end{array} \tag{13}$$

em que $f(\cdot)$ e $g(\cdot)$ são funções não-lineares ímpares de $\Re^n \rightarrow \Re^n$ [5, 10, 13, 16, 17, 19, 26, 28]. Quando nos baseamos em funções de custo dependentes da curtose, não-linearidades de terceira ordem aparecem na adaptação de $\mathbf{B}$. Esta adaptação está relacionada com os métodos atrás mencionados para $f(\mathbf{y}) = \mathbf{y}^3$ e para $g(\mathbf{y}) = \mathbf{y}$. Outras escolhas como $f(\cdot) = \tanh(\cdot)$ também têm interpretações parecidas: se expandirmos $\tanh(\cdot)$ na sua série de Taylor, o termo dominante é o termo de terceira ordem (assumindo $R_{\mathbf{y}} = I_n$), o que resulta em métodos bastante semelhantes aos já descritos. A desvantagem principal desta abordagem é ter que especificar à priori o sinal da curtose de cada fonte. Se por exemplo assumirmos que ambas as fontes têm curtose negativa, quando o contrário acontece, os resultados são opostos aos desejados (ver figura 5). Este problema é aliviado ao estimar o sinal da curtose das fontes durante o processo de adaptação. Esta informação permite saber em que direcção se deve adaptar as linhas da matriz de separação [11, 14, 21] (maximizar a curtose para sinais super-Gaussianos e minimizar a curtose para sinais sub-Gaussianos).

Outras funções de custo podem ser formuladas recorrendo ao princípio de máxima verosimilhança. Nesta abordagem é necessário descrever a probabilidade de um conjunto de T observações $\chi_T = \{\mathbf{x}_1, \ldots, \mathbf{x}_T\}$ em termos dos

parâmetros desconhecidos e do modelo assumido para a fdp das fontes. A mudança de variável numa distribução envolve o determinante do *Jacobiano*. No caso de modelos lineares o Jacobiano é simplesmente o inverso da matriz de misturas $\mathbf{A}$, o que resulta na função de verosimilhança:

$$\begin{aligned} \ell(\chi_T/\mathbf{A}) &= \prod_{t=1}^{T} p(\mathbf{x}_t/\mathbf{A}, p_{\hat{\mathbf{s}}}(\mathbf{s}_t)) \\ \ell(\chi_T/\mathbf{A}) &= \prod_{t=1}^{T} \frac{p_{\hat{\mathbf{s}}}(\mathbf{s}_t=A^{-1}\mathbf{x}_t)}{|\det A|} \end{aligned} \tag{14}$$

É habitualmente mais simples maximizar o logaritmo da função (normalizada) de verosimilhança. Adicionalmente pode-se exprimir $\ell\ (\chi_T/\mathbf{A})$ em termos dos dados separados $\mathbf{y}=\hat{\mathbf{s}}$:

$$\begin{aligned} L(\chi_T/\mathbf{A}) &= \log \ell(\chi_T/\mathbf{A}) = \\ &= \tfrac{1}{T}\textstyle\sum_{t=1}^{T} \log p_{\hat{\mathbf{s}}}(\mathbf{y}_t=\mathbf{B}\mathbf{x}_t) + \log|\det B| \\ &\xrightarrow[T\to\infty]{} \mathbf{E}[\log p_{\hat{\mathbf{s}}}(\mathbf{y}=\mathbf{B}\mathbf{x})] + \log|\det B| \end{aligned} \tag{15}$$

Substituindo $p_{\hat{\mathbf{s}}} = \frac{p_{\hat{\mathbf{s}}}}{p_{\mathbf{y}}} p_{\mathbf{y}}$ e utilizando a hipótese de independência estatística dos dados separados $p_{\hat{\mathbf{s}}} = \prod_{i=1}^{n} p_{\hat{s}_i}$, obtemos uma expressão alternativa para a função logarítmica de verosimilhança:

$$L(\chi_T/\mathbf{A}) = -KL(p_{\mathbf{y}} \| \prod_{i=1}^{n} p(s_i)) - H(\mathbf{x}) \tag{16}$$

onde $H(\cdot)$ representa a entropia diferencial e $KL(\cdot\|\cdot)$ a divergência de Kullback-Leibler. Dado que $H(\mathbf{x})$ não depende do modelo de separação, a abordagem de máxima verosimilhança é equivalente à minimização de

$$\phi_{MV} = KL(p_{\mathbf{y}} \| \prod_{i=1}^{n} p(s_i)) \tag{17}$$

O gradiente desta função dá uma regra de adaptação da matriz de separação $\mathbf{B}$ do tipo:

$$\Delta\mathbf{B} \propto \frac{\log L(\chi_T/A)}{\partial \mathbf{B}} = \mathbf{B}^{-T} - \omega \mathbf{x}^T \tag{18}$$

com $\omega = [\frac{\partial \log p_{\hat{\mathbf{s}}}(y_1)}{\partial y_1}, \ldots, \frac{\partial \log p_{\hat{\mathbf{s}}}(y_n)}{\partial y_n}]^T$.

Outros critérios como a minimização da informação mútua ou como a maximização da entropia também apresentam funções de contraste semelhantes. É facil de verificar que a informação mútua de $\mathbf{y}$ é igual à divergência de Kullback-Leibler entre a distribuição conjunta de $\mathbf{y}$ e o produto das marginais. Podemos assim definir a função de custo

$$\phi_{MI} = \sum_{i=1}^{n} H(y_i) - H(\mathbf{y}) = KL(p_{\mathbf{y}} \| \prod_{i=1}^{n} p(y_i)) \tag{19}$$

Adicionalmente, se o jacobiano da transformação for igual a um (transformações ortogonais e dados branqueados), a entropia da entrada é igual à da saída: $H(\mathbf{y}=\mathbf{U}\mathbf{z}) = H(\mathbf{z})$. Visto que esta não depende de $\mathbf{U}$, a minimização da informação mútua é equivalente à minimização das entropias marginais de cada y_i.

Em condições diferentes, a maximização da entropia da saída também é outra maneira de obter a separação. O primeiro passo é limitar o valor de cada saída y_i a um dado intervalo finito, através de uma função monotónica não-linear $\varphi(\cdot)$, aplicada a cada componente $\bar{y}_i = \varphi(y_i)$. A entropia conjunta de $\bar{\mathbf{y}}$ atinge o valor máximo quando $p_{\bar{\mathbf{y}}}(\bar{\mathbf{y}})$ é uma distribuição uniforme e independente [30]. Neste caso, os sinais que precedem as não-linearidades também são forçosamente independentes. Este critério foi inicialmente proposto por Bell em [1]. A entropia de $\bar{\mathbf{y}}$ é dada por:

$$\begin{aligned} H(\bar{\mathbf{y}}) &= -\mathbf{E}[\log p_{\bar{\mathbf{y}}}(\varphi(\mathbf{y}))] = \\ &= -\mathbf{E}[\log \tfrac{p_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})}{|\partial\bar{\mathbf{y}}/\partial\mathbf{x}|}] = \mathbf{E}[\log|\tfrac{\partial\bar{\mathbf{y}}}{\partial\mathbf{x}}|] - H(p_{\mathbf{x}}(\mathbf{x})) \end{aligned} \tag{20}$$

A entropia $H(\mathbf{x})$ é constante para qualquer $\mathbf{B}$, por isso basta maximizar o primeiro termo desta equação. O gradiente de $H(\bar{\mathbf{y}})$ em relação a $\mathbf{B}$ resulta na seguinte regra de adaptação:

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{B} &\propto \tfrac{\partial H(\bar{\mathbf{y}})}{\partial \mathbf{B}} = \tfrac{\partial}{\partial \mathbf{B}} \log(|\tfrac{\partial\bar{\mathbf{y}}}{\partial\mathbf{y}}\tfrac{\partial\mathbf{y}}{\partial\mathbf{x}}|) \\ \Delta\mathbf{B} &\propto \mathbf{B}^{-T} - \psi\mathbf{x}^T \end{aligned} \tag{21}$$

com $\psi = \frac{\partial \log \varphi'(\mathbf{y})}{\partial \mathbf{y}}$. É evidente a semelhança entre esta e a equação 18. De facto, a entropia $H(\bar{\mathbf{y}})$ é maximizada quando cada não-linearidade $\varphi_i(y_i)$ é função cumulativa de y_i. Neste caso $\bar{\mathbf{y}}$ fica uniformemente distribuido num hipercubo a n dimensões (isto é comparável ao processo inverso de geração de uma v.a. com uma dada distribuição, a partir de outra v.a. com uma distribuição uniforme). Convem realçar que quando $\varphi_i(y_i)$ é a função cumulativa de y_i, então as adaptações em 18 e 21 são equivaltentes visto que $\psi = \frac{\partial \log p_{\hat{\mathbf{s}}}(\mathbf{y})}{\partial \mathbf{y}} = \omega$. Também é de salientar a semelhança entre estes dois critérios e o a equação 13, para as escolhas atrás mencionadas das funções $f(\cdot)$ e $g(\cdot)$. Por exemplo, com $g(\mathbf{y}) = \mathbf{y}$, os métodos adaptativos aqui descritos apresentam fortes interligações.

CONCLUSÕES

Os últimos três critérios espostos são bastante semelhantes. Todos eles estão directamente dependentes do modelo assumido para a distribuição das fontes. As distribuições podem ser estimadas com técnicas não-paramétricas, como os métodos clássicos de janelas de Parzen ou do histograma, ou ainda técnicas baseadas em momentos ou cumulantes de ordem "alta" como a expansão de Gram-Charlier ou de Edgeworth (geralmente truncadas na 4ª ordem). Pode-se também seguir a abordagem paramétrica, em que se define uma familia de fdp $p_{\mathbf{y}}(\mathbf{y}/\alpha)$ em termos de conjunto de parâmetros α. Esta é a opção tomada no método de Bell [1]. Ao definir as não-linearidas, as fdp das fontes são inderectamente parameterizadas. Supreendentemente, esta abordagem é relativamente robosta a desajustes de modelação das distribuições. Porém, para erros crassos surgem os problemas já anteriormente referidos para funções baseadas na curtose (ver figura 5).

Referências

[1] A. J. Bell and T. J. Sejnowski. An information maximisation approach to blind separation and blind deconvolution. *Neural Computation*, 7:1129–1159, 1995.

[2] J.-F. Cardoso. Source separation using higher order moments. In *Proc. ICASSP*, pages 2109–2112, 1989.

[3] J.-F. Cardoso. Statistical principles of source separation. In *Proc. SYSID*, pages 1837–1844, 1997.

[4] J.-F. Cardoso and A. Souloumiac. Blind beamforming for non Gaussian signals. *IEE Proc.-F*, 140(6):362–370, 1993.

[5] A. Cichocki, S. Douglas, S. Amari, and P. Mierzejewski. Independent component analysis for noisy data. In *Proc. IWIANN*, pages 52–58, 1994.

[6] A. Cichocki and W. Kasprzak. Nonlinear learning algorithms for blind separation of natural images. *Neural Network World*, 4:512–523, 1996.

[7] P. Comon. Separation of sources using higher-order cumulants. In *SPIE - Adv. Alg. and Arch. for Sig. Proc IV*, volume 1152, San Diego, USA, August 1989.

[8] P. Comon. Independent component analysis, a new concept? *Signal Processing*, pages 287–314, 1994.

[9] G. Deco and W. Brauer. Nonlinear higher-order statistical decorrelation by volume-conserving neural architectures. *Neural Networks*, 8(4):525–535, 1995.

[10] N. Delfosse and P. Loubaton. Adaptive blind separation of independent sources: a deflation approach. *Signal Processing*, 45:59–83, 1995.

[11] M. Girolami and C. Fyfe. Negentropy and kurtosis as projection pursuit indices provide generalised ica algorithms. In *NIPS*, volume 8. The MIT Press, 1996.

[12] A. Hyvärinen. Independent component analysis in the presence of gaussian noise by maximizing joint likelihood. *Neurocomputing*, 22:49–67, 1998.

[13] A. Hyvärinen and E. Oja. Simple neuron models for independent component analysis. *Int. Journal of Neural Systems*, 7(6):671–687, 1996.

[14] A. Hyvärinen and E. Oja. A fast fixed-point algorithm for independent component analysis. *Neural Computation*, 9(7):1483–1492, 1997.

[15] A. Hyvärinen, E. Oja, P. Hoyer, and J. Hurri. Image feature extraction by sparse coding and independent component analysis. In *Proc. ICPR*, pages 1268–1273, 1998.

[16] C. Jutten and J. Herault. Blind separation of sources, part i: An adaptive algorithm based on neuromimetic architecture. *Signal Processing*, pages 1–10, 1991.

[17] J. Karhunen, E. Oja, L. Wang, R. Vigario, and J. Joutsensalo. A class of neural networks for independent component analysis. *IEEE Trans. on N.N.*, 8(3):486–504, 1997.

[18] J. Lacoume and P. Ruiz. Source identification: A solution based on cumulants. In *IEEE ASSP Work. V*, Mineapolis, August 1988.

[19] B. Laheld and J.-F. Cardoso. Adaptive source separation with uniform performance. In *Proc. EUSIPCO*, pages 183–186, Edinburgh, 1994.

[20] T.-W. Lee, A. Bell, and C. Lambert. Blind separation of delayed and convolved sources. In *NIPS*, volume 9. The MIT Press, 1997.

[21] T.-W. Lee and T. Sejnowski. Independent component analysis for mixed sub-gaussian and super-gaussian sources. In *NIPS*, volume 9. The MIT Press, 1997.

[22] T.-W. Lee, A. Ziehe, R. Orglmeister, and T. Sejnowski. Combining time-delayed decorrelation and ica: Towards solving the cocktail party problem. In *Proc. ICASSP*, volume 2, pages 1249–1252, 1998.

[23] S. Makeig, A. Bell, T.-P. Jung, and T. Sejnowski. Independent component analysis of electroencephalographic data. In *NIPS*, volume 8, pages 145–151. The MIT Press, 1996.

[24] A. Mansour and C. Jutten. A direct solution for blind separation of sources. *IEEE Trans. on Sig. Proc.*, 44(3):746–748, 1996.

[25] G. Marques and L. Almeida. Separation of nonlinear mixtures using pattern repulsion. In *Proc. ICA*, pages 277–282, 1999.

[26] E. Moreau and O. Macchi. High order contrasts for self-adaptive source separation. *Int. Jour. of Adapt. Control and Sig. Proc.*, 10(1):19–45, 1996.

[27] P. Nikias. *Higher-Order Spectra Analysis: A Nonlinear Signal Precessing Framework*. Prentice Hall, 1993.

[28] E. Oja and J. Karhunen. Nonlinear PCA: Algorithms and applications. Technical Report A18, 1993.

[29] P. Pajunen. Blind separation of binary sources with less sensors than sources. In *Proc. ICNN*, Houston, Texas, 1997.

[30] A. Palpoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, New York, 2 edition, 1984.

[31] T. Ristaniemi and J. Joutsensalo. On the performance of blind source separation in CDMA downlink. In *Proc. ICA*, pages 437–441, 1999.

[32] R. Vigário, V. Jousmäki, M. Hämäläinen, R. Hari, and E. Oja. Independent component analysis for identification of artifacts in magnetoencephalographic recordings. In *NIPS*, volume 10. The MIT Press, 1998.

[33] A. Ziehe, K.-R. Müller, G. Nolte, B.-M. Mackert, and G. Curio. Artifact removal in biomagnetic recordings with several time-delayed second order correlations. In *Machines that learn 98*, Snowbird, 1998. (Extended Abstract).

Estimação de Superfícies Tridimensionais com Modelos Activos

José Nascimento
Instituto Superior de
Engenharia de Lisboa
zen@isel.pt

Jorge S. Marques
Instituto Superior Técnico
Instituto de Sistemas e Robótica
jsm@isr.ist.utl.pt

RESUMO

Esta comunicação aborda a estimação da superfície de objectos a partir de um conjunto de pontos tridimensionais usando modelos activos. Propõe-se, uma extensão da Classe Unificada desenvolvida por Abrantes e Marques. A superfície é discretizada usando dois tipos de redes: redes de malha rectangular e redes Simplex. A Classe Unificada baseia-se no cálculo dos centróides dos dados na vizinhança de amostras pré-definidas da superfície deformável. Os pontos da superfície são atraídos na direcção dos centróides. O artigo revê os conceitos básicos de modelamento activo de superfícies, a Classe Unificada e as redes Simplex.
Os modelos descritos são testados usando dados sintéticos e reais obtidos a partir de imagens ecográficas e de ressonância magnética.

1. INTRODUÇÃO

A estimação de superfícies a partir de dados experimentais é uma operação necessária em vários contextos. Por exemplo, em medicina, é útil a visualização de órgãos humanos a partir de dados obtidos por tomografia ou por ecografia. Esta operação pode ser baseada na reconstrução de um volume de dados seguida de métodos de visualização (p. ex., *ray casting*) ou através de estimação directa da superfície do objecto. Outro problema relevante é o da geração automática de modelos CAD a partir de dados experimentais (*Reverse Engineering*). Neste caso, em vez de se projectar o modelo geométrico da peça usando um programa CAD, pretende-se usar um exemplar de uma peça já fabricada para obter um modelo geométrico. A reconstrução de objectos e de cenas através da visão artificial é outra área onde a estimação de superfícies é fundamental. Os problemas anteriores têm um objectivo comum. A diferença reside no tipo de dados disponíveis e na forma típica dos objectos que se pretende reconstruir.

Os modelos activos são uma classe de modelos capazes de estimar a fronteira de objectos. Propostos inicialmente por Kass, Witkin e Terzopoulos [13] em 1987, aproximam a fronteira do objecto através de uma superfície deformável que é estimada iterativamente de forma a minimizar um critério de energia. Ao trabalho pioneiro de Kass seguiram-se varias contribuições (ver p. ex. [4,5,6,15]). No entanto, os algoritmos propostos apresentam limitações: dificuldades em separar dados válidos de dados inválidos e dificuldade na representação de geometrias complexas (p. ex., zonas de elevada curvatura, concavidades, objectos desconexos) pelo que é necessário o desenvolvimento de métodos alternativos.

Este artigo estuda a estimação de superfícies tridimensionais através de modelos activos. Propõe-se uma extensão da Classe Unificada desenvolvida por Abrantes e Marques em [1, 2] no contexto da estimação de objectos bidimensionais. O modelo consiste num conjunto de vértices que são iterativamente atraídos para os dados existentes na vizinhança de cada vértice. Ao contrário do que acontece no modelo *Snakes* proposto por Kass et al., a Classe Unificada permite a utilização de métodos de aprendizagem competitiva que impedem o colapso dos vértices do modelo ao serem atraídos por dados comuns. A superfície do objecto é aproximada por dois tipos de redes: redes de malha rectangular e rede Simplex.

O artigo está organizado da seguinte forma: a secção 2, apresenta o algoritmo *Snakes*; a secção 3 descreve a Classe Unificada; a secção 4, estuda o modelo baseado em redes Simplex e propõe a modificação deste modelo usando um termo dependente dos dados, baseado em centróides; na secção 5, é realizada uma análise comparativa de ambos os modelos. Os testes são realizados com dados sintéticos e dados reais extraídos de imagens médicas. Os resultados dos desempenhos são discutidos e comparados; a secção 6, conclui sobre os resultados obtidos nos testes.

2. SNAKES 3D

Esta secção descreve o algoritmo *Snakes* 3D. Uma descrição mais completa pode ser encontrada em [4].

O algoritmo *Snakes* 3D [13] parte de uma configuração inicial da superfície que é progressivamente modificada até se adaptar à forma do objecto (ver figura 1). Para isso, admite-se que o modelo tem propriedades elásticas e está sujeito a forças externas que o atraiem para os dados.

O modelo é definido por uma função $v:\Omega=[0,1]^2\rightarrow\ \Re^3$, pertencente a um conjunto Ad de funções admissíveis. A estimação de v é feita de forma a minimizar uma energia $E: Ad \rightarrow \Re$. Uma escolha habitual para a energia é

$$E(v)=\iint_{\Omega} w_{10}\|v_s\|^2+w_{01}\|v_r\|^2+2w_{11}\|v_{sr}\|^2+ \\ +w_{20}\|v_{ss}\|^2+w_{02}\|v_{rr}\|^2+P(v)\,dsdr, \tag{2.1}$$

(a)

(b) (c)

Figura 1. *Snake 3D*: a) Dados; b) Configuração inicial; c) Configuração final.

em que $\|\ \|$ designa a norma euclidiana em $\Re^3$ e v_s, v_r, v_{sr}, v_{ss}, v_{rr}, designam as derivadas parciais de v em relação às variáveis independentes s,r. As primeiras cinco parcelas de (2.1) são termos de regularização que penalizam formas irregulares do modelo. Interpretando v como uma superfície física, os coeficientes w_{10} e w_{01} definem a elasticidade da superfície, w_{20} e w_{02} a rigidez e w_{11} a torção da superfície. A última parcela de (2.1) mede o grau de afastamento do modelo em relação aos dados. Usa-se para isso, uma função potencial $P:\Re^3 \rightarrow \Re$, que depende dos dados observados.

A minimização de (2.1) é um problema de cálculo variacional [14]. Para que v minimize E é necessário que seja uma solução assimptótica da equação diferencial de *Euler-Lagrange* dinâmica

$$v_t - w_{10}v_{ss} - w_{01}v_{rr} + 2w_{11}v_{srr} + \\ +w_{20}v_{ssss} + w_{02}v_{rrrr} = F(v), \qquad (2.2)$$

em que $F = -\nabla P$. Esta equação é inicializada com uma estimativa da forma do objecto. Se a solução convergir, o termo v_t tende para zero à medida que t tende para infinito e a solução assimptótica verifica a equação de *Euler-Lagrange* (estática).

A equação (2.2) só pode ser resolvida analiticamente em casos triviais. Uma alternativa é usar o método das diferenças finitas para a resolução numérica da equação diferencial. Este método baseia-se na discretização da superfície v, aproximando-a através de um conjunto de pontos sendo as derivadas aproximadas por diferenças finitas.

Se adoptarmos uma rede com malha rectangular $s_i = \Delta i, r_j = \Delta j$ (ver figura 2), a equação (2.2) pode ser aproximada numericamente por [4]

$$V^{t+1} = V^t - \tau\left(\mathbf{A}V^t - F(V^t)\right) \qquad (2.3)$$

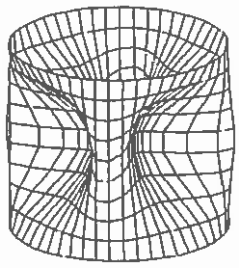


Figura 2. Rede com malha rectangular.

em que V^t e $F(V^t)$ são vectores de dimensões $3N\times 1$ constituídos pelas coordenadas dos pontos da superfície e pelas componentes das respectivas forças externas aplicadas no instante t, $\mathbf{A}$ é uma matriz $3N\times 3N$ dependente dos coeficientes w_{ij} e τ o intervalo de discretização temporal. A equação (2.3) é resolvida iterativamente até V^t convergir para uma configuração final. O número de vértices da rede depende do intervalo de discretização Δ. É frequente usar uma discretização esparsa durante uma fase inicial do processo de adaptação e uma discretização mais fina na fase final (refinamento da malha).

As *Snakes* 3D baseadas no conceito de função potencial independente da forma do modelo apresentam algumas limitações, o que motiva o estudo de métodos alternativos.

3. EXTENSÃO DA CLASSE UNIFICADA

Em seguida apresenta-se uma extensão da Classe Unificada de métodos que permite lidar com o problema de estimação de superfícies. A Classe Unificada foi proposta por Abrantes e Marques [1,2] no contexto da estimação de objectos bidimensionais em imagens. Esta classe inclui como casos particulares as *Snakes* [10], os algoritmos K-médias [12], K-médias difuso [8], os Mapas de Kohonen [11] e redes elásticas [9]. A Classe Unificada minimiza um funcional de custo com dois termos, um termo de regularização e outro dependente dos dados

$$E = \frac{1}{2}V^T\mathbf{A}V - \frac{1}{2}\sum_x\sum_k w_k(x)\|x - v_k\|^2, \qquad (3.1)$$

em que V é um vector de vértices do modelo de $3N\times 1$ constituído pelas coordenadas dos pontos da curva e $\mathbf{A}$ é a matriz de regularização de dimensões $3N\times 3N$. A função de peso $w_k(x)$ mede a influência do padrão x no vértice v_k. Assim, $w_k(x)$ exerce uma influência directa no potencial externo. A minimização do funcional (3.1), pode ser realizada pelo algoritmo de gradiente que conduz à recursão [2]

$$V^{t+1} = V^t - \tau\mathbf{A}V^t + \tau F_{EXT}^t, \qquad (3.2)$$

em que F_{EXT}^t é o vector de dimensões $3N\times 1$ que contém as forças externas aplicadas à superfície no instante t, sendo

a força externa exercida sobre o vértice do modelo v_k dada por [2]

$$f_{EXT}(v_k) = \sum_x (x - v_k)\vartheta_k(x), \tag{3.3}$$

em que os pesos $\vartheta_k(x)$ se obtêm a partir dos coeficientes $w_j(x)$.

Um conceito importante neste trabalho é o de região de atracção. Define-se região de atracção de um vértice v_k do modelo, como o conjunto de padrões onde $\vartheta_k(x)$ é maior que um limiar pré-fixado, ou seja, os padrões que produzem atracção significativa sobre v_k. Se a cada região de atracção se associar a massa e o centróide dos dados nessa região, o algoritmo de gradiente pode ser apresentado na forma

$$V^{t+1} = (I - \tau\mathbf{A})V^t + \tau D^t(\xi^t - V^t), \tag{3.4}$$

onde ξ é o vector de centróides das regiões de atracção e D é a matriz diagonal das massas de cada região. Definidos por

$$\xi_k = \frac{\sum_x x\vartheta_k(x)}{\mu_k}, \tag{3.5}$$

$$\mu_k = \sum_x \vartheta_k(x). \tag{3.6}$$

A equação (3.4) tem uma interpretação simples: cada vértice da rede é atraído na direcção do seu centróide ξ_k. As diferenças em relação ao caso bidimensional descrito em [2] residem apenas na estrutura da matriz A e no facto dos dados e dos vértices serem agora pontos do espaço $\Re^3$. Admite-se implicitamente que a superfície é representada por uma rede de malha rectangular o que apenas influência o termo de regularização e a matriz A.

4. REDES SIMPLEX

As redes Simplex, propostas por Delinguette [7] apresentam maior flexibilidade topológica que as redes de malha rectangular estudadas anteriormente. As redes Simplex adaptam o modelo à superfície do objecto através de forças internas e forças externas, tal como os métodos anteriores. As forças internas penalizam formas irregulares. As forças externas atraiem os pontos da rede na direcção da superfície do objecto. A topologia da rede (número de vértices, ligações) pode ser alterada durante o processo de adaptação, transformando-a numa outra rede topologicamente diferente. As alterações topológicas são usadas para melhorar o desempenho da rede, na presença de vários objectos, de objectos com topologias complexas, ou quando há zonas de curvatura elevada que necessitem de um modelamento mais fino.

A rede Simplex é constituída por um conjunto de vértices V e de ligações. Todos os vértices têm igual número de ligações. Uma rede Simplex de conectividade $k+1$ é definida por um grafo (V,N) em que V é o conjunto de vértices e N o conjunto de ligações entre vértices. A forma geométrica da rede é definida pelas posições dos vértices, e a topologia definida pela função de conectividade N.

Quando $k=1$, a rede é neste caso uma linha poligonal capaz de aproximar uma curva no espaço (ver exemplo na figura 3a). Para representar superfícies de objectos tridimensionais consideram-se estruturas com $k=2$ (ver figura 3b). Cada vértice v_i está ligado a três outros vértices $v_{N_1(i)}, v_{N_2(i)}, v_{N_3(i)}$.

Delinguette propõe em [7] um método para estimação dos parâmetros de rede. Admite que cada vértice da rede é um corpo de massa m actuado por forças internas e externas. Cada vértice verifica a lei de Newton:

$$m\frac{d^2v_i}{dt^2} = -\gamma\frac{dv_i}{dt} + F_{INT} + F_{EXT}, \tag{4.1}$$

onde m é a massa do vértice e γ o factor de amortecimento, F_{INT} representa uma força interna e F_{EXT} a força externa que atrai o vértice para a superfície do objecto. Aplicando o método das diferenças finitas à equação (4.1) vem

$$v_i^{t+1} = v_i^t + \left(1 - \gamma\frac{\tau}{m}\right)(v_i^t - v_i^{t-1}) + \frac{\tau^2}{m}F_{INT}^t + \frac{\tau^2}{m}F_{EXT}^t. \tag{4.2}$$

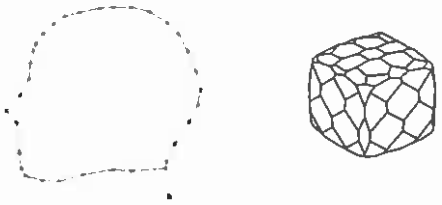
Os vértices são inicializados com uma estimativa inicial da forma do objecto e são actualizados iterativamente usando (4.2) até convergirem para valores estacionários. As forças internas aplicadas ao modelo são definidas por

$$F_{INT_i} = \alpha_i(v_i - \hat{v}_i). \tag{4.3}$$

onde α_i é um ganho que controla a influência das forças internas e $\hat{v}_i$ é o ponto que se obtém projectando v_i no plano formado pelos vértices vizinhos $(v_{N_1(i)}, v_{N_2(i)}, v_{N_3(i)})$.
A força externa que atrai o modelo para o objecto, não deriva de um potencial como nas *Snakes 3D*. Calcula-se usando a distância do vértice ao ponto do objecto mais próximo à semelhança do que é feito no algoritmo ICP [3]. Assim,

$$F_{EXT} = \beta_i G\left(\frac{\left\|v_i - x_{p(i)}\right\|}{D}\right) N_i^T(v_i - x_{p(i)}).N_i, \tag{4.4}$$

onde $x_{p(i)}$ denota a observação (ponto) mais próxima do vértice v_i e $G(x)$ é a função que determina a distância a partir do qual os pontos do objecto exercem uma menor força de atracção sobre a rede.
A força externa actua na direcção da normal ao plano definido pelos vértices $(v_{N_1(i)}, v_{N_2(i)}, v_{N_3(i)})$.



(a) (b)

Figura 3. Redes Simplex: a) conectividade $k=1$; b) conectividade $k=2$.

As redes Simplex podem ser usadas no contexto do modelo Unificado, basta, para isso, substituir as forças externas (4.4) pelas forças externas do modelo Unificado (3.3). As redes Simplex permitem o uso de métodos automáticos de inserção e eliminação de vértices [7], que possibilitam o refinamento da rede em zonas mal representadas e representação de objectos de topologias complexas (p. ex., objectos desconexos).

5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Dois tipos de testes são realizados para avaliar os algoritmos descritos: testes com dados sintéticos e testes com dados reais, usando imagens ecográficas e de tomografia computorizada. Em qualquer dos casos a informação disponível para a reconstrução é constituída por pontos.

5.1. Condições de Teste

Usou-se como modelo inicial uma superfície esférica, na qual foram definidos 64 vértices no caso da rede de malha rectangular e 168 vértices no caso da rede Simplex (ver figura 4). Optou-se, neste trabalho, que o número de vértices dos modelos varia dinamicamente, ou seja, ambos os modelos têm um refinamento da sua malha, que é realizado automaticamente.

Para avaliar o desempenho dos diversos algoritmos contabiliza-se o número de iterações dispendido e medem-se as distâncias relativas médias e máximas dos pontos do modelo, v, aos pontos, x, do objecto ($d^v_{av}(x,v)$, $d^v_{max}(x,v)$) e vice-versa ($d^x_{av}(x,v)$, $d^x_{max}(x,v)$).

(a) (b)

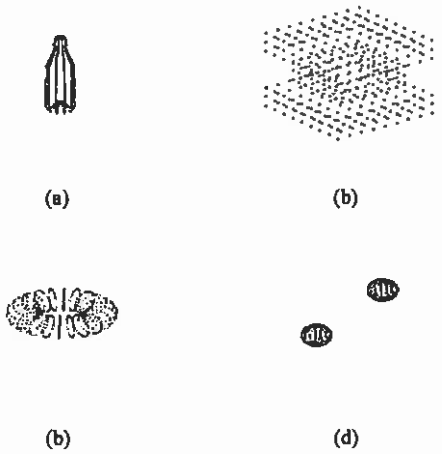
Figura 4. Modelo inicial: a) malha rectangular; b) rede Simplex.

5.2. Testes com Dados Sintéticos

Os modelos descritos são testados com um conjunto de objectos sintéticos. Estes apresentam características convexas, côncavas, arestas e vértices. Os algoritmos são também testados com vários objectos em cena ou com objectos de topologia mais complexa. Na figura 5 apresentam-se quatro objectos sintéticos constituídos por uma média de 518 pontos fronteira.

A tabela 1 apresenta a média dos resultados com objectos sintéticos. Nesta, destacam-se os resultados obtidos com a rede Simplex, onde cada vértice do modelo representa sempre um ponto da fronteira do objecto. O algoritmo K-médias difuso tem resultados bons com a malha rectangular.

Na figura 6 apresenta-se a posição final dos modelos no problema da garrafa e na figura 7 a posição final para o problema da torre. Verifica-se, neste problema que os algoritmos em geral, tem dificuldade em representar as zonas estreitas do objecto. No problema da torre o algoritmo *Snakes* tem dificuldade em representar as arestas interiores. Neste caso, as redes elásticas conseguem ter melhores resultados. A rede Simplex têm os vértices da rede desorganizados.



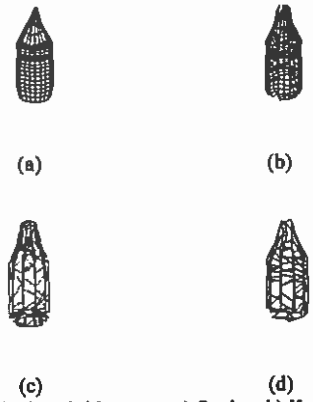
(a) (b)

(b) (d)

Figura 5. Dados Sintéticos: a) garrafa; b) torre norte; c) toróide; d) duas esferas.

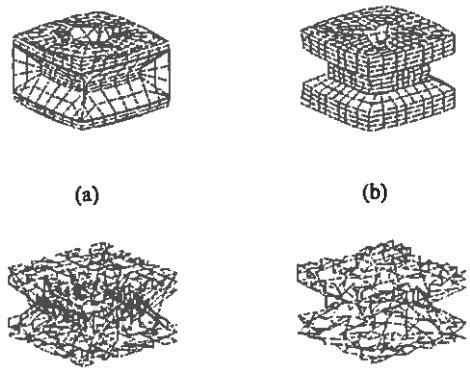
Tabela 1. Média das medidas de desempenho com objectos sintéticos.

Objectos Sintéticos		$d^v_{av}(x,v)$	$d^v_{max}(x,v$	$d^x_{av}(x,v)$	$d^x_{max}(x,v$	N_{iter}
Grelha Rectangular	*Snakes*	1.7	9.1	2.3	9.5	32.8
	K-médias	5.3	9.8	2.1	6.2	22.6
	K-médias Difuso	2.7	10.6	1.3	4.4	26.8
	Mapas de Kohonen	3.7	10.2	1.7	6.4	25.8
	Redes Elásticas	2.0	5.0	1.5	4.4	37.8
Rede Simplex	*Força do vizinho mais próximo*	0.0	0.0	1.7	4.6	19.8
	K-médias Difuso	0.8	3.4	1.9	4.7	38.6



(a) (b) (c) (d)

Figura 6. Resultados obtidos com: a) *Snakes*; b) K-médias difuso; c) rede Simplex; d) rede Simplex modificada.



(a) (b) (c) (d)

Figura 7. Resultados obtidos com: a) *Snakes*; b) redes elásticas; c) rede Simplex; d) rede Simplex modificada.

No problema da toróide, conclui-se que os algoritmos tem dificuldade em representar os pontos interiores deste objecto (ver figura 8a). O modelo Simplex, dado que o algoritmo pode suprimir e inserir vértices na rede, tem a possibilidade de fechar a parte interior do objecto, como se apresenta na figura 8b.

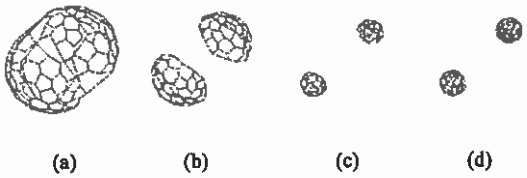
Em situações com vários objectos, por exemplo duas esferas, os algoritmos têm dificuldades, pois existem vértices do modelo que tentam representar os pontos fronteira dos dois objectos. Por exemplo, na figura 9 apresenta-se a posição final do modelo com o algoritmo redes elásticas.

A rede Simplex, por sua vez, consegue suprimir vértices, de forma a cortar a rede em duas e posteriormente insere vértices para fechar cada uma das esferas (ver figura 10).

(a) (b)

Figura 8. Resultados obtidos com: a) algoritmo K-médias difuso; b) rede Simplex.

Figura 9. Resultados obtidos com redes elásticas



(a) (b) (c) (d)

Figura 10. Rede Simplex na iteração: a) 2; b) 4; c) 15; d) posição final.

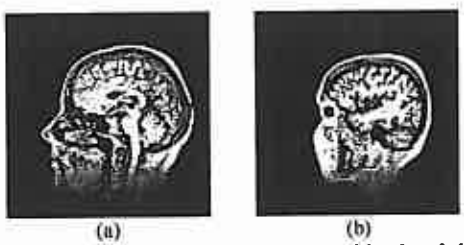
5.3. Testes com Dados Reais

Apresenta-se nesta secção a reconstrução da superfície de um crânio obtida a partir de 53 imagens tomográficas. As imagens foram adquiridas em planos paralelos e equidistantes, tendo cada uma imagem dimensão de 128x128 pixels, representada com 256 níveis de cinzento. Apresentam-se na figura 11 duas destas imagens.

Para obter os pontos 3D, aplicou-se a cada imagem um algoritmo de detecção de contornos devido ao elevado número de pontos de contorno. Optou-se por fazer uma filtragem prévia das imagens, onde é calculada uma estimativa local da variância na vizinhança de cada pixel. Posteriormente, extrai-se automaticamente o contorno externo da cabeça em cada imagem com curvas *Snakes*. Esta é inicializada em cada uma das imagens com o contorno estimado na imagem anterior.

A tabela 2 apresenta as medidas de desempenho para o problema do crânio. Neste caso, destacam-se as redes Simplex e a rede rectangular com o algoritmo K-médias difuso, à semelhança do que acontece com a média dos resultados sintéticos.

Na figura 12a apresenta-se o resultado do modelo com o algoritmo *Snakes*, mostrando que em geral o crânio é bem representado por este modelo. Na figura 12b mostra-se um corte do modelo sobreposto à imagem tomográfica no plano $z=0$. O modelo capta a geometria global da cabeça mas representa com dificuldade alguns aspectos em detalhe, por exemplo abaixo do nariz, dado que este tem uma concavidade mais acentuada. A rede Simplex apresenta um resultado semelhante, ou seja, representa de uma forma geral o crânio como se apresenta na figura 12c e 12d.



(a) (b)

Figura 11. Imagens de Ressonância magnética do crânio

Tabela 2. Medidas de desempenho no problema do crânio.

Crânio		$d^{v}_{av}(x,v)$	$d^{v}_{\max}(x,v$	$d^{x}_{av}(x,v)$	$d^{x}_{\max}(x,v$	N_{iter}
Grelha Rectangular	*Snakes*	2.5	10.0	1.4	5.6	27
	K-médias	3.7	15.3	1.6	5.2	20
	K-médias Difuso	2.6	13.0	1.0	3.7	39
	Mapas de Kohonen	3.8	13.4	1.7	7.4	37
	Redes Elásticas	2.6	2.8	1.2	3.9	48
Rede Simplex	*Força do vizinho mais próximo*	0.0	0.0	1.6	4.9	19
	K-médias Difuso	0.5	7.8	1.9	5.0	39

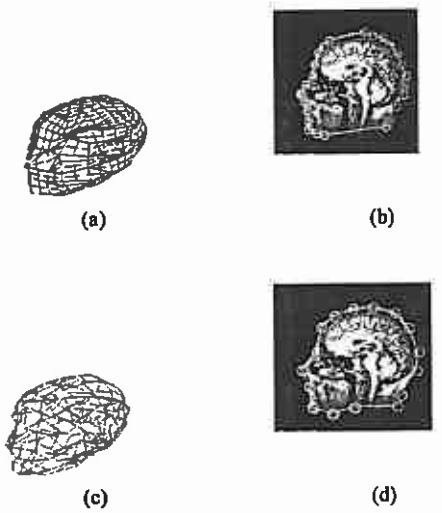


Figura 12 a) Resultados obtidos com *Snakes* com refinamento b) Ressonância magnética do crânio e contorno do modelo com algoritmo *Snakes* c) Resultados obtidos com rede Simplex com refinamento d) Ressonância magnética do crânio e contorno da rede Simplex.

6. CONCLUSÕES

Este artigo estuda a estimação de objectos tridimensionais a partir de pontos da sua superfície detectados por sensores. Propõe-se um método baseado no formalismo unificado desenvolvido por Abrantes e Marques [2]. O método é testado usando dois tipos de discretização da superfície: redes de malha rectangular e redes Simplex. As redes de malha rectangular são mais simples e obtêm-se discretizando a superfície para valores equiespaçados das variáveis independentes que parametrizam a superfície do objecto. Garantem por isso uma ordenação natural dos vértices na superfície do objecto. As redes Simplex são mais flexíveis pois permitem mudanças topológicas através de inserção e eliminação de vértices. Não permitem a ordenação dos vértices da rede e o modelo tem um aspecto mais desorganizado. Os resultados experimentais obtidos com os dois métodos são comparáveis. Realçam-se ainda as vantagens obtidas quando se usa aprendizagem competitiva como acontece com o método de K-médias difuso em relação ao algoritmo *Snakes*.

REFERÊNCIAS

[1] A. J. Abrantes, *"Extracção de Contornos de Objectos: Uma Prespectiva Unificadora"*, Tese de Doutoramento, Instituto Superior Técnico, 1998.

[2] A. J. Abrantes e J. S. Marques, *"A Class of Constrained Clustering Algorithms for object Boundary Extraction"*, IEEE Trans. Image Processing, 5(11): 1507-1521, 1996.

[3] P. J. Besl e N. D. Mckay, *"A Method for Registration of 3D Shapes"*, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 14(2): pp 239-256, 1992.

[4] L. Cohen e I. Cohen, *"Finite-Element Methods for Active Contour Models and Balloons for 2D and 3D Images"*, IEEE Transactions of Pattern Anal. Machine Intell., 15(11), 1131-1147, 1993.

[5] Laurent D. Cohen e Isaac Cohen, *"A Finite Element Method Aplied to New Active Contour Models and 3D Reconstruction from Cross Sections"* in Proc. Third International Conference on Computer Vision, Osaka, Japan, pp 587-591, 1990.

[6] D. DeCarlo e D. Metaxas, *"Shape Evolution With Structural and Topological Changes Using Blending"*, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol 20, nº 11, 1998.

[7] H. Delingette, *"Simplex Meshes: A General Representation for 3D Shape Reconstruction"*, Proceedings of the International Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, pp 856-859, 1994.

[8] J. Dunn, *"A Fuzzy Relative of the Isodata Process and Its Use in Detecting Compact, Well-Separated Clusters"*, J Cybern, vol. 3, pp 32-57, 1973.

[9] R. Durbin e D. Willshaw, *"An Analog Aproach to the Travelling Salesman Problem Using an Elastic Net Method"*, Nature, vol 326, pp 689-691, 1987.

[10] M. Kass, A. Witkin e D. Terzopoulos, *"Snakes: Active Contour Models"*, International Journal of Computer Vision, vol. 1, pp. 321-331, 1987.

[11] T. Kohonen, *"Clustering, Taxonomy, and Topological Maps of Patterns"*, Proc. 6th Int. Conf. On Pattern Recognition, 1982.

[12] J. McQueen, *"Some Methods for Classification and Analysis of Multivariate Observations"*, Proc. 5th Berkley Symp. Math. Stat. and Prob. Vol. I, Univ. California Press, pp 281-286, 1967.

[13] D. Terzopoulos, A. Witkin e M. Kass, *"Constraints on deformable Models: Recovering 3D Shape and Nonrigid Motion"*, Artificial Intelligence, 36(1):91-123, 1988.

[14] A. Tikhonov e V. Arsénine, *"Méthodes de Résolution de Problemes Mal Posés"*, Éditions MIR, Moscovo, 1974.

[15] K. Yoshino, T. Kawashima e Y. Aoki, *"Dynamic Reconfiguration of Active Net Structure"*, Asian Conference on Computer Vision, Osaka – Japan, pp 23-25, 1993.

Sensores e Transdutores

Sensors and Transductors

Sensor de imagem baseado em estruturas μc-Si:H P-I-N

J. Martins, F. Sousa, M. Fernandes, P. Louro, A. Maçarico e M. Vieira
ISEL, Departamento da Engenharia da Electrónica e das Comunicações
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa, Portugal.
Tel: +351.21.8317289 / Fax. +351.21.8317114 / E-mail: joao.martins@isel.pt

RESUMO

O presente trabalho trata o projecto e análise de um sensor de imagem baseado em material microcristalino de silício amorfo hidrogenado (μc-Si:H). O elemento sensor é um fotodíodo de estrutura TCO/ μc-p-i-n Si:H com dois contactos metálicos frontais e um contacto transparente posterior. A imagem é obtida através de um processo de varrimento e digitalização.

Estuda-se o efeito da geometria dos contactos frontais nas características de saída do sensor. Utilizando contactos em forma de L, obtém-se uma imagem bidimensional, sem distorção significativa, com gama dinâmica de 32 dB e relação sinal-ruído de 37 dB.

Apresenta-se um modelo simplificado do sensor, reflectindo as propriedades físicas do elemento sensor e o comportamento do transdutor, e propõem-se algoritmos básicos de processamento de imagem.

INTRODUÇÃO

O processo de aquisição de imagem baseia-se na geração de uma matriz de *pixels*. Os seus componentes principais são: a irradiação da cena, o mapeamento óptico sobre a área sensível do sensor e a conversão para sinal digital da distribuição do brilho.

Nas publicações [1, 2, 3] é analisado o efeito de redução da barreira de carga espacial dentro da região iluminada, quando uma junção semicondutora é iluminada localmente. Sob iluminação local estacionária, o padrão de carga gerado modula a barreira da junção. As barreiras de potencial baixas estão associadas a regiões iluminadas e as barreiras de potencial altas a regiões escuras.

Em trabalho anterior [4, 5] foi desenvolvida uma classe de sensores optoelectrónicos, baseados neste efeito, para o reconhecimento de um padrão de luz projectado sobre um díodo de estrutura p-i-n. A vantagem destes dispositivos quando comparados com os *charge-coupled devices* (CCD) é a simplicidade do processo de produção. O material utilizado foi o μc-Si:H. Contudo, poder-se-á optar por outros materiais para respostas espectrais específicas.

Neste trabalho é proposta uma metodologia para aquisição, representação e restauração de imagem utilizando um transdutor de μc-Si:H. A imagem é adquirida por um processo de varrimento (*scan-out*) e representa a matriz bidimensional de valores discretos gerados por amostragem regular da fototensão. Utilizam-se técnicas de processamento para redução do ruído e realce dos detalhes e analisam-se a resolução do sensor, a linearidade e a distorção geométrica.

Apresenta-se um modelo físico para o transdutor suportado por uma simulação de circuitos electrónicos.

CONSTRUÇÃO DO TRANSDUTOR E ACTIVAÇÃO

O transdutor bidimensional projectado e produzido baseia-se em material μc-Si:H. O bloco básico constituinte do sensor é um fotodíodo μc-p-i-n Si:H com dois contactos metálicos frontais e um contacto transparente posterior. Os substratos são de vidro cobertos com película transparente de ZnO e todas as camadas no transdutor microcristalino foram depositadas pelo processo de fase vapor em câmara fechada CC-CVD (*closed-chamber chemical vapour deposition*) [6]. A espessura da camada intrínseca é de 1,4 μm enquanto que as camadas dopadas n^+ e p^+ têm espessuras de 500 Å e 300 Å, respectivamente.

Neste estudo, foram evaporados no topo do transdutor quatro contactos coplanares ortogonais de alumínio (rectângulo: 6x2 mm^2). Cada conjunto de contactos opostos pode ser utilizado na geometria paralela. A geometria do tipo L é obtida através do curto-circuito entre dois vizinhos.

Utilizando uma lâmpada de tungsténio-halogéneo (40 $mWcm^{-2}$) foi medida a tensão de circuito-aberto de 0,4 V e a corrente de curto-circuito de 10 $mAcm^{-2}$. O dispositivo foi caracterizado espectralmente através da medição da fotocorrente na banda de 300 a 1100 nm. A resposta espectral estende-se para além de 1000 nm e tem um máximo perto de 700nm [7].

A junção μc-p-i-n Si:H actua como elemento sensor. Os dois contactos coplanares frontais e o contacto posterior são utilizados como interface eléctrica. A imagem é projectada sobre a superfície fotosensível, utilizando como fonte de luz um laser He-Ne (633 nm; 2,2 mW; 0,63 mm). A imagem é definida usando um conjunto de lentes e uma máscara. Um feixe de prova (*scanner*) modulado e de baixa potência varre o dispositivo. Várias medições na coordenada y são obtidas por varrimentos regulares na direcção x. A leitura das cargas fotogeradas é conseguida por medição simultânea de ambas as fototensões nos eléctrodos coplanares.

MODELOS FÍSICO E ELÉCTRICO

Devido à elevada fracção de tecido cristalino (>80%), à dimensão dos grãos (100 a 300 nm), e ao crescimento em forma cónica dos cristais, é concebível que uma rede de fotodíodos cristalinos p-i-n, embebidos num tecido amorfo, possa ser encontrada no interior do sensor [8]. Assim, modelámos a junção sob iluminação local através de um circuito não linear bidimensional [5]. A Fig. 1 apresenta o modelo eléctrico para o elemento sensor e o circuito equivalente correspondente.

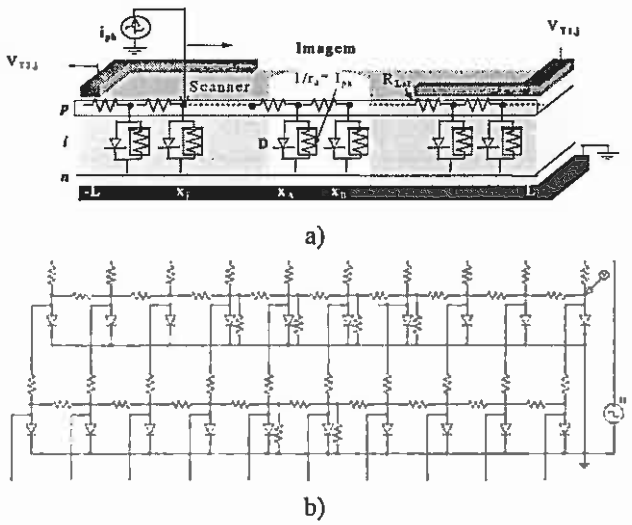


Fig. 1. Esboço do (a) modelo eléctrico 2D e do (b) circuito de simulação para o transdutor p-i-n.

O sensor é representado por uma matriz de fotodíodos interligados através de resistências série, R_{Lat}, que modelam a resistência superficial da camada dopada (Fig. 1a). Cada fotodíodo é modelado por uma fonte de corrente não linear e uma resistência controlada (r_d), proporcional à fotocorrente (I_{ph}). O *scanner* é representado por uma fonte de corrente *ac*, i_{ph}, ligada no nó *jth*, a posição do *scanner*. A Fig. 1b apresenta uma fracção do circuito que faz parte da estrutura não planar usada para simulação.

Na Fig. 2a apresentam-se os resultados de simulação e na Fig. 2b, para comparação, as distribuições experimentais da fototensão num transdutor de 10x10mm^2, sob a iluminação local de uma padrão de luz de 1,5x3,0 mm^2, utilizando contactos rectangulares numa geometria paralela.

Os resultados de simulação estão de acordo com os observados experimentalmente. Ambas as distribuições mostram um tendência semelhante dentro e fora do padrão. Detectam-se duas regiões principais: uma, fora do padrão, onde a fototensão decresce rapidamente de uma forma abrupta e linear; outra, no interior, onde a fototensão permanece praticamente constante e atinge o seu valor mínimo.

Durante cada varrimento, os portadores gerados pelos fotões absorvidos no padrão (barreiras de potencial baixas) flúem na direcção transversal. Os portadores gerados fora do padrão (barreiras de potencial altas, variação abrupta) derivam em direcção aos eléctrodos coplanares, dando origem a uma fotocorrente lateral adicional que depende da localização e intensidade do padrão. O reconhecimento de imagens baseia-se na extensão dessa análise às duas dimensões.

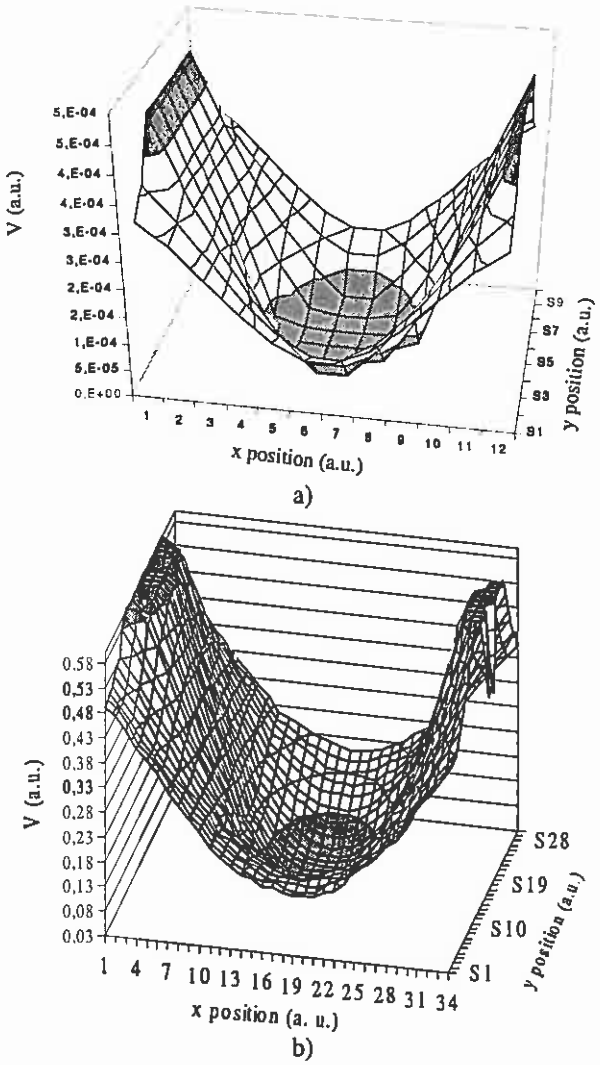


Fig.2. Distribuições de potencial transverso sob iluminação local: (a) simulação e (b) valores experimentais.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Geometria dos Contactos

Verifica-se que a geometria dos contactos influencia a distribuição de potencial no interior do transdutor. A Fig. 3 apresenta as distribuições simuladas (Fig. 3a) e as experimentais (Fig. 3b) da fototensão, utilizando geometria de contactos diferentes (paralela e em L). O rectângulo branco no centro representa a imagem real e os contactos correspondem às regiões escuras representadas nas margens.

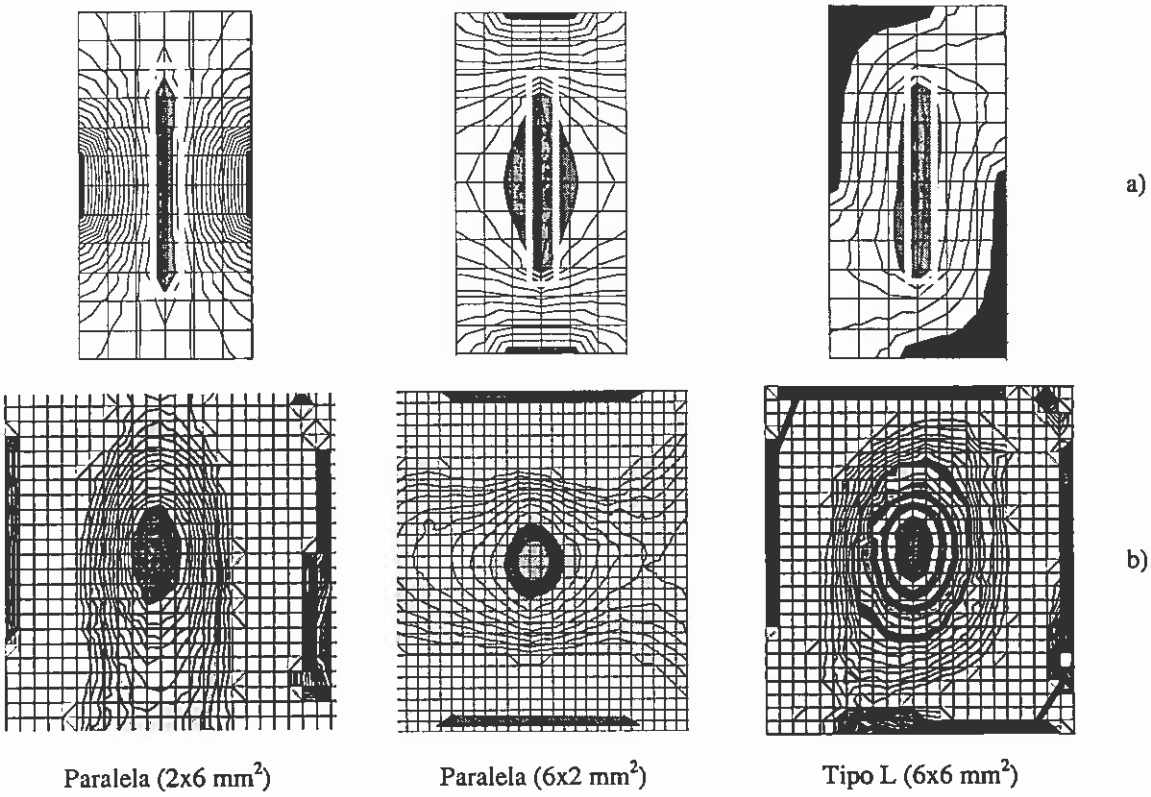


Fig. 3. Distribuições equipotenciais: (a) simuladas e (b) experimentais, utilizando geometrias diferentes.

Os resultados obtidos (por simulação e experimentais) mostram que a área, a forma e a posição dos contactos têm um papel importante na distorção da imagem. Utilizando geometria paralela as curvas de potencial são comprimidas na direcção perpendicular aos contactos enquanto que na geometria em L a distorção diminui (constatou-se uma redução de 15%).

Assim, para a correcta representação e restauração da imagem é necessário corrigir a distorção devida à geometria dos contactos, tendo em conta a forma e posição relativa destes.

Representação da Imagem

O sinal de entrada para a representação da imagem é uma matriz rectangular (80x75) de valores discretos (V_{mn}) gerados por amostragem regular da fototensão transversa (Fig. 2b).

A representação da imagem foi efectuada através dos passos indicados na Fig. 4. A imagem é adquirida (Fig.4a) e nela é definida uma sub-imagem, Fig. 4b, a região de interesse (ROI - *Region Of Interest*) onde o efeito dos contactos e desprezável. Uma vez que a razão entre as intensidades do padrão e do *scanner* é elevada; a matriz sub-imagem de saída, V'_{mn} na Fig. 4b, tem bom contraste entre o objecto (valores baixos V'_{mn}) e o fundo (valores altos V'_{mn}).

A localização do contorno, atribuída a saltos de nível-cinzento, pode ser definida como o ponto de descida mais abrupta das linhas equipotenciais interpoladas. Na Fig. 4c a distribuição de potencial exibe os dois modos característicos referidos anteriormente (Fig. 2) com um ponto de inflexão bem definido que delimita a zona de imagem. Este limiar (*threshold*) é utilizado na binarização: os valores inferiores ao limiar estão associados ao objecto, os valores superiores correspondem ao fundo. A Fig. 4d representa o resultado obtido por binarização. Para uma razão de 2% entre as intensidades do *scanner* e do padrão, obteve-se uma resolução de 100 μm, unicamente limitada pelo número de valores amostrados.

A resolução depende da intensidade da imagem e torna-se cada vez mais importante quando a largura do objecto e a intensidade decrescem [5]. Este efeito é atribuído à razão acrescida da resistência lateral face à transversa (sob iluminação local) que pode ser utilizada como medida da correcção e precisão do sensor.

Como se pode verificar na Fig. 4d, a correcção na localização de contornos é maior com contactos rectangulares e depende do valor imposto para limiar. Adicionalmente, a posição de um contorno depende da intensidade da irradiação; se um limiar fixo é utilizado, um cuidado especial deve ser tomado no valor de limiar imposto.

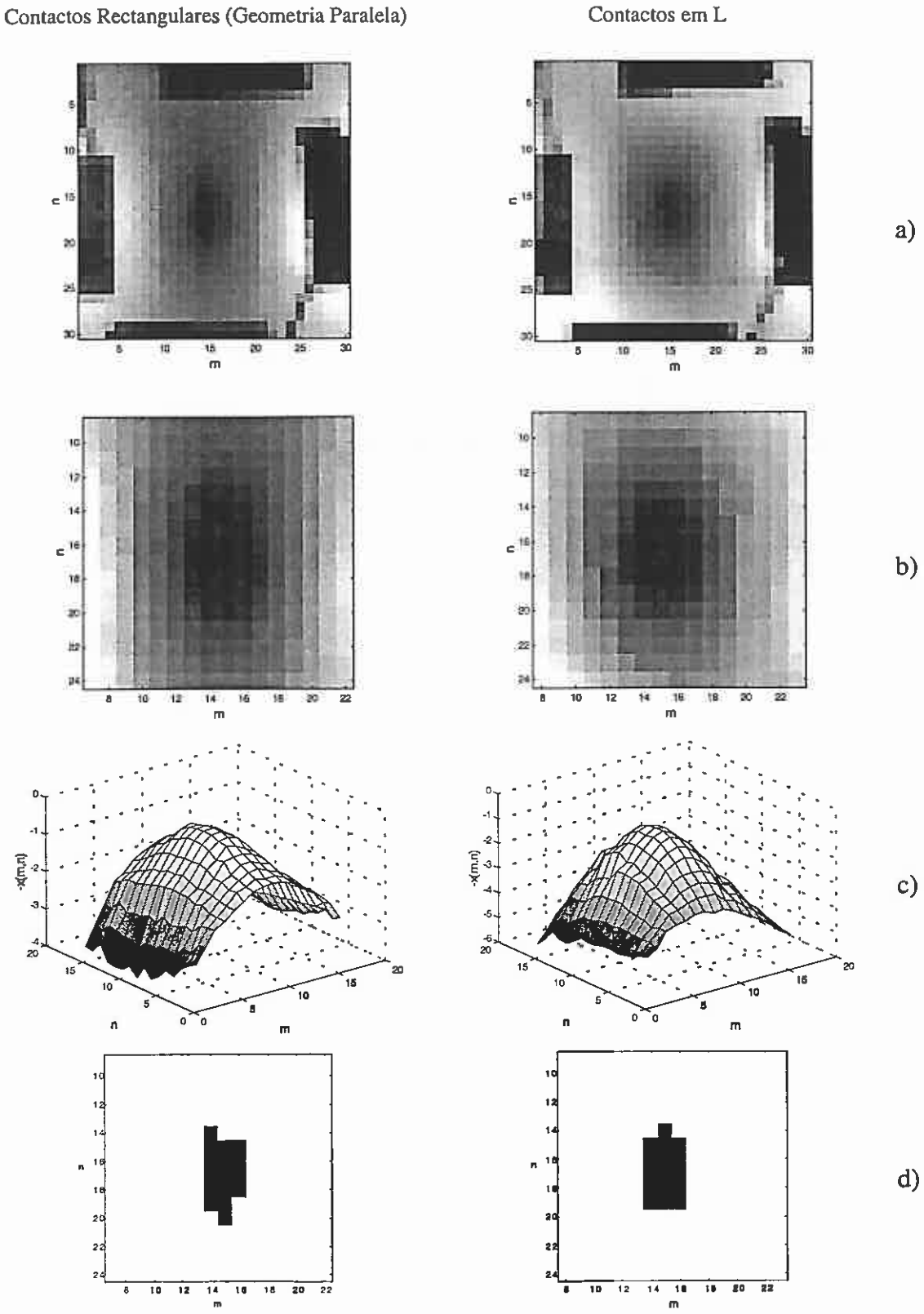


Fig. 4. Efeito da geometria dos contactos.

a) Potencial transverso sob iluminação local; b) Região de interesse (ROI);
c) Superfície invertida da ROI; d) Imagem binária.

Detectou-se um erro de 5% na localização do contorno quando a intensidade foi reduzida de 50%. Assim, uma leitura correcta envolve um compromisso entre a largura e a intensidade do padrão.

A resposta diferencial apresenta uma não linearidade de 10% quando a intensidade do padrão de luz é reduzido de 50%. A sensibilidade maior foi alcançada com contactos do tipo L. A resposta diferencial mostra também um aumento de 15% de linearidade e uma diminuição de 30% de distorção de imagem quando a forma dos contactos muda de rectangular para tipo L. Quando utilizados contactos frontais com geometria L, a imagem adquirida tem, aproximadamente, uma gama dinâmica de 32 dB e relação sinal-ruído de 37 dB.

Restauração da Imagem

Na detecção de padrões que incluem no seu interior zonas não iluminadas (particularidades) foram utilizados algoritmos que têm em conta os desvios da matriz V_{mn} face a um padrão (*template*).

Projectaram-se sucessivamente dois padrões, um círculo uniforme de raio 4 mm e dois semicírculos do mesmo diâmetro mas separados de 1,5 mm.

A Fig. 5 inclui o resultado da binarização efectuada sobre os dois padrões, utilizando apenas um valor de *threshold*. Os resultados mostram que a representação da imagem binária do círculo não apresenta distorção significativa. Contudo, para os dois semicírculos o hiato não é identificado e o contorno da imagem é comprimido na sua direcção.

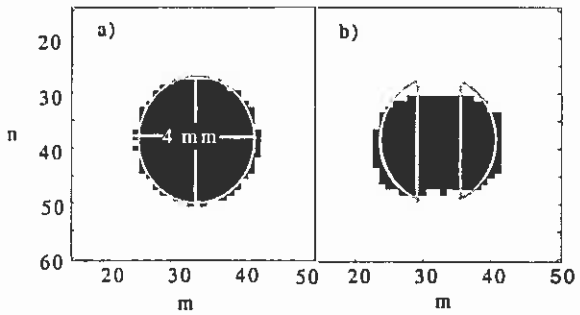


Fig. 5. Representação da imagem binária para o círculo (a) e para os dois semicírculos (b).

Por forma a recuperar o hiato na matriz de distribuição das fototensões e encontrar a sua área, normalizámos a imagem dos dois semicírculos V_{mn}^{THC} ao *template* V_{mn}^{C}, utilizando a transformação com a expressão $Y_{mn} = V_{mn}^{THC} / V_{mn}^{C}$, calculada ponto a ponto. A Fig. 6 apresenta o resultado desta transformação. Para obter a imagem dos dois semicírculos procedeu-se à subtracção da imagem normalizada Y_{mn} pelo *template* $V_{m,n}^{C}$. O resultado é apresentado na Fig. 7. A Fig. 8 apresenta os resultados equivalentes obtidos através de simulação. Verifica-se concordância entre os resultados experimentais e os de simulação o que valida este procedimento para detecção de particularidades em imagens complexas [9].

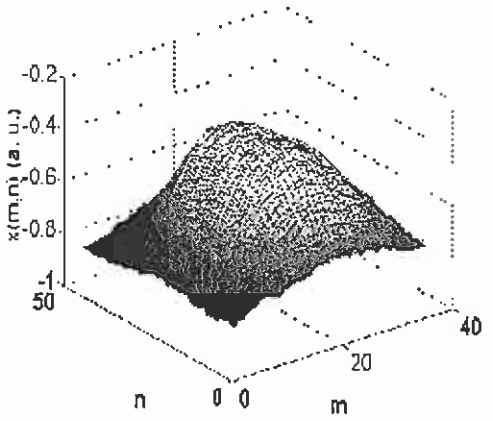


Fig. 6. Imagem normalizada Y_{mn} ao *template*.

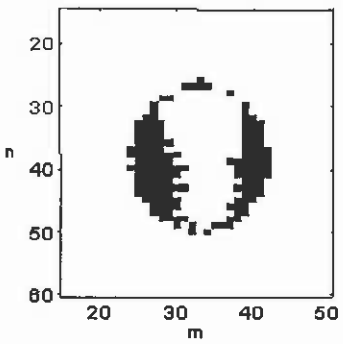


Fig. 7. Resultado da transformação para recuperação da imagem dos dois semicírculos.

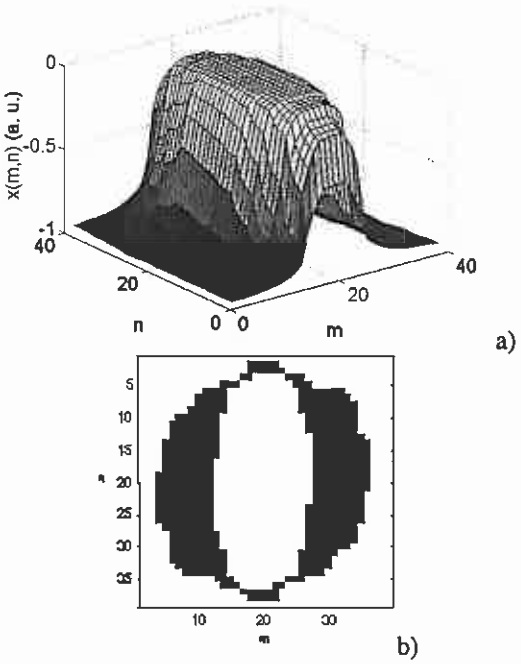


Fig. 8. Resultados da simulação para a imagem normalizada (a) e para a imagem recuperada (b).

CONCLUSÕES

Neste trabalho foi descrito e analisado um sensor de imagem TCO/μc-p-i-n Si:H/Al.

Propõem-se metodologias para aquisição e técnicas de processamento, de baixo nível, para minimização do ruído e enriquecimento da imagem.

Os resultados obtidos mostram que a binarização da imagem é insuficiente para identificação de objectos. Introduzem-se algoritmos de correcção, levando em conta a geometria dos contactos e a homogeneidade da área sensível.

Perspectiva-se o aumento da resolução (utilizando passos mais pequenos de varrimento) e o refinamento dos algoritmos de processamento para melhoria das imagens adquiridas.

REFERÊNCIAS

[1] J. Torkel, Wallmark, Proc. IRE 43 (1956) 474.

[2] I. Chen, J. Appl. Phys. 64 (1988) 2224.

[3] M. Vieira, Appl. Phys. Lett. 70 (1997) 220.

[4] A. Maçarico, M. Fernandes, J. Martins e M. Vieira, Mat. Res. Soc. Symp. Proc. (S. Francisco, USA, 1998), 508, 145-150.

[5] M. Vieira, A. Maçarico, E. Morgado, e R. Schwarz, J. of Non-Crystalline Solids 227 (1998) 1311.

[6] S. Koynov, R. Schwarz, T. Fischer, S. Grebner, e H. Muender, Jpn. J. Appl. Phys. 33 (1994) 4534.

[7] M. Vieira, A. Fantoni, M. Fernandes, A. Maçarico, J. Martins, P. Louro e R. Schwarz, Mat. Res. Soc. Symp. Proc. (S. Francisco, USA, 1999).

[8] M. Vieira, A. Fantoni, S. Koynov, e R. Schwarz, Thin Solid Films 296 (1997) 164.

[9] F. Sousa, J. Martins, M. Fernandes, A. Maçarico, R. Schwarz, e M. Vieira, aceite para publicação em J. of Non-Crystalline Solids (1999).

Behavior of the Main Classes of Data Synchronizers

António D. Reis[1,2], José F. Rocha[1], Atílio S. Gameiro[1], José P. Carvalho[2]

[1]Dep. de Electrónica e Telecomunicações / Instituto de Telecomunicações, Universidade de Aveiro, 3810 Aveiro, Portugal
[2]Dep. de Fisica, Universidade da Beira Interior Covilhã, 6200 Covilhã, Portugal

Abstract

In this paper we present three classes of data synchronizers, namely the open loop (OL), the hybrid loop (HL) and the closed loop (CL).

We study the behavior and performance of each class observing its advantages and disadvantages.

We analyze the jitter response when the input is a data sequence corrupted by noise and then we compare the results. The clock phase disadjustment and jitter increases the bit error rate and degrades the resent regenerated data.

I. INTRODUCTION

This work deal with three different methods for synchronize a local clock with the input data.

According to this synchronization mode we distinguish three different main classes of data synchronizers.

The first class is based on an open loop structure and therefore when some alteration occurs it influences directly the recovered clock. The second class is based on an hybrid loop that is composed by an open loop followed by a closed loop. Thus when an alteration occurs it is partially compensated only by the closed loop. The third class is based on a closed loop, therefore when an alteration occurs it is totally compensated by the loop properties. Fig.1 shows the three mentioned classes of data synchronizers.

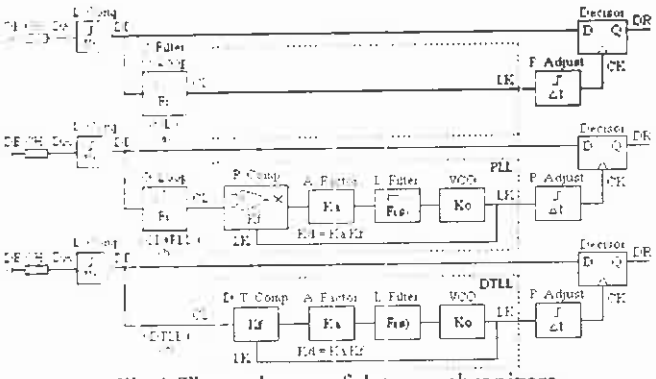


Fig.1 Three classes of data synchronizers

The data synchronizers can be implemented with analog, hybrid, combinational and sequential components. Here we present only the analog prototypes and therefore the Limiter block (Threshold Comparator) is not necessary. Also the Phase Adjust block can be avoided when the clock is recovered with the correct phase, sampling the data at its center. But sometimes a fixed phase adjuster is necessary.

The open loop (Fig.1a) consists in a nonlinearity followed by a filter. The nonlinearity transfers and concentrates energy in some spectral lines, specially the desired frequency clock which is then selected by the filter.

The hybrid loop (Fig1b) consists in the same open loop followed by a conventional PLL (Phase Lock Loop). The PLL only improves the performance of the previous extracted clock.

The closed loop (Fig.1c) consists in a special PLL known as DTLL (Data Transition Lock Loop) that directly synchronizes its clock (VCO) with the input data.

We can summarize all this in the following scheme

Data Synchronizers { Open Loop (OL); Hybrid Loop (OL + PLL); Closed Loop (DTLL) }

The full closed loop tracks the input changes maintaining its initial performance, but the same thing don't happen with the others methods which are more critical to the input.

Next we will see as the fixed error phase and the jitter (random error phase) influences the sampling precision and consequently the bit error rate.

Then we will study the behavior of the different classes of data synchronizers when the input is perturbed by noise. For all classes we used the same wideband (open loop) or loop noise bandwidth (closed loop) Bl=0.02tx Hz and an external noise bandwidth Bn=5tx Hz, where tx is the data rate.

Finally we will measure the output jitter as function of the input noise and we will present the comparison results.

II. SAMPLING PRECISION AND BIT ERROR RATE

A. Fixed phase error and Jitter

In a general regenerator, as shown in Fig.2, we can distinguish the blocks Limiter, Clock Recover, Phase Adjust and Decisor. The block Limiter is dispensable in an analog prototype and the block Phase Adjust is dispensable whenever the clock is recovered with the appropriate phase.

In this case the synchronizer is equal to the clock recover and the regenerator has only two blocks

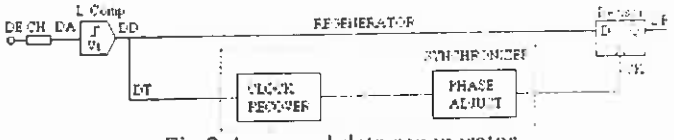


Fig.2 A general data regenerator

[1] PhD Student

The data DE suffer attenuation and distortion in the channel CH but in the receiver is compensated with amplification and equalization reaching the regenerator with analog format DA.

The Limiter gives digital format to the input signal allowing posterior digital processing. The synchronizer generates a clock that at right time samples the input signal providing the output regenerated data.

Fig.3 shows generically the waveforms for the three mentioned classes (OL, HL, CL).

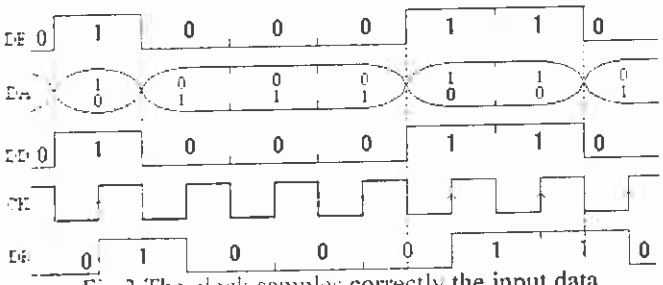


Fig.3 The clock samples correctly the input data

The clock is perfectly synchronized with the data, sampling the incoming signal at the maximum eye diagram opening.

Fig.4 illustrates as the phase disadjustment and jitter $|\Delta\phi|$ increases the bit error rate of the regenerated data TE.

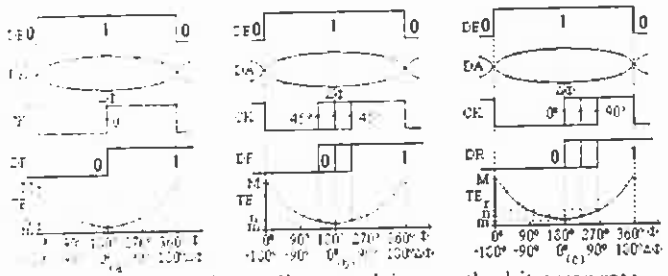


Fig.4 Effects of sampling precision on the bit error rate

In (a) the clock is perfectly synchronized with the input data and has no jitter. Then the regenerated data is resent with the minimum bit error rate (m) and without jitter.

In (b) the clock is still perfectly synchronized with the input data but now with some jitter. So this jitter is transmitted to the regenerated data and the bit error rate increases [m, n].

In (c) the clock is not perfectly synchronized with the input data, it has a fixed delay value but the jitter is the same of case (b). So the bit error rate increases much more [m, r].

The case with fixed advance or delay (45°) of the clock, without jitter is easily understood therefore isn't shown here.

We observe that the bit error rate varies slowly around the the best case (m) but tends to vary suddenly around the worst cases (n, r).

III. DATA SYNCHRONIZERS

A. Open Loop OL

Fig.5 shows the open loop synchronizer. The delay and multiplier concentrates energy around the spectral line witch correspond to the clock frequency. Then this first harmonic passes easily through the tuned filter whereas the others are strongly attenuated. This sinusoidal wave passes through a limiter becoming a rectangular wave.

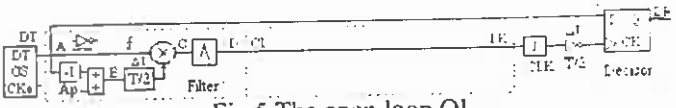


Fig.5 The open loop OL

The phase of the rectangular wave CLK is then adjusted, in this case $\Delta t=0$, sampling the bits of the data at their center.

Fig.6 shows the waveforms at the open loop synchronizer.

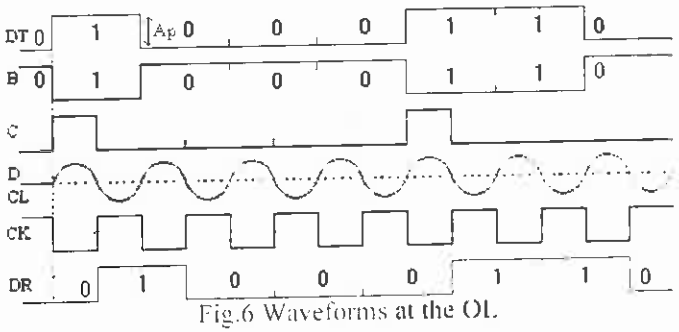


Fig.6 Waveforms at the OL

The phase of the recovered clock is correctly adjusted relatively to the center of the bits, which corresponds to the maximum eye opening.

B. Hybrid Loop OL+PLL

The circuit of Fig.7 is based on the delay and multiplier concept that produces a signal with strong spectral contents at the clock frequency. The following filter attenuates the remainder harmonics facilitating the PLL operation.

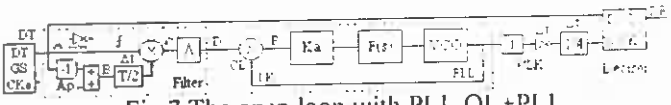


Fig.7 The open loop with PLL OL+PLL

Then the PLL filters this clock frequency with lower performance producing a clock with good quality.

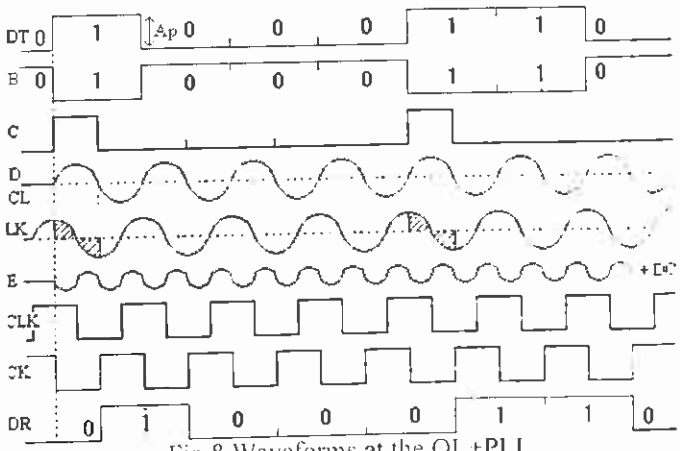


Fig.8 Waveforms at the OL+PLL

We can see that the recovered clock performs the sampling at the center of the bits to diminish the bit error rate.

The first delay, multiplier and filter generates a periodic signal (clock) which then will be tracked by the PLL VCO.

An other equivalent analog (pure) synchronizer was studied by Imbeaux [2] and by Rosenkranz [3].

C. Closed Loop DTLL

Fig.9 shows the full closed loop DTLL. The signal comparator has two arms (delay and multiplier), the above detects the positive data transitions and the below the negative ones. The generated pulse width is adjusted to half period (T/2). The third multiplier compares this sequence pulse phase with the VCO phase producing an error phase that if necessary will correct the position of the VCO.

This system is analog and then Ap is the data amplitude that produces the required offset.

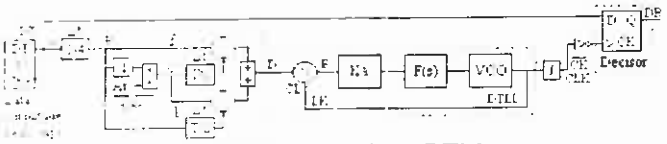


Fig.9 The closed loop DTLL

The input signal and the VCO output at the data transition comparator are both analog.

Fig.10 shows the waveforms at the analog closed loop CL or analog DTLL.

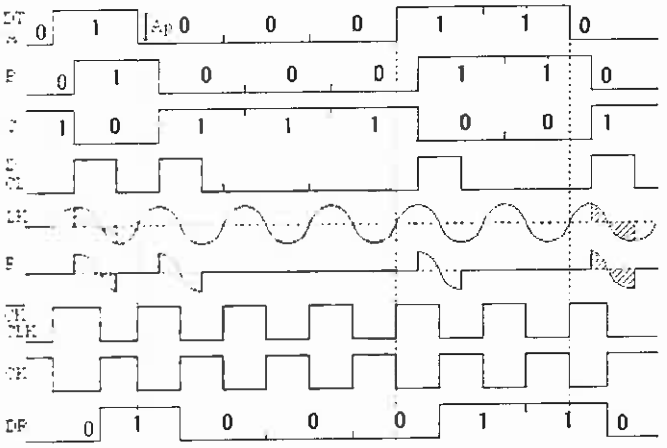


Fig.10 Waveforms at the DTLL

The phase of the recovered clock is correctly adjusted relatively to the center of the bits, which corresponds to the maximum eye opening.

We used the synchronism information of the two data transitions but one was sufficient and then one of the used arms (delay and multiplier) will be dispensable.

The signal (phase/transition) comparator includes three multipliers as a whole.

An other equivalent digital data synchronizer DTLL, was studied by Hogge [1].

IV. TESTS, DESIGN AND RESULTS

A. Test setup

To obtain the jitter-noise curve of each synchronizer we used the setup of Fig.11.

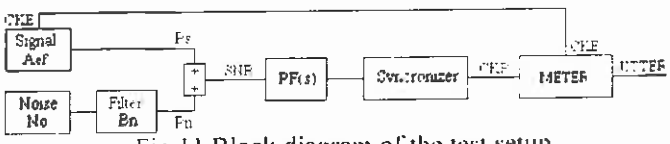


Fig.11 Block diagram of the test setup

The jitter $\phi j=f(NoBl/Ps)=f((Bl/Bn)NoBn/Ps)=f((Bl/Bn)Pn/Ps)=f(1/(LSN.SNR))$ is here presented as function of the SNR.

The signal to noise ratio SNR is given by Ps/Pn, where Ps is the signal power and Pn is the noise power. They are defined as $Ps=A_{ef}^2$ and $Pn=No.Bn=2\sigma_n^2\Delta\tau.Bn$. A_{ef} is the RMS amplitude, Bn is the noise bandwidth, No is the noise power spectral density, σ_n is the noise standard deviation and $\Delta\tau$ is the sampling period (inverse of samples per unit time).

In this case we did not use the prefilter (PF(s)=1) but it can be useful when the noise is quite high [4].

B. Jitter measurer

The jitter measurer (METTER) of Fig.12 consists of a RS flip-flop which detects the phase variation of the recovered clock against the fixed one of the emitter. As the emitter has no jitter that random phase variation is the clock jitter.

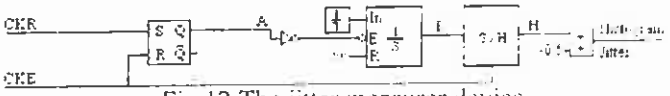


Fig.12 The jitter measurer device

The following blocks convert this phase variation into an amplitude variation which is the histogram jitter. This is then sampled and processed by a software program giving its average, jitter variance in radians, jitter standard deviation in root mean squared unit intervals UIRMS and jitter standard deviation in peak to peak unit intervals UIPP.

C. Loop parameters dimensioning

To perform comparisons, it is necessary to design all the synchronizers with identical parameters specially bandwidth.

The loop gain is given by KI=Kd.Ko=Ka.Kf.Ko where Kd is the phase detector gain, Ko is the VCO gain and Kf is the phase comparator gain. All these referred parameters are fixed, and so the loop amplification factor Ka is the controlling parameter that acts in the roots location, allowing the desired characteristics.

We used a normalized data ratio tx=fo=1 Baud, that implies relative normalized values for the others parameters, simplifying the analysis. So we have a frequency clock fCK =1fo Hz =1Hz, an extern noise bandwidth Bn = 5fo Hz = 5 Hz and a loop noise bandwidth Bl = 0.02fo Hz = 0.02 Hz.

The relation between SNR and σn is SNR = $Aef^2/No.Bn = Aef^2/(2\sigma n^2 .\Delta\tau.Bn) = (0.5)^2/(2\sigma n^2 * 10^{-3} * 5) = 25/\sigma n^2$.
We will now present the 1st and 2nd order loop dimensioning. The loop filter does not exist in the 1st order loop but is important in the dimensioning of the 2nd one.

- 1st order loop

In the 1st order loop the filter F(s) only eliminates the high frequency perturbation terms, produced by the phase comparator, without influencing the loop characteristics. Thus we used a cut-off frequency for F(s) equal to 0.5Hz which is 25 times higher than Bl=0.02Hz (normalized).
In this loop the transfer function with F(s) = 1 is

$$H(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)} = \frac{KdKo}{s+KdKo} \quad (1)$$

and the loop noise bandwidth is

$$Bl = \frac{KdKo}{4} = Ka\frac{KfKo}{4} = 0.02\text{Hz} \quad (2)$$

So for the analog phase synchronizer PLL with Km=1 and A=B=1/2 we have

$$Ka\frac{KmABKo}{4} = 0.02\text{Hz} \rightarrow Ka = 0.08\frac{2}{\pi} \quad (3)$$

for the analog data synchronizer DTLL with Km=1, A=1/2 and B=0.45 we have

$$Ka\frac{KmABKo}{4} = 0.02\text{Hz} \rightarrow Ka = 0.08\frac{2.2}{\pi} \quad (4)$$

for the open loop we used a normalized cutoff frequency Bl = 0.02 Hz.

- 2nd order loop

In this loop the transfer function with $F(s) = \frac{1+sT2}{sT1}$ is

$$H(s) = \frac{sKdKo(T2/T1) + KdKo/T1}{s^2 + sKdKo(T2/T1) + KdKo/T1} \quad (5)$$

$$= \frac{sA+B}{s^2 + s2\xi Wn + Wn^2} \quad (6)$$

and the loop noise bandwidth is

$$Bl = \frac{\xi Wn}{2}\left(1 + \frac{1}{4\xi^2}\right) \quad (7)$$

Taking (ξ=1 and Bl=0.02) and solving the above equations we obtain for F(s)

$$F(s) = \frac{1+s63}{s977} \quad (8)$$

So for the analog phase synchronizer PLL we have

$$Kd=KaKf=Ka(1)(1/2)(1/2) = \frac{1}{2\pi} \rightarrow Ka = \frac{2}{\pi} \quad (9)$$

for the analog data synchronizer DTLL we have

$$Kd=KaKf=Ka(1)(1/2)(0.45) = \frac{1}{2\pi} \rightarrow Ka = \frac{2.2}{\pi} \quad (10)$$

for the open loop we used a normalized cutoff frequency Bl = 0.02 Hz.
A similar dimensioning will be used for other synchronizers.

E. Results of the three data synchronizers

Fig.13 shows the output jitter UIRMS as a function of the input SNR for the three classes of DTLLs (open loop (OL), open loop with PLL (OL+PLL), full closed loop (DTLL)).

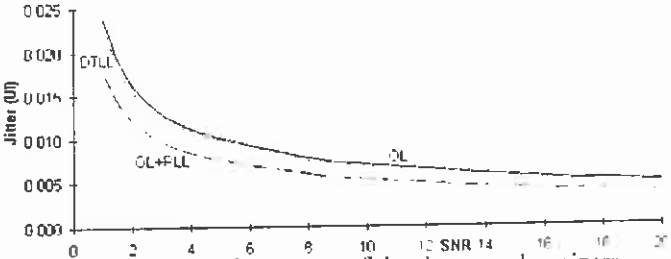


Fig.13 Jitter-noise curves of the data synchronizers

We verify that the open loop and the closed loop have similar jitter performance. The open loop with PLL has a better jitter performance.

V. CONCLUSIONS

In this work we have studied three classes of data synchronizers, namely the open loop, the open loop with PLL and the full closed loop.
All this synchronizers was dimensioned with the same bandwidth. We analyzed their jitter behavior when they were excited by a data sequence corrupted by noise ($\sigma r^2 = No\ Bl/A_s^2$)
The jitter results have shown that the full closed loop is slightly better than the open loop, but the open loop with PLL, due to its double cascade tuned circuit (filter and PLL), has a significant jitter reduction. Thus one can say the open loop with PLL is the best case in terms of jitter.
However the performance includes also the robustness of the system, so the full closed loop is the unique that guarantees full stability for all components since all them are inside the loop and possible disadjustments are compensated by it. The open loop with PLL has some components inside and others outside. The open loop has no loop and then all its components are outside. Thus the open loop is the more sensitive to possible problems of disadjustment and aging.

VI. ACKNOWLEDGMENTS

The first author, Antonio D. Reis is thankful to the program PRODEP for financial support.

VII. REFERENCES

[1] - Charles R. Hogge, "A Self Correcting Clock Recovery Circuit", Journal of Lightwave Technology, Dec. 1985.
[2] - J. C. Imbeaux, "performance of the delay-line multiplier circuit for clock and carrier synchronization", IEEE, J. Sel. Areas in Com., Jan. 1983.
[3] – Werner Rosenkranz, "Phase Locked Loops with limiter phase detectors in the presence of noise", IEEE Transactions on Communications com-30, October 1982.
[4] – A. D. Reis, J. F. Rocha, A. S. Gameiro, J. P. Carvalho "Bit Synchronizer Operating at Half Rate", II Conference on Telecommunications 550, Sesimbra-PT 15-16 April 1999.

Fotodetector para a banda visível/Infravermelho baseado em estruturas p-i-n de Silício microcristalino hidrogenado

M. Fernandes, A. Fantoni, J. Martins, A. Maçarico, R. Schwarz e M. Vieira
Departamento de Engenharia Electrónica e de Comunicações , ISEL
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa, Portugal
Tel: +351 1 8317289. Fax: +351 1 8317114. E-mail: mfernandes@isel.pt.

RESUMO

Este trabalho apresenta a análise em termos da resposta espectral e da fotocorrente de um detector p-i-n fabricado em silício inteiramente microcristalino, o estudo é feito utilizando diferentes condições de polarização e iluminação. O dispositivo é composto por um substrato de vidro, sobre o qual foi previamente depositado um filme fino transparente de ZnO, em cima do qual se fez crescer uma estrutura $p^+/i/n^+$ seguida da evaporação de um contacto em Alumínio. A irradiação luminosa é feita pela parte frontal e posterior do fotodetector.

A resposta espectral do detector depende do lado por que é feita a iluminação. Com iluminação posterior, a resposta espectral estende-se até 1000 nm e apresenta o máximo a aproximadamente 700 nm, com uma elevada rejeição do espectro azul. Se a luz incidir pelo lado do vidro, é observada sensivelmente a mesma resposta, no entanto, na zona do visível, o máximo de sensibilidade apresenta-se deslocado para a região azul do espectro.

Uma simulação levada a cabo, tomando em conta as apropriadas descontinuidades das bandas nas regiões de interface dos grãos, complementa o estudo, e fornece pistas sobre os processos físicos do funcionamento interno do detector.

Como resultado conclui-se que o transporte se efectua segundo caminhos paralelos através das zonas amorfas e cristalinas, ou ambas, dependendo do comprimento de onda utilizado. A maior sensibilidade aos elevados comprimentos de onda (vermelho/infra-vermelho) fica a dever-se à componente cristalina do fotodíodo, enquanto a resposta na zona do azul é uma característica da componente amorfa.

Palavras chave:
Detectores, fotocorrente, resposta espectral, Silício Microcristalino Hidrogenado.

INTRODUÇÃO

A compreensão dos dispositivos de silício microcristalino hidrogenado (μc Si:H) encontra-se ainda numa fase preliminar [1, 2]. O material μc Si:H é uma modificação do silício, que consiste de microcristais separados por uma região mais ou menos extensa de silício amorfo. A composição em volume destas fases e o tamanho dos grãos (de alguns nanometros até algumas centenas de nanometros) são fortemente dependentes do processo de deposição e das condições utilizadas. Diferentes morfologias de filmes foram encontradas em amostras depositadas por diferentes processos [3, 4]. O material é não homogéneo e composto por diferentes fases, incluindo as suas interfaces, com propriedades estruturais diferentes.

Uma descrição precisa das propriedades estruturais deste material heterogéneo é uma tarefa bastante complicada. Entre outros factores, a influencia das regiões quasi-amorfas entre os grãos conduz a uma dificuldade adicional na tarefa da descrição das propriedades do dispositivo simplesmente como a superposição entre as fases amorfa (a-Si) e cristalina (μc-Si), corrigida apenas com um factor de dispersão.

Do mesmo modo o crescimento em forma de cone dos cristais embebidos no material amorfo conduz a uma estrutura p-i-n na qual a fracção cristalina não é uniforme e aumenta desde a interface p-i até à i-n [5].

Neste estudo foram analisadas estruturas p-i-n finas de μc-Si:H, fabricadas por CC-CVD (closed-chamber chemical vapour deposition) [4] resultando dispositivos com uma banda espectral larga, com uma sensibilidade melhorada nas regiões azul e infravermelho-próximo do espectro, e uma resposta espectral positiva quando polarizados directamente. Por forma a compreender o mecanismo de transporte correlacionámos a responsividade espectral e a eficiência de colecção interna através de uma simulação detalhada. É apresentado um modelo baseado nas descontinuidades das bandas próximo das fronteiras dos grãos, o qual é comprovado por simulação numérica.

PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL

Preparação e Experiência

O detector é composto por um substrato de vidro coberto com uma película transparente de ZnO, seguido por uma estrutura p^+-μc-Si:H/i-μc-Si:H/n^+-μc-SiH (μc-p-i-n) e por um contacto superior de alumínio.

A medição das características Tensão-Corrente no escuro, e sob iluminação foi efectuada à temperatura ambiente, usando uma lâmpada de halogénio (40 $mWcm^{-2}$). Sob estas condicionantes, foram medidas uma tensão de circuito aberto (V_{OC}) de 0.3V e uma corrente de curto circuito (I_{SC}) de $10mAcm^{-2}$. Foi ainda medida a fotocorrente I_{ph}, para diferentes tensões de polarização

(entre −1V e 1V) e diferentes comprimentos de onda λ (entre 300nm e 1100nm). A luz fez-se incidir quer pelo lado do vidro (lado <p>), quer pelo lado posterior (lado <n>).

Normalizando a fotocorrente para o número de fotões incidentes no substrato obtém-se a eficiência de colecção externa, Q(λ,V). A eficiência de colecção interna, q(λ,V), foi obtida pela normalização pelo seu valor de saturação sob forte polarização inversa, para todos os comprimentos de onda, $q(\lambda,V)=-Q(\lambda,V)/Q(\lambda,V_{sat})$. Este valor foi calculado para V=-1V onde assumimos uma colecção total.

Para suprimir a corrente de escuro, todas as medidas foram feitas utilizando um amplificador lock-in e uma fonte de luz pulsada.

Modelação do dispositivo

A modelação do dispositivo refere-se à simulação numérica da física dos dispositivos semicondutores de forma a prever o comportamento óptico e eléctrico do mesmo. O dispositivo p-i-n μc-Si:H foi simulado utilizando o programa de simulação ASCA [6]. O problema da heterogeneidade do material foi solucionado aplicando as equações de transporte em heteroestruturas para um domínio rectangular bi-dimensional como apresentado na figura 1.

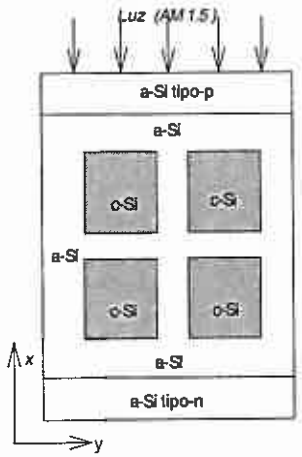


Figura 1. Estrutura do domínio rectangular simulado.

A simulação tem em conta a dimensão transversa (perpendicular à junção, x) e uma das laterais (paralela à junção). Este simulador pode prever parâmetros como densidade de portadores, perfil de campo eléctrico lateral e transverso, distribuição de potencial, características no escuro e fotocorrentes sob diferentes condições externas.

A simulação sob iluminação foi feita utilizando os coeficientes de absorção experimentais [5]. Nomeadamente, utilizámos para o microcristalino (amorfo) nas regiões azul, vermelho e infravermelho os seguintes coeficientes de absorção: $4x10^4$ cm^{-1} ($1x10^5$ cm^{-1}); $1x10^4$ cm^{-1} ($2x10^4$ cm^{-1}) e $3x10^3$ cm^{-1} ($1x10^2$ cm^{-1}), respectivamente.

RESULTADOS

Densidade de corrente e distribuição de potencial

As figuras 2a, 2b e 2c representam os perfis da taxa de fotogeração para três valores de energia (1.55 eV, 2.0 eV e 2.7 eV) com a luz incidente pelo lado <p>. A taxa de geração depende do comprimento de onda e da distribuição dos grãos. Sob iluminação infravermelha (Fig. 2a) o processo de geração está localizado no interior dos grãos, na região do vermelho (Fig. 2b) a luz é absorvida homogeneamente ao longo da estrutura e na região azul/violeta (Fig. 2c) a geração é maior perto da interface iluminada e nas regiões entre os grãos.

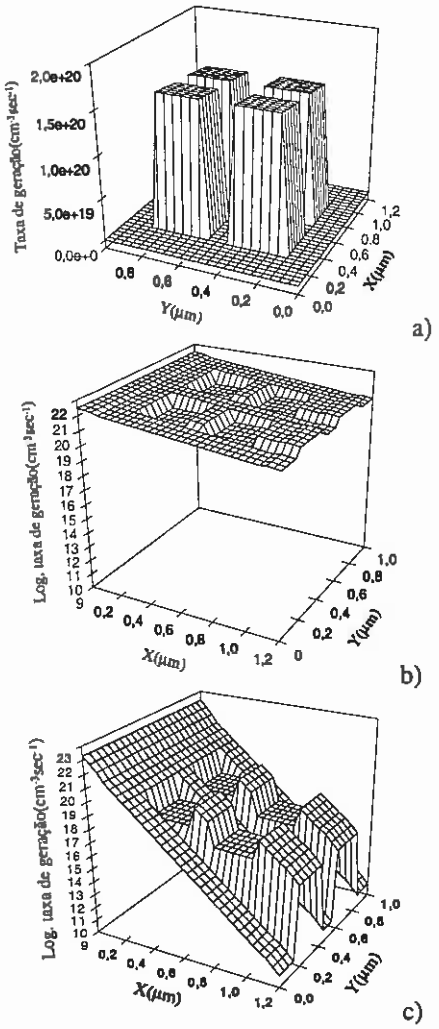


Figura 2. Perfil da taxa de fotogeração numa estrutura p-i-n microcristalina com iluminação (a) infravermelha, (b) vermelha e (c) azul/violeta.

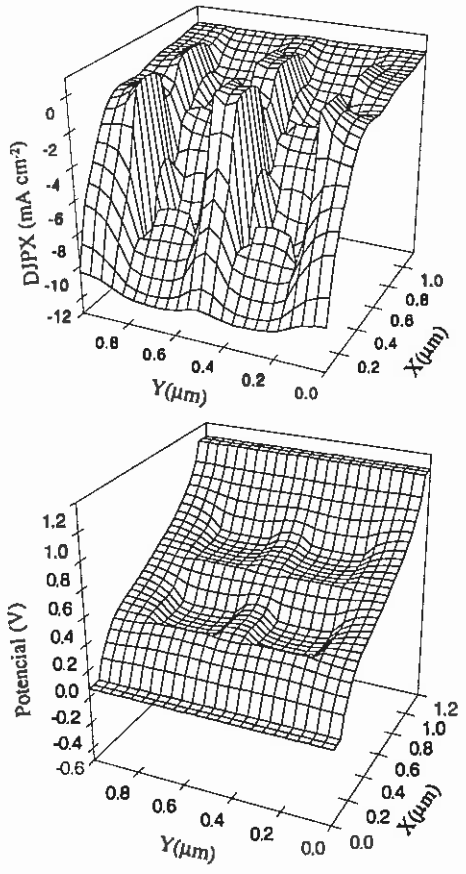
É importante realçar que para a radiação azul/violeta cada grão funciona como uma janela, de forma que os fotões de maior energia podem ser absorvidos a uma maior distância que no caso de um dispositivo totalmente amorfo. Como o processo de geração não é uniforme, os portadores fotogerados tendem a difundir para as zonas de mais baixas concentrações. Alguns deles são aprisionados

nas fronteiras do grão conduzindo a uma distribuição local do campo eléctrico dependente do comprimento de onda.

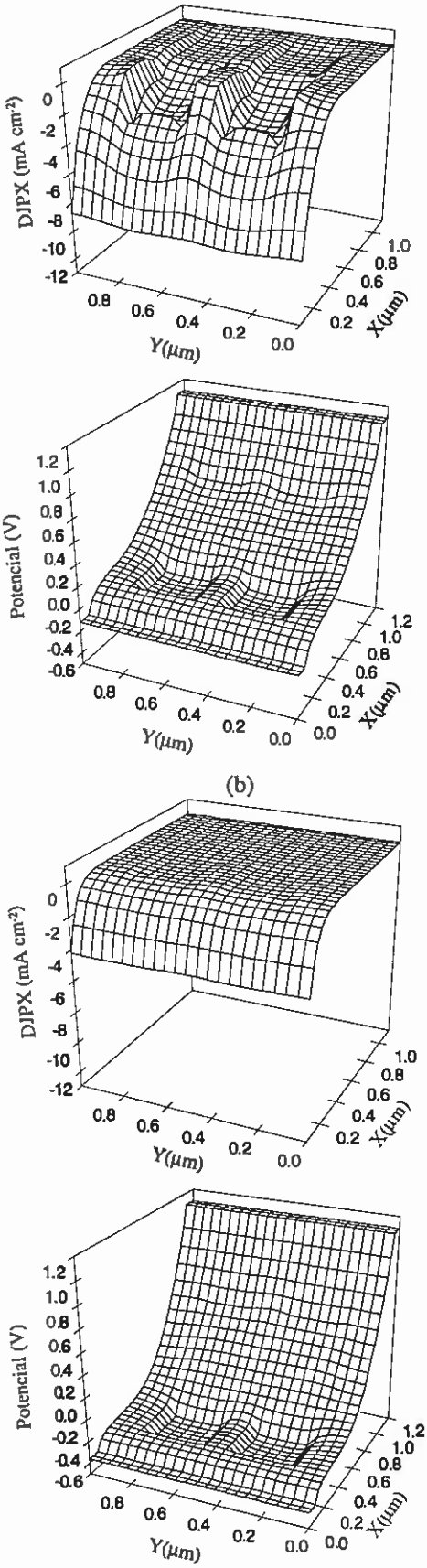
A Figura 3 apresenta a corrente de lacunas e o perfil de potencial em circuito aberto, para vários comprimentos de onda da luz incidente.

O valor total da corrente colectada é determinado pelo campo eléctrico interno em sbreposição com os campos locais. Quanto mais baixa é a energia dos fotões, maior é a influência dos campos locais nas fronteiras do grão. Na região das baixas energias, os grãos funcionam como zonas de potencial baixo, à medida que a energia dos fotões aumenta, a distribuição do potencial suaviza-se escondendo a heterogeneidade devida à natureza microcristalina.

A sobreposição dos campos internos e de fronteira determina a corrente colectada. Na região vermelho/infravermelho (Fig. 3a, 3b) a percolação de portadores entre os grãos é possível e é esperada uma fotocorrente pequena mesmo quando aplicada uma tensão de polarização superior a V_{OC}. Na região azul/violeta (Figura 3c), a posição e/ou o tamanho dos grãos influenciam a distribuição da corrente. Podem ser observados campos locais pequenos somente nas regiões fronteiras dos grãos, que estão próximas da interface p-i. O dispositivo comporta-se como um detector p-i-n standard e não existe fotocorrente.



(a)



(b)

(c)

Figura 3. Perfis da densidade de corrente e de potencial numa estrutura p-i-n μc-Si:H com iluminação (a) infravermelha, (b) vermelha e (c) azul/violeta

A fotocorrente

Na Figura 4, são apresentadas as características tensão-corrente experimentais e fotocorrentes, no escuro e sob iluminação em diferentes comprimentos de onda.

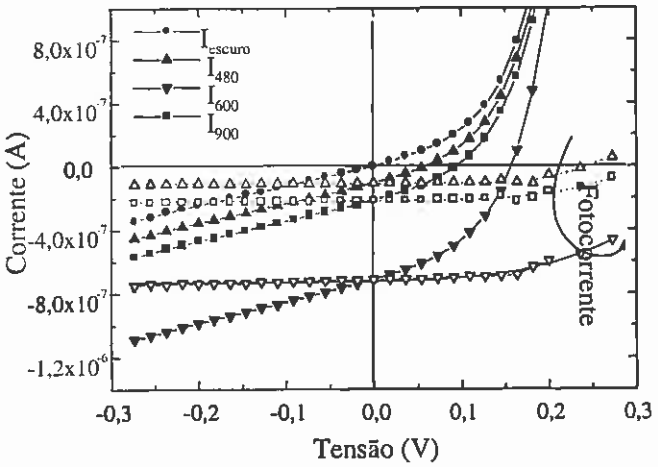


Figura 4. Curvas I/V experimentais no escuro e com iluminação em diferentes comprimentos de onda (a cheio), e fotocorrente (a oco) para uma estrutura p-i-n microcristalina.

Foram detectados dois comportamentos diferentes nas caracteristicas I-V. O primeiro é observado para tensões de polarização inferiores à tensão de circuito aberto, onde prevalece o efeito da resistência de "shunt", e o segundo aparece como um incremento exponencial da densidade de corrente com a tensão de polarização. O desvio da tensão limiar (considerada como a tensão de circuito aberto) é atribuído a alteração da resistência série com a iluminação em diferentes comprimentos de onda. É importante salientar que sob luz azul é observada a transição entre fotocorrente primária e secundaria, enquanto sob iluminação vermelha e infravermelha, e na gama de tensões analisada, a fotocorrente é sempre negativa.

Resposta espectral e eficiência de colecção

O crescimento cónico dos cristais dentro da fase amorfa conduz a uma estrutura p-i-n onde a fracção cristalina não é uniforme e aumenta da interface p-i para a i-n. Os grãos crescem preferencialmente na direcção transversa desde o fundo (lado <p>) até o topo (lado <n>). Entre os grãos existe uma zona amorfa ou "lattice-mismatched", dependendo da distância entre os grãos[5].

De forma a tomar em conta as contribuições das fases amorfa, microcristalina e "lattice-mismatched", o dispositivo foi iluminado pelos lados <p> e <n> respectivamente e a resposta espectral [7] e eficiência de colecção foram analisadas. As figuras 5a e 5b apresentam as curvas de responsividade normalizadas para o seu máximo, para diferentes tensões aplicadas com iluminação pelo lado <p> e <n> respectivamente.

Os resultados mostram que a resposta espectral depende do lado de iluminação. Sob iluminação frontal (Figura 5a) a resposta espectral ultrapassa os 1000 nm apresentando o máximo a 500 nm. Se a luz incidir pelo lado posterior do díodo (Figura 5b) a resposta aos infravermelhos aumenta e o seu máximo desloca-se para a zona do infravermelho próximo aumentando a rejeição do espectro azul.

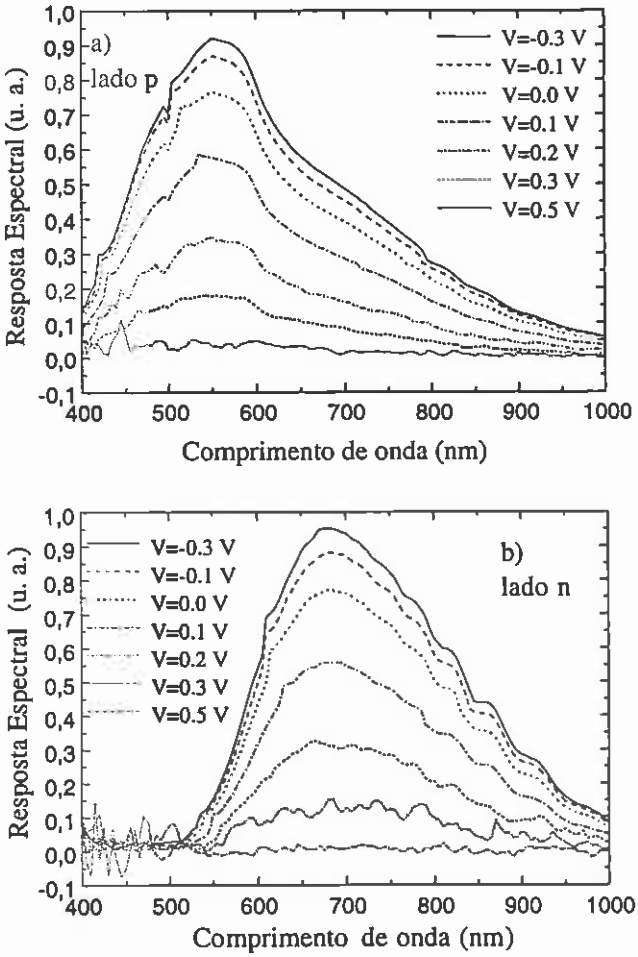


Figura 5. Curvas de resposta espectral experimentais para diferentes tensões de polarização com iluminação pelo lado <p> (a), e pelo lado <n> (b).

A figura 6 apresenta a eficiência de colecção interna em função da tensão de polarização para iluminação em comprimentos de onda diferentes e para o lado <p> e <n>.

A colecção interna depende não só da energia da luz incidente, mas também do lado que é iluminado. Em qualquer dos lados de iluminação, a característica de colecção interna apresenta uma forma incaracteristica. $q(\lambda,V)$ é alta para $V< V_{OC}$ (maior para iluminação pelo lado <n>), tem um decrescimento acentuado perto de V_{OC} (maior para iluminação pelo lado <n>) e estabiliza para $V>V_{OC}$.

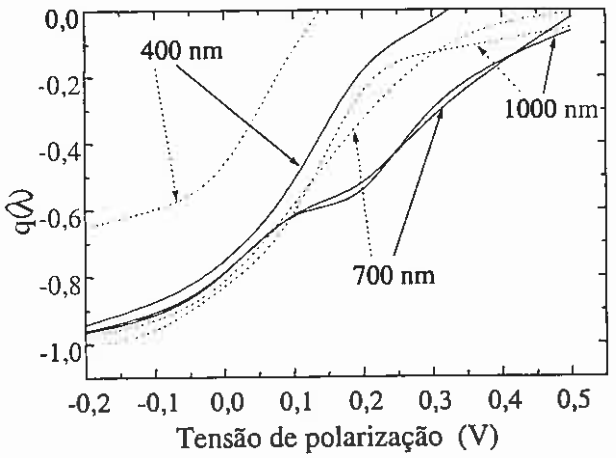


Figura 6. Eficiência interna em função da tensão de polarização para diferentes comprimentos de onda com iluminação pelo lado <p> (solido), e pelo lado <n> (tracejado).

DISCUSSÃO

O mecanismo de transporte

Combinando os resultados experimentais com as simulações numéricas e levando em conta os resultados publicados [7, 8], podemos dar uma explicação qualitativa do funcionamento do dispositivo invocando os caminhos de transporte preferencial através das regiões cristalina, amorfa e "lattice-mismatch". Estes caminhos preferenciais dependem do comprimento de onda da radiação absorvida e da tensão de polarização.

Na região dos infravermelhos os portadores gerados dentro dos cristais deslocam-se ao longo do grão na direcção transversa principalmente por difusão. Este facto é causado pelo perfil de potencial dentro do grão como mostra a figura 3a. À medida que o comprimento de onda diminui os grãos são mais transparentes à radiação, e o perfil de potencial aproxima-se da forma para uma estrutura puramente amorfa.

Assim, os portadores gerados dentro das regiões desordenadas deslocam-se ao longo da fase amorfa, impulsionados pelo campo embutido.

Devido ao facto da densidade de portadores ser alta dentro dos grãos, como explicamos anteriormente, é crucial saber qual o tipo de portadores, electrões ou lacunas, atravessa mais facilmente as regiões amorfa e de "lattice-mismatch ". Este facto vai depender do gradiente da concentração de portadores para o processo de difusão, e da magnitude do campo eléctrico na fronteira para o processo de deriva. A direcção destes campos eléctricos na fronteira, e o seu valor absoluto vai depender fortemente da relação entre os *offsets* da banda de valência e de condução e obviamente não está acessível numa amostra real. Em termos gerais o efeito dos campos na fronteira do grão faz com que um dos tipos de portador utilize preferencialmente o caminho de maior condutividade dentro dos grãos. O outro tipo pode ser colectado após o transporte pelas regiões desordenadas.

Sob polarização inversa o campo eléctrico da junção domina a colecção dos portadores e a fotocorrente é a média de todas as contribuições. À medida que aumenta a polarização directa o campo eléctrico na junção decresce e o mecanismo de transporte deixa de ser controlado por deriva para passar a ser limitado por difusão. Esta transição define um ponto de "turn-off" que depende do comprimento de onda da luz incidente, e da distribuição espacial dos grãos como mostra a figura 6. Este efeito de atraso foi também observado nas células solares de silício amorfo e é explicado pelo aumento da densidade de estados de aprisionamento perto das camadas p e i [9]. No nosso caso a existência desta região com elevada densidade de defeitos corresponde à parte inicial amorfa da camada i. No caso da iluminação pelo lado <n> o ponto de "turn-off" não é deslocado para mais altas tensões pois a maior parte dos portadores colectados são gerados em regiões fora da interface p-i para todos os comprimentos de onda.

A única radiação absorvida na parte cristalina do detector (figura 2) é a infravermelha então, mesmo para tensões de polarização superiores a V_{OC} o dispositivo fornece corrente uma vez que a fase cristalina funciona como um fotodetector, e a amorfa como carga.

CONCLUSÕES

É proposto um modelo qualitativo baseado nos três principais principais caminhos de transporte para explicar o mecanismo de colecção nos fotodetectores p-i-n microcristalinos. A influência dos campos eléctricos locais é suficientemente forte para canalizar o fluxo de portadores por caminhos que incluem preferencialmente os grãos.

A simulação numérica provou ser uma ferramenta bastante útil para mostrar a origem destes processos, que dependem da tensão de polarização e do comprimento de onda da radiação absorvida.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a S. Koynov pela deposição do dispositivo. Este trabalho foi financiado pelos programas PRAXIS XXI, e INCO-COPERNIUS PL9781104.

REFERÊNCIAS

[1] Wyrsch, N., Torres, P., Meier, J., and Shah, A. 17th Int. Conf. on Amorphous and Microcrystalline Semiconductors 227, pp1272, 1997.

[2] Zimmer, J., Stiebig, H., and Wagner, H., Mat. Res. Soc. Symp. Proc. (1998) iem impressão.

[3] Veprek, S., Mat. Res. Soc. Symp. Proc., 164, pp39, 1990.

[4] Koynov, S., Schwarz, R., Fischer, T., Grebner, S., Munder, H., Jpn. J. Appl. Phys., 33, pp4534, 1994.

[5] R. Krankenhagen, M. Schmidt, W. Henrion, I. Sieber, S. Koynov, S. Grebner, and R. Schwarz, Solid State Phenomena 47), pp607, 1995.

[6] A. Fantoni, M. Vieira and R. Martins, Mat. Res. Soc. Proc. 336, pp711, 1994 .

[7] M. Fernandes, A. Fantoni, M. Vieira and R. Schwarz, Mat. Res. Soc. Symp.. (S. Francisco, USA, 1999) em impressão.

[8] J. Meier, S. Dubail, D. Fischer, J. A. Anna Selvan, N. Pellaton Vaucher, R. Platz, Ch. Hof, R. Fluckiger, U. Kroll, Nyrsch, P. Torres, H. Keppner, A. Shah, K. D. Ufert, 13th European Photovoltaic Solar Energy Conf. Proc. pp 1445,1995 .

[9] W. J. Kopetzky, H. Pfeiderer, and R. Schwarz, J. Non-Cryst. Sol. 137&138 pp 1201, 1991.

Internal Electric Configuration of Microcrystalline p-i-n Structures for Light Sensor Application Analyzed by Means of a Computer Simulation

Alessandro Fantoni[a,b], Manuela Vieira[a], Rodrigo Martins[b].
[a] *ISEL, R. Conselheiro Emídio Navarro, P-1900 Lisboa, Portugal.*
[b] *FCT-UNL, Quinta da Torre, 2825 Monte de Caparica, Portugal.*

ABSTRACT

Microcrystalline silicon is a two-phase material. Its composition can be interpreted as grains of crystalline silicon imbedded in an amorphous silicon tissue, with a high concentration of dangling bonds in the transition regions. In this paper results, obtained by means of two-dimensional numerical simulation are reported, for the transport properties of a μc-Si:H p-i-n junction. The role played by the boundary regions between the crystalline grains and the amorphous matrix is taken into account and these regions are treated similarly to a heterojunction interface. The device is analysed under AM1.5 illumination and the paper outlines the influence of the local electric field at the grain boundary transition regions on the internal electric configuration of the device and on the transport mechanism within the μc-Si:H intrinsic layer.

INTRODUCTION

The first successful deposition of microcrystalline silicon (μc-Si:H) films has been realised in the late 60's [1]. Since then, μc-Si has been a subject of interest because of its properties, like high electrical conductivity and low absorption coefficient, which made this material a good candidate for photovoltaic applications. The interest in producing microcrystalline silicon p-i-n solar cells is recently increasing, since they are effectively more stable then their a-Si:H counterpart [2]. Microcrystalline based solar cells have demonstrated a remarkable efficiency for entirely μc-Si:H p-i-n cells [3] and have been successfully incorporated in tandem structures [4]. However, the understanding of μc-Si:H based devices is still in an early stage and some questions about its properties are actually subject of discussion and investigation [5].

MODELLING μc-Si PHOTODEVICES

μc-Si:H is a two-phase material. Its composition can be interpreted as grains of crystalline silicon imbedded in an a-Si:H tissue [6].The structural properties of μc-Si:H are therefore strongly dependent on the deposition and process conditions used [7]. Evidence of different film morphology have been found in samples deposited with different processes [8, 9, 10, 11, 12]. A proper description of the structural properties of such material can be quite a complicated task, as shape and size of the crystalline grains can be highly variable and their distribution within the amorphous matrix is probably different for each sample. Nevertheless, microcrystalline silicon has its own macroscopic characteristics which are different from each of the single phase characteristics.

The model here used to simulate μc-Si:H p-i-n device is similar to the one we have previously used for simulating a-Si:H p-i-n structures applying the ASCA program. Details about this program can be found on previously published papers [13] [14]. The model is based on the well known drift-difusion transport mechanism [15]. The holes and electrons continuity and Poisson's equations are solved simultaneously by means of numerical techniques. The recombination and the trapping mechanisms are described through the Shockley-Read-Hall model [16] and the Taylor-Simmons statistic [17].

The crucial point in modelling a device based on μc-Si:H material is to define the role played by the boundary regions between the crystalline grains and the amorphous matrix. In these transition regions it is supposed that a high concentration of defects in the lattice structure is localised [18-19]. If the distance between two adjacent grains is large enough these regions could be treated similarly to a heterojunction. The difference between the energy gaps (E_g) and the intrinsic carrier concentration causes the presence of local electric field in this transition regions. Moreover, due to the high density of defects, a high density of trapped charge is localised near the grain boundaries and additional local electric fields, appear in such regions. These local fields influence markedly the electrical properties of the intrinsic material used in the p-i-n device. Here, they do not contribute to the total built-in potential developed by the junction, but only to its distribution within the structure (mainly in the bulk of the intrinsic layer, where the strength of the junction built-in electric field is lower).

Figure1 hows a graphic representation of the domain representing the device simulated. The simulation takes into account the transverse dimension (perpendicular to the junction plane, denoted as x-direction) and one of the lateral dimensions (parallel to the junction plane, denoted as y-direction). The device under consideration is a p-i-n structure where the doped layers are standard p and n type amorphous silicon which thickness is fixed at 0.1 μm. The μc-Si:H intrinsic layer is then defined by crystalline grains, whose size is 0.3 μm, imbedded in the a-Si:H matrix. There we considered that the distance separating the grains is in the range of 0.1 μm. The material parameters set used for the simulation is given in Table 1.

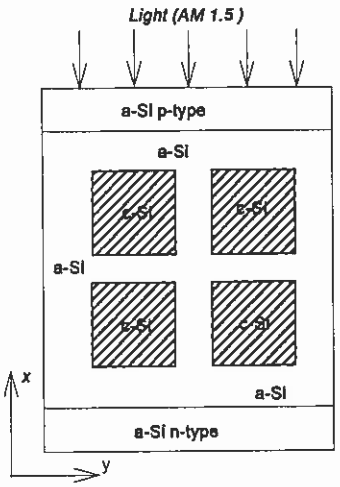


Figure.1 *structure of the simulated μc-Si:H solar cell*

The extension of the energy gap in the a-Si:H doped layers is assumed equal to the intrinsic material one and no dependence of this parameter on the doping density is considered. As can be seen in Figure 1, both the p-i and the i-n interfaces are made of amorphous material. Thus no barriers to the bandgap mismatch are created at these interfaces, allowing a clearer analysis of the transport properties within the microcrystalline intrinsic layer.

The problem of the anisotropy of the material is approached applying the heterostructure transport equations on a two-dimensional rectangular domain [20].

THE μc-Si:H SOLAR CELL UNDER AM1.5

ILLUMINATION

The solar cell is illuminated through the p-layer by a AM1.5 spectrum. The process of photo-generation is mainly localised inside the intrinsic microcrystalline film and so, mainly ascribed to the crystalline grains, where the red and infrared radiations of the AM1.5 spectrum are better absorbed. Moreover a much lower the density of localised states in the bulk of the crystalline grains determine a higher concentration of both the free carriers within the grains.

The reached steady state condition is determined by the equilibrium between the carriers diffusion process and the superposition of drift forces due to the junction field and the band mismatch at the crystalline-amorphous transition regions. The equilibrium is obtained when the continuity equation is satisfied and the divergence of the current is null.

The carriers photo-generated within the grains tend to diffuse out, towards the amorphous regions, due to the high gradient of concentration. Here, due to the high defect density, most of them fall trapped; they do not contribute to the transport process and they only create a space charge distribution, which gradient depends on the involved DOS level [21, 22].

The electrical properties of poli and micro crystalline materials are governed by traps and potential barrier height at the grain boundaries. In the dark, electronic charge appearing in the grain boundaries interface states are counterbalanced by charges in two depletion regions on both sides of the interface. The width of the grain boundaries space-charge interface

Parameter	*Unity*	*p-layer a-Si*	*i-layer a-Si*	*i-layer c-Si*	*n-layer a-Si*
Holes band mobility	$cm^2 V^{-1} sec^{-1}$	1.0	1.0	10	1.0
Electron band mobility	$cm^2 V^{-1} sec^{-1}$	10.0	10.0	100	10.0
Ionized acceptor density	cm^{-3}	10^{18}	0.0		0.0
Ionized donor density	cm^{-3}	0.0	0.0		10^{18}
Electron affinity	eV	0.1	0.1	0.4	0.1
Energy gap	eV	1.72	1.72	1.2	1.72
Ratio of a charged/neutral trap cross sections	-	100			
DOS at the top of the valence band	$eV^{-1} cm^{-3}$	10^{21}			
DOS at the bottom of the conduction band	$eV^{-1} cm^{-3}$	10^{21}			
Energy position exponential band tails minimum[a]	eV	0.7	0.7	-	0.7
Energy slope acceptor-like band tail	eV	0.057	0.048	-	0.057
Energy slope donor-like band tail	eV	0.082	0.068	-	0.082
Number of states in the donor-like Gaussian	cm^{-3}	10^{17}	10^{16}	10^{9}	10^{18}
Number of states in the acceptor-like Gaussian	cm^{-3}	10^{18}	10^{16}	10^{9}	10^{17}
Number of states in the donor-like Gaussian at the grain boundaries	cm^{-3}	-	10^{17}	10^{9}	-
Number of states in the acceptor-like Gaussian at the grain boundaries	cm^{-3}	-	10^{17}	10^{9}	-
Position of the donor-like Gaussian peak[a]	eV	1.15	1.15	0.9	1.15
Position of the acceptor-like Gaussian peak[b]	eV	1.15	1.15	0.9	1.15
Standard deviation of the donor-like Gaussian	eV	0.15	0.15	0.10	0.15
Standard deviation of the acceptor-like Gaussian	eV	0.15	0.15	0.10	0.15

[a] measured from the conduction band edge
[b] measured from the valence band edge

Table 1: *Set of parameters used to simulate a μc-Si:H p-i-n junction*

decreases with increasing illumination [23]. Electrons with energy less than the grain boundaries potential barrier height are confined with the potential wells which occur between grain boundaries and are unable to take part in current transport [24].

The space charge distribution obtained by our simulation is depicted in Figure2. The results confirm the presence of a space-charge concentration in a depletion region localised at the grain borders, while the grains bulk appears almost neutral. This is in agreement with results previously published by different authors [21, 22, 23, 24]. The sign of the space charge distribution at the crystalline-amorphous transition regions is influenced by the position of the grains within the i-layer. At every grain, the space charge is negative at the crystalline border, while at the amorphous one it is positive when it is near to the p-i interface (where holes are the majority carriers) and negative when it is close to the i-n interface (where electrons are the majority carriers). In considering the sign of this space charge distribution, it must be taken into account that the built-in junction field tends to separate the photo-generated carriers within the bulk of the grains along the x-direction. Moreover, the carriers distribution in the intrinsic layer is determined also by the diffusion of charged carriers coming from the doped layers which is highly non-uniform.

At these regions of charge concentration there is a corresponding distribution of local electric fields. Figure3 reports the simulated profile of the transverse electric field (E^x). There we observe that E^x is dominated by the junction built in field, whose peaks at the p-i and the i-n interfaces are about 4×10^4 V cm^{-1}. The distribution of E^x in the i-layer is highly non-uniform. High field peaks can be observed at the amorphous-crystalline transition regions. The intensity of these local fields is comparable to the junction built-in field. In the short circuit condition, E^x remains directed from the n-layer towards the p-layer. The effect of these local fields is, alternately, enhancing and reducing the junction field within the i-layer, without any reverse of the field sign.

Local peaks can also be observed in the profile of the lateral electric field (E^y), reported in Figure4. The intensity of such peaks is still about 10^4 V cm^{-1} and they are directed towards the bulk of the crystalline grains. As no junction field appears in the lateral direction, they depend only on the grains size and are directed from the amorphous regions towards the crystalline grains.

The effect of this highly non-uniform distribution of the electric field within the intrinsic layer is to create preferential transport path along the x-direction, depending on the grains distribution and size. The transverse built-in electric field separates the carriers and push them towards the collecting contacts. As the lateral electric fields are directed from the amorphous regions towards the bulk of the grains, only the electron lateral flow is possible, while holes leave the grains only along the x-direction when the junction transversal field is strong enough. It should be observed that the lateral current components do not contribute to the final current collected at the contacts, giving only information about the carriers transport path.

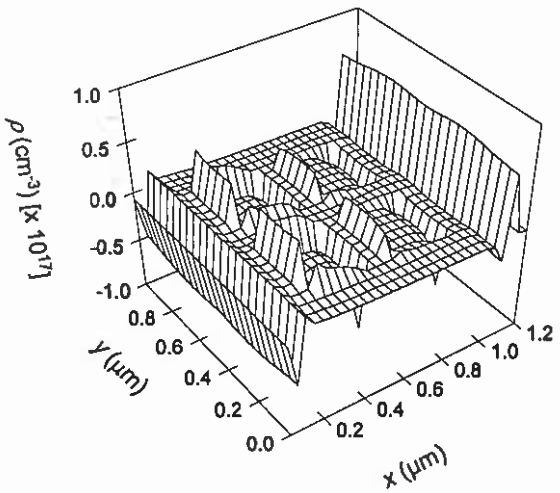


Figure 2 *Electric charge density distribution within a μc-Si:H solar cell under AM1.5 illumination under short circuit condition*

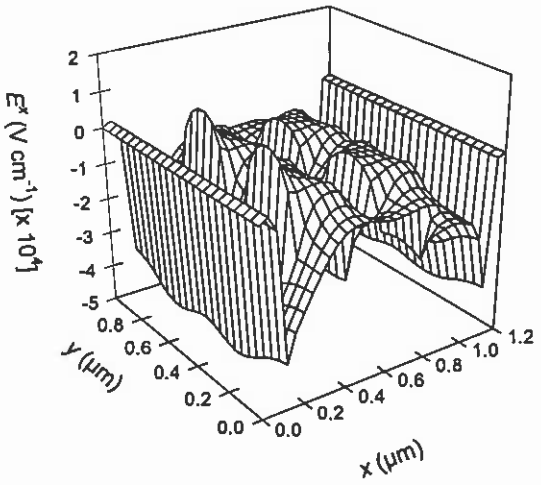


Figure 3 *Transverse Electric Field distribution within a μc-Si:H solar cell under AM1.5 illumination under short circuit condition*

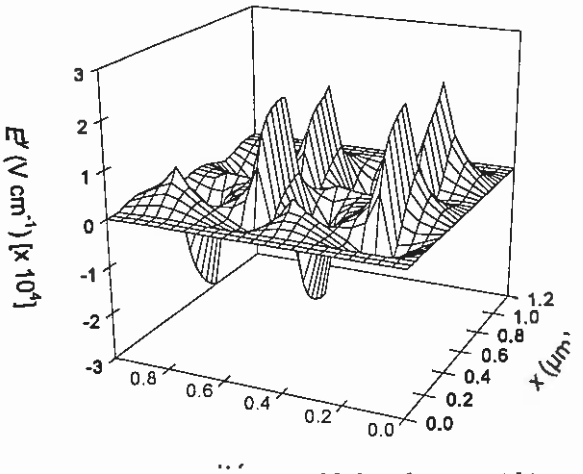


Figure 4 *Lateral Electric Field distribution within a μc-Si:H solar cell under AM1.5 illumination under short circuit condition.*

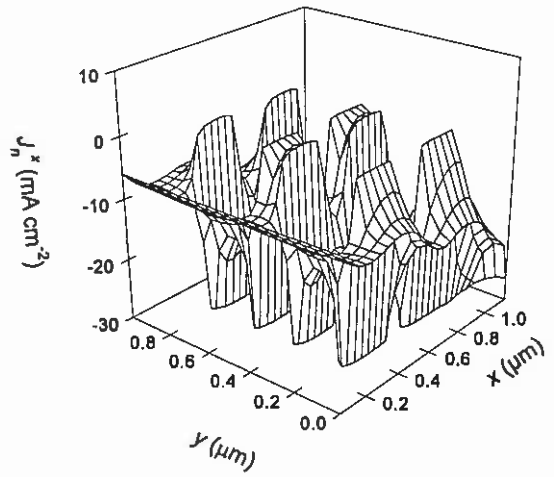


Figure 5 *Transverse electron density of current distribution within a μc-Si:H solar cell under AM1.5 illumination under short circuit condition*

Figure 6 and Figure 5 report the profile of the transverse component of the holes' and electrons' currents (J_p^x and J_n^x), respectively. It can be observed that, for both the type of carriers the transverse transport mechanism is mainly ascribed to the crystalline grains. The conduction within the amorphous region is very poor (especially the holes one), and it contributes to the transport process only by allowing a percolation of the carriers through the crystalline grains [25]. The percolation path is determined by the combination of the transverse and the lateral fields The transverse transport of holes is preferentially made in the bulk of the grains, while the electrons move in the crystalline regions close to the grain borders. Holes percolation is mainly along the *x*-direction, following the junction built in electric field, while the presence of high peaks of the lateral field directed toward the bulk of the grains suggests that electrons percolation is mainly directed along the *y*-direction. Such a difference in the transport path of the carriers must be ascribed to the effect of the local fields at the grains borders. Small lateral holes currents within the i-layer are possible only in the regions where the hole's concentration profile presents a gradient that is large enough to overcome the effect of the local fields, which tend to localise holes in the bulk of the grains. On the other hand, transverse hole's current is possible only if the intensity of the transverse junction field overcomes the local ones; holes would otherwise remain confined into the grains bulk. Opposite behaviour is observed for electrons: the junction field pushes them towards the collecting contact, and the superposition of the local fields makes them laterally percolating through the crystalline grains. As the probability of recombination increases with the path of the electrons through the amorphous part of the intrinsic layer, such a lateral percolation of electrons results in a leakage current that can reduce the fill factor of the solar cell. The simulation shows also small diffusion component of the holes and

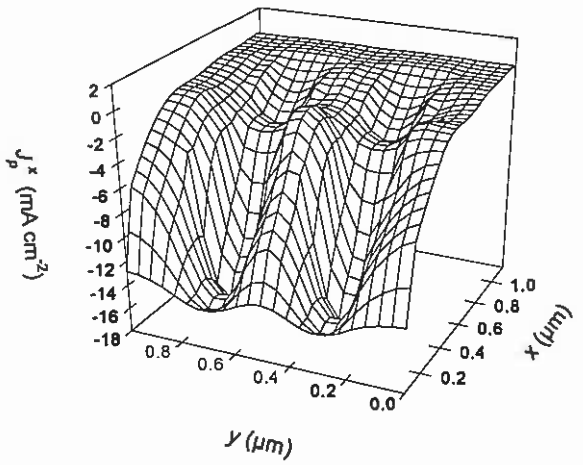


Figure 6 *Transverse hole density of current distribution within a μc-Si:H solar cell under AM1.5 illumination under short circuit condition*

electrons currents in their respective majority carrier regions. Finally, The simulated collected short circuit current developed by this structure under AM1.5 illumination is about 18 mA cm^{-2}.

Figure 7 reports the potential profile within the μc-Si solar cell under AM1.5 illumination in open circuit condition. There we observe that the difference of potential between the two contacts of the cell is about 0.3 volt. The built-in voltage, determined by the amorphous doped layers, is about 1.1 volt, thus we can deduce that the open circuit voltage (V_{oc}) developed by the cell is around 0.8 volt. As this is the V_{oc} that we obtained by simulating a standard a-Si:H p-i-n solar cell with analogous characteristics of the doped layers [26], we can conclude that the local fields observed at the grain boundaries do not affect value of the V_{oc}. It can also be observed that even in open circuit condition, when the built-in junction field is almost null in the intrinsic layer, a difference of potential between the amorphous and the crystalline regions is still present. The distribution of the potential at the grain borders is not influenced by the open circuit condition. The local field peaks remain unchanged and the crystalline grains act like regions of low potential inside the i-layer. The presence of these local fields, associated to the electron diffusion caused by

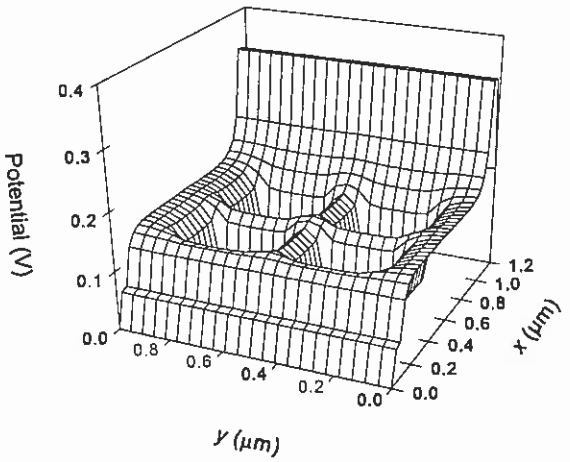


Figure 7 *Potential distribution within a μc-Si:H solar cell under AM1.5 illumination in open circuit condition.*

the high concentration gradients at the grain boundaries, make percolation of carriers between grains to remain theoretically possible and a small photocurrent can be expected even when an external bias higher than the open circuit voltage is applied [27].

CONCLUSION

A heterojunction model based on the presence of additional local electric fields near the grain boundaries is presented to explain the internal electric behaviour of a μc-Si:H p-i-n solar cell with a-Si:H doped layers. The transport mechanism reveals to be mainly concentrated in the crystalline grains. Conduction within the amorphous region is very poor and it contributes to the transport only by allowing a percolation of the carriers through the crystalline grains. The percolation path is different for holes and electrons and it is determined by the distribution of the local fields at the grain boundaries. These local fields are revealed to be not dependent on the externally applied conditions, and they can be related to the persistence of a small photocurrent observed in μc-Si:H p-i-n when it is applied a bias higher than the open circuit voltage. The simulation results show that, under AM1.5 illumination, an open circuit of 0.8 volts and a short circuit current density of 18 mA cm^{-2} can be obtained if a-Si:H doped layer are used to built the junction. These results confirm that μc-SI:H can be seriously considered as a good candidate for future photovoltaic application in devices with low cost of production.

ACKNOWLEDGEMENT

This work has been financially supported by the Portuguese program PRAXIS XXI, which is gratefully acknowledged.

REFERENCES

[1] S. Veprek and V.Marecek, Solid State Electronics, Vol 11, p.683 (1968)

[2] R.Krankenhagen, M.Shmidt, W.Herion, I.Sierber, S.Koynov, S.Grabner, R.Shwarz, Solid State Phenomena, **47**, 75 (1995)

[3] J.Meier, P.Torres, R. Platz, S.Dubail, U.Kroll, J.A. Anna Selvan, N.Pellaton-Vaucher, C.Hof, D.Fisher, H.Keppener, A.Shah, K.D. Ufert, P.Giannoulès, J.Koehler, in Material Research Society Symposium Proceeding, Vol 420, p.3 (1996)

[4] J.Meier, S.Dubail, D.Fisher, J.A.Anna Selvan, N.Pellaton Vaucher, R.Platz, Ch.Hof, R.Fluckiger, U.Kroll, Nwyrsch, P.Torres, H.Keppner, A.Shah, K.D.Ufert, Proceedings of the 13th European Photovoltaic Solar Energy Conference, Nice, France, p.1445 (1995)

[5] N. Wyrsch, P. Torres, J. Meier and A. Shah. Presented at the 17ª International Conference on Amorphous and Microcrystalline Semiconductors, Budapest, Hungry (1997)

[6] J. Jerhot, V. Snejder, Thin Solids Film, Vol 52, p. 379 (1978)

[7] S.Veprek, Material Research Society Symposium Proceeding, Vol 164, p.39 (1990)

[8] Y.L. Chen, C. Wang, G. Lucovsky, Journal of Vacuum Science and Technology, Vol. A10, p. 874 (1992)

[9] Y. He, C. Yang, G. Cheng, L. Wang, X. Lui, G.Y. Hu, Journal of Applied Physics, Vol. 75, p. 797 (1994)

[10] T. Kaneko, K. Onisawa, Japanise Journal of Applied Physics, Vol. 33, p. 4534 (1994)

[11] M. Nakata, I. Shimiru, Material Research Society Symposium Proceeding, Vol 283, p.591 (1993)

[12] S. Koynov, R. Schwarz, T. Fisher, S. Grebner, H. Munder, Japanise Journal of Applied Physics, Vol. 33, p. 4534 (1994)

[13] A. Fantoni, M. Vieira and R. Martins, in Amorphous Silicon Technology, edited by M.Hack, E.A.Schiff, A.Madan, M.Powell, A.Matsuda, Mater. Res. Soc. Proc. **336**, 711 (1994)

[14] A. Fantoni, M. Vieira J. Cruz , R. Schwarz and R. Martins, Journal of Physics D: Applied Physics, **29**, 3154 (1996)

[15] S. Selberherr, Analysis and simulation of semicinductor devices, Springer Verlag, Wien-New York (1984)

[16] W.Shockley and W.T.Read, Solid State Electron, **2**, 35 (1961)

[17] G.W.Taylor and J.G.Simmons, J.Non-Cryst. Solids. **8-10**, 940 (1972)

[18] H.H.Liu, Y.L. He, F. Wang, S. Grebner, Journal of Non-Crystalline Solids, Vol 164-166. p.1005 (1993)

[19] G.Amato, G. Boero, F. Fizzotti, C. Manfredotti, M. Abbas, Proceedings of the 11th European Photovoltaic Solar Energy Conference, Lisbon, Portugal, p.730 (1992)

[20] S. Lundstrom and R. J. Shuelke, IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. ED-30, p. 1151

(1983)
[21] G. Willeke, in Amorphous and Microcrystalline Semiconductor Devices, Edited by J. Kanicki, Artech House (1992)
[22] P.G. Le Comber, G. Willeke, W. E. Spear Journal of Non-Crystalline Solids, Vol. 59-60, p.865 (1983)
[23] S. N. Mohammad, C. E. Rogers, Solids-State Electronics, Vol. 31, nº 7, p.1157 (1988)
[24] J. W. Orton, M. J. Powell, Rep. Prog. Physics, Vol 43, p. 81 (1980)
[25] R.Martins, I. Ferreira, E.Fortunato, Solid State Phenomena, Vol 44-46, p.299-346 (1995)
[26] A. Fantoni, M. Vieira, R. Martins, In Optoelectronic Integrated Circuit Materials, Physics and Devices, Proc. SPIE 2397, p. 695 (1995),
[27] M. Fernandes, M. Vieira, A. Maçarico, S. Koynov, A. Fantoni, and R. Schwarz, Proceeding of MRS Spring Meeting, Amorphous and Microcrystalline Technology, S.Francisco 1998, in printing.

Estabilidade de Células Solares *p-i-n* Microcristalinas de Si Espostas a Radiação Solar e Laser Pulsátil

P. SANGUINO[1], S. KOYNOV[1], R. SCHWARZ[1], M. FERNANDES[2], M. VIEIRA[2], R. MANSO[3], A. JOYCE[3], and M. COLLARES-PEREIRA[3]

(1) Instituto Superior Técnico IST, Departamento de Física, P-1096 Lisboa, Portugal
(2) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa ISEL, Dep. de Electrónica, P-1900 Lisboa, Portugal
(3) Instituto National de Energia e Tecnologia Industrial INETI, Dep. de Energias Renováveis., P-1200 Lisboa, Portugal

ABSTRACT

O desempenho de células solares *p-i-n* totalmente microcristalinas foi acompanhado durante um teste no exterior de longo período assim como durante um teste laboratorial de exposição a um laser pulsátil. No teste exterior, um pequeno decréscimo de I_{sc} foi observado após 5 meses de exposição. No teste laboratorial a degradação mostrou ser dependente da energia do impulso do laser. O carácter da degradação mostrou ser diferente nos dois estudos.

INTRODUÇÃO

Investigação orientada para a aplicação de silício microcristalino (μc-Si:H) em células solares de filme fino registou recentemente um enorme renascimento. O interesse neste tipo de material deve-se as suas adequadas características ópticas e electrónicas, e especialmente à esperança de que filmes μc-Si:H de elevada fracção cristalina possam ser estáveis sob prolongada iluminação [1] em contraste com filmes *a*-Si:H.

Vários novos métodos de preparação tais como Very-High-Frequency CVD (VHF-CVD) [2], Hot-Wire CVD (HW-CVD) [3] e Closed-Chamber CVD (CC-CVD) [4] têm vindo a ser desenvolvidos recentemente para deposição de filmes μc-Si:H de elevada cristalinidade a uma taxa de crescimento drasticamente elevada, quando comparada com a técnica convencional "H-dilution" PE-CVD. Para células solares μc-Si:H, preparadas por VHF-CVD, eficiências de 8,5% foram encontradas, enquanto que células do tipo "tandem micromorph" obtidas pela mesma técnica mostram uma eficiência de 12% [6].

É importante notar que estes resultados encorajadores foram obtidos após ter sido aplicada uma fonte de purificação adicional de resíduos de oxigénio aos gases fornecidos no processo [7]. Evitar a contaminação com O_2 é de extrema importância dado a sua alta eficiência de dopagem no material cristalino. Foi também observado que material μc-Si:H, exposto ao ar (humidade) por longos tempos, é oxidado ao longo das fronteiras dos grãos [7]. Deste modo, testes de células solares μc-Si:H em condições naturais e laboratoriais podem ser úteis para provarem a sua estabilidade no que respeita a prolongada exposição à luz solar, à luz de laser e efeitos de pós-oxidação.

ASPECTOS EXPERIMENTAIS

Todas as células solares *p-i-n* μc-Si:H foram depositadas pela técnica CC-CVD como descrito em publicações prévias [4,5].

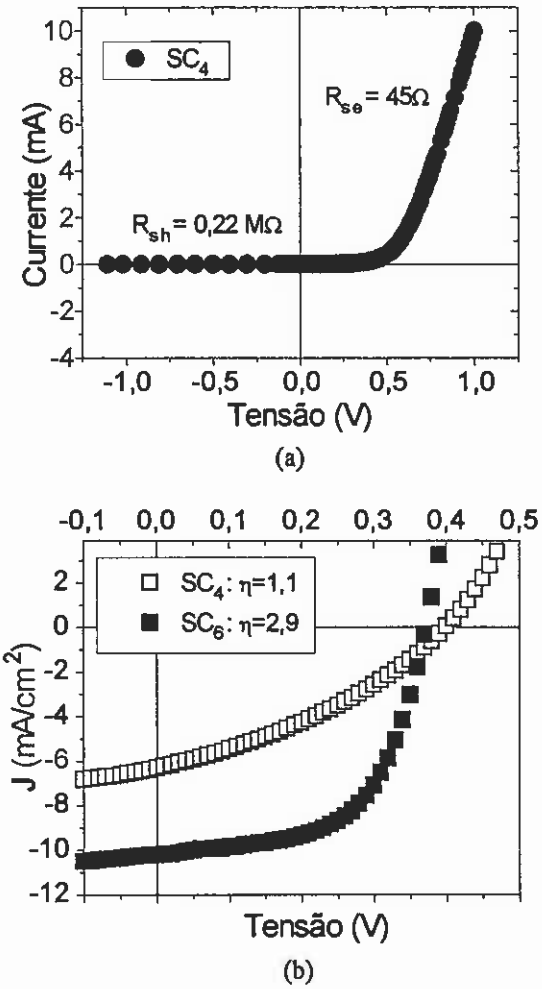


Fig. 1: (a) Curva "I-V dark" para a célula SC_4. (b) Curvas "I-V light" para 2 células solares μc-Si:H sob uma iluminação de 80mW/cm^2.

Como substratos usámos vidro Corning 7059, coberto com ZnO actuando como contacto frontal transparente. As camadas microcristalinas *p*, *i* e *n* tem espessuras de 0,017-0,032 μm (variável), 1,3 μm, e 0,05μm respectivamente. Para o contacto posterior usou-se Ag.

Para o teste no exterior com radiação solar, a caracterização da célula fotovoltaica foi feita com a convencional curva "I-V dark" e "I-V light" (ver figura 1).

De modo a proteger a célula solar de condições atmosféricas adversas, foi realizado um encapsulamento rudimentar com o auxílio de silicone tranparente sobre a parte posterior da célula. Fios de cobre foram acoplados as contactos da célula solar com pasta de prata.

Para verificar a possível degradação da célula sob a luz solar e ar exterior, quatro parâmetros foram medidos: currente de curto circuito (I_{sc}), tensão de circuito aberto (V_{oc}), temperatura da célula (T_{cell}) e intensidade da radiação solar (I_{solar}). Todos os parâmetros foram medidos simultaneamente cada 30 segundos e a média de cada valor é guardada após 5 minutos de aquisição. A monitorização começou em 22 de Setembro de 1998 e acabou em Janeiro de 99. Desde então a célula continua exposta a radiação solar, podendo a monitorização recomeçar a qualquer momento.

Para o teste de estabilidade da célula solar quando exposta à radiação laser, utilizou-se um laser intermitente Nd-YAG com comprimento de onda λ de 532nm (verde) e 5ns de impulso. A experiência consiste em medir a currente de curto circuito (I_{sc}) da célula solar em função do número de impulsos de laser recebidos pela célula (a iluminação é feita do lado da camada *p*). A medição de I_{sc} é efectuada sob a luz de um laser HeNe contínuo. Para melhor compreender os efeito da radiação, quatro energias de impulso de laser são utilizadas: 0,02mJ, 0,11mJ, 0,7mJ e 3mJ. Curvas "I-V light" e de resposta espectral foram efectuadas antes e depois da exposisão à luz do laser Nd-YAG. As curvas "I-V light" foram medidas sob a exposição da luz do laser He-Ne. No final, aquecimento da célula solar foi realizado a 130°C durante meia hora numa atmosfera rica em N_2 com o objectivo de determinar se a possível degradação é reversível.

RESULTADOS

Exposição ao Sol

As curvas iniciais I-V sob iluminação de duas células solares com diferentes espessuras da camada *p* (SC_4 - 0,017 μm e SC_6 - 0,035 μm) são comparadas na figura 1. Estas células ainda não estão optimizadas e têm uma modesta eficiência de 1 a 3%, uma currente de curto circuito I_{sc} de 5 a 10 mA/cm^2 e uma tensão de circuito aberto V_{oc} de 370 a 410 mV sob 80 mW/cm^2 de iluminação provenientes de uma lâmpada de tungesténio-halogéneo.

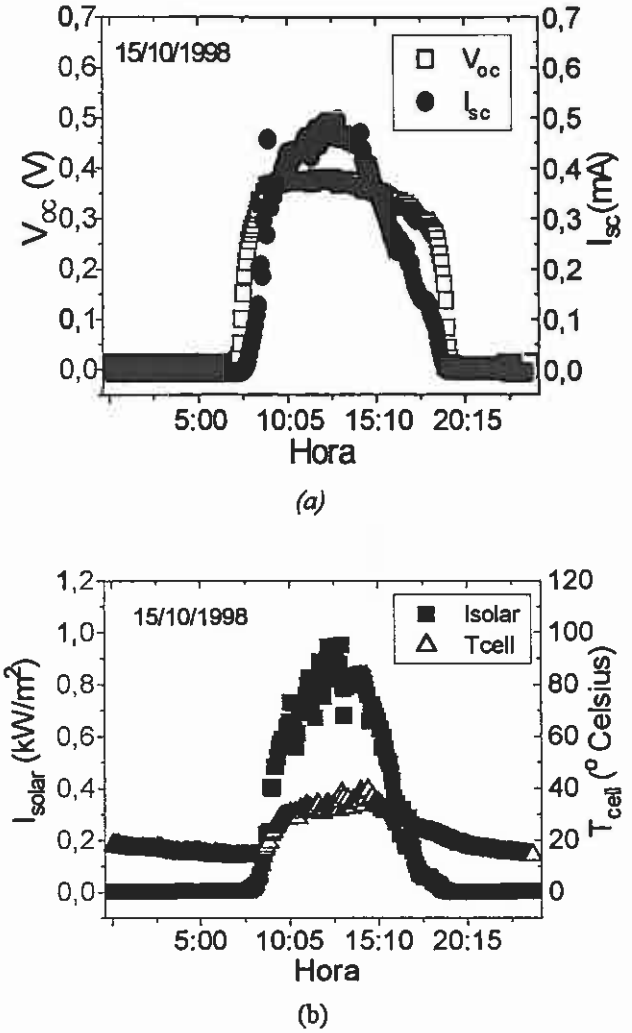


Fig. 2: Dados típicos adquiridos durante cada dia.

Típicos dados adquiridos durante um dia são apresentados na figura 2. Nesta, podemos verificar que I_{sc} e T_{cell} seguem perfeitamente as variações de I_{solar}. Deste tipo de dados, podemos seleccionar aqueles que correspondam a certos valores medidos, e deste modo, executar um determinado número de gráficos que nos permitiram conhecer o comportamento da célula solar

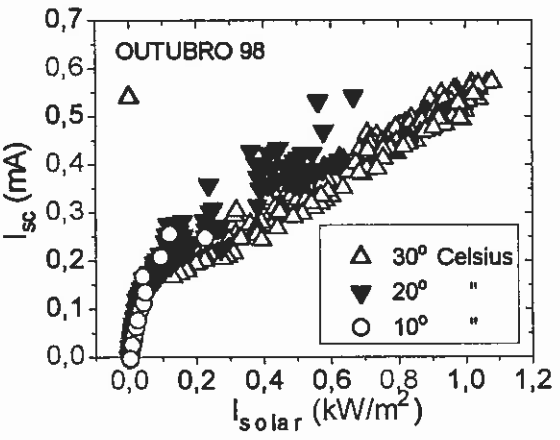


Fig. 3: Dependência de I_{sc} em I_{solar}

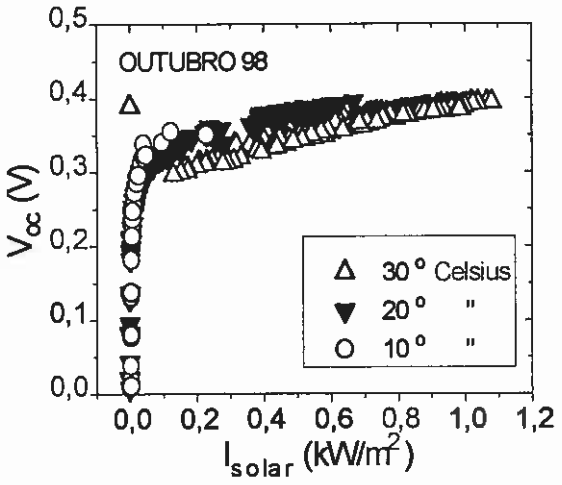


Fig. 4: Dependência de V_{oc} em I_{solar}

(SC_4) em diferentes condições de luz e temperatura.

Nas figuras 3 e 4 mostra-se respectivamente a dependência de I_{sc} e V_{oc} na intensidade da luz solar I_{solar}. Um aspecto evidente é a dependência não linear da currente I_{sc}, enquanto que V_{oc} mostra a saturação esperada de acordo com uma dependência logarítmica. Em ambos os casos, o efeito do aumento de temperatura é uma indesejável diminuição do valor destes parâmetros. A influência de T_{cell} em I_{sc} e V_{oc} é apresentada directamente na figura 5. O valor de I_{solar} igual a 80 mW/cm2 foi escolhido. Enquanto V_{oc} exibe uma clara dependência linear, a dependência na temperatura de I_{sc} mostra algumas fluctuações.

A relação entre I_{sc} e V_{oc} é apresentada na figura 6. Esta relação é sem sombra de dúvida exponencial (ver discussão). Nesta figura podemos também ver como é que a temperatura afecta esta curva. Os dados desta figura correspondem ao mês de Outubro de 1998.

Finalmente, apresentamos a performance da célula solar SC_4 durante os cinco meses de teste no exterior. A figura 7 mostra V_{oc} e I_{sc} como função do número de dias de exposição solar. Mesmo depois de 140 dias, V_{oc} não parece variar (ver figura 7(a)), enquanto que pela figura 7(b) podemos notar um pequeno decréscimo de I_{sc}. Algum efeito de estabilização parece estar presente. Este comportamento é similar qualquer que seja o valor de I_{solar}. Os dados são bem ajustados a uma função de decaimento exponencial (curvas cinzentas na figura 7(b)),

$$I_{sc} = I_{sat} - A * \exp(-t/\tau) \qquad (1)$$

tendo como parâmetros: um tempo característico $\tau \approx 30$ dias, em que as maiores alterações ocorrem e um valor de saturação, atingido assimptoticamente pelos dados, $I_{sat} \approx 83\%$ do valor inicial.

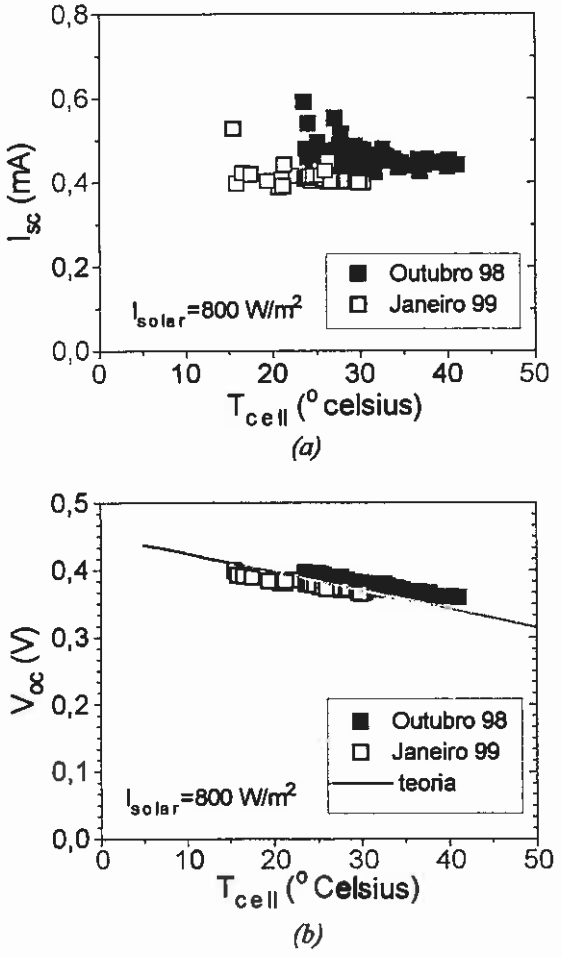


Fig. 5: Dependência na temperatura de I_{sc} e V_{oc}

Exposição ao laser

A figura 8 mostra os resultados obtidos quando a célula solar SC_2 é exposta a diferentes valores de energia do impulso de laser. Como se pode ver a célula parece ser bastante estável para os dois valores mais pequenos de energia (0,02 mj e 0,11mj). No entanto, para os dois valores mais elevados (0,7 mj e 3 mj), o decréscimo de I_{sc} é já bastante apreciável, sendo tanto maior quanto mais elevado é o valor da energia do laser (10% de diminuição

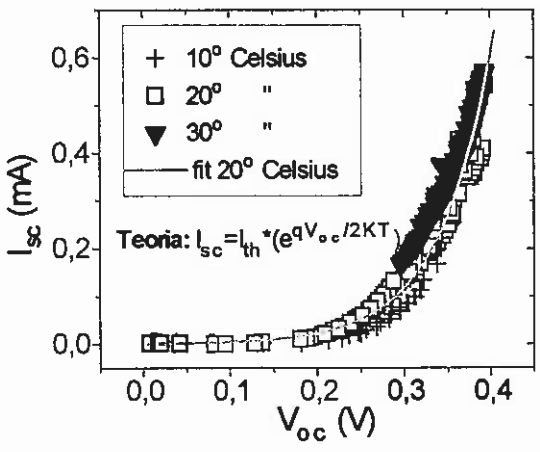


Fig. 6: Relação entre I_{sc} e V_{oc}

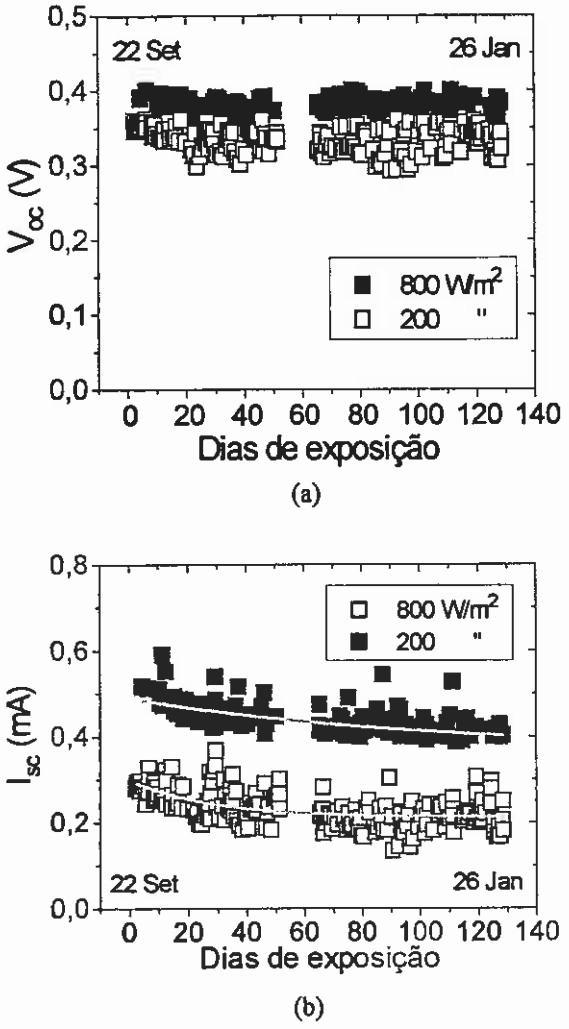


Fig. 7: Performance de V_{oc} e I_{sc} ao longo do tempo para diferentes intensidades de luz solar.

comparativamente a 26%). É de salientar que apesar destes decréscimos, algum estado estável parece ser alcançado.

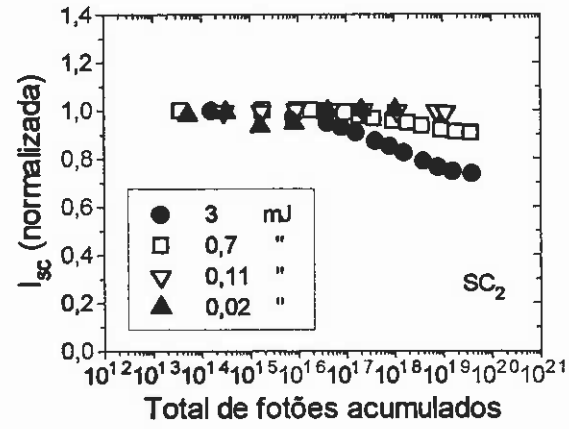


Fig. 8: Efeitos da prolongada exposição a diferentes energias de impulso de laser na corrente de curto circuito I_{sc} da célula solar.

A figura 9 mostra a resposta espectral da célula solar antes e depois da prolongada exposição ao laser pulsátil de 3mj. A diminuição de I_{sc} é particularmente evidente a partir dos 475 nm, permanecendo inalterada abaixo deste valor.

Para além disso, o decréscimo de I_{sc} é menos evidente à medida que λ aumenta. Na figura 10, podemos constatar o aumento do *factor de idealidade n* da célula solar após a exposição ao laser pulsátil de 3mj.

DISCUSSÃO

Exposição ao Sol

Através da inspecção da figura 1, podemos ver que a célula solar SC_4 utilizada neste teste está bastante abaixo das melhores células solares descritas na literatura [6]. Podemos apresentar duas razões gerais para a modesta eficiência de conversão:1) não foi usada nenhuma fonte adicional de purificação dos gases de entrada durante o processo CC-CVD - i.e. não devemos excluir a possibilidade de uma dopagem não intencional dos filmes μc-Si:H por oxigénio - e 2) as células solares são semitransparentes (cerca de 50% de absorção no máximo da resposta espectral) - i.e. a sua espessura é bastante baixa para absorver eficientemente a luz solar. Contudo, a *performance* da célula solar não é uma característica relevante para este estudo, visto que, estamos a estudar a possível degradação da estrutura particular de uma célula solar. Estrutura esta composta inteiramente por material μc-Si:H depositado pelo método CC-CVD.

A depêndencia não linear de I_{sc} observada (ver figura 3) pode ser explicada pelo decréscimo do tempo de vida dos portadores de carga para altas intensidades, tal como foi mostrado para materias de silício amorfo. Por outro lado, a região de "space-charge" pode encolher e levar a uma diminuição dos portadores de carga colectados (induzidos pelo campo).

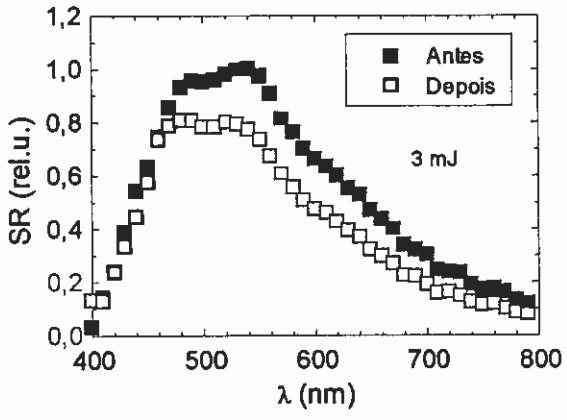


Fig. 9: Resposta espectral antes e depois da exposição prolongada ao laser pulsátil de 3mj.

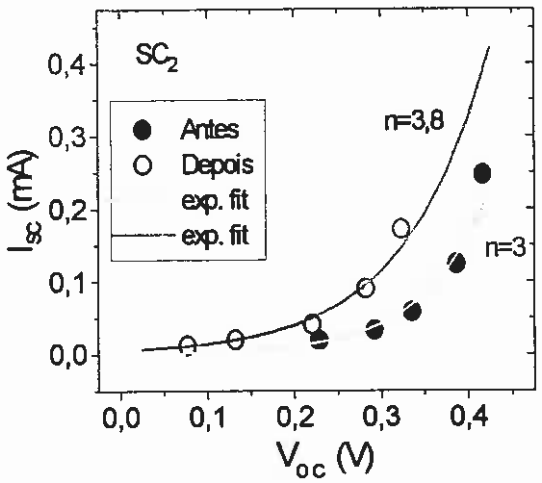


Fig. 10: Aumento do "ideality factor n" antes e depois da exposição prolongada, da célula solar SC_2, ao laser pulsátil de 3mj.

Assumindo que a currente I_L induzida pela luz é independente da tensão, podemos extrair a seguinte relação entre I_{sc} e V_{oc}:

$$I_{SC} = I_{th}(e^{\frac{qV_{oc}}{nKT}} - 1). \qquad (2)$$

A linha a tracejado da figura 6 mostra que um ajuste exponencial aos dados com um factor de idealidade $n=2$ deve ser preferido em detrimento de $n=1$. Isto é uma indicação de que a colecção de portadores de carga é controlada por recombinação. Uma elevada taxa de recombinação é possível nas camadas microcristalinas com elevada densidade de defeitos e nas desordenadas regiões de transição localizadas possivelmente interface p/i.

A dependência de V_{oc} na temperatura mostra uma notável semelhança com aquela que é de esperar da teoria duma célula cristalina p-n[8]. O ajuste realizado na figura 5(b) é baseado na seguinte equação:

$$V_{oc} = \frac{2KT}{q}\ln\left(1+\frac{J_{luz}}{J_{termica}}\right). \qquad (3)$$

Intuitivamente, esta equação pode ser compreendida como o equilíbrio na junção entre a difusão dos portadores de carga e o aumento da currente de geração térmica com a temperatura. Isto irá criar uma diminuição do campo auto-criado da junção e consequentemente um decréscimo de V_{oc}. O aumento de $J_{térmica}$ é em grande parte devido ao aumento exponencial da concentração intrínseca de portadores de carga com a temperatura.

Será que podemos concluir que o ligeiro decréscimo de I_{sc} ao fim de 140 dias de exposição exterior é causado por uma degradação crítica da célula solar? O problema não é simples porque uma variedade de processos podem ser responsáveis por este efeito. Primeiro, o teste realizou-se ao longo de um período com variações naturais do espectro solar. Teremos que ver se o valor de I_{sc} voltará ao seu valor inicial ao fim de um ano completo de aquisição de dados. Acumulação de pó na célula solar não poderá ser uma razão significante para a diminuição de I_{sc}, visto aquela ter sido limpa pela chuva ou manualmente.

Obviamente, de primeira importância é saber se a estrutura activa μc-Si:H se degrada devido à criação de defeitos electrónicos metaestáveis ou à pós-oxidação. O ajuste exponencial decrescente da figura 7 indica que a deterioração de I_{sc} pode ser o resultado de um processo químico de barreira limitativa da difusão - e.g. oxidação do filme μc-Si:H, contactos de Ag ou conexões externas da célula (pasta de prata). Por outro lado, um decaimento de potência, típico da criação de defeitos metaestáveis, pode também se ajustar razoavelmente aos dados da figura 7. No entanto, o factor de potência $\nu \approx 0.1$é demasiado pequeno para ser interpretado com um significado físico claro. Uma melhor distinção destes dois casos só poderá ser feita após se completar um ciclo anual de aquisição.

Exposição ao laser

Como vimos (ver figura 8), as duas maiores energias de laser utilizadas (0,7 e 3mJ) produzem um decréscimo de I_{sc} . Embora este comportamento não tenha sido detectado para a duas energias mais pequenas (0,02 e 0,11mJ), nada nos garante que tal não possa vir a suceder se aumentarmos o tempo de exposição da célula solar. No entanto, se tal diminuição acontecer podemos garantir que será menor que 10%.

A reduzida resposta espectal abaixo dos 475 nm (ver figura 9) é uma consequência do pequeno comprimento de absorção destes comprimentos de onda no Si. Para além disso, a camada p tem um índice de dopagem elevado o que contribui para um grande número de defeitos capazes de capturar os portadores de carga gerados. A reduzida resposta espectral acima dos 700nm resulta do hiato de banda óptico característico deste material (1.7-1.8eV).

A menor degradação da resposta espectral abaixo dos 475 nm é o resultado do pequeno comprimento de absorção, do elevado número de defeitos já presentes na na camada p e dum potencial constante na interface p-i. Um ligeiro aumento de defeitos nesta zona não irá alterar apreciavelmente o valor de I_{sc}. Por outro lado, a criação de defeitos na primeira metade da célula solar irá tornar o potencial quase constante nessa região. È nesta região que os comprimentos de onda situados aproximadamente entre os 475 - 600 nm irão criar portadores de carga. Deste modo se poderá explicar a maior degradação nesta zona do espectro.

O aumento do *factor de idealidade n* (ver figura 10) sugere que a colecção de portadores de carga ainda se torna mais dominado pelo processo de recombinação após a exposição à luz do laser. Tal facto poderá ser uma indicação de que a exposição ao laser intenso cria defeitos na estrutura da célula solar.

O aquecimento da amostra a 130°C durante meia hora não reverteu o processo de degradação registado.

Julgamos no entanto que o aquecimento deveria ser repetido a 180°C pelo menos durante meia hora. Tal medição ainda não foi realizada.

CONCLUSÃO

Mostrámos deste modo que células solares de Si completamente microcristalinas podem ser preparadas pela técnica CC-CVD. As estruturas *p-i-n* não optimizadas mostram valores de V_{oc}=400mV, I_{sc}=10mA/cm2 e eficiências de η=2,9%. Estes modestos resultados podem ser melhorados através da purificação dos gases empregues durante o processo de preparação e através do aumento da absorção da luz solar na célula solar (camada *i* mais espessa).

A estrutura da célula evidencia uma elevada resistência série, o que por sua vez deteriora a performance da célula, especialmente para grandes intensidades de luz. Este inconveniente pode ser evitado através duma optimização das ligações exteriores com a célula solar.

A degradação da célula de teste em condições exteriores por mais de 140 dias demonstra uma pequena diminuição de I_{sc} (menos de 17%) sem variação de V_{oc}. O carácter do decréscimo de I_{sc} com o tempo de exposição (decaimento exponencial) indica um processo químico limitativo da difusão, como por exemplo oxidação, em vez da criação de defeitos electrónicos metaestáveis nos filmes μc-Si:H. Estes factos estão em concordância com as observações do grupo de Neuchatel de que nenhuma degradação das propriedades electrónicas fora observada para uma célula solar de alta eficiência preparada por UHF CVD.

A exposição prolongada de uma célula solar μc-Si:H a um feixe de laser pulsátil (impulso com duração de 5ns) mostrou que a degradação de I_{sc} é proporcional à energia do impulso do laser. Verificou-se também que o processo de degradação estabiliza a partir de um determinado ponto. O aumento do *factor de idealidade n* após a exposição ao laser parece indicar que o processo de degradação foi neste caso causado por um aumento de defeitos com propriedades de captura de portadores de carga.

AGRADECIMENTOS

S.K. gostaria de agradecer um NATO fellowship. O trabalho no IST é apoiado pela Fundação da Ciência e Tecnologia sob o projecto nº PRAXIS/PCEX/P/FIS/7/98. Os grupos do IST e do ISEL são ambos membros da rede TIMOC (projecto nº ERB IC15 CT98 0819) fundado sob o programa COPERNICUS da EC. Em particular, queremos agradecer a F. Koch, J. Volkl e M. Stanger da Universidade Técnica de Munique em Garching, Alemanha, por manterem a infraestrutura necessária à deposição das amostras utilizadas neste estudo.

REFERÊNCIAS

[1] J.Meier, S. Dubail, J. Cuperus, U. Kroll, R. Platz, P. Torres, J.A. Anna Selvan, P. Pernet, N. Beck, N. Pellaton Vaucher, Ch. Hof, D. Fischer, H. Keppner, A. Shah, J. Non-Cryst. Solids 227-230, (1998) 1250.

[2] H. Keppner, U. Kroll, J. Meier, A. Shah, Sol. St. Phenomena 44-46, (1995) 97.

[3] H. Meiling e R.E.I. Schropp, Appl. Phys. Lett. 69, (1996) 1062.

[4] S. Koynov, R. Schwarz, T. Fischer, S. Grebner, H. Muender, Jpn. J. Appl. Phys. 33, (1994) 4534.

[5] R. Krankenhagen, M Schmidt, W. Henrion, I. Sieber, S. Koynov, S. Grebner, e R. Schwarz, Solid State Phenomena 47 (195) 607.

[6] J. Meier, H. Keppner, S. Bubail, U. Kroll, P. Torres, P. Pernet, Y. Ziegler, J.A. Anna Selvan, J. Cuperus, D. Fisher e A. Shah, MRS Proc. Ser. 507 (1998) 139.

[7] J. Meier, P. Torres, R. Platz, S. Dubail, U. Kroll, J. A. Anna Selvan, N. P. Vaucher, C. Hof, D. Fischer, H. Keppner, A. Shah, Mat. Res. Soc. Symp. Proc. 420, (1996) 3.

[8] M.S. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, (Wiley, New York, 1981).

Sistemas de Informação

Information Systems

Development of a Distributed Digital Library: From Specification to Code Generation

Oliveira, J.3,1; Carrapatoso, E.1,2; Moreira, R.4,1; Mendes, E.1

Email: jmo, emc, rjm, mmendes@inescn.pt

[1]Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores (INESC) [3]Faculdade de Economia do Porto (FEP), Portugal

[2]Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP), Portugal [4]Universidade Fernando Pessoa (UFP), Portugal

Distribution is an important feature of some of the services presently offered in the Internet. The creation of distributed services, when compared with centralised ones, is much more complex, leading to service creation processes that have higher costs and are more time consuming. In this paper we briefly present a novel service creation methodology defined in SCREEN, an ACTS project, suitable for CORBA distributed platforms, and the work carried out using this methodology in the creation of a distributed digital library.

INTRODUCTION

We are now living in an era in which the access to information is paramount. Information has been traditionally kept in libraries and it is generally accepted that libraries will continue to be the repositories of knowledge, but they will be increasingly digital and distributed and should provide an environment where the consultation of information is user-friendly, expedite and efficient.

On the other hand, new communication services, most of which are distributed by nature, are being developed and offered to the users in an increasingly competitive world. Time for requirements gathering, development, validation and deployment is becoming a scarce resource. As a result, new methodologies and tools are being investigated in order to speed up the entire service creation process.

In SCREEN, one ACTS project [Sept. 96 – Mar. 99], a new and innovative methodology for service creation was developed and tested in the implementation of a number of distributed services. In this paper we present our work in the creation of a distributed digital library. The objectives of this work was not only to validate the practices advocated in SCREEN but also to provide feedback to companies which are now selling tools that cover parts of the methodology.

SERVICE CREATION METHODOLOGY

Overview of Existing OOAD Methodologies and Tools

Presently there are several methodologies and software tools that can help in the software development process. The first approaches used structured programming, where the design was separated from coding, thus the process model separated from the data model. It was recognized that most of software errors were made during design, and that the emphasis should be placed on the previous phases of software development. However, contrarily to what was assumed by structured programming, the requirements are not always well known in advance and usually do not remain stable, so the design can not follow a linear top-down methodology. Systems requirements change and evolve, increasing the maintenance and extensions costs, making adaptability the priority when writing software. It was also noted that the contact that user has with the system interface prototypes influences the user needs and consequently the user requirements. The Rapid Structured Prototyping appeared then as an incremental and iterative process using prototyping and design.

The object oriented approaches evolved from older processes and tried to merge the process and the data models, to reduce and localise software changing impacts. OO methodologies also try to divide problems and domains complexity to simplify and better address solution details. Different OO methodologies use seemlier but different concepts, notations and models for representing data, states, dynamic information and possible scenarios.

All the OO methodologies assume that real world objects are stable and recognise the same three fundamental software development phases: analysis, design and implementation[1]. But they differ on the roles and time dispensed on those phases and also on the models and notations used in each phase. The analysis is usually seen as a process definition, where the problem domain is analysed and models of the real world objects are built using a given notation (e.g. OMT, UML). The design is the phase where the analysed models are refined with implementation details. The implementation is the coding of the design using object oriented programming languages.

In the Shlaer-Mellor approach the analysis is considered the dominant phase, but this methodology has a major problem in the support for automatic code generation technology. The Booch approach is centered in the design phase and Jacobson minimises the importance of analysis and design and centers the importance in code generation. Rambaugh recognises that all phases are equally important and the same amount of time and effort should be devoted to each.

There are currently several object-oriented CASE tools available in the market, which support most of today's Object-Oriented methodologies. These tools cover essentially the analysis and design of object-oriented software. Most of these tools have visual support for, among others, models editing, skeleton code generators and consistency maintenance. Usually these tools also support document production, increasing in this way the possibilities of communication among members of the

software development team and also facilitating the maintenance of the system[2].

It is recognized by many authors that comprehensive system analysis and design, before the implementation or code development, is a good policy for achieving better software with reduced costs. It is important to emphasise that OO development tools do not provide for themselves the ability to think OO. By this we mean that they do not help to decide what to do and when to do it (e.g. what are the different phases, what to do in each phase, when to refine them or what the best architectural choices are). These tools are extremely helpful in the analysis, design, testing and simulation and targeting, because they offer standard graphical notations to represent the models used in each phase and they also permit simulation before the automatic code generation. Different tools support different models and different notations. Usually they offer OMT representation for the analysis phase and most recently they are starting to support UML.

Expertise is currently the only way to determine if a given solution is actually good or bad for our problem. The usage of proven architectures and patterns and component reuse are fundamental to the system development. But current methodologies and tools lack the capacity of capturing expertise resulting from experience. Hence the automated tool support should focus on these aspects. There are several methodologies and tools to support them but none is the perfect solution for the creation and maintenance of software systems.

The evolutionary way is the support for software patterns (at different levels), component reuse and code generation. There are several requirements that should be met by those tools:

- availability for several platforms (particularly in PC and Unix systems);
- document generation;
- code generation;
- support of architectures, patterns and frameworks;
- support of round trip (different views of the systems);
- support of evaluation metrics;
- supports of simultaneous cooperating developers (multi-users);

Several tools are available in the market that support Object-Oriented methodologies. Among other features, they all have means to address graphical notations, but their code generation is incomplete. The most popular tools[2, 7] are: Cayenne (from Object Team), Paradigm Plus (from Platinum Technology), Rational Rose (from Rational Rose Software Corporation), Select (from Select Enterprise), COOL:Jex (from Sterling Software), Graphical Designer (from Advanced Software Technology Inc.), Software through Pictures (from Aonix), ObjectGEODE (from Verilog) and SDT (from Telelogic).

SCREEN Methodology

According to the SCREEN methodology[3], the service creation process may be subdivided into 5 phases as shown in Figure 1: *Requirements gathering and analysis, Service analysis, Service design, Validation and simulation* and *DPE (Distributed Process Environment) targeting.*

During the *Requirements gathering and analysis phase* the developer assembles and documents the requirements for the service in co-operation with the user. This phase focuses on clarifying the requirements, in order to achieve an agreed description of how the service is expected to behave in front of end-users and in its intended context of use with external systems and environments.

An important aspect of the Requirements Gathering and Analysis phase is the building of interface (GUI) prototypes of the service. They constitute, together with the set of user requirements consolidated during this phase, the basis for requirements negotiation with the user.

In the *Service analysis phase* the objective is to describe precisely what a new service must do, from a developer's point of view, in order to satisfy the functional and non-functional requirements.

In standard software engineering parlance, the Service Analysis phase defines the "what" (and some of the "when") of the service. Equivalently, in the terms of ODP, the models built during Service Analysis correspond to high-level Information Viewpoint models.

The *Service design* phase follows, during which the developer defines the interface and behaviour of the service in accordance with implementation constraints. The role of this phase is to enrich and complete the models coming from Service Analysis in order to provide a detailed basis for implementing the service. The emphasis during design is on how the service will do or achieve what is required of it. Moreover, this notion of "how" must also take into account non-functional requirements on implementation.

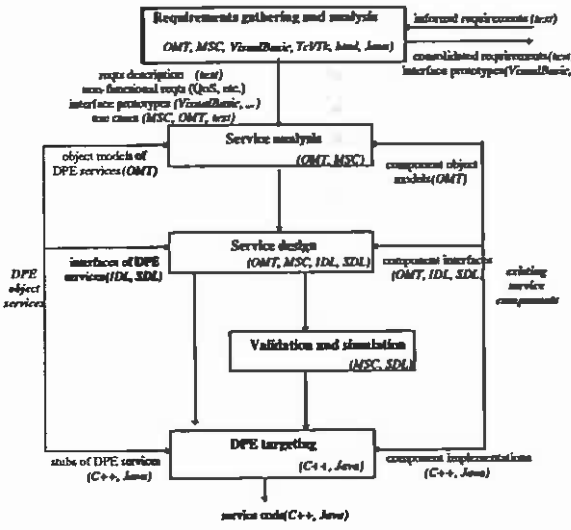


Figure 1: The SCREEN Service Creation Process

Service Design provides a complete and non-ambiguous definition of the service, taking into account architecture and performance constraints that can easily be transformed into code by the DPE targeting phase. Decisions taken during Service Design are driven by their

relevance to how the service will be implemented and this involves computer-oriented design decisions.

Due to its appealing graphical notation and extensive CASE tool support (which includes simulation and generation of target code), the SCREEN project addresses SDL (Specification and Description Language) as the main language used during design.

The main purpose of the *Validation and simulation* phase is to help answering the question whether the right service was built, i.e. whether the service fulfils the functional requirements placed on it by the user. It is typically applied to the SDL part of the service design and involves validating the design against requirements.

DPE targeting is the phase during which an implementation is generated from the design. The DPE targeting phase is concerned with implementing the service design on a DPE such as CORBA[8]. All aspects of the service design, expressed in OMT, IDL and SDL, are used here along with knowledge of the object support services offered by the target DPE. Basically, this notion of implementing involves mapping the design to the DPE in an effective way, choosing which parts of the design to map and how to map them.

Advantages of SCREEN Methodology

It has been a fact for some time now that is possible to generate classes skeletons code from OMT or UML specification models. But code generation is becoming more and more strenuous and we have now tools capable of generating code from SDL systems and processes, as conceptualised in the design phase. Moreover there is the possibility of testing and simulating systems specified in SDL. This could lead the software producers to concentrate their efforts in the design phase as the importance of this phase in the reduction of errors, time and costs of software development is recognised.

The SCREEN methodology uses SDL as a design specification language but also as an implementation language. The entire service or system behavior is implemented in SDL, which allows the definition of processes that will be used, by code generator tools, to automatically produce classes behavior. This is a step forward because it permits developers to focus on system design instead of focusing in the code programming. It supports the creation of another phase of abstraction that will help to achieve transparency of the system relatively to the implementation platform or infrastructure. The system behaviour could also be tested by means of simulation before the code generation. The code generation could be implemented for several languages and for different hardware and software platforms.

REQUIREMENTS AND SERVICE ANALYSIS

The Digital Library service uses the Internet as the privileged medium to access a distributed service offering digital documents to end-users. This work aims to construct a set of services in the web that allow the access, management and control of various kinds of users to a repository of digital documents

The various kinds of users that can be foreseen in this scenario include:

- The end-user who wants to search and retrieve information;
- The producer of information who wants to submit a new item to the library;
- The librarian who organises and introduces a new item in the library.

The requirements presented by each of the above users may be summarised as follows:

- The Digital Library (DL) Service should enable the transparent access to a distributed repository of multimedia documents provided and kept by different organisations;
- DL users connect to any of the DL sites (an access point) but access documents from any of the existing remote repositories;
- DL service should be available even if one of the sites is unavailable;
- Upload of documents should only be possible to users accessing from inside the organisation or having a private password;
- The service should have an advanced search mechanism, with logic combination of several document fields;
- It should be possible to select sites where to search;

One key point to the success of the service is that it should be available for different platforms and use well known technologies so that the user will not have to learn how to use a new interface and to have a different connection on his computer other than what he already has. Internet and World-WideWeb seem to be the right option in what concerns the user. Any other technologies should be hidden and should not imply purchasing extra software or hardware for the client side.

The Service Analysis object model which resulted from these service requirements is presented in Figure 2. The service distribution is represented by the multiple Service Access Points and by the multiple Service Sites. A user accesses a Service Access Point and a Session is created. This Session controls the user identification and offers a set of facilities to the user. According to his permissions, the user can or cannot request these facilities. The Session evokes the execution of the facilities in one or more Digital Library Sites. Each site has a repository with two types of objects: users and documents. The user information has to be maintained so that the service can check the user permissions to perform service operations. The repository processes all the requests and retrieves the answers to the Session. The Session communicates the answer to the user through the service interface.

This model only represents the different types of entities (objects) involved in the service, as well as their basic attributes, operations and relations between them. No detail is presented in terms of implementation. Namely, the distribution implementation (using CORBA) is not visible in this model.

This class diagram also models the information that needs to be persistent in the database system, such as a

repository of documents and a repository of users.

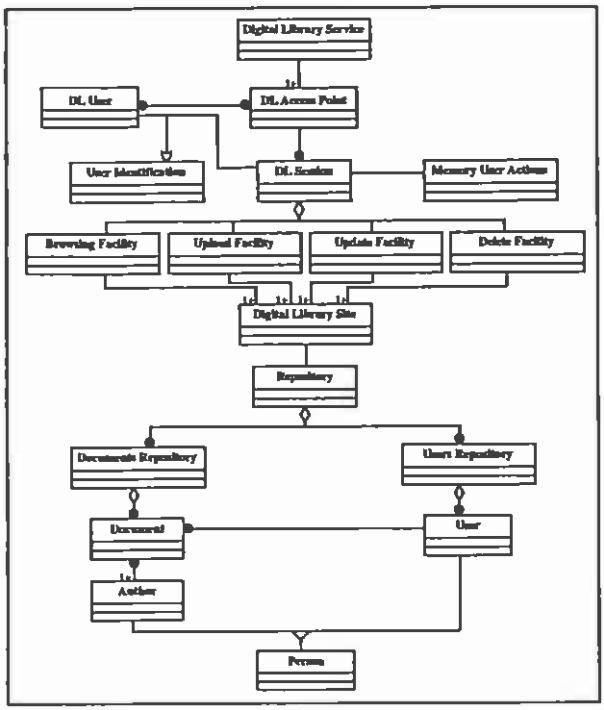


Figure 2: Digital Library Service analysis object model

The first repository is constituted by zero or more documents, each one authored by one or more authors and inserted by one user that has permissions to do so. The second repository is constituted by zero or more users. Both the authors and the users are an extension of person. The document can be modelled as in Figure 3.

Every document has a type (e.g. thesis, report, paper, etc.), is written in some language and has a body. This body may (or may not) be compressed and has a known format (such as doc, txt or pdf). Each compressed document may be decompressed by one or more applications.

Besides this object model, other components related with the Analysis dynamic modelling were created. These components are MSCs diagrams that describe normal and erroneous dynamic behaviour of the Digital Library service in terms of messages exchanged between the objects identified in the OMT model.

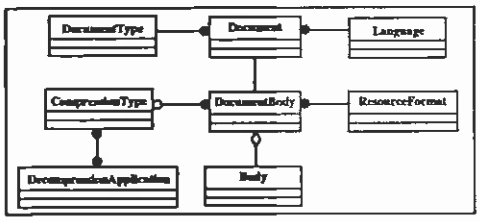


Figure 3: Digital document

SERVICE DESIGN AND SIMULATION

Figure 4 illustrates the Digital Library distributed architecture in which all of the user-side client software is implemented as Java applets that in turn use CORBA for performing remote operations with the other application software components. The user transparently downloads the applets when they are needed and the applets execute within the browser Java Runtime to present a GUI to the user.

From this point on, the user makes requests via the GUI which result in the applet invoking methods on remote objects via the ORB using IIOP to take advantage of the Internet connections. These remote objects may be instantiated in remote object server programs and may perform queries to the database and receive results that are passed to the invoking applet via the ORB. The applet receives the results of its remote invocations and displays some of them in the GUI and some in a dynamically generated WWW page that is presented to the user. This HTML page contains links to the entities that the user might want to download from the server. This architecture assumes that the documents are stored as persistent objects in an OO database.

The service has the possibility of having more than one physical database to store the components. Using the CORBA Naming Service, one server can find which server or servers provide the methods that must be invoked. Then, the server issues as many requests as required to find or retrieve information from the various available repositories. This requires that the repositories must share the same architecture, while containing their own set of unique documents.

Some benefits of using this architecture can be identified:

- Web based deployability, which allows the deployment of easy to use and access distributed system, as well as removing the need to setup, maintain and upgrade client software,
- client platform independence,
- it allows great flexibility and control over applet GUI design since a Java applet is used as the client software,
- server-side software is less complex since some funcionalities are implemented in the client,
- client and server programs can exploit multithreading.

Two different approaches[5] were defined in the SCREEN project to carry out the service design activities: the IDL-oriented approach and the SDL oriented approach. The IDL-oriented approach proceeds by first defining appropriate component interfaces in IDL and then employing SDL for specifying the behaviour of the components. The SDL-oriented approach proceeds by first defining the behaviour of components in SDL and then specifying (or generating) their interfaces in IDL. The IDL and SDL specifications are either defined from scratch or are specialised from existing generic specifications.

To develop the Digital Library service we chose to follow the SDL-oriented approach. This decision was taken mainly for two reasons: the first one is the fact that is was more natural to use SDL in the first place, as a specification language and then as an implementation language than only as an implementation language as it would be if the IDL-oriented approach was used; the

second reason was the fact that using this approach we could validate two SCREEN project tools in the targeting phase of the creation of the Digital Library service, which was one of the main objectives of our work in the project.

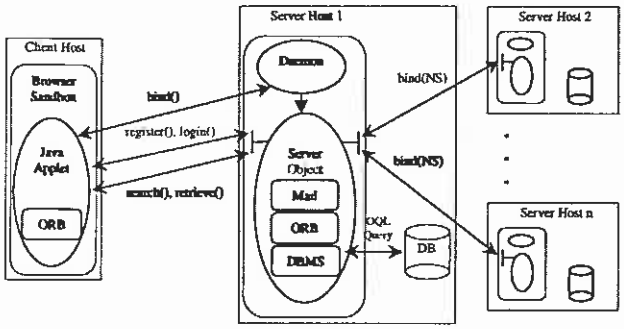


Figure 4: Digital Library architecture involving different servers and databases

Thus, SDL design concerns the definition of both structural and behavioural specifications. Structural specifications use the block/channel and process/signal route constructs of SDL while behavioural specifications are expressed through finite state machines with states, input signals and transactions.

Having in mind the service architecture defined above, a SDL system was produced. Figure 5 presents the SDL components and how they are related. The service is modelled as a system. Two block types compose this system: the client and the server. Both have a set of Process Types that define the service behaviour. The use of block types and process types during the service specification in SDL has the advantage of component reusability in another service. M and N represent the number of Client and Server block types instantiations of the service.

Software design is difficult and greatly dependent on software engineers experience. As it was stressed by the SCREEN methodology, the reuse of software components is helpful and encouraged. But the development of reusable and flexible software components is even harder to accomplish and is subjected to a cycle of modifications and refinements. Therefore, it was decided to implement the Digital Library components by hard coding the interfaces and classes specified in the previous phases by looking for tested and widely used implementation designs. It seemed clear that the development fitted in one of the patterns described by the Hillside group, namely the "*Factory Method*" pattern[4]. A similar pattern, but for distributed applications, was also identified in the deliverable D26[5] of the SCREEN project, the "*Partial Processing*" pattern, as one of the patterns described by Mowbray[1].

The identification of this possible solution for the Digital Library particular problem seemed a perfect opportunity to reuse the experience of others in DL trial context as it is the point of design patterns. Hence the Digital Library interfaces development was based in this pattern as illustrated in Figure 6.

In this Digital Library prototype, components and frameworks were used to implement some of the service functionalities. For instance, Java Beans components[11] were tried in the implementation of the documents download mechanism. Particularly the Java Activation Framework (JAF), that permits to encapsulate the document file stored in the object-oriented database and attach it to the download message requested by the user and processed by the respective session. The JavaMail API was also used in the development of the document-downloading scenario, to automatically process the incoming download requests from the clients via mail servers. This download mechanism was preferred because it is widely used and because it assures that the document would be sent to the email address provided by the user in the registration process.

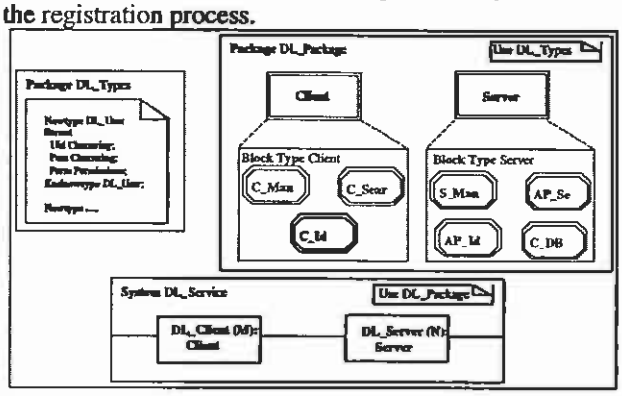


Figure 5: SDL Components

The main objective during the simulation of the Digital Library service specification was to detect syntactic and semantic errors in the SDL service specification. The simulation was carried out using the simulator of the service creation tool ObjectGEODE from Verilog. This tool has a user interface that enables to see in any moment a set of entities related with the system, namely the variables values and the result of a transaction. Thus, the simulation enabled to have the desired service behaviour before going to the targeting phase.

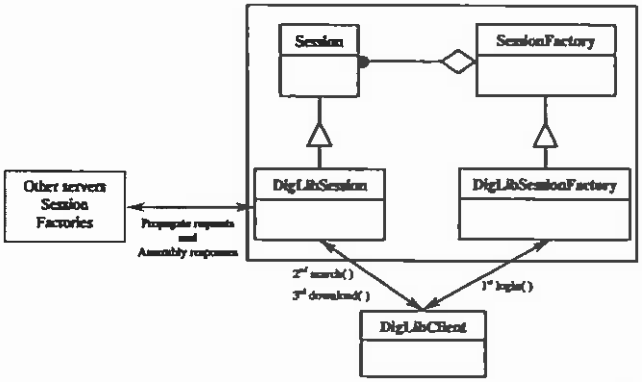


Figure 6: Digital Library Implementation Design.

TARGETING

The objective of the targeting phase was to produce a real functional service, implemented in Java over a CORBA platform, from the SDL service specification coming from the previous design phase. For that we need to use several code generation tools, namely SDL to Java and SDL to CORBA code generators, IDL to CORBA

compiler and Java compiler. These tools were used, as shown in the Figure 7, to produce the client and the server of the Digital Library from the SDL server and client specification. The SDL2IDL and the SDL2Java code generators are packed in the same tool for code naming compatibility purposes in the server, client, stub, skeleton, holder and helper files. The code generation encompasses several steps: in the first step we use the SDL2IDL tool to generate the IDL interfaces of the digital library; in the second step we use the SDL2Java tool to generate the Java client and server code; in the third step we use the IDL compiler to generate the CORBA specific platform classes (skeletons, stubs, holders and helpers); in the fourth step we have to integrate and adapt the client and server classes code to the CORBA classes and the database; finally we use the Java compiler to generate the bytecode of our applications.

Note that the SDL2Java and SDL2IDL tools are still under development and work needs to be done to test and validate the new versions. We will test and validate the SDL2IDL and the SDL2Java tools in the generation of IDL interfaces from the SDL specification and in the production of code to be used by the client and server over the OrbixWeb CORBA platform[10].

Since the Digital Library Service development follows object-oriented technology, the usage of an object-oriented database system for supporting the service is quite natural. Based on the models developed in the design phase, an object-oriented database was implemented using POET Java[12]. The creation of the database itself was rather straightforward by defining as persistent the classes previously modelled. Once the database is created the server must have means to communicate with it. Thus, after the code generation process, it is necessary to include additional code in the server class providing an interface between server and database. This code uses the POET API to access the database in order to store, retrieve or in some other way manipulate information.

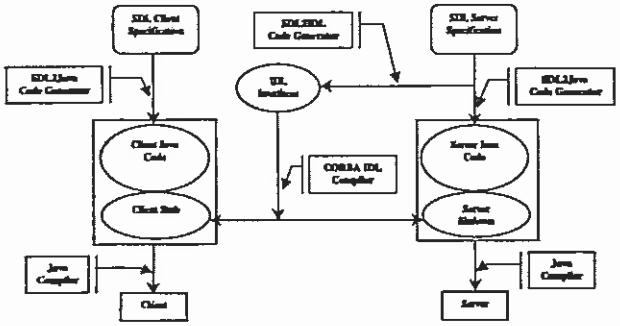


Figure 7: Digital Library code generation process.

CONCLUSIONS

In SCREEN, a new service creation methodology was defined that can significantly increase productivity. However, tools currently available do not support the entire creation process so another goal for SCREEN was to extend the features of those tools to cover all phases that were identified.

We believe that the Digital Library service prototype, which we have presented in this paper, has proved the correctness and usefulness of the approach, from user requirements gathering, to service analysis and design, to validation, simulation and targeting. By using it we were able to agree with the end-users on their requirements, we could define a service model and its components, we could specify the behaviour and interfaces of those components and, finally, generate automatically their implementation.

As a final remark, we would like to point out that although traditionally the approach to create Web services has been less formal and less systematic, those services are becoming increasingly complex and there is much to be gain from the usage of a formal methodology as the one proposed in SCREEN not only in terms of reduced development costs but also in terms of future components reuse.

REFERENCES

[1] Thomas J. Mowbray and Raphael C. Malveau, CORBA Design Patterns, John Wiley and Sons, Inc, New York, 1997.

[2] Danny Greefhorst, Matthi js Maat, Rob Maijers, Evaluating OO-CASE Tools: OO Research Meets Practice, SERC (Software Engineering Research Centre), 1998.

[3] SCREEN WP2, SCREEN Engineering Practices for Component-based Service Creation, SCREEN Deliverable SCREEN/A21-D28 Version 4, December 1998.

[4] Erich Gamma, Ralph Johnson, Richard Helm and John Vlissides, Design Patterns: Elements of Reusable Object-Oriented Software, Addison-Wesley, 1995.

[5] SCREEN WP2, Service Creation Engineering Practices for CORBA-based Architectures, SCREEN Deliverable SCREEN/A21-D26 Version 5, June 1998.

[6] IEEE Computer, Digital Library Initiative, May 1996.

[7] Jeff Gilbert, A Comparison of Five Object Oriented Design Tools, Hitachi Telecom, 1997.

[8] Object Management Group, The Common Object Request Broker: Architecture and Specification, 1996; http://www.omg.org/.

[9] Eric Evans and Daniel Rogers, Using Java Apllets and CORBA for Multi-User Distributed Applications, IEEE Internet Computer, May-June 1997.

[10] Iona Technologies, OrbixWeb; http://www-usa.iona.com/

[11] David S. Renshaw, Making Components Portable with JavaBeans, Byte, February 1998.

[12] POET, POET-OODBMS 5.0 Programmer's Guide, http://www.poet.com/

SISTEMA DE INFORMAÇÃO PARA A PROVEDORIA DE JUSTIÇA NA REGIÃO AUTÓNOMA DOS AÇORES: UMA CONTRIBUIÇÃO

Jorge José de Magalhães Mendes[1]
IPP - Instituto Politécnico do Porto
ISEP - Instituto Superior de Engenharia do Porto
Departamento de Engenharia Informática
Rua de S.Tomé 4200 Porto
Portugal
e-mail:jmendes@dei.isep.ipp.pt

RESUMO

Um conhecimento detalhado dos sistemas de informação nas organizações, quer ao nível conceptual quer aos níveis lógico e físico, é fundamental na sua adaptação e evolução ás novas tecnologias de informação.
A adaptação e evolução será tanto mais difícil quanto menos conhecimento se tem do modelo de dados. Sem o conhecimento do modelo de dados, isto é, do relacionamento entre as diversas entidades de um sistema de informação, qualquer alteração a efectuar poderá significar redundância e aumento da complexidade do sistema.
Num processo de informatização de uma organização, o primeiro passo é a obtenção do modelo de dados porque as actuais ferramentas de software disponíveis são incapazes de lidar com a realidade existente e os modelos reais foram criados sem regras, sem chaves de ordenação, entre outros.
Neste trabalho – que surge como resultado de um Protocolo entre Sua Exª o Senhor Provedor de Justiça e o IPP.ISEP - descreve-se uma parte significativa do processo de criação de um software para utilização na Provedoria de Justiça – Extensão na Região Autónoma dos Açores. Será dado relevo ao Modelo de Dados, Análise e Projecto do Sistema de Informação e sua utilidade na actividade do Assessor do Provedor de Justiça.

Palavras-chave: Sistemas de Informação, Análise e Projecto de Sistemas.

ABSTRACT

The force behind the effective functioning of any organisation is a system. A detailed knowledge of the information systems, at the level logical and physically is essential in the adaptation and evolution of any system to new information technologies.
The adaptation and evolution is more difficulty than less knowledge we have from data models. Without the knowledge of data models, i.e., the entity-relationship model of any organisation, any change may be result in redundancy and more complexity.
The first step for the development of a software program is obtaining the data models because the software in the market have problems working the reality and the models of organisations they have created without rules.
This work – is a result of a Protocol between Provider of Justice at Portugal and ISEP.IPP – describe a important part of the creation process software for the Provider of Justice – Extension of Azores. We relate the data models, analysis and design systems and the utility for the activity of the Assessor of Justice at Azores.

Key Words: Information Systems, Analysis and Design Systems.

[1] Professor Adjunto do Grupo de Disciplinas de Sistemas de Informação

INTRODUÇÃO

Nestes tempos modernos, torna-se difícil imaginar a sociedade actual funcionar ao ritmo exigido por novos padrões sociais e económicos, sempre em mutação, sem a existência dos computadores em geral, da organização e rápida disponibilização da informação que estes possibilitam, não só a nível empresarial mas também no domínio da investigação, educação, defesa, etc.

Este projecto nasceu da celebração de um protocolo - **Protocolo de colaboração entre a Provedoria de Justiça, IPP através do ISEP e ANFEI** (numa fase inicial), que permitiu o primeiro passo no desenvolvimento de um sistema de informação para a Provedoria de Justiça.

O sistema centraliza-se na Gestão de Processos : criação, manutenção, pesquisas e listagens de toda a informação.

Os processos são instruídos por reclamações de cidadãos ou Iniciativa do Provedor, envolvendo Entidades que influenciam a sua resolução.

Um processo origina vários movimentos : tramitações e diligências.

As tramitações dividem-se em dois tipos :

- Interna – que engloba os despachos internos relativos a ofícios (por exemplo, elaboração / assinatura / ... de ofícios);
- Externa – que engloba o envio dos ofícios.

As diligências anexam documentos recepcionados a processos existentes. Como resultado de uma heurística muito particular aplicada a esta informação (tramitação e diligência) surge uma componente a que se chamou de Agenda .

A Agenda, em similaridade com as tramitações, é composta por correspondência interna e externa .

Foi tida a preocupação de, ao nível da fase de análise, desenho e implementação disponibilizar um modo trabalho eficiente, simples e orientado às reais e imediatas necessidades do utilizador.

MODELO ENTIDADE-RELACCIONAMENTO

Para a construção do referido modelo é necessário considerar que:

- O funcionamento da Provedoria de Justiça pode resultar tanto de reclamações de cidadãos, como da iniciativa própria do Provedor de Justiça [1].
- No primeiro caso, os processos serão identificados pela referência " **R NNNN/AA** ", no segundo " **P NNNN/AA**" , onde " **NNNN** " constitui o n.º de ordem e " **AA** " os últimos dígitos do respectivo ano.
- Os processos desencadeados por iniciativa do Provedor de Justiça beneficiam de meios informais - permitindo estabelecer canais privilegiados com os restantes organismos. As reclamações dos cidadãos não obedecem a qualquer tipo de exigência formal [1][2].
- Após *recepção,* a *reclamação* deve ser imediatamente apresentada para apreciação liminar e distribuição ao Provedor Adjunto designado para o efeito.
- Na fase de despacho liminar (distribuição do processo), a reclamação é numerada sequencialmente, classificada e apreciada liminarmente – como referido [3].
- Provedor Adjunto pode arquivar, " aperfeiçoar " a reclamação, considerar o processo como urgente, apensá-lo a outros processos e distribuí-lo, consoante Áreas e Assuntos (Coordenadores / Assessores).
- Quando o caso for passível de resolução expedita, o Provedor Adjunto poderá, após apreciação liminar, solucioná-lo informalmente, podendo recorrer a qualquer Coordenador e/ou Assessor para essa, ou outra das suas competências.
- Os processos, uma vez distribuídos às áreas, são entregues ao Coordenador da mesma, que designa um Assessor e os remeterá à Secção de Processos, para autuação e registo informático [4].
- Posteriormente, o processo volta à responsabilidade do Assessor que prossegue com a **tramitação** normal (Envio de Ofícios) : uma vez *recepcionada a reclamação.*
- Procede-se ao envio de " *Ofício ao Reclamante* " , onde informa a recepção da reclamação, qual a designação do processo instruído, possível apensação, etc. O " *Ofício ao Reclamante* " acompanha a reclamação para o Expediente Geral e, após envio, a reclamação segue para a Secção de Processos para autuação, registo e arquivo.
- A tramitação normal do processo segue várias fases como se mostra na tabela 1 :

Tabela 1- Etapas da tramitação normal de um processo

ETAPAS	TRAMITAÇÃO	CONTEÚDO
1	Recepção da Queixa	
2	Ofício Reclamante	Fixo
3	Ofício Entidade Visada	Variável
4	Insistência 1	Fixo
5	Insistência 2	Fixo
6	Insistência 3	Fixo
7	Recomendação	Variável
8	Comunicação Reclamante	Fixo
9	Insistência 4	Fixo
10	Comunicação Arquivamento	Fixo
11	Agradecimento	Fixo

- " *Ofício Entidade Visada* " informa a(s) Entidade(s) envolvida(s) do assunto e designação de processo instruído.
- As " *Insistências* " são, como o próprio nome indica, ofícios que são emitidos consoante prazos

previamente estabelecidos, com o intuito de " relembrar " o conteúdo da última correspondência, normalmente a pedir qualquer tipo de documentação que suporte e ajude a resolução do processo.

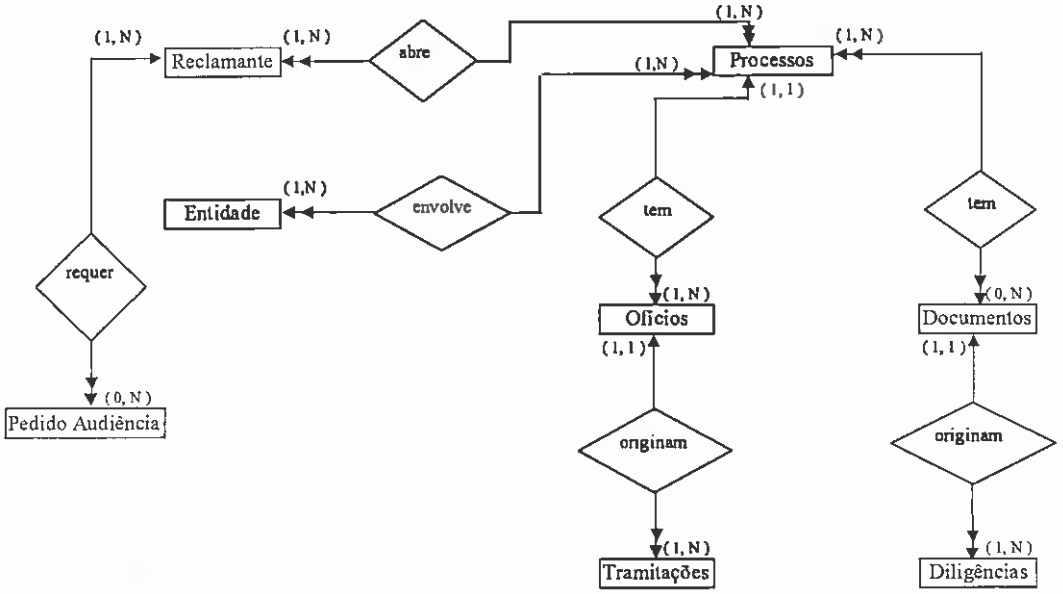


Figura 2.1 - Modelo Conceptual Entidade-relaccionamento.

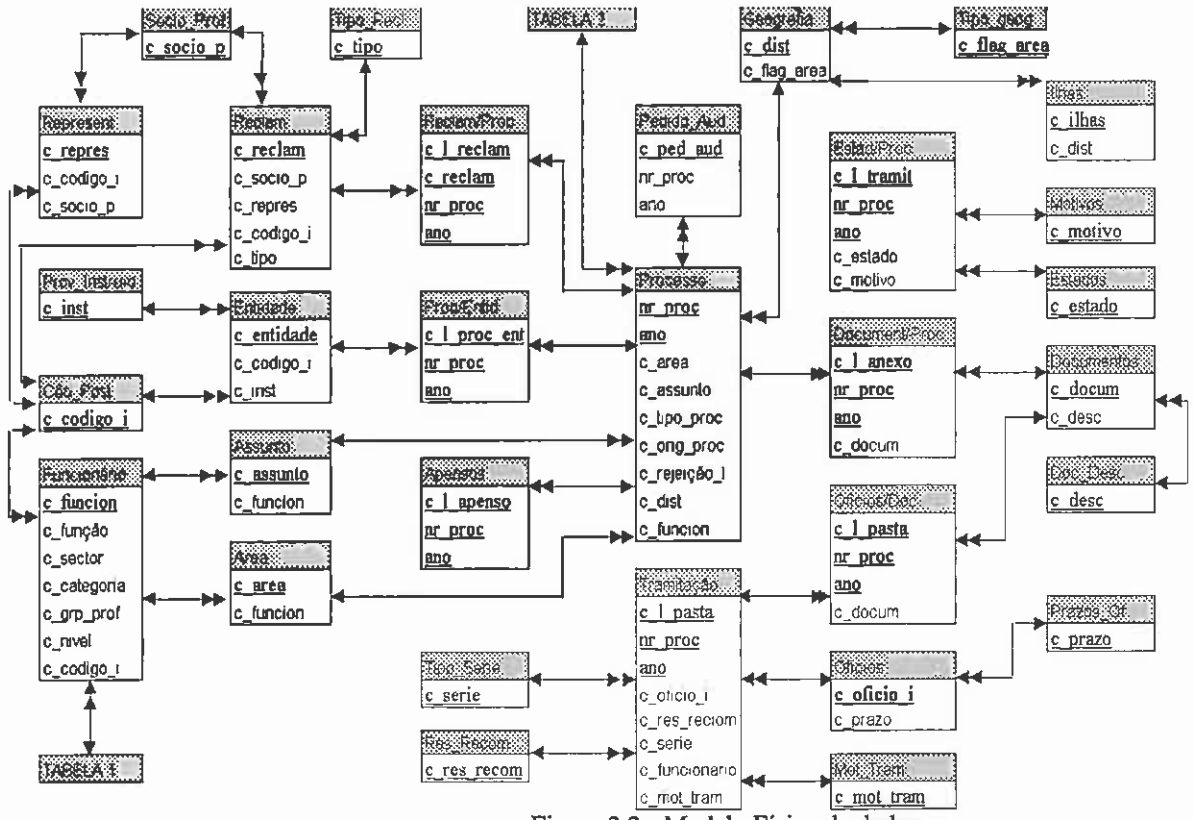


Figura 2.2 - Modelo Físico de dados.

- Mencionam a designação do processo, entidades envolvidas, codificação de ofícios enviados sem resposta, à excepção da " *Insistência 4* " – que menciona o n.º de " Recomendação " e " Comunicação Reclamante ", em vez dos ofícios enviados.
- A assinatura do Projecto (" *Recomendação* ") consiste num ofício cujo conteúdo segue critérios legais e , consequentemente, de carácter mais vinculativo que os anteriormente mencionados.
- Após uma " Recomendação " há que faze-la conhecer ao Reclamante (ofício "*Comunicação Reclamante* "), assim como no arquivamento do processo (ofício " *Comunicação Arquivamento* ").
- O " Agradecimento " é um ofício vocacionado às Entidades Visadas.
- Assessor é, assim, o responsável directo pela instrução do Processo - deverá envolver-se em toda a tramitação, controlar a recepção de respostas a ofícios enviados e respectivos prazos.
- Depois da assinatura de ofícios, o processo deverá ser remetido para a Secção dos Processos, que trata das cópias e possíveis anexos, enviando tudo para o Expediente Geral. A cópia destinada ao processo, logo que numerada é devolvida à Secção de Processos, onde será anexada ao processo.
- A tramitação dos processos é sempre feita sucessivamente pelo Assessor, Coordenador, Provedor Adjunto e Provedor de Justiça.
- Procedimento é similar no que respeita a **diligências** (Recepção de Documentos) : após recepcionados e registados na Secção dos Processos, os documentos devem ser anexados ao processo.
- Os processos que, por conexão de objecto, direito ou facto, justifiquem tratamento unitário, podem ser **apensados** (responsabilidade do Provedor Adjunto, processos de áreas diferentes, ou do Coordenador, processos pertencerem a áreas iguais).
- A apensação de Processos é feita por ordem de antiguidade, isto é, os processos mais recentes devem ser apensados aos mais antigos, exceptuando algumas situações pontuais (por exemplo, se existir um processo com a designação " **P** "- iniciativa do Provedor).
- O processo principal só será arquivado quando a decisão final abranja totalmente o objecto de todos os apensos pendentes. Todos os documentos, despachos ou informações são sempre abertos e anexados no processo principal – ainda que referente aos apensos.
- **O pedido de audiência**, assim que recebido, deve ser dado a conhecer ao Chefe do Gabinete, com a indicação do Assunto (Descrição) a tratar e, se faz referência de processo pendente.
- A apresentação de um pedido de audiência não perturba a normal tramitação do processo.
- Quando o pedido de audiência for apreciado deverá incluir um parecer do Assessor sobre a utilidade do mesmo.
- Os processos só se encontram à responsabilidade da Secção dos Processos, da Área de Assessoria, do Secretário – Geral, do Gabinete do Provedor Adjunto ou na posse do Provedor de Justiça.

Após a leitura e compreensão inicial do sistema de informação existente, descrito nos passos anteriores, foi possível dar o primeiro passo através da construção do modelo conceptual entidade-relacionamento, ver figura 2.1..

O segundo passo é a identificação das chaves primárias[2], chaves estrangeiras[3] das tabelas e na decomposição do problemas inicial em problemas mais simples [5].

Este segundo passo segue a seguinte metodologia:

- Identificação de chaves primárias;
- Agrupamento de tabelas em entidades abstractas;
- Especificação de grupos;
- Detecção das restantes associações.

Da aplicação desta metodologia resulta o modelo físico de dados, ver figura 2.2..

ANÁLISE DO SISTEMA DE INFORMAÇÃO

A força efectiva que garante o efectivo funcionamento de qualquer organização – no nosso caso de estudo a Provedoria de Justiça - é um sistema.
As organizações consistem de várias partes ou entidades, cada uma delas um sistema em si, cuja interacção é um pré-requisito para um eficiente funcionamento da organização.
Este capítulo está orientado para o estudo e descrição de um tipo particular de sistema nas organizações - o sistema de informação.
Externamente, as organizações têm limites, para além dos quais existe um ambiente no qual o sistema opera e como resultado desta interacção um sistema organizacional é visto como um sistema aberto. Internamente, os sistemas contêm um determinado número de subsistemas os quais, através da interacção, servem objectivos comuns da organização [6]. A interacção global é orientada por um conjunto de regras e estímulos com origem no ambiente externo. No nosso caso de estudo os reclamantes e as entidades visadas são os estímulos do sistema.
Após serem estabelecidas e compreendidas as vistas do sistema, é necessário a sua integração. Os métodos a

[2] - As chaves primárias são o conjunto de atributos que identificam, de forma exclusiva, cada um dos elementos de uma tabela.
[3] - As chaves estrangeiras são os atributos de uma tabela que referem outra tabela, onde são chave primária.

serem utilizados são os classificados como *estruturados* [6].

As três técnicas principais são:

1. Diagramas de Fluxo de Dados, as quais mostram as inter-relações entre processos em termos de fluxo de dados entre eles;
2. Definições de dicionários de dados, as quais descrevem os elementos de um fluxo de dados;
3. Especificações de processos, as quais descrevem em detalhe os processos.

Neste texto será abordada essencialmente a aplicação da técnica de diagrama de fluxos de dados.

- Processos – representados em círculos num diagrama de fluxo de dados (DFD), em que cada processo representa uma acção detalhada que é executada pelo sistema de informação e contribui para os objectivos globais. Cada processo é etiquetado com um nome único e uma referência numérica;
- Fluxo de dados – Um fluxo de dados é um canal através do qual pacotes de informação conhecida e útil circula, representado por seta direccional;
- Ficheiros – Um ficheiro é visto como um repositório de dados e o termo será utilizado na sua forma mais geral.

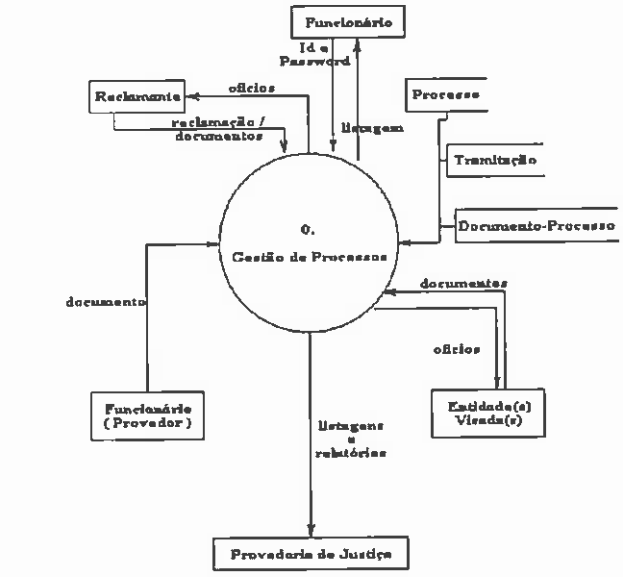


Figura 3.1- Diagrama de contexto.

O primeiro diagrama de fluxo de dados, designado diagrama de contexto, tem apenas um único processo, A construção dos diagramas de fluxo de dados do sistema de informação da Provedoria de Justiça, pode-se afirmar, é de elevada complexidade, pelo elevado número de processos e dados envolvidos.

Para a elaboração dos DFD que se documentam foi necessário:

1. Identificar as componentes estáticas do sistema, i.e., os objectos que contêm dados;
2. Identificar os processos principais os quais consomem e geram dados e fluxos de dados;

as duas entidades externas, reclamantes e entidades visadas em conjunto com os ficheiros de dados mais relevantes, figura 3.1.

3. Expandir e refinar os diagramas de fluxos de dados;
4. Rever os diagramas finais.

Os processos principais são: Manutenção de Ficheiros, Tramitação, Diligências, Relatório, Pesquisa/Listagem e Agenda, decomposição do processo principal do Diagrama de Contexto, ver figura 3.2.

Após a construção destes diagramas estamos perante a primeira interface formal entre uma aplicação e o sistema de informação da organização em análise.

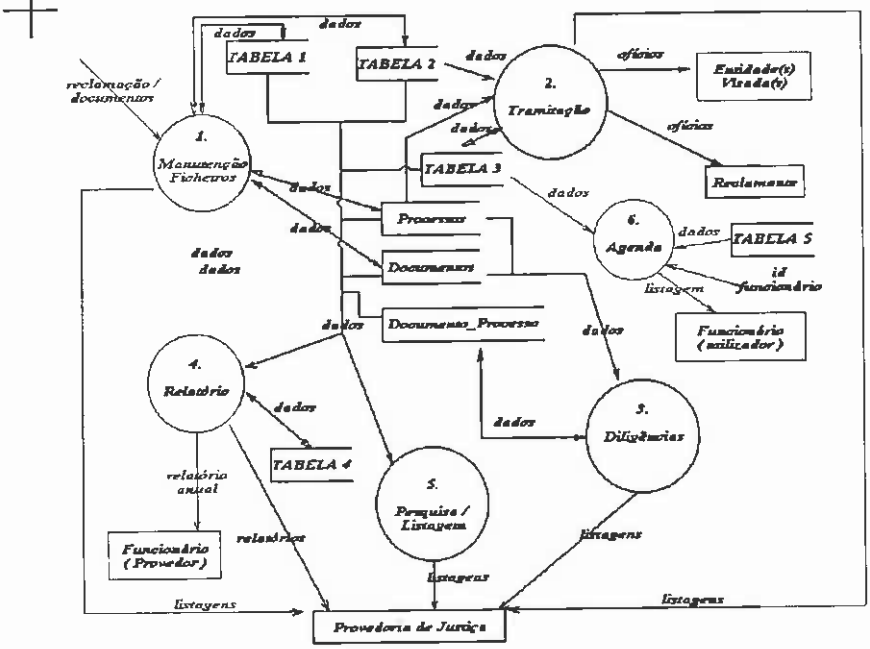


Figura 3.2 - Diagrama dos processos principais

DESENHO DO SISTEMA DE INFORMAÇÃO

Os diagramas de fluxo de dados desenvolvidos até agora não mostram a estrutura detalhada de aplicações: eles descrevem apenas a sua arquitectura [7][8].
Existem várias técnicas para descrição da estrutura de aplicações. No presente caso de estudo foram seleccionados os diagramas de acção que cobrem quer a estrutura de aplicações, quer a descrição lógica detalhada das condições e outras estruturas de programação.
Os diagramas são constituídos pelos seguintes elementos:

1. Módulos – são partes bem definidas de codificação, referenciados por um nome. Representados graficamente por um rectângulo. Normalmente os processos descritos nos diagramas de fluxo de dados geram módulos;
2. Ligações entre módulos – um sistema é um conjunto organizado de módulos dentro de uma hierarquia, cooperando e comunicando. A comunicação entre módulos é normalmente representada por uma linha recta;
3. Símbolos de comunicação – são pequenas setas que indicam o sentido e tipo de comunicação (ligação de dados ou ligação de controle) entre módulos.

Na figura 4.1, apresenta-se o diagrama geral de estrutura de módulos.

ESTATÍSTICA

A integração estruturada da informação permite o seu rápido e eficaz tratamento estatístico.
A partir da base de dados que vai aumentando com o número de processos e informação associada é possível em tempo útil obter:

1. *Processos abertos, reabertos e arquivados;*
2. *Processos por assunto: Administração da justiça, contribuições e impostos, direitos fundamentais, obras e urbanismo, polícia, regime prisional, segurança social, trabalho na administração pública, educação e ensino, entre outros;*
3. *Evolução dos processos por assunto ao longo dos anos;*
4. *Evolução dos processos por entidades visadas: Administração regional, Administração local, Administração Central, Empresas Públicas, entre outras;*
5. *Caracterização sócio-profissional dos reclamantes;*
6. *Origem geográfica das queixas;*
7. *Rácios de eficácia da intervenção do Provedor de Justiça: Taxa de estudo, Taxa de resolução e Taxa de sucesso;*
8. *Número de processos organizados: queixas apresentadas por iniciativas do Provedor e processos de declaração de inconstitucionalidade.*

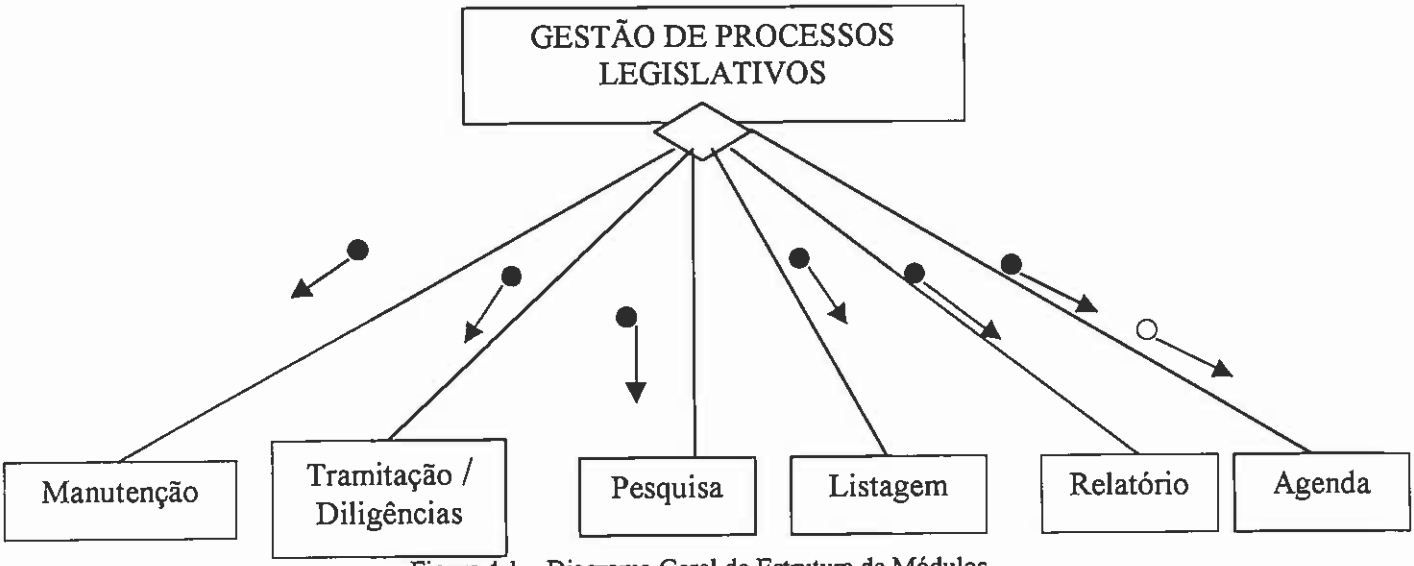


Figura 4.1 – Diagrama Geral de Estrutura de Módulos.

CONCLUSÕES

O caso de estudo que se apresentou é o resultado de cerca de dezoito meses de trabalho.

O trabalho desenvolvido – um projecto de desenvolvimento de uma aplicação – foi particularmente difícil. Difícil porque a organização que se estudou é de elevada complexidade, sendo difícil definir, por exemplo, onde começa a base de dados documental e a relacional.

As metodologias de análise e desenho estruturado revelaram-se de grande utilidade no estudo e análise do sistema de informação da Provedoria de Justiça – fase do trabalho que mais tempo foi dispensado.

A fase de desenvolvimento, codificação e implementação da aplicação, que demorou cerca de 40% do tempo total, foi essencialmente despendida na parte da estatística.

O sistema de informação integrado e automatizado permite a inserção, alteração e consulta em tempo útil do estado de cada processo.

Resultado de um modelo de dados estruturado é possível obter em tempo útil a informação relevante em termos estatísticos devidamente tratada.

A informação como o número de processos organizados, processos por assunto ou por entidades visadas, por exemplo, é extraída directamente da base de dados, evitando uma consulta e contagem manual processo a processo.

Finalmente, a aplicação foi desenvolvida sobre diferentes camadas de aplicativos todos conforme o ano 2000. Mesmo assim foram realizados testes sobre a aplicação. A aplicação passou em todos os testes pelo que garantidamente está conforme o ano 2000.

BIBLIOGRAFIA

[1] Provedor de Justiça; Relatório do Provedor de Justiça à Assembleia da República 1995; Provedoria de Justiça – Divisão de Documentação; Litografia Amorim; Novembro 1996; Lisboa

[2] Provedoria de Justiça; 20 Anos do Provedor de Justiça; Provedoria de Justiça – Divisão de Documentação; Fernandes e Terceiro; 1996; Lisboa

[3] Provedoria de Justiça; Instituto de Reinserção Social, Relatório Especial à Assembleia da República 1997; Provedora de Justiça – Divisão de Documentação; Gráfica Maiadouro; Setembro 1997; Lisboa

[4] Provedor de Justiça; Relatório à Assembleia da República 1996; Provedoria de Justiça – Divisão de Documentação; Gráfica Maiadouro ; Dezembro 1997; Lisboa

[5] Levantamento de Modelos de Dados em Sistemas Legados, Revista da Associação Portuguesa de Sistemas de Informação, N.9, 1998.

[6] Systems Analysis and Development (3rd edition), P.Layzell and P.Locoucopoulos; Chartell-Bratt (Publishing and Training) Ltd., Bromley, U.K., 1989.

[7] Structured Techniques: The Basis for CASE, J.Martin and C.McClure; Prentice-Hall, Inc, Englewood Cliffs, N.J., U.S.A., 1988.

[8] Engenharia de Software, Roger S. Pressman, Editora McGraw-Hill Ltda., São Paulo, 1995.

SHORT-TERM RESOURCE SCHEDULING IN HYDROTHERMAL POWER SYSTEMS BY LAGRANGIAN RELAXATION: AN APPROACH FOR DUAL VARIABLE UPDATING

V.M.F. Mendes
Instituto Superior de Engenharia
Lisbon, Portugal
vfmendes@isel.pt

L.A.F.M. Ferreira
Instituto Superior Técnico, Lisbon
Lisbon, Portugal
lmf@hertz.ist.utl.pt

P. Roldão and R. Pestana
REN-Rede Electrica Nacional
Lisbon, Portugal
proldao@edinfor.pt, rpestana@edinfor.pt

KEYWORDS

Short-term scheduling, step sizing, trust region, subgradient optimization.

ABSTRACT

We start by stating the optimal short-term resource scheduling problem in hydrothermal power systems. We discuss why dual variable updating is in extensively use in power system software. Then, we introduce the features of our information system for solving this problem. Our approach is a two phase algorithm, based on trust region method. Finally, we present a case study based on the power system of Electricidade de Portugal and compare the merits of our approach with the usual subgradient approach, concluding that our approach as a less erratic behavior.

1. INTRODUCTION

Short-term resource scheduling has to satisfy the targets imposed by the medium/long term plans. The schedule consists of establishing a feasible operation plan for each resource on a period typically of one hour, or half-hour, to ensure the adequate and reliable supply of future demand throughout a horizon typically of one day to one week. The schedule for a resource comprises both deciding the commitment status a discrete value, and deciding the power contribution a continuous value.

A power system is a set of interconnected subsystems, where some of them are dynamic or stochastic. But, for the period and horizon taken up in short-term resource scheduling, the system is viewed as deterministic: where stochastic quantities such as loads, inflows to reservoirs, interchange prices or unit availability are involved the corresponding forecasts are used.

Optimal short-term resource scheduling in large-scale hydrothermal power systems involves solving a non-convex large-scale mixed-integer dynamic programming problem. But from a practical implementation point of view that problem has not been successfully solved due to time requirements. Hierarchical structures involving minor problems have been used as a technical approach. Since the Lagrangian relaxation approach was proposed in [1] for solving the problem of optimal short-term resource scheduling in large-scale power systems it has been recognized as a good approach [2]-[8]. One of the most appealing properties of the Lagrangian relaxation approach is its linearity between the computing time and the number of resources, its convenience to handle resource-specific constraints and its estimation of the quality of the solution, that is the duality gap. The Lagrangian relaxation approach can be interpreted as a two-stage hierarchical process, a decomposition stage and a coordination stage. The last stage consists in solving an optimization problem called dual problem, involving the updating of the dual variables.

There are different optimization techniques, which are applicable to mathematical models and objective functions of different types. It is not a successfully practice to use the same optimization technique for all problems. One optimization techniques to solve the dual problem has been the usual subgradient algorithm. It suffers from some drawbacks, the selection of the rule for the step size is one crucial problem.

Usually a series defined by two parameters is the rule for the step size. If the values of the parameters are different from zero, then the subgradient algorithm is guaranteed to converge. But, from a practical implementation point of view, the optimization performance depends heavily on the choice of the step size parameters. That choice is blind in a sense that it can lead to steps too small or to too large for achieving the right solution. If the steps are too small, then the area where the optimal point is is not reached. If the steps are too-large, the algorithm jumps around without homing in in the neighborhood of the optimal point. For that algorithm to yield acceptable results, the parameters need to be tuned by trial-and-error. Therefore, more efficient algorithms for the Lagrangian relaxation approach have been researched.

In the remainder of this paper we state the formulation followed for the optimal short-term resource scheduling problem and the Lagrangian relaxation approach followed for that problem. Then, we inquire into an optimization technique to solve the dual problem based on a trust region method and on a tuned subgradient algorithm, we present a case study for the power system of Electricidade de Portugal and compare the merits of our approach with a subgradient approach.

Notation

- I - Set of indices i for resources in a power system.
- J - Set of indices j of specific groups requirement.
- N - Set of indices n of specific groups requirement over a horizon.
- K - Set of stages k included in a scheduling horizon.
- Ω - Set of feasible dual variables.
- s - Step size.
- σ - Step parameter.
- $Q(\cdot)$ - Dual function.
- Q^{uo} - Dual upper bound for computing the step size.
- Ub - Upper bound on the solution of the primal problem.
- υ - Iteration number.
- ϕ - Last iteration in phase_1
- λ - Vector of all Lagrange multipliers.
- ∂Q - subdiferential of function $Q(\cdot)$.
- $\xi(\cdot)$ - ε_ubgradient of $\partial Q(\cdot)$.
- A_{jk} - Set of resources forming group j of requirements in stage k.
- B_n - Set of resources forming group n of requirements over a horizon.
- C_{ik} - Total cost incurred by a resource i in stage k.
- x_{ik} - State variable linked with a resource i in stage k.
- x - Array of all state variables of resources over a horizon.
- x_{if} - Final states for resource i.
- u_{ik} - Decision variable for resource i in stage k.
- u - Array of all decision variables of resources over a horizon.
- p_{ik} - Power production variable of resource i in a stage k.
- p - Array of all power production over a horizon.
- D_k - System generation requirement in a stage k.
- F_{ji} - Contribution function of resource i to a group requirement j.
- F_{jk}^{req} - Lower bound of a group requirement j in stage k.
- H_{nik} - Resource i contribution for a group requirement n in stage k.
- H_n^{req} - Lower bound of a specific group requirement n.
- $A_{ik}(\cdot)$ - Resource i state function in stage k.
- U_{ik} - Set of admissible controls for resource i in stage k.
- P_{ik} - Set of admissible p_{ik} for resource i in stage k.
- X_i^o - Set of admissible initial states x_{i0} for source i.
- X_i^f - Set of admissible final states x_{if} for resource i.

2. PROBLEM

In this paper, the problem of optimal short-term resource scheduling is formulated, as in [3], as the minimization of the objective function

$$C(x, u, p) = \sum_{k \in K} \sum_{i \in I} C_{ik}(x_{ik}, u_{ik}, p_{ik}) \qquad (1)$$

total cost over the scheduling horizon subject to global constraints (2), (3) and (4)

$$\sum_{i \in I} p_{ik} = D_k \qquad k \in K \qquad (2)$$

$$\sum_{i \in A_{jk}} F_{ji}(x_{ik}, p_{ik}) \varepsilon F_{jk}^{req} \qquad j \in J;\ k \in K \qquad (3)$$

$$\sum_{i \in B_n} \sum_{k \in K} H_{nik}(x_{ik}, u_{ik}, p_{ik}) \geq H_n^{req} \qquad n \in N \qquad (4)$$

and subject to local constraints (5), (6) and (7)

$$x_{i,k+1} = A_{ik}(x_{ik}, u_{ik}) \quad u_{ik} \in U_{ik}\ i \in I;\ k \in K \qquad (5)$$

$$p_{ik} \in P_{ik}(u_{ik}) \qquad i \in I;\ k \in K \qquad (6)$$

$$x_{i0} \in X_i^o \qquad x_{if} \in X_i^f \qquad i \in I \qquad (7)$$

Constraints (2) to (7) define the set of operation plans that are feasible

$$F \stackrel{Def}{=} \{(x, u, p): \text{constraints (2), (3) . . . (7) are satisfied}\}$$

Constraints (5) to (7) define the set of operation plans that are at least local feasible

$$\tilde{F} \stackrel{Def}{=} \{(x, u, p): \text{constraints (5), (6) and (7) are satisfied}\}$$

Local feasibility is never more coercive than plan feasibility. That is

$$\tilde{F} \in F$$

For the purpose of our study the problem of optimal short-term resource scheduling is stated in compact form as follows

$$P: \quad \min_{x, u, p} \ C(x, u, p)$$

$$(x, u, p) \in F \qquad (8)$$

Problem P is a non-convex large-scale mixed-integer dynamic programming problem. That problem has not been successfully solved due to time requirements. Thus, hierarchical treatment by Lagrangian relaxation [1]-[8] have been used as a technical approach.

3. DUAL PROBLEM

The concepts of the Lagrangian relaxation will be illustrated for problem P, a primal problem according to duality theory. Lagrangian relaxation can be interpreted as a two-stage hierarchical process: a decomposition stage, decomposing the problem in minor problems; and coordination stage, coordinating the minor problems. Decomposition is introduced by relaxing the global constraints, using a vector of dual variables, Lagrangian multipliers λ, with components given as follow

$$\lambda_r \in R \quad \text{if} \quad r = 1,2,\ldots,K$$
$$\lambda_r \in R^+ \cup \{0\} \quad \text{if} \quad r = K+1 \ldots,K(J+1)+N$$

Symbolically written as the vector $\lambda \in \Omega$. Augmenting the objective function to a new objective function a Lagrangian function

$$L(x, u, p; \lambda) = C(x, u, p) + \langle \lambda, \xi(x, u, p) \rangle$$

Where $\xi(\cdot)$ is the mismatch vector with components defined as follow

for $r = 1,2,\ldots,K$

$$\xi_r \stackrel{Def}{=} D_r - \sum_{i \in I} p_{ir}$$

for $r = jK+k$

$$\xi_r \stackrel{Def}{=} F_{jk}^{req} - \sum_{i \in A_{jk}} F_{ji}(x_{ik}, p_{ik})$$

with $j = 1,2,\ldots,J$ and $k = 1,2,\ldots,K$

for $r = K(J+1)+n$

$$\xi_r \stackrel{Def}{=} H_n^{req} - \sum_{i \in B_n} \sum_{k \in K} H_{nik}(x_{ik}, u_{ik}, p_{ik})$$

with $n = 1,2\ldots,N$

Thus, decomposition is achieved, for a given λ, and writing the following dual subproblem

$$DS: \quad \min_{x, u, p} \; L(x, u, p; \lambda) + Q(\lambda)$$
$$(x, u, p) \in \bar{F} \qquad (9)$$

$Q(\cdot)$ is the dual function for problem P. It is a concave function. Hence, the solution of problem DS accesses at point λ: a value of $Q(\cdot)$, an optimal plan (x, u, p) for problem DS, and a mismatch vector

The mismatch vector is known to be a subgradient of $Q(\cdot)$ at point λ. The mismatch identifies the success of the plan in being primal feasible: for primal feasibility, the first K components should be zero and the others less or equal to zero. In duality theory the values of the dual function $Q(\cdot)$ are lower bounds on the solution of problem P. Hence, coordination is introduced by updating the vector of dual variables in a way of maximizing the dual function. This is solving the dual problem defined as follows

$$D: \quad \max Q(\lambda) \qquad (10)$$

Past works have shown that such decomposition and coordination is a clever way of dealing with the problem of optimal short term resource scheduling in large-scale power systems. However, it is known from duality theory that the solution of problem D does not necessarily match the one given by problem P, because problem P does not ensure enough convex properties to be dual equivalent. Nevertheless, solving problem D gives the appropriate choice for the vector of dual variables. The difference between the solution of problem P and the solution of problem D is the dual gap. Thus, the dual gap is interpreted as a measure of success in using problem D to get the solution of problem P.

4. ALGORITHM

Our algorithm is divided in two phases. The first, phase_1, is an acceleration phase for the optimal point, It is based on the cutting plan method with a stabilizing algorithm [9], trust region method. This phase identifies a point λ^ϕ near the optimal value of the dual function and a small upper bound Ub on that function. The second, phase_2, is a convergence phase for the optimal point. Phase_2 is based on a subgradient algorithm, starting from the point λ^ϕ and with a rule for the step size defined by the upper bound Ub.

Algorithm

```
!   . . . updates dual variables . . .
begin
    ν ← 0
    while m > M do                    !
            call phase_1              ! trust region
            ν ← ν+1                   !
    end                               !
    niter ← ν+iter
    while ν ≤ niter do                !
            call phase_2              ! subgradient
            ν ← ν+1                   !
    end                               !
end.
```

m measures the error between the value given by the trust region model, an upper bound on the value of the dual function, and the value of the dual function at the new point. M is the maximum value allowed for m in phase_1. The algorithm begins by setting the iteration indices ν to zero. At iteration ν while m is greater than the maximum value allowed M, it enters into phase_1. Else, if ν is not greater than the maximum number of iterations allowed niter it enters into phase_2.

4.1 PHASE 1

The main idea is to use at a ν iteration the information available of the dual function and the subgradient from the preceding iterations for building an objective function model. The model is assumed to be valid in a neighborhood of the current iteration, which is the so-called trust region, iteratively adjusted. The model is then optimized within the trust region for finding $\lambda^{\nu+1}$.

Consider the iterations $\nu = 1, 2, \ldots, \bar{\nu}$, knowing the values of $Q(\lambda^\nu)$ and ξ^ν for those iterations, then by subgradient inequality we can write

$$\forall\, \lambda \in T^{\bar{\nu}} \quad \langle \lambda - \lambda^\nu, \xi^\nu \rangle + Q(\lambda^\nu) \geq Q(\lambda) \qquad (11)$$

$\nu = 1, 2, \ldots, \bar{\nu}$ $\quad T^{\bar{\nu}}$ is the trust region

Consider for the function model the function $z^{\bar{\nu}}(\cdot)$ defined at point λ by the biggest value z such that

$$\langle \lambda - \lambda^\nu, \xi^\nu \rangle + Q(\lambda^\nu) \geq z \qquad (12)$$
$$\nu = 1, 2, \ldots, \bar{\nu}$$

From (12) the sequence $z^1(\lambda), z^2(\lambda), \ldots z^n(\lambda) \ldots$ is a monotone nonincreasing sequence. By (11) and the definition of the model the following inequality holds

$$z^{\bar{\nu}}(\lambda) - Q(\lambda) \geq 0 \text{ for all } \lambda \in T^{\bar{\nu}}$$

Let $\quad Z = \max\{ z^{\bar{\nu}}(\lambda) \quad \text{with } \lambda \in T^{\bar{\nu}} \quad \}$

hence $\quad m = Z - Q(\lambda) \geq 0 \qquad (13)$

In the trust region, Z at an iteration is an upper bound on the values of the dual function. For finding that upper bound, we have to solve the linear programming problem

$$Z = \max\ z$$
$$\text{s. t.}$$
$$\langle \lambda - \lambda^\nu, \xi^\nu \rangle + Q(\lambda^\nu) \geq z, \quad \nu = 1, 2, \ldots, \bar{\nu}$$
$$\lambda \in T^{\bar{\nu}} \qquad (14)$$

If the optimal point of problem (10) is in the trust region, then the sequence of values Z is expected to converge to the optimum value of problem (10). If the trust region is always equal to Ω, then problem (14) is an iteration problem of the well-known cutting plan approach applied to problem (10). In phase_1, the trust region is adjusted in a way that the new trust region is neighborhood of the last optimal point computed by (14).

At an iteration, problem (14) is solved and the trust region set is adjusted only if the last optimal point is a boundary point of the last trust region [8]. At the starting of phase_1 there are not enough information available for building a trustful model for the objective function. Hence, m is initialized with a value greater than M and only after a predefined number of iteration it is computed by (13) at the current iteration point. The upper bound Ub and the starting point λ^ϕ for phase_2 are respectively given by the value of Z and by the last optimal point in phase_1.

4.2 PHASE 2

The main idea is to use the upper bound Ub to help the tuning of the parameters in a subgradient algorithm. Consider we aim to make a serious step to a point

$$\lambda^{\nu+1} = \lambda^\nu + s^\nu \xi^\nu \qquad (15)$$

along the direction given by the subgradient vector in a way of maximizing the dual function, then inserting (15) into the following subgradient inequality

$$Q(\lambda^{\nu+1}) - Q(\lambda^\nu) \leq \langle \lambda^{\nu+1} - \lambda^\nu, \xi^\nu \rangle$$

the following inequality holds

$$s^\nu \geq [Q(\lambda^{\nu+1}) - Q(\lambda^\nu)] / \|\xi^\nu\|^2 \qquad (16)$$

Now define $Q^{\nu o}$ such that

$$s^\nu = [Q^{\nu o} - Q(\lambda^\nu)] / \|\xi^\nu\|^2 \qquad (17)$$

Obviously the following relationship holds

$$Q^{\nu o} \geq Q(\lambda^{\nu+1}) \geq Q(\lambda^\nu) \qquad (18)$$

We know that $Q(\cdot)$ in our case has a small oscillation in a considerable neighborhood of the optimal point. Hence, near the optimum, (18) is almost an equality. Let Ub be a small upper bound on the solution of problem (10). Consider that the following relationship should holds

$$Ub \geq Q^{\nu o} \geq Q(\lambda^\nu) \qquad (19)$$

Although condition (19) can sometimes fail we assume that it constantly plays a role in conducing to the optimal point. We assume the following relationship

$$Q^{\nu o} = f\left(\nu - \phi,\ Ub - Q(\lambda^\phi),\ Q(\lambda^\nu),\ \frac{\|\xi^\nu\|}{\|\xi^\phi\|}\right) \qquad (20)$$

The expected behavior for function $f(\cdot)$ is as follows: if the iteration ν is near of ϕ, then $Q^{\nu o}$ should be near Ub; else if iteration ν identifies the optimal point, then $Q^{\nu o}$ should be equal to $Q(\lambda^\nu)$; else $Q^{\nu o}$ should be between $Q(\lambda^\nu)$ and a value U in a small neighborhood of Ub. We found most effective the following formula

$$Q^{\nu o} = Q(\lambda^\nu) + \eta(\nu - \phi)\,[Ub - Q(\lambda^\phi)] \left(\frac{\|\xi^\nu\|}{\|\xi^\phi\|}\right)^2$$

with

$$\eta(\nu - \phi) = 1 / [\,1 + \sigma\,(\nu - \phi)\,] \qquad (21)$$

σ is a parameter. Hence, by (17) and (21) the rule for the step size is

$$s^\nu = s^\phi / [1 + \sigma(\nu - \phi)] \quad \text{for} \quad \nu > \phi \qquad (22)$$

with

$$s^\phi = [Ub - Q(\lambda^\phi)] / \|\xi^\phi\|^2$$

From (22) we conclude that the algorithm obeys Polyak's theorem of convergence, hence convergence follows.

5. TEST

Tests were done for the power system (16 thermal units, 50 hydro units in 5 watersheds) of Portugal scheduled for one week, with an hourly resolution, over a case study of typical scenarios. For illustration we selected one scenario and the algorithm parameters as follow: the predefined number of iteration in phase_1 equal to 40, the maximum value allowed for m equal to 0.5% of the current dual value function and σ=0.05. The ending criterion was the maximum number of iterations allowed in phase_2. The following figures show a comparison with a conventional subgradient algorithm.

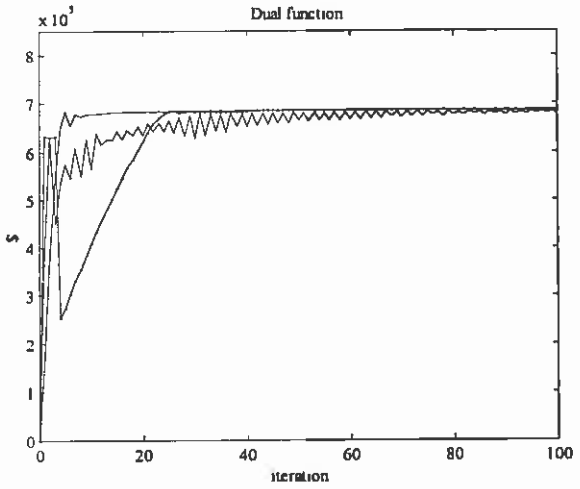


Figure 1 — Dual function versus iteration.

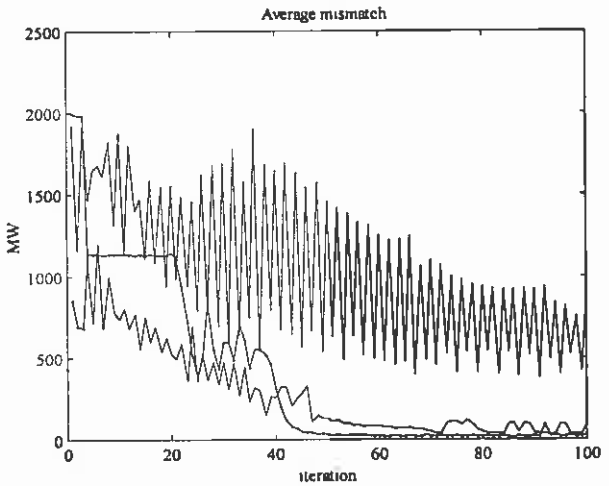


Figure 2 — Average mismatch versus iteration.

The solid dotted line corresponds to the algorithm proposed in this paper; the solid lines correspond to a conventional subgradient algorithm where the steps have been tuned by trial and error and to the conventional subgradient algorithm where the steps have been tuned by trial and error with more effort.

The last iteration in phase_1 was iteration ϕ=42. Results obtained for phase_1 and phase_2 are shown in the next tables. The first column shows the iteration number. The second column shows the distance between two consecutive iteration points in 10^3[esc MW^{-1}]. The third column shows the value of the dual functions in percent of the maximum value obtained for the dual function. The forth column shows the average mismatch of the absolute difference between the demand and actual scheduled generation.

Last ten iterations in phase_1 are shown in table 1

ν	dis^{ν}	$Q(\lambda^{\nu})_{\%}$	$aver^{\nu}_{[MW]}$
33	0.86	76.57	494
34	0.86	99.35	489
35	0.80	99.36	510
36	0.97	99.51	410
37	0.71	99.49	424
38	0.84	99.52	483
39	0.92	99.55	437
40	0.74	99.47	501
41	0.87	99.63	472
42	0.90	99.54	541

Table 1 — Performance of phase_1.

These results show the ability for phase_1 to follow a neighborhood of the optimal point for the dual problem. Dual function has a small oscillation, but the value of the average mismatch is to big for plan feasibility.

First ten iterations in phase_2 are shown in table 2

ν	dis^{ν}	$Q(\lambda^{\nu})_{\%}$	$aver^{\nu}_{[MW]}$
43	0.31	99.54	543
44	0.19	99.82	340
45	0.11	99.92	193
46	0.08	99.96	143
47	0.06	99.98	131
48	0.04	99.99	88
49	0.02	100.00	45
50	0.01	100.00	32
51	0.01	100.00	27
52	0.01	100.00	23

Table 2 — Performance of phase_2.

These results show the ability for phase_2 to stay in the neighborhood found in phase_1 and to follow a point with a small average mismatch near the optimum value of the dual problem. Dual function values are stabilized. Average mismatch is decreasing, augmenting plan feasibility.

Again, the solid line corresponds to the algorithm proposed in this paper; the dotted line corresponds to a conventional subgradient algorithm; the dashed line corresponds to the conventional subgradient algorithm where the steps have been tuned by trial and error.

CONCLUSION

Both success in dual optimality and plan feasibility are important for a successful approach of the Lagrangian relaxation to optimal short-term resource sheduling in large-scale hydrothermal power systems. We inquired into an algorithm for dual variable updating, using concepts of trust region and subgradient algorithms in order to improve both dual optimality and plan feasibility. Our algorithm is divided in two phases.

The first phase, an acceleration phase for the optimal point, uses at an iteration the information available of the dual function and the subgradient from the preceding iterations for building an objective function model, assumed to be valid in a neighborhood of the current iteration. Then the model is optimized and as the algorithm proceeds and more information became available the model is updated. The second phase, a convergence phase for the optimal point, uses an upper bound to help tuning a subgradient algorithm, starting from the point near the optimal value of the dual function given in the first phase.

Comparing with a conventional subgradient algorithm the limitation of using the developed algorithm are: the need to have a small oscillation of the dual function in a neighborhood of the optimal point for the dual problem. The advantages of using the developed algorithm are: good adaptation of step sizes as opposed to trial an error tuning of the parameters in conventional subgradient algorithms.

REFERENCES

[1] J.A. Muckstadt and Koenig, S.A.,"An Application of Lagrangian relaxation to scheduling in power-generating systems", *Operations Research*, Vol.25, No.3, May-June, 1977.

[2] A. Merlin and P. Sandrin, "A New Method for Unit Commitment at Electricite De France", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. PAS-102, No.5 May, 1983.

[3] L.A.F.M. Ferreira, T. Anderson, C.F. Imparato, T.E. Miller and C.K. Pang, A. Svoboda and A.F. Vojdani, "Short-Term Resource Scheduling in Multi-Area Hydro-Thermal Power System", *Int. Jo. of Electric Power and Energy Systems*, EPES-11, 1989.

[4] J. Batut and R.P. Sandrin, "A New Software for the Generation Rescheduling in Future EDF National Control Center", *Proc. 10th PSCC*, Graz, Austria, 19-24 August, 1990.

[5] J. Batut and A. Renaud, "Daily Generation Scheduling Optimization With Transmission Constraints: A New Class of Algorithms", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. PWRS-7, No.3, August, 1992.

[6] V.M.F. Mendes, L.A.F.M. Ferreira, P. Roldão and R. Pestana, "Optimal short-term scheduling in large hydrothermal power systems", *Proc. 11th PSCC*, Avignon, France, August 30 - September 3, 1993.

[7] L.A.F.M. Ferreira, "On the duality gap for thermal unit commitment problems", *Proc. IEEE ISCAS*, Chicago, Illinois, May 3-6, 1993.

[8] N.J. Redondo, A.J. Conejo, "Short-term hydro-thermal coordination by Lagrangian relaxation: Solution of the dual problem", Aproved for publication in the *IEEE Trans. on Power Systems*, Novembro 1997.

[9] J.B.H.Urruty, C. Lemaréchal, "Convex analysis and minimization algorithms II, advanced theory and bundle methods", *Springer Verlag*, 1996.

Algoritmo de Tradução de Interrogações Lógicas para SQL

Porfírio P. Filipe[1], Nuno J. Mamede[2]
[1]Inst. Sup. de Eng. de Lisboa, R. Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa, Portugal
pfilipe@isel.pt, Tel: +351.1.8317211
[2]Instituto Superior Técnico, Av. Rovisco Pais, 1049-001 Lisboa, Portugal
nuno.mamede@acm.org, Tel: +351.1.8419159

ARQUITECTURA DO SISTEMA

A arquitectura do sistema de interrogações em língua natural representada na Figura 1 é baseada numa linguagem de representação intermédia, designada por linguagem de interrogação lógica (LIL), para a qual a pergunta em língua natural é transformada antes de ser realizada a tradução para uma interrogação SQL. A linguagem LIL expressa o significado da pergunta em conceitos de alto nível, independentes da estrutura da base de dados do domínio [1][2].

A arquitectura do sistema pode ser dividida em dois módulos. O primeiro módulo processa a língua natural (componente linguística), onde a pergunta é submetida à análise morfológica, sintáctica e semântica sendo obtidas como resultado uma ou mais interrogações LIL que correspondem às possíveis interpretações da pergunta formulada em língua natural. Face á dimensão do domínio e à flexibilidade da língua natural é normal existirem várias interpretações para a mesma pergunta.

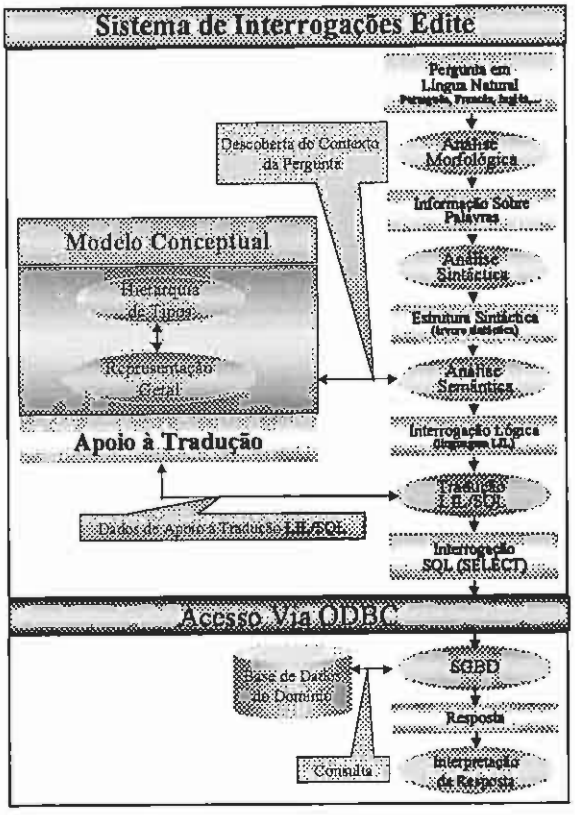


Figura 1 - Arquitectura do Sistema de Interrogações

O segundo módulo está relacionado com o processamento dependente da estrutura da base de dados do domínio, traduzindo as interrogações LIL para interrogações SQL que são passadas ao sistema de gestão da base de dados do domínio com o objectivo de obter dados para produzir as respostas.

A principal vantagem desta arquitectura é a separação completa entre a componente linguística e o conhecimento dependente da base de dados do domínio. A portabilidade do sistema de interrogações para outro domínio (outra base de dados do domínio) é garantida pelo preenchimento adequado do modelo conceptual.

O processamento da pergunta em língua natural é feito por etapas: a partir da língua natural é gerada uma árvore sintáctica que permite a construção de uma interrogação lógica sendo esta finalmente transformada, aplicando o algoritmo de tradução de uma interrogação lógica para SQL, numa instrução SELECT.

A comunicação com o sistema de gestão da base de dados do domínio é independente da realização prática porque é executada através de um *driver* ODBC.

O modelo conceptual é a componente do sistema de interrogações que representa simbolicamente os constrangimentos conceptuais associados ao domínio da aplicação [4]. O modelo conceptual tem três componentes: (i) uma hierarquia de tipos que contém a informação sobre a herança; (ii) uma representação geral que é uma representação explícita dos constrangimentos conceptuais do domínio e (iii) dados de apoio à tradução LIL/SQL. Durante a análise semântica é seleccionada uma interpretação da pergunta que respeite os constrangimentos conceptuais do domínio.

Por exemplo, se for perguntado ao sistema de interrogações: "*Quais os hotéis com piscina com água salgada?*" existem duas interpretações possíveis. Pode ser interpretado que "*água salgada*" se refere ao "*hotel*" ou que se refere à "*piscina*". São executadas duas consultas ao modelo conceptual e a consulta que pergunta se a entidade "*hotel*" tem a propriedade "*água salgada*" vai falhar. O facto "*hotel tem água salgada*" é irrelevante e por isso não é representado no modelo conceptual. Quando uma pergunta não tem pelo menos uma interpretação que respeita os constrangimentos conceptuais do domínio, diz-se que está semanticamente incorrecta.

A LINGUAGEM FONTE

A linguagem LIL é inspirada no formalismo apresentado no projecto de MASQUE/SQL [2] e foi descrita em [6][7][8]. A sintaxe da linguagem LIL é a de uma lógica de primeira ordem com o poder expressivo de uma lógica de predicados que permite representar, de uma forma bastante intuitiva, os conceitos do mundo real:

(a) Um termo pode ser uma constante uma variável ou um símbolo de função aplicado a um tuplo de termos. As constantes representam objectos do mundo, incluindo objectos abstractos como eventos e situações. Exemplos de constantes: `Ritz`, `sauna`, `-5` e `1997`. Exemplos de variáveis: `_3` e `X`.

(b) Uma fórmula primitiva é constituída por um símbolo de predicado (que se escreve como um termo) e por um ou dois argumentos (termos). Uma fórmula primitiva tem a seguinte sintaxe:

`simbolo_de_predicado(termo`$_1$`[, termo`$_2$`])`

São exemplos de fórmulas primitivas:

`hotel(X)` e `ter(X, sauna)`

(c) Uma expressão LIL é um conjunto de fórmulas LIL separadas por vírgulas e tem a seguinte sintaxe:

`fórmula`$_1$`, ⁘, fórmula`$_n$

É exemplo de uma expressão LIL:

`autor(X), ter(X, livro)`

(d) Um conectivo lógico liga duas fórmulas LIL originando outra fórmula.

A conjunção (&) com a seguinte sintaxe:

`&(prd`$_1$`(trm1,trm`$_2$`),⁘,prd`$_n$`(trm`$_{n1}$`, trm`$_{n2}$`))`

A disjunção (V) com a seguinte sintaxe:

`V(prd`$_1$`(trm`$_1$`,trm`$_2$`),⁘,prd`$_n$`(trm`$_{n1}$` ,trm`$_{n2}$`))`

São exemplos de utilização de conectivos lógicos:

`&(ter(X, restaurante), ter(X, sauna))` `V(ter(X, livro), ter(X, disco))`

(e) Fórmulas predefinidas na linguagem LIL:

`EXACT(termo`$_1$`, termo`$_{cte}$`)` (igual)
`SUP(termo`$_1$`, termo`$_{cte}$`)` (maior)
`INF(termo`$_1$`, termo`$_{cte}$`)` (menor)

TRADUÇÃO

Estrutura de Dados Auxiliar

Os dados de apoio à tradução da linguagem LIL para SQL dependentes da estrutura da base de dados do domínio são representados na Figura 2 (a sombreado) como uma extensão do modelo conceptual. A notação usada na Figura 2 é o IDEF1X (Integration DEFinition for Information Modeling).

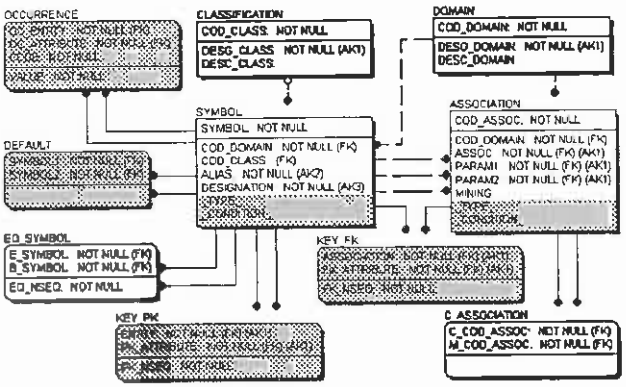


Figura 2 – Modelo Relacional da Estrutura de Dados

Funções Auxiliares

Para definir o acesso aos dados de apoio ao algoritmo de tradução LIL/SQL sobre como cada conceito é representado na base de dados do domínio foram definidas cinco funções para explorar a estrutura de dados auxiliar que devolvem uma cadeia de caracteres.

Função `TRANSLATION(X,Y,Z)`

Todos os argumentos são símbolos. O primeiro argumento refere uma associação, o segundo uma entidade e o terceiro uma entidade, uma propriedade, um valor de propriedade, ou um nome próprio. O caracter '_' pode ser usado para expressar o conceito "*qualquer símbolo*". Esta função devolve a tradução do facto (parte da pergunta) especificado nos argumentos.

Função `CLASS(X)`

Usando a coluna `CLASSIFICATION.DESG_CLASS`, esta função indica se o argumento, um símbolo, é representado por uma tabela '`Table`' ou por uma coluna '`Column`' na base de dados do domínio.

Função `DEFAULT(X)`

Esta função é usada para determinar as propriedades omitidas ou entidades omitidas dependendo do tipo do argumento indicado: Se o argumento é uma propriedade devolve a entidade omitida associada a essa propriedade. Se o argumento é uma entidade devolve a propriedade omitida associada a essa entidade.

Esta função devolve o símbolo representado na coluna `DEFAULT.SYMBOL2` quando o seu argumento figurar na coluna `DEFAULT.SYMBOL1`.

Função `EQUIVALENT(X)`

O argumento desta função pode ser um símbolo de propriedade ou de entidade retornando a expressão que foi usada na definição desse argumento. Se na definição do argumento figurar um símbolo de função é devolvido o nome da função existente na coluna `CLASSIFICATION.DESC_CLASS` e os argumentos presentes na tabela `EQ_SYMBOL`, caso contrário é devolvido o próprio argumento.

Função `FORMATTER(X)`

O argumento desta função refere uma propriedade e devolve o nome de uma função. A função identificada nesta consulta deve ser utilizada para apresentar ao utilizador os dados associados à propriedade indicada em argumento de forma adequada.

O ALGORITMO DE TRADUÇÃO

O algoritmo de tradução da linguagem LIL para SQL assume que a instrução SELECT é obtida concatenando traduções parciais de cada fórmula LIL que figuram na interrogação LIL.
As fórmulas LIL com um argumento variável identificam propriedades ou entidades que a resposta deve contemplar.
A tradução de fórmulas LIL com um argumento originam elementos da cláusula SELECT ou FROM, enquanto as restantes fórmulas definem a cláusula FROM ou WHERE, isto é, as condições às quais a resposta deve satisfazer.

Depois de traduzir todas as fórmulas pertencentes à interrogação LIL, é necessário verificar se a cláusula FROM contém todas as tabelas referidas na cláusula SELECT e na cláusula WHERE. As tabelas em falta devem ser acrescentadas na cláusula FROM separadas por vírgula. Uma operação semelhante deve ser realizada para identificar colunas em falta que pertencem a tabelas que não têm explicitada nenhuma coluna em toda a instrução SELECT.

O processo de tradução usa oito regras: uma para substituir variáveis pelo seu tipo, duas para traduzir fórmulas primitivas, uma para traduzir fórmulas que tenham conectivos lógicos, uma para traduzir fórmulas predefinidas, duas para garantir que a instrução SQL está completa e ainda outra para definir a formatação do resultado.

Regra 1 — Substituição de Variáreis

Durante o processo de tradução é assumido que as variáveis são substituídas pelos seus tipos, isto é, pelos nomes das classes a que pertencem.
A expressão LIL: $prd_1(X_1)$, $prd_2(X_1, trm_2)$, depois de ser aplicada a substituição X_1/prd_1 (assumindo que prd_1 é o tipo da variável X_1), é transformada em $prd_2(prd_1, trm_2)$. Quando a substituição ocorre refere-se o tipo de X_1 como X_{1cte}.

Regra 2 — Fórmulas Primitivas Unárias

A tradução de uma fórmula primitiva com um argumento (`prd(trm)`) identifica uma tabela ou uma expressão que envolve colunas. Existem duas possibilidades, dependendo do valor retornado pela função `CLASS(prd)`:

(a) Se o valor retornado é '`Table`', então
  o valor retornado pela função `EQUIVALENT(prd)` é concatenado, com uma vírgula, à cláusula FROM.
  Se `trm` é constante (um nome próprio), então
    a expressão retornada pela função `TRANSLATION(_,pred,trm)` é concatenada, com o operador '`AND`', à cláusula WHERE;

(b) Se o valor retornado é '`Column`', então
  Se a interrogação LIL contém uma fórmula do tipo $prd_2(trm_2, prd)$, então
    Se `trm` é constante (valor de uma propriedade), então
      a expressão retornada pela função $TRANSLATION(prd_2, trm_{2cte}, prd(trm))$ é concatenada, com o operador '`AND`', à cláusula WHERE;
    Se `trm` é variável, então
      Se o valor retornado pela função `EQUIVALENT(prd)` contém um símbolo de função, então
        o valor retornado pela função `EQUIVALENT(prd)` é concatenado, com uma vírgula, à cláusula SELECT.
      Senão
        o valor retornado pela avaliação de $EQUIVALENT(trm_{2cte}).EQUIVALENT(prd)$ é concatenado, com uma vírgula, à cláusula SELECT.
  Se a interrogação LIL não contém uma fórmula do tipo $pred_2(trm_2, prd)$, então
    Se o valor retornado pela função `EQUIVALENT(prd)` contém um símbolo de função, então
      o valor retornado pela avaliação de `EQUIVALENT(prd)` é concatenado, com uma vírgula, à cláusula SELECT.
    Senão
      o valor retornado pela avaliação de `DEFAULT(prd).EQUIVALENT(prd)` é concatenado, com uma vírgula, à cláusula SELECT.

Regra 3 — Fórmulas Primitivas Binárias

A tradução de uma fórmula primitiva com dois argumentos $(prd(trm_1, term_2))$ é a expressão retornada pela função $TRANSLATION(prd, trm_{1cte}, trm_{2cte})$, que deve ser concatenada, com o operador '`AND`', à cláusula WHERE.

Regra 4 — Fórmulas com Conectivas Lógicas

A tradução de uma fórmula que usa o conectivo '`e`' $(\&(prd_1(trm_2, trm_3), \ldots, prd_a(trm_b, trm_c)))$ é a expressão retornada pela avaliação de $TRANSLATION(prd_{1cte}, trm_{2cte}, trm_{3cte})$ `AND ...` `AND` $TRANSLATION(prd_{acte}, trm_{bcte}, trm_{cct})$, que deve ser concatenada, com o operador '`AND`', à cláusula WHERE.
A tradução de uma fórmula que usa o conectivo '`ou`' $(V(prd_1(trm_2, trm_3), \ldots, prd_a(trm_b, t$

rm$_c$))) é a expressão retornada pela avaliação de (TRANSLATION(prd$_1$ cte, trm$_2$ cte, trm$_3$ cte) OR ... OR TRANSLATION(prd$_a$ cte, trm$_b$ cte, trm$_c$ cte)), que deve ser concatenada, com o operador 'AND', à cláusula WHERE.

Regra 5 — Fórmulas Predefinidas

A tradução de uma fórmula com o predicado EXACT (EXACT(trm, cte)) é concatenada, com o operador 'AND', à cláusula WHERE e é determinada por:

(a) Se a interrogação LIL contém uma fórmula do tipo prd$_2$ (trm$_2$, trm), então
a expressão é retornada pela avaliação de
TRANSLATION(prd$_2$, trm$_2$ cte, EXACT(trm, cte))

(b) Senão
a expressão é retornada pela avaliação de DEFAULT(trm$_c$ te).EQUIVALENT(trm$_c$ te)=cte

A tradução de uma fórmula com o predicado SUP (SUP(trm, cte)) é concatenada, com o operador 'AND', à cláusula WHERE e é determinada por:

(a) Se a interrogação LIL contém uma fórmula do tipo prd$_2$ (trm$_2$, trm), então
a expressão é retornada pela avaliação de
TRANSLATION(prd$_2$, trm$_2$ cte, SUP(trm, cte))

(b) Senão
a expressão é retornada pela avaliação de DEFAULT(trm$_c$ te).EQUIVALENT(trm$_c$ te)>cte

A tradução de uma fórmula com o predicado INF (INF(trm,cte)) é concatenada, com o operador 'AND', à cláusula WHERE e é determinada por:

(a) Se a interrogação LIL contém uma fórmula do tipo prd$_2$ (trm$_2$, trm), então
a expressão é retornada pela avaliação de
TRANSLATION(prd$_2$, trm$_2$ cte, INF(trm, cte))

(b) Senão
a expressão é retornada pela avaliação de DEFAULT(trm$_c$ te).EQUIVALENT(trm$_c$ te)<cte

Regra 6 — Tabelas em Falta

Se a cláusula FROM não contém todas as tabelas referenciadas na cláusula SELECT e WHERE, então todas as tabelas em falta devem ser concatenadas, com uma vírgula, à cláusula FROM.

Regra 7 — Colunas em Falta

Procurar as tabelas que são referenciadas na interrogação LIL em fórmulas com um argumento variável e que não têm colunas na cláusula SELECT. Para cada uma das tabelas encontradas (designadas por T) deve ser concatenado, com uma vírgula, à cláusula SELECT o valor retornado pela avaliação de EQUIVALENT(T).DEFAULT(T).

Regra 8 — Formatação Opcional

Aplicar a função FORMATTER a cada coluna (ou expressão que envolve funções de equivalência) da cláusula SELECT para obter o formato final de cada propriedade.

Algoritmo

```
Iniciar com uma instrução SELECT vazia
Para cada fórmula LIL fazer
Inicio
    Tentar aplicar a Regra 1
    Escolher a Regra apropriada do conjunto {2,3,4,5}
    Aplicar a regra escolhida
Fim
Tentar aplicar a Regra 6 e a Regra 7
Aplicar a Regra 8
```

EXEMPLO

Para demonstrar a aplicação do algoritmo de tradução LIL/SQL apresenta-se o seguinte exemplo comentado, assumindo que na base de dados do domínio o extracto do modelo relacional significativo para o exemplo está conforme o representado na Figura 3.

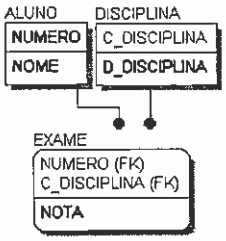


Figura 3 – Modelo Relacional da BD do Domínio

O caracter '?' é usado para representar uma cláusula vazia da instrução SELECT.

Interrogação em língua natural:

"Quais os nomes dos alunos com notas superiores a 15 valores que efectuaram o exame da disciplina de Física?"

Interrogação na linguagem LIL:

```
nome(X), ter(aluno, nome),ter(aluno,
nota), SUP(nota,15), efectuar(aluno,
exame), ter(exame, disciplina),
disciplina(fisica)
```

Aplicação do algoritmo de Tradução LIL/SQL:

1) Interrogação SQL: `SELECT ? FROM ?`

Tradução de: `nome(X)`, usando a Regra 2:
A chamada à função `CLASS(nome)` retorna 'Column' e existe na interrogação LIL a fórmula `ter(aluno, nome)`
À cláusula SELECT é concatenado o valor obtido pela avaliação da expressão:
`EQUIVALENT(ALUNO).EQUIVALENT(NOME)`
,
que é "`ALUNO.NOME`"

2) Interrogação SQL:

```
SELECT ALUNO.NOME FROM ?
```

Tradução de: `ter(aluno, nome)`, usando a Regra 3:
À cláusula WHERE é concatenado o valor obtido pela função:
`TRANSLATION(TER, ALUNO, NOME)`, que é
""

3) Interrogação SQL: (sem alterações).

Tradução de: `ter(aluno, nota)`, usando a Regra 3:
À cláusula WHERE é concatenado o valor obtido pela função:
`TRANSLATION(TER, ALUNO, NOTA)`,
que é "`ALUNO.NUMERO = EXAME.NUMERO`"

4) Interrogação SQL:

```
SELECT ALUNO.NOME FROM ?
WHERE ALUNO.NUMERO = EXAME.NUMERO
```

Tradução de: `SUP(nota, 15)`, usando a Regra 5:
Existe na interrogação LIL a fórmula `ter(aluno, nota)`
À cláusula WHERE é concatenado o valor obtido pela avaliação da expressão:
`TRANSLATION(TER, ALUNO, SUP(NOTA, 15))`,
que é "`EXAME.NOTA > 15`"

5) Interrogação SQL:

```
SELECT ALUNO.NOME FROM ?
WHERE ALUNO.NUMERO = EXAME.NUMERO AND
ALUNO.NOTA>15
```

Tradução de: `efectuar(aluno, exame)`, usando a Regra 3:
À cláusula WHERE é concatenado o valor obtido pela função:
`TRANSLATION(EFECTUAR, ALUNO, EXAME)`,
que é "`ALUNO.NUMERO = EXAME.NUMERO`"

6) Interrogação SQL: (sem alterações), devido à expressão determinada já existir na cláusula WHERE.

Tradução de: `ter(exame, disciplina)`, usando a Regra 3:
À cláusula WHERE é concatenado o valor obtido pela função:
`TRANSLATION(TER, EXAME, DISCIPLINA)`,
que é "`EXAME.C_DISCIPLINA = DISCIPLINA.C_DISCIPLINA`"

7) Interrogação SQL:

```
SELECT ALUNO.NOME FROM ? WHERE
ALUNO.NUMERO = EXAME.NUMERO AND
ALUNO.NOTA>15 AND EXAME.C_DISCIPLINA
= DISCIPLINA.C_DISCIPLINA
```

Tradução de: `disciplina(fisica)`, usando a Regra 2:
A chamada à função `CLASS(disciplina)` retorna 'Column' e existe na interrogação LIL a fórmula `ter(exame, disciplina)`
À cláusula WHERE é concatenado o valor obtido pela função:
`TRANSLATION(TER, EXAME, DISCIPLINA(FISICA))`,
que é "`DISCIPLINA.D_DISCIPLINA = `FISICA'`"

8) Interrogação SQL:

```
SELECT ALUNO.NOME FROM ? WHERE
ALUNO.NUMERO = EXAME.NUMERO AND
ALUNO.NOTA>15 AND EXAME.C_DISCIPLINA
= DISCIPLINA.C_DISCIPLINA AND
DISCIPLINA.D_DISCIPLINA = `FISICA'
```

Aplicando a Regra 6 é concatenada, com uma vírgula, à cláusula FROM "`ALUNO, EXAME, DISCIPLINA`".

9) Interrogação SQL resultado da aplicação do algoritmo:

```
SELECT ALUNO.NOME FROM ALUNO, EXAME,
DISCIPLINA WHERE ALUNO.NUMERO =
EXAME.NUMERO AND ALUNO.NOTA>15 AND
EXAME.C_DISCIPLINA =
DISCIPLINA.C_DISCIPLINA AND
DISCIPLINA.D_DISCIPLINA = `FISICA'
```

Aplicando a função `FORMATTER` à coluna NOME da cláusula SELECT, obtém-se informação complementar à

tradução. Neste exemplo, a função FORMATTER retorna Nome_Próprio, servindo esta palavra chave para identificar o formato dos nomes próprios.

CONCLUSÃO

O algoritmo apresentado é independente da base de dados e do domínio considerado [5]. Foi implementado como um módulo do Edite que é um sistema de interrogações em língua natural (português, francês, inglês, e espanhol) concebido para aceder a dados existentes numa base de dados relacional.

O objectivo principal do Edite é proporcionar aos utilizadores a capacidade de obter informação armazenada numa base de dados relacional [3]. O utilizador não é obrigado a aprender uma linguagem de comunicação artificial sendo-lhe facilitada a possibilidade de formular perguntas na sua língua nativa.

O Edite responde a perguntas escritas sobre recursos turísticos transformando as questões colocadas em interrogações SQL. As respostas dependem do tipo de pergunta podendo ser: listas nominais de recursos, texto, imagens, ou gráficos. Actualmente, a base de dados do domínio contém 53000 recursos turísticos organizados em 253 tipos distintos preenchendo 209 tabelas.

REFERÊNCIAS

[1] Androutsopoulos I., Ritchie G., Thanisch P., "An Efficient and Portable Natural Language Query Interface for Relational Databases", Proceedings of the 6th International Conference on Industrial & Engineering Applications of Artificial Intelligence and Expert Systems, Edinburgh, U.K. Gordon and Breach Publishers Inc., Langhorne, PA, U.S.A., pages 327-330, 1993.

[2] Androutsopoulos I., "Interfacing a Natural Language Front-End to a Relational Database (MSc thesis)". Technical paper 11, Dept. of AI, Univ. of Edinburgh, 1993.

[3] Androutsopoulos I., "Natural Language Interfaces - An Introduction". Journal of Natural Language Engineering, Cambridge University Press, 1994.

[4] Filipe P., "Sistema de Interrogações em Língua Natural para Bases de Dados: Modelo Conceptual, Aquisição de Vocabulário e Tradução", M.Sc. Dissertation. Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, 1999.

[5] Grosz B. J., Appelt D. E., Martin P. A., Pereira C. N., "TEAM: An Experiment in the Design of Transportable Natural-Language Interfaces". Artificial Intelligence 32, pages 173-243. Elsevier Science Publishers B.V. (North-Holland), 1987.

[6] Marques L., "Edite - Um Sistema de Acesso a Base de Dados em Língua Natural Análise Morfológica, Sintáctica e Semântica", .M.Sc. Dissertation. Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, 1996.

[7]. Reis P., Mamede N. "LIL-SQL. Processamento de Interrogações LIL por Tradução para SQL". Technical Report. Grupo de Sistemas e Serviços Telemáticos, INESC, 1996.

[8]. Reis P., Mamede N., Matias J., Edite – A Natural Language Interface to Databases: a New Dimension for an Old Approach in "Proceeding of the Fourth International Conference on Information and Communication Technology in Tourism", ENTER' 97, Edinburgh, Scottland, 1997.

Inteligência Artificial

Artificial Intelligence

Agentes Móveis na Operação Remota

Walter Vieira[1][2] L. M. Camarinha-Matos[1]
(1) Universidade Nova de Lisboa, Faculdade de Ciências e Tecnologia, DEE
Quinta da Torre, 2825-114 Monte de Caparica
Tel +351-1-2953213 Fax +351-1-2957786, Email {wv, cam}@uninova.pt
(2) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa
Tel +351-1-8317217, Fax +351-1-8317114, Email wv@isel.pt

Resumo – A operação remota de equipamento tem vindo a revelar-se como uma área de grande interesse estratégico. Tal facto deve-se ao grande número de aplicações possíveis: a exploração remota de telescópios, comando de veículos espaciais, comando remoto de robôs que operam em ambientes perigosos, exploração submarina, etc. Em especial, o número de aplicações que utilizam operação remota tendo como infra-estrutura de comunicações a Internet tem vindo a crescer significativamente nos últimos anos. Contudo, em muitos casos (por exemplo, na exploração espacial a grandes distâncias, ou quando o suporte de comunicações é a Internet), a fiabilidade e os grandes atrasos (latência) colocam dificuldades às abordagens tradicionais baseadas no mecanismo de chamadas a procedimentos remotos ("remote procedure calling" – RPC). Neste artigo discutem-se alguns aspectos relacionados com a utilização de agentes móveis para ultrapassar algumas dessas dificuldades e faz-se uma apresentação geral de uma arquitectura para agentes móveis adaptáveis com capacidades de monitorização de execução.

I. INTRODUÇÃO

Motivação

A operação remota de equipamento é uma realidade, constituindo uma área de interesse estratégico importante para os próximos anos, devido aos inúmeros benefícios da sua utilização. A título de exemplo, consideremos os esforços importantes que têm estado a ser realizados pelas agências espaciais internacionais no que se refere à concepção de veículos de exploração espacial não tripulados.

Noutros domínios, a Internet é, seguramente, um dos meios mais apelativos para a utilização de técnicas de operação remota, devido à enorme implantação desta rede e aos baixos custos que apresenta. Dada a sua relevância, estes factores têm conduzido à utilização progressiva da Internet em aplicações envolvendo algum grau de operação remota (operação remota de telescópios, operação/supervisão remota de robôs, etc.), a despeito de alguma incompatibilidade entre as características da rede e as características exigidas aos canais de comunicação para que se consiga atingir um bom compromisso entre a fiabilidade dos sistemas desenvolvidos e a sua flexibilidade.

Dependendo da dinâmica dos sistemas físicos a controlar, os grandes atrasos (por vezes de duração variável) exibidos pelos canais de comunicação podem impedir a realização de sistemas de operação remota com base em anéis fechados de controlo de baixo nível, e exigir a adopção de estratégias de controlo de mais alto nível (controlo de supervisão, por exemplo) que, infelizmente, têm como efeito potencial a degradação dos níveis de flexibilidade do sistema global no que se refere à sensibilidade a alterações de funcionalidade.

Os agentes móveis [7], por se poderem deslocar para os locais onde o equipamento a ser operado existe, diminuem significativamente a dependência relativamente aos canais de comunicação e, em simultâneo, permitem atingir níveis de flexibilidade muito elevados pelo facto de o acréscimo de nova funcionalidade ser conseguido através da criação de um novo agente pelo cliente que deseja essa funcionalidade.

Por outro lado, em muitos casos, é possível atingir os mesmos objectivos usando equipamento muito diferente (por exemplo, é possível apanhar os frutos de uma árvore, de, pelo menos, três maneiras diferentes: trepando à árvore, usando um escadote, ou cortando a árvore). Isto significa que se conseguirão níveis suplementares de flexibilidade se os agentes forem dotados da capacidade de adaptarem os seus planos de execução em função dos ambientes de execução específicos que encontram em cada um dos locais que visitam [2], [3].

Igualmente importante é o facto de os ambientes típicos de operação remota serem, naturalmente, incertos, o que dificulta a adopção de estratégias deterministas de reacção aos eventos que podem ocorrer durante a execução de um agente. Isto significa que os agentes devem ser equipados com mecanismos adequados de monitorização e recuperação de erros que lhes permitam lidar com esta incerteza [5].

Neste artigo faz-se uma descrição geral de uma solução para a operação remota baseada em agentes móveis adaptáveis dotados de capacidades de monitorização de execução e recuperação de situações de erro.

Organização do artigo

O resto deste artigo está organizado do seguinte modo: na secção 2 é feita uma descrição geral do conceito de agente móvel e são descritas as vantagens da sua utilização

para suporte à operação remota; na secção 3 faz-se uma descrição geral da arquitectura proposta para agentes móveis adaptáveis com monitorização de execução; finalmente, na secção 4 apresentam-se algumas conclusões.

II. AGENTES MÓVEIS E OPERAÇÃO REMOTA

Agentes móveis

Os agentes móveis [7] são entidades de software autónomas (agentes [8]) dotadas da capacidade de, durante a sua execução numa máquina, decidirem deslocar-se para outra máquina, sendo o seu estado corrente "congelado", transferido juntamente com o código do agente e recuperado na máquina destino.

Distinguem-se dois tipos fundamentais de mobilidade:

1. Na *mobilidade fraca*, quando o agente decide transferir-se, apenas é guardada a componente estática do seu estado de execução (valores dos atributos dos objectos estáticos), mas não o estado dinâmico (pilha, registos da máquina, etc.). A execução do agente no destino será reiniciada num ponto pré-definido (sempre no mesmo ponto, num ponto definido antes da transferência, etc.).
2. Na *mobilidade forte*, para além da componente estática do estado de execução do agente, também é guardada a componente dinâmica, prosseguindo a execução do agente na máquina destino, na instrução imediatamente a seguir à instrução de transferência.

Embora a mobilidade forte seja aquela que, em princípio, parece mais lógica, na prática o número de sistemas que a implementam é reduzido. Isto deve-se, essencialmente, ao facto de a preservação da componente dinâmica do estado acarretar alguma degradação da eficiência e, também, porque a maioria dos sistemas de agentes móveis implementados utilizam a linguagem JAVA na qual não existem mecanismos standard para a preservação da componente dinâmica do estado.

De qualquer modo, embora impondo ao programador algumas restrições adicionais, a mobilidade fraca permite que se tire partido do paradigma de programação baseado em agentes móveis sem que, em termos práticos, constitua uma limitação muito significativa.

Muitas vantagens têm sido associadas aos agentes móveis, com destaque para:

i) Permitem reduzir as exigências em largura de banda dos canais de comunicação, pois, ao moverem-se para o local onde se situam os dados, podem operá-los lá e enviar para o local de onde foram lançados apenas os resultados (ou regressar com os resultados).
ii) Podem operar de forma autónoma, mesmo em caso de perda temporária de ligação com a máquina de onde foram lançados (aspecto de extrema importância na computação móvel e na operação remota, por exemplo).
iii) Permitem conceber sistemas facilmente alteráveis, pois, pode acrescentar-se funcionalidades sempre que necessário, através da concepção de agentes móveis específicos.
iv) Adaptam-se especialmente bem à operação remota, permitindo, simultaneamente, uma grande independência das características dos canais de comunicação e grandes níveis de flexibilidade.

Os agentes móveis acarretam, contudo, algumas limitações, com destaque para:

i) Necessitam de servidores dotados de capacidades específicas para a execução de agentes móveis.
ii) A segurança é uma dificuldade séria não totalmente resolvida, apesar dos inúmeros esforços que têm sido canalizados para a sua resolução.

Porquê agentes móveis na operação remota?

As arquitecturas mais comuns em operação remota baseiam-se no modelo cliente-servidor, recorrendo a um conjunto de comandos de baixo nível (primitivos) implementados no local onde o equipamento a operar se encontra (servidor). Deste modo, conseguem-se sistemas muito flexíveis no que respeita à obtenção das funcionalidades pretendidas, dado que uma nova funcionalidade desejada no local onde se situa um utilizador (cliente) é conseguida compondo de forma apropriada os comandos primitivos, como é ilustrado na figura 1.

Porém, estas arquitecturas apresentam níveis de dependência relativamente às características dos canais de comunicação que as tornam impróprias para alguns tipos de aplicação. Destacam-se as dependências relativamente às seguintes características:

1. *Latência*: muitos canais de comunicação exibem atrasos que tornam difícil a implementação de estratégias de controlo baseadas em comandos de baixo nível. Tais atrasos podem dever-se a tempos de propagação elevados (por exemplo, o tempo que um sinal de rádio demora a chegar a Marte é da ordem de 20 minutos), ou, como no caso da Internet, podem ser atrasos ocasionais de dimensão variável devidos à indisponibilidade do canal de comunicações. Para além de estes atrasos implicarem má utilização dos recursos a operar (se o tempo médio de execução de um comando for de 1min, uma operação que implicasse a execução sequencial de dez comandos primitivos poder-se-ia concluir em cerca de 10min caso os atrasos fossem negligenciáveis, mas, se por exemplo, o equipamento se situasse em Marte, então esse tempo seria próximo de 6,7 horas) colocam

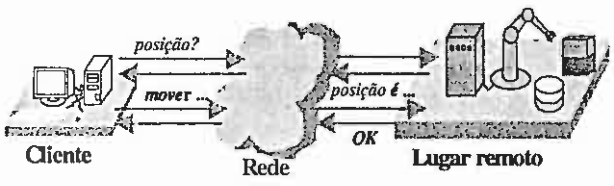


Figura 1-Operação remota: comandos primitivos

problemas complexos ao nível do mecanismo de controlo de execução. Por exemplo, como controlar a posição de um veículo localizado em Marte com velocidade de 1m/min com uma precisão superior a 5 cm?

2. *Fiabilidade*: a quebra de comunicações a meio de uma operação coloca, também, problemas complexos, alguns dos quais do tipo dos descritos no ponto anterior (em caso de quebras de curta duração) e outros (no caso de quebras de grande duração) relacionados com a implementação de mecanismos de recuperação.

Um aspecto, particularmente importante, é o da recuperação em caso de falhas. Em geral, as formas inteligentes de recuperação dependem do plano global (operação) a ser executado e não apenas dos comandos primitivos já executados, o que torna impossível a sua concretização nos casos de atrasos grandes e de quebras de comunicações durante intervalos de tempo de grande dimensão.

Uma forma de solucionar estes problemas consiste em aumentar o nível dos comandos reconhecidos no controlador remoto (figura 2). Desta forma, o cliente envia macro comandos, sendo a sua tradução para sequências de comandos primitivos realizada no servidor. Como aí existe toda a informação sobre a operação a realizar é possível implementar estratégias de recuperação adequadas.

Infelizmente, esta solução sacrifica de forma exagerada a flexibilidade, dado que, agora, qualquer alteração de funcionalidade obriga a alterar todos os servidores onde ela é pretendida (evidentemente, é impossível prever todas as operações que todos os utilizadores irão alguma vez pretender).

Os agentes móveis permitem a implementação de sistemas que combinam as boas características de flexibilidade da primeira solução com a pouca dependência relativamente às características dos canais de comunicação da segunda. Nesta nova solução, os servidores continuam a implementar um conjunto de comandos primitivos, mas são dotados da capacidade de execução de agentes móveis. Nos clientes, a funcionalidade pretendida é formada através da combinação adequada dos comandos primitivos, mas esta composição (um plano de execução) é incluída num agente móvel que é expedido para o servidor, onde é executada como se se tratasse de um macro comando aí implementado.

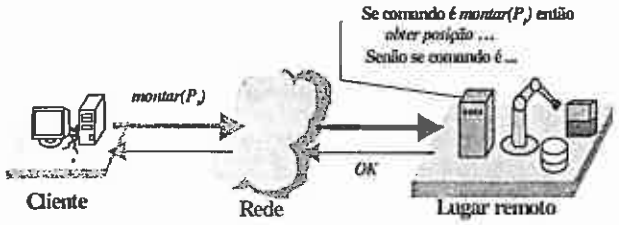


Figura 2- Operação remota: comandos de alto nível

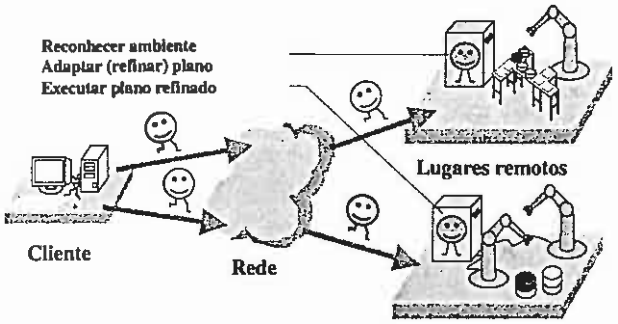


Figura 3- Operação remota: agentes móveis adaptáveis

Na solução proposta, tenta-se aumentar a flexibilidade explorando o facto de, muitas vezes, o mesmo plano de execução, descrito a um nível de abstracção adequado, poder ser executado com base em equipamentos de características muito diferentes. Por exemplo, imaginemos que se pretende fazer um banco composto por um tampo e quatro pés. Um plano abstracto possível seria composto pela sequência: *fazer tampo (FT)*, *fazer pés (FP)*, *juntar peças (JP)*. Tomemos como exemplo a acção *JP*. Num local onde se trabalhasse com madeira, ela poderia envolver a utilização de um berbequim para se aparafusar os pés ao tampo, enquanto num local onde se trabalhasse com metal poderia envolver uma máquina de soldar. Em ambos os casos obteríamos um banco, o que era o objectivo inicial.

A figura 3 ilustra esta situação.

Podemos pensar em agentes dotados da capacidade de planeamento automático [6] que transportem um objectivo (a operação a realizar) e, quando chegam a um servidor, interroguem o servidor quanto às suas capacidades, realizando um plano para execução deste objectivo em função da resposta obtida. Porém, em muitos casos, a complexidade associada ao planeamento seria demasiado grande. Por este motivo, na solução proposta, os agentes transportam planos de execução descritos a um nível de abstracção adequado, sendo esses planos refinados (adaptados) tendo em conta as capacidades do servidor onde se encontram. Os planos abstractos podem ser obtidos em diferido usando planeadores de iniciativa mista.

Outro aspecto a ter em conta é o da supervisão de execução, incluindo a recuperação em situações de erro. Como veremos adiante, a utilização de planos abstractos descritos em vários níveis de abstracção facilita a introdução de estratégias de monitorização da execução, tendo, ainda, a vantagem de contribuir para a redução da complexidade de planeamento no agente durante a adaptação dos planos.

Outros benefícios resultantes da utilização de agentes móveis na operação remota poderiam ser referidos. De entre eles salienta-se a possibilidade de o agente poder repartir a execução de um plano por vários locais, aspecto muito importante em caso de erros irrecuperáveis ou insuficiência de recursos (por exemplo, se um erro irrecuperável ocorrer durante a execução de um agente num servidor, o agente

pode decidir deslocar-se para outro servidor e aí prosseguir a execução do plano).

III. UMA ARQUITECTURA PARA AGENTES MÓVEIS

Tendo em conta os aspectos referidos nas secções anteriores, foi desenvolvida uma arquitectura para agentes móveis, cuja estrutura geral é apresentada na figura 4.

Existem três componentes fundamentais:

1. *Coordenação*: Esta componente é responsável pela implementação da infra-estrutura que permite aos agentes coordenar a sua actividade. É baseada no modelo de coordenação Linda [4], como forma de reduzir os acoplamentos espacial e temporal. Cada agente tem acesso a um espaço de informação partilhado por todos os agentes que se encontram a executar no mesmo local, através do qual se envolve em interacções com agentes que se encontrem nesse local. Para além deste espaço de informação local, cada agente tem acesso ao espaço de informação do local de onde foi originalmente lançado, através do qual se pode envolver em interacções com agentes que aí permaneçam e com outros agentes lançados do mesmo local. Este último espaço de informação é objecto de uma gestão de memorização local no agente e sincronismo com o local de origem sempre que se consegue uma ligação estável.
2. *Mobilidade*: É a componente que implementa os mecanismos de suporte à mobilidade dos agentes. É baseada no sistema IMAJ ("Intelligent Mobile Agents in JAVA") [1] desenvolvido pelos autores e que fornece um conjunto de classes JAVA que permitem a realização de servidores para execução de agentes móveis e facilitam a realização de agentes móveis. IMAJ utiliza mobilidade fraca. Quando um agente se move de um servidor para outro, os atributos de todos os seus objectos estáticos são guardados e transferidos juntamente com o respectivo código (usando o mecanismo de serialização do JAVA) para o servidor destino. Cada servidor, quando recebe um agente, cria uma linha de execução própria sob a qual o agente se executará.
3. *Supervisão de execução*: Esta é a componente mais elaborada e realiza o controlo da execução do plano transportado pelo agente, contemplando a sua adaptação ao ambiente de execução encontrado e a monitorização da execução do plano adaptado, incluindo os procedimentos de recuperação em caso de erros.

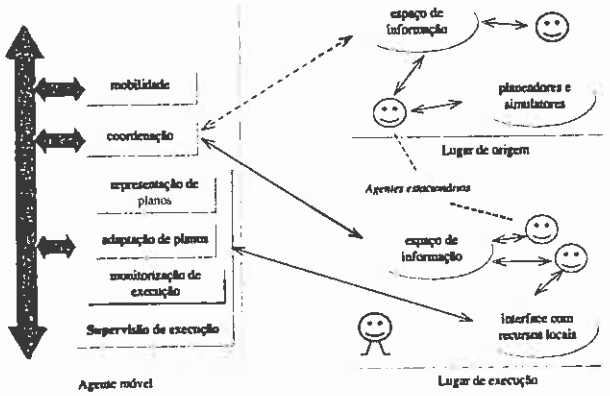


Figura 4- Operação remota: agentes móveis adaptáveis

Dada a complexidade associada à componente de supervisão de execução, dedicar-lhe-emos mais atenção.

Esta componente contempla três vertentes cuja descrição se faz seguidamente.

Adaptação de planos

Como foi referido anteriormente, os agentes transportam planos hierárquicos cujo nível de abstracção mais elementar será objecto de adaptação ao ambiente de execução encontrado em cada local. Essencialmente, quando chega a um servidor, o agente detecta quais as capacidades existentes e, com base nelas, gera sub-planos para cada uma das acções abstractas naquele nível. Estes sub-planos são combinados entre si para formação de uma árvore com o plano hierárquico refinado, cujas folhas correspondem a acções executáveis.

Para mais pormenores, ver [2] e [3].

Monitorização de execução

Os planos abstractos transportados pelos agentes incluem informação de monitorização nos vários níveis de abstracção. Esta informação consiste na definição de um conjunto de monitores por cada acção, os quais observam determinadas condições e reagem com a estratégia de recuperação indicada caso a condição observada seja violada. A figura 5 ilustra a forma como os vários monitores são activados, tendo em conta a hierarquia de acções que caracterizam o plano hierárquico refinado.

Podem ser definidos monitores dos seguintes tipos:

1. *Monitores de efeitos*: observam se os efeitos que se pretendem com a realização de uma acção são realmente obtidos.
2. *Monitores de manutenção*: verificam a manutenção de uma dada condição durante todo o tempo de execução

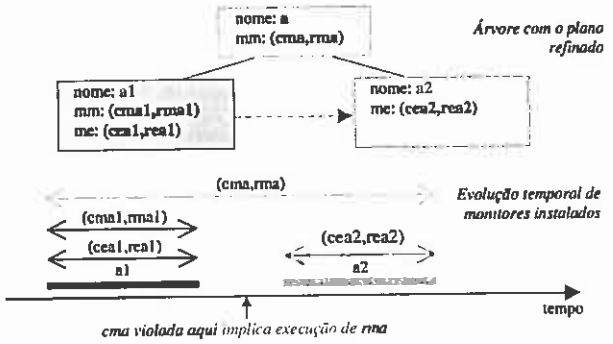


Figura 5-Instalação de monitores

de uma acção. São herdados dos níveis superiores para os inferiores no plano hierárquico.

3. *Monitores de excesso de tempo*: verificam se a acção se completa dentro da duração máxima especificada.

Monitores de falha: verificam se uma acção no nível hierárquico imediatamente inferior termina com sucesso.

Actualmente, são possíveis as seguintes estratégias de recuperação:

1. *retry*: indica que se deverá voltar a executar a acção com o refinamento corrente.
2. *redo*: indica que se deve tentar um novo refinamento para a acção, caso seja possível.
3. *fail*: indica que se deve propagar a falha para os níveis superiores (é impossível, ou não vale a pena, recuperar esta acção a este nível).
4. *abort*: indica que se deve abortar o plano e executar uma função especificada.
5. *user*: permite especificar uma estratégia de recuperação definida pelo utilizador, através de uma função indicada (são fornecidas várias operações para acesso à árvore que contém o plano refinado).

A execução dos planos faz uso exaustivo dos mecanismos de execução concorrente (ver figura 6). Para além de cada acção executável ser executada sob controlo de uma linha de execução própria, existem quatro tarefas concorrentes fundamentais:

1. *Aquisição sensorial*: é responsável por recolher informação que permita a manutenção de um modelo do mundo. O ritmo de recolha deve ser suficiente para que, atendendo à dinâmica da aplicação, não se percam variações significativas.
2. *Refinamento e despacho*: é responsável pela adaptação do plano abstracto ao ambiente de execução e, após obtido o plano refinado, pela selecção das acções executáveis a colocar em execução em cada momento.
3. *Monitorização*: é responsável por controlar a entrada em execução e terminação das acções executáveis, pela instalação e remoção dos monitores especificados e teste das suas condições. Em caso de violação da condição de um monitor a informação relevante é fornecida à tarefa de recuperação.
4. *Recuperação*: é responsável pela execução das estratégias de recuperação associadas aos vários monitores e por proceder às alterações do plano refinado que delas resultem.

Para mais pormenores, consultar [5].

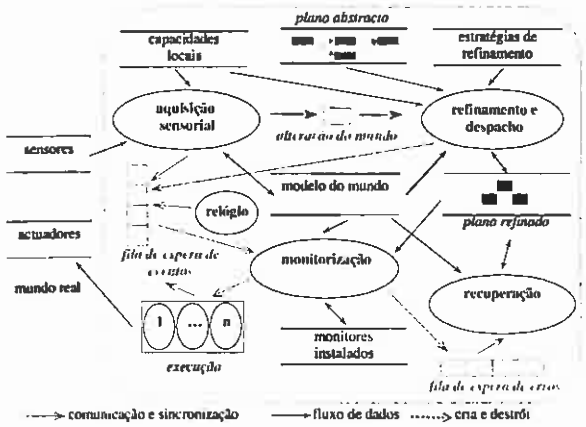


Figura 6-A componente de supervisão de execução

Representação de planos

Como já foi referido, os agentes transportam planos hierárquicos abstractos que são refinados de forma a produzir-se uma árvore correspondente ao plano refinado onde é mantida a informação de monitorização. A figura 7 representa (em UML), de forma simplificada, a hierarquia das classes de acções que podem figurar no plano refinado.

Um plano inicia-se sempre por uma acção abstracta (AA-*Abstract Action*). Esta classe de acções é uma generalização de duas classes mais específicas: i) acções abstractas de baixo nível (LLAA-*Low Level Abstract Action*) que correspondem às acções que devem ser adaptadas no local de execução em função das características aí encontradas, sendo o seu refinamento um sub-plano composto por acções executáveis (*EA-Executable Actions*); ii) acções abstractas de alto nível (HLAA-*High Level Abstract Action*), cujo refinamento é feito com base em outras acções abstractas.

Para a especificação dos planos abstractos foi desenvolvida a linguagem MAAPL ("Mobile Agents Abstract Plan Language"). Esta linguagem permite a especificação de planos hierárquicos e a inclusão de monitores, de acordo com o que foi dito anteriormente. A sua apresentação será feita com base num exemplo.

Suponhamos que se pretende produzir um banco que deve conter um tampo e quatro ou três pés. A figura 8 mostra (de forma muito simplificada) um plano abstracto possível para concretizar este objectivo.

A acção de nome *resto* poderá conter um monitor que caso a acção *op4* falhe (por exemplo, por não haver pés disponíveis) procure novo refinamento para *resto* (neste caso, tentando produzir um banco de três pés).

A figura 9 mostra um excerto de uma possível especificação em MAAPL para este plano abstracto.

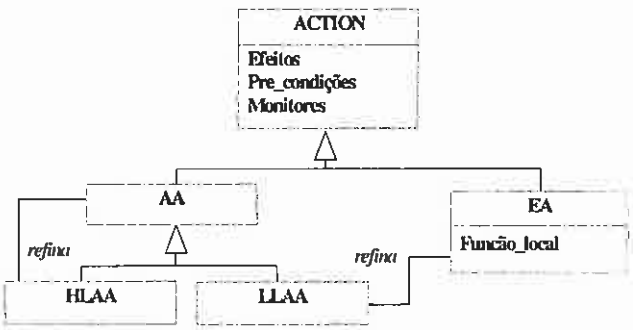


Figura 7 - Hierarquia de acções

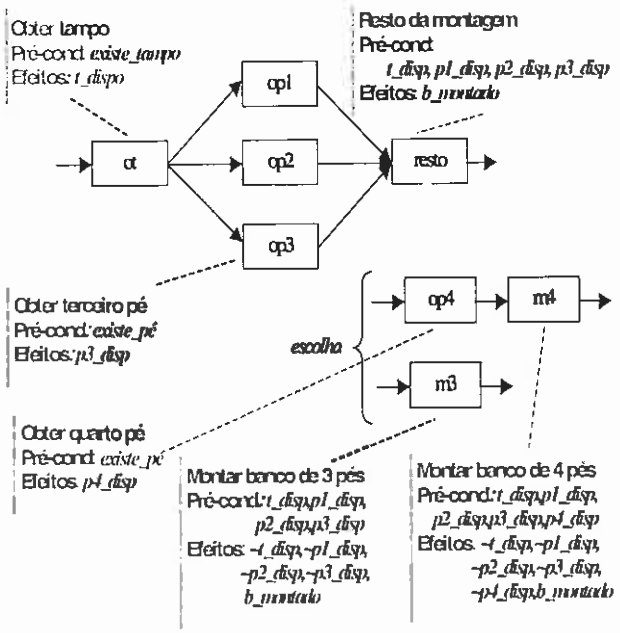


Figura 8- Exemplo de um plano abstracto

Como facilmente se conclui, a acção *resto* pertence à classe HLAA e a acção *op4* à classe LLAA, de acordo com a hierarquia ilustrada na figura 7.

Na ilustração da figura 9, indica-se que a adaptação de *op4* aos ambientes de execução locais deverá ser feita recorrendo a bibliotecas de planos. O símbolo *OBTER_PE* pertence a uma taxinomia de classificação das acções da classe LLAA que o método de adaptação reconhece.

```
...
action resto,                              nome da acção
      nil,                                 parâmetros
      0,                                   prioridade
      {t_disp,p1_disp,p2_disp,p3_disp},    pré-condições
      {b_montado},                         efeitos
      choice {({op4,m4},{op4 <m4},{(op4,p4_disp,m4)}),
            ({m3},{},{})},                 refinamento (conjunto de ordens parciais)
      default,                             monitores de efeitos
      nil,                                 monitores de manutenção
      nil,                                 monitor de tempo máximo
      fail {(op4, redo),(m4, fail)}        monitores de falha
   )
...
action op4,                                nome da acção
      nil,                                 parâmetros
      0,                                   prioridade
      {existe_pe},                         pré-condições
      {p4_disp},                           efeitos
      adapt OBTER_PE library,              refinamento
      default,                             monitores de efeitos
      nil,                                 monitores de manutenção
      nil                                  monitor de tempo máximo
   )
...
```

Figura 9- Plano da figura 8: excerto da especificação em MAAPL

IV. CONCLUSÕES

Neste artigo discutiram-se aspectos relacionados com a operação remota de equipamento, tendo sido apresentados alguns dos inconvenientes das arquitecturas tradicionais baseadas no mecanismo RPC quando têm de lidar com características adversas dos canais de comunicação como a latência e a pouca fiabilidade. O paradigma de programação baseada em agentes móveis foi apresentado como possuindo características adequadas para a atenuação de algumas destas dificuldades.

Foi proposto o conceito de agentes móveis adaptáveis como forma de conseguir maior flexibilidade e apresentada uma arquitectura para agentes móveis adaptáveis que contempla as vertentes de adaptação de planos e de monitorização de execução. Fez-se, também, uma referência breve à linguagem MAAPL, desenvolvida para servir de suporte à especificação de planos abstractos.

REFERÊNCIAS

[1] L. M. Camarinha-Matos and W. Vieira, "Using multiagent systems and the Internet in care services for the ageing society", em L. M. Camarinha-Matos, H. Afsarmanesh and V. Marik (Eds.): Intelligent Systems for Manufacturing: multi-agent systems and virtual enterprises, Kluwer Academic Publishers, pp. 33-47, 1998.

[2] L. M. Camarinha-Matos and W. Vieira, L. M. Camarinha-Matos and W. Vieira, "Adaptive Mobile Agents for Telerobotics and Telesupervision", em Proc. of the IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems, INES'98, pp. 79-84, 1998.

[3] L. M. Camarinha-Matos and W. Vieira, "Intelligent mobile agents in elderly care" em Robotics and Autonomous Systems, Vol. 27 (1-2), pp. 59-75, 1999.

[4] Antony Rowston, Alan Wood, "Solving the Linda multiple rd problem" em P. Ciancarini and C. Hankin (Eds): Coordination Languages and Models, LNCS 1061, Springer-Verlag, pp. 357-367, 1996.

[5] Walter Vieira, L. M. Camarinha-Matos, "Execution Monitoring in Adaptive Mobile Agents", em M. Klush, O. Shehory, G. Weiss (Eds.), Cooperative Information Agents III, LNAI, Vol. 1652, Springer-Verlag, Berlin et al, pp. 220-231, 1999.

[6] D. Weld, "Recent Advances in AI Planning", technical report UW-CSE-98-10-01, University of Washington, 1998.

[7] J. E. White, "Mobile Agents", em Bradshaw, J. M. (Eds): Software Agents, MIT Press, pp. 437-472, 1997.

[8] M. Wooldridge, "Intelligent Agents", em G. Weiss (Ed): Multiagent Systems, The MIT Press, 1999.

O projecto OCTOPUS: Modelo da Arquitectura de Software

HJ Pinheiro-Pita[1][2][3] Fernando Coito[3] A. Steiger-Garção[2][3] R. Gonçalves[2][3] L. Palma[3]
(1) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa
Tel +351-1-8317217, Fax +351-1-8317114, Email hp@isel.pt
(2) UNINOVA – Instituto de Desenvolvimento de Novas Tecnologias
Quinta da Torre, 2825-114 MONTE CAPARICA
Tel +351-1-2954464 Fax +351-1-2957786, Email {hp,asg,ruig}@uninova.pt
(3) Universidade Nova de Lisboa, Faculdade de Ciências e Tecnologia, DEE
Quinta da Torre, 2825-114 MONTE CAPARICA
Tel +351-1-2954464 Fax +351-1-2957786, Email fjvc@mail.fct.unl.pt

Resumo – O projecto OCTOPUS – "Remote Control Maintenance of Ship's Hull and Topside" é um projecto Brite-Euram com o nº BE97-4385. A parceria é composta pela empresa francesa Cybernertix (que coordena), pelas instituições italianas ICO, RGI e PTMM e pelas instituições portuguesas UNINOVA e LISNAVE. No presente artigo é apresentado o modelo da arquitectura de software de controlo deste projecto, dando-se especial ênfase ao trabalho da responsabilidade do UNINOVA, nomeadamente, descreve-se o modelo de controlo de processo e o módulo de reconhecimento de ferrugem.

I. INTRODUÇÃO

Motivação

Embora tenham surgido nas últimas décadas produtos para auxiliar o humano na realização de tarefas repetitivas e, muitas vezes, perigosas em ambientes industriais, alguns sectores industriais ainda se encontram longe de utilizarem as possibilidades oferecidas pela automação industrial e pela robotização. A indústria naval e a reparação/manutenção de navios é um destes sectores motivado, provavelmente, pela característica fortemente competitiva do negócio, havendo pouco espaço para a inovação. De entre as tarefas realizadas por este sector industrial, a tarefa de decapagem recorrendo a granalha fina apresenta-se como uma actividade perigosa implicando riscos para a saúde não só dos trabalhadores, como das populações que vivem ao redor dos estaleiros. O pó libertado por esta tarefa não é controlado, o que implica uma poluição constante, quer da água do rio junto à doca, quer do próprio ar que a população que vive junto aos estaleiros e os próprios trabalhadores respiram.

O projecto OCTOPUS pretende desenvolver um robô que, movendo-se ao longo do casco do navio, execute as tarefas de lavagem e decapagem recorrendo a jacto de água – *hydroblasting*. A água, depois de usada é totalmente filtrada e recuperada, estando pronta para ser reutilizada. A figura 1 mostra o modelo geral do protótipo. O robô deve ser capaz de realizar a tarefa de decapagem segundo um dos três padrões existentes (SA1, SA2 ou SA2.5) cobrindo toda uma região ou ponto a ponto.

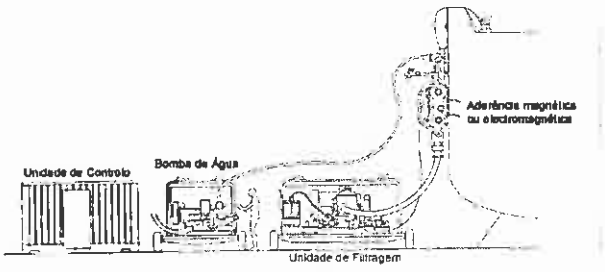


Fig. 1. - O conceito OCTOPUS

Organização do artigo

O resto deste artigo está organizado do seguinte modo: na secção II é apresentado, sumariamente, o modelo da arquitectura de software e a interface do protótipo; na secção III é discutido o modelo de controlo de processo; na secção IV é apresentado o módulo de reconhecimento de ferrugem; finalmente, na secção V faz-se referência a trabalhos relacionados, apresentam-se conclusões e referem-se possíveis desenvolvimentos futuros.

II. ARQUITECTURA DE SOFTWARE

O Modelo de Software proposto inclui uma parte residente na estação de trabalho composta pela interface com o humano, o módulo controlo do processo, o módulo "reconhecedor de ferrugem" e um módulo que determina em cada momento a posição absoluta do robô; embarcado no robô existem dois módulos: Controlo da Câmara de Vídeo e Controlo do Robô; existem ainda módulos de controlo da bomba de água e da unidade de filtragem. A figura 2 mostra o aspecto deste modelo.

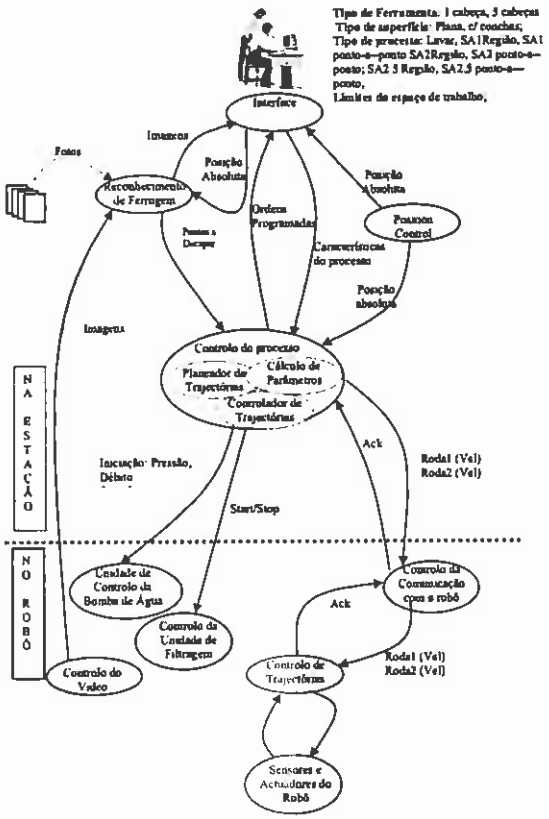


Fig. 2. - Arquitectura de Software

A Interface

A Interface homem-máquina é suportada no ambiente Windows. As suas características principais são:

- Fácil de aprender / fácil de utilizar;
- Deve providenciar mecanismos que mantenham toda a consistência no diálogo;
- Deve providenciar mecanismos de recuperação de erros;

O utilizador começa por indicar o tipo de processo, o tipo de superfície, o tipo de cobertura e a ferramenta presente, usando os menus de expansão vertical, e as dimensões do espaço de trabalho usando caixas de texto. Se todos os parâmetros estiverem bem definidos, após a selecção do botão de início do processo, envia uma ordem ao módulo controlo de processo para iniciar a tarefa projectada. Caso contrário informa o utilizador dos parâmetros em falta. Após o início do processo, o utilizador pode seguir a execução do trabalho através dos valores sobre a situação de cada unidade, retornadas pelo módulo de controlo de processo, bem como através de uma imagem do espaço de trabalho. Se foi seleccionada uma tarefa de decapagem ponto a ponto o utilizador tem ainda de seleccionar qual o método de reconhecimento de ferrugem bem como parametrizar esse método para o caso corrente.

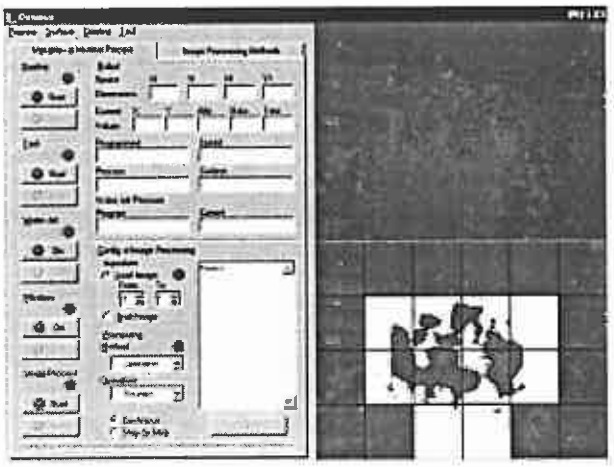


Fig. 3. - Interface do OCTOPUS

Em qualquer momento o utilizador pode interromper todo o processo. O módulo de controlo de processo e "reconhecedor de ferrugem" são descritos nas secções seguintes.

III. O MODELO DE CONTROLO DO PROCESSO

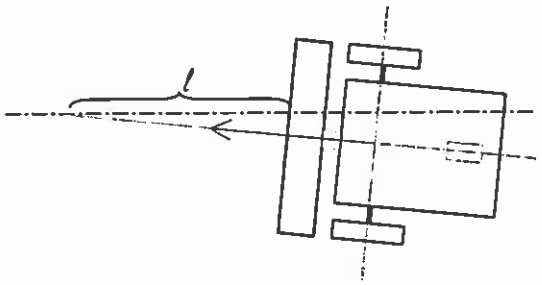


Fig. 4. - Esquema do robô com ferramenta

A movimentação do robô pode realizar-se, quer em modo de comando manual, quer em modo automático. No modo manual os movimentos do robô são comandados directamente pelo operador, por meio de joystick. Em modo automático o robô executa um ciclo de operações destinadas à limpeza de uma zona do casco do navio.

Na figura 4 representa-se, esquematicamente, o robô. Este dispõe de controlo local de velocidade das rodas motrizes e possui um sensor de inclinação. Quando o robô se movimenta em comando manual, o módulo de controlo de processo funciona como um interface entre o joystick e o robô. Os movimentos do joystick são transformados em comandos de velocidade para cada uma das rodas, as quais funcionam de forma independente uma da outra. Em modo automático, o robô recebe comandos de direcção de movimento e de velocidade de translação, encarregando-se o controlador local de coordenar a velocidade das rodas.

Se, em modo manual, o funcionamento do módulo de controlo de processo é muito simples, pelo contrário, em modo automático, este módulo controla todas as acções relacionadas com as tarefas de limpeza do casco. Neste caso as suas principais funções são:

- Planeamento de trajectórias do robô
- Execução e controlo das trajectórias planeadas

Cada uma destas funções é desempenhada por um submódulo especializado.

Planeamento de trajectórias

O submódulo de planeamento de trajectórias tem como função definir a sequência de trajectórias que o robô deverá executar. Estas encontram-se divididas em dois tipos diferentes:

- Trajectórias de limpeza (lavagem ou decapagem do casco), em que o robô se move em linha recta, e durante as quais a ferramenta de limpeza está em funcionamento.
- Trajectórias de ligação, em que o robô se desloca entre dois pontos no casco, sem que a ferramenta de limpeza esteja activa. Os tipos de movimentos previstos neste caso são rotações de 180° (implementadas directamente no firmware do robô) e trajectórias curvilíneas (em "S") para correcção da posição da ferramenta).

É de notar que uma trajectória, para além do movimento (posição e velocidade) do robô, também é caracterizada pelo estado da ferramenta (em funcionamento ou inactiva), pressão de jacto de água, e estado do sistema de sucção. Estes parâmetros da trajectória são determinados tendo em conta características do processo a realizar, tais como, o tipo de revestimento do casco e o tipo de acabamento pretendido. Para o planeamento dos movimento do robô a área de trabalho é decomposta num conjunto de faixas horizontais, cada uma das quais corresponde à área tratada pela ferramenta de decapagem numa passagem do robô (admite-se alguma sobreposição, predefinida, entre faixas contíguas). Cada uma destas faixas é associada a uma trajectória de limpeza. Entre duas trajectórias de limpeza é executada uma rotação e uma trajectória curvilínea, de modo a colocar a ferramenta no ponto de início da trajectória de limpeza seguinte. Uma trajectória curvilínea inicial leva o robô da sua posição de partida para o início a primeira trajectória de limpeza.

Submódulo de execução e controlo de trajectórias

Este submódulo assegura a execução, pela ordem correcta, da sequência de trajectórias planeada. Numa trajectória de limpeza a rotina de controlo de trajectória monitoriza a trajectória executada pelo robô e actua, simultaneamente, na velocidade de translação do robô e na sua direcção de deslocamento, a fim de que a ferramenta percorra a trajectória predefinida.

As rotações de 180° são realizadas de forma autónoma pelo robô. As trajectórias curvilíneas são calculadas *on-line*, fazendo a ligação entre o fim de rotação e o início da trajectória de limpeza seguinte.

Controlo de direcção: para controlar a direcção do robô utiliza-se um esquema de alvo virtual variável. Quando existe um desvio entre a posição vertical da ferramenta e o valor definido para a trajectória, o robô é dirigido para um ponto sobre a linha da trajectória, colocado a uma distância l à frente da posição actual do robô (ver figura 4).

De notar que, para pequenos valores de l, o robô apresentará um movimento acentuadamente ondulatório. Por esse motivo o valor de l é variável em função do desvio vertical da posição do robô.

Controlo de velocidade: A velocidade do robô é importante durante as trajectórias de limpeza (lavagem ou decapagem), sendo um dos parâmetros definidos pelo processo a executar. Nas restantes trajectórias a velocidade deverá ser tão elevada quanto possível, a fim de minimizar o tempo de operação.

A velocidade de deslocamento está condicionada pela força de tracção que o robô é capaz de proporcionar. Esta força depende directamente do coeficiente de aderência (μ) entre as rodas motrizes e o piso, sendo este coeficiente uma função não-linear do coeficiente de escorregamento da roda (λ), das condições do piso, e do tipo de roda.

Na figura 5 apresentam-se exemplos típicos desta função.

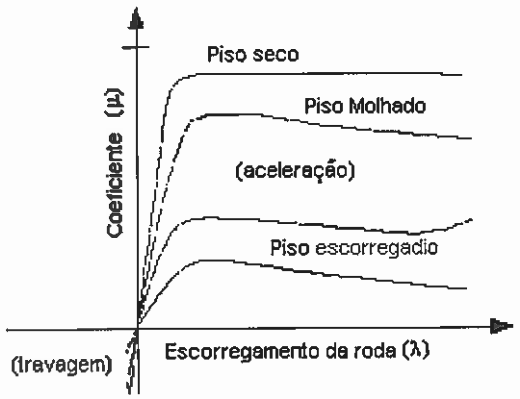


Fig. 5. - Aderência função do escorregamento

Os problemas associados ao escorregamento das rodas motrizes ocorrem, normalmente, durante a aceleração ou travagem do veículo. Quando este problema ocorre duas abordagens que podem ser utilizadas:

- reduzir a velocidade de rotação das rodas diminui o seu escorregamento deslocando o funcionamento para a região onde λ e μ estão directamente relacionados. Uma forma simples de o conseguir é limitar o gradiente de variação de velocidade do robô por um valor máximo. Esta é uma solução conservadora que pode ter como consequência uma limitação severa da capacidade de aceleração/travagem do robô. Soluções

mais elaboradas passam pela determinação de λ e a detecção "on-line" de situações de escorregamento.

- alterar a forma do coeficiente de aderência, aumentando a força normal que as rodas exercem sobre a superfície. Isto pode ser conseguido mediante a utilização de electroímans para fixação do robô à superfície. A fim de reduzir o consumo do robô e o desgaste de partes mecânicas este método deve ser combinado com a determinação de λ e a detecção de situações de escorregamento.

Em simulação foi estudada a aplicação de um limitador de velocidade com detecção de escorregamento "on-line". Na figura representa-se a estrutura de controlo ensaiada.
Utilizando a velocidade de deslocamento do robô e a velocidade de rotação das rodas motrizes, recorrendo ao conhecimento prévio das características de aderência do robô, o Limitador Difuso de Tracção estima as condições de aderência e o valor máximo admissível para o coeficiente de escorregamento λ. Em cada instante, este valor é usado pelo controlador PID para limitar a velocidade pedida ao veículo (figura 6).

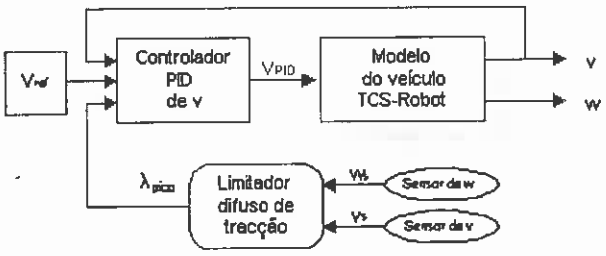


Fig. 6. - Modelo do controlo de velocidade

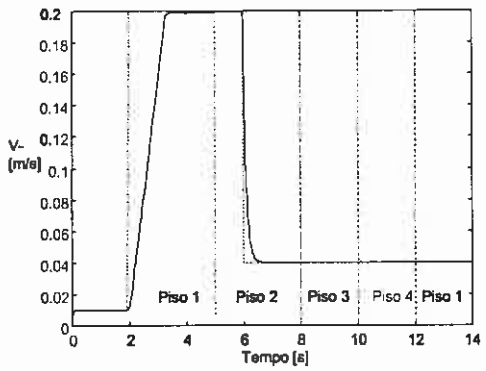


Fig. 7. - Gráfico de velocidade

Na figura 7 representa-se um ensaio em que o veículo percorre 4 tipos diferentes de piso, sendo o piso 1 o mais escorregadio e o piso 4 o de maior aderência. Observa-se que a aceleração inicial é lenta porque o limitador difuso de tracção funciona aproximadamente entre 2 e 3 segundo, não deixando o escorregamento (λ, figura 8) ultrapassar o limite para as condições de piso estimado. A travagem, em t=6 segundo, é bastante mais rápida pois é realizada num piso com aderência superior.

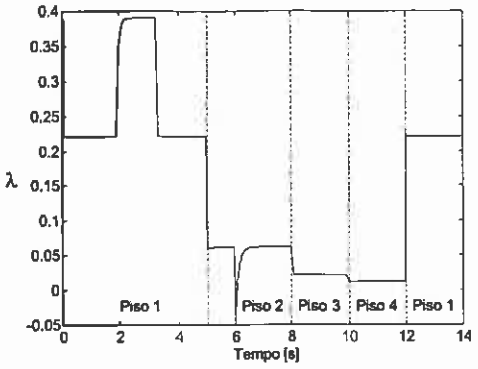


Fig. 8. - Gráfico do escorregamento obtido

IV. O MÓDULO DE "RECONHECIMENTO DE FERRUGEM"

Objectivo do Módulo de "Reconhecedor de Ferrugem"
A necessidade deste módulo assenta no facto de se pretender realizar decapagem ponto a ponto. O seu objectivo principal é a análise e processamento de imagens provenientes da câmara a cores colocada no robô, de forma a determinar para cada uma a existência de ferrugem, gerando posteriormente os pontos que serão decapados. Para tal, devido ao estudo gradual do problema, foram desenvolvidos diferentes métodos para a determinação das zonas com ferrugem, tentando resolver todas os problemas que foram ocorrendo, originados por imagens de diferentes barcos, de diferentes tipos de ferrugem e de diferentes métodos de aquisição de imagem.

Métodos Desenvolvidos
A necessidade de desenvolver e implementar vários métodos deveu-se à preocupação de atingir uma solução que conseguisse gerar bons resultados em todas as imagens disponíveis, deste modo novos métodos surgiram para corrigir as falhas de métodos anteriores.
Todos os métodos desenvolvidos são baseadas só na cor das imagens, tendo sido seguidos diferentes modelos de cor. O objectivo de cada método é obter uma imagem binária onde o '0' representa o conjunto da ferrugem e o '1' o da tinta. De seguida divide-se cada imagem num conjunto de quadrículas, que representam a definição da ferramenta de decapagem, e determinam-se quais as que são para decapar.

Método Operação
As primeiras imagens tratadas correspondiam a barcos cujo casco estava pintado de vermelho.

mais elaboradas passam pela determinação de λ e a detecção "on-line" de situações de escorregamento.

- alterar a forma do coeficiente de aderência, aumentando a força normal que as rodas exercem sobre a superfície. Isto pode ser conseguido mediante a utilização de electroímans para fixação do robô à superfície. A fim de reduzir o consumo do robô e o desgaste de partes mecânicas este método deve ser combinado com a determinação de λ e a detecção de situações de escorregamento.

Em simulação foi estudada a aplicação de um limitador de velocidade com detecção de escorregamento "on-line". Na figura representa-se a estrutura de controlo ensaiada.
Utilizando a velocidade de deslocamento do robô e a velocidade de rotação das rodas motrizes, recorrendo ao conhecimento prévio das características de aderência do robô, o Limitador Difuso de Tracção estima as condições de aderência e o valor máximo admissível para o coeficiente de escorregamento λ. Em cada instante, este valor é usado pelo controlador PID para limitar a velocidade pedida ao veículo (figura 6).

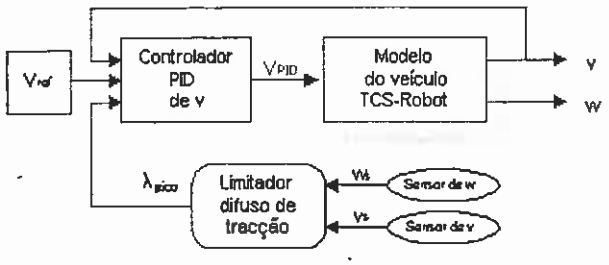


Fig. 6. - Modelo do controlo de velocidade

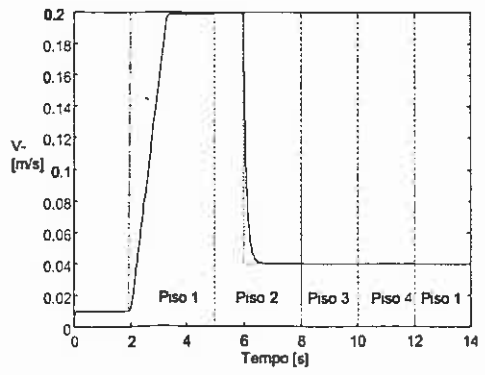


Fig. 7. - Gráfico de velocidade

Na figura 7 representa-se um ensaio em que o veículo percorre 4 tipos diferentes de piso, sendo o piso 1 o mais escorregadio e o piso 4 o de maior aderência. Observa-se que a aceleração inicial é lenta porque o limitador difuso de tracção funciona aproximadamente entre 2 e 3 segundo, não deixando o escorregamento (λ, figura 8) ultrapassar o limite para as condições de piso estimado. A travagem, em t=6 segundo, é bastante mais rápida pois é realizada num piso com aderência superior.

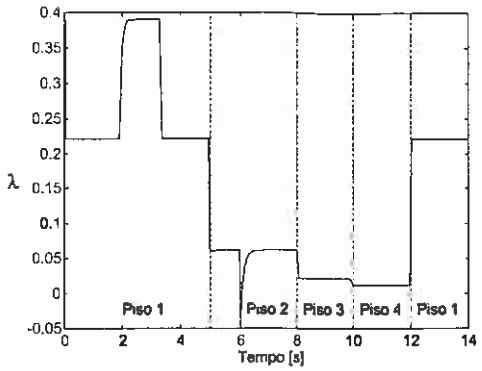


Fig. 8. - Gráfico do escorregamento obtido

IV. O MÓDULO DE "RECONHECIMENTO DE FERRUGEM"

Objectivo do Módulo de "Reconhecedor de Ferrugem"
A necessidade deste módulo assenta no facto de se pretender realizar decapagem ponto a ponto. O seu objectivo principal é a análise e processamento de imagens provenientes da câmara a cores colocada no robô, de forma a determinar para cada uma a existência de ferrugem, gerando posteriormente os pontos que serão decapados. Para tal, devido ao estudo gradual do problema, foram desenvolvidos diferentes métodos para a determinação das zonas com ferrugem, tentando resolver todas os problemas que foram ocorrendo, originados por imagens de diferentes barcos, de diferentes tipos de ferrugem e de diferentes métodos de aquisição de imagem.

Métodos Desenvolvidos
A necessidade de desenvolver e implementar vários métodos deveu-se à preocupação de atingir uma solução que conseguisse gerar bons resultados em todas as imagens disponíveis, deste modo novos métodos surgiram para corrigir as falhas de métodos anteriores.
Todos os métodos desenvolvidos são baseadas só na cor das imagens, tendo sido seguidos diferentes modelos de cor. O objectivo de cada método é obter uma imagem binária onde o '0' representa o conjunto da ferrugem e o '1' o da tinta. De seguida divide-se cada imagem num conjunto de quadrículas, que representam a definição da ferramenta de decapagem, e determinam-se quais as que são para decapar.

Método Operação
As primeiras imagens tratadas correspondiam a barcos cujo casco estava pintado de vermelho.

Se, em modo manual, o funcionamento do módulo de controlo de processo é muito simples, pelo contrário, em modo automático, este módulo controla todas as acções relacionadas com as tarefas de limpeza do casco. Neste caso as suas principais funções são:

- Planeamento de trajectórias do robô
- Execução e controlo das trajectórias planeadas

Cada uma destas funções é desempenhada por um submódulo especializado.

Planeamento de trajectórias

O submódulo de planeamento de trajectórias tem como função definir a sequência de trajectórias que o robô deverá executar. Estas encontram-se divididas em dois tipos diferentes:

- Trajectórias de limpeza (lavagem ou decapagem do casco), em que o robô se move em linha recta, e durante as quais a ferramenta de limpeza está em funcionamento.
- Trajectórias de ligação, em que o robô se desloca entre dois pontos no casco, sem que a ferramenta de limpeza esteja activa. Os tipos de movimentos previstos neste caso são rotações de 180° (implementadas directamente no firmware do robô) e trajectórias curvilíneas (em "S") para correcção da posição da ferramenta).

É de notar que uma trajectória, para além do movimento (posição e velocidade) do robô, também é caracterizada fazendo a ligação entre o fim de rotação e o início da trajectória de limpeza seguinte.

Controlo de direcção: para controlar a direcção do robô utiliza-se um esquema de alvo virtual variável. Quando existe um desvio entre a posição vertical da ferramenta e o valor definido para a trajectória, o robô é dirigido para um ponto sobre a linha da trajectória, colocado a uma distância l à frente da posição actual do robô (ver figura 4).

De notar que, para pequenos valores de l, o robô apresentará um movimento acentuadamente ondulatório. Por esse motivo o valor de l é variável em função do desvio vertical da posição do robô.

Controlo de velocidade: A velocidade do robô é importante durante as trajectórias de limpeza (lavagem ou decapagem), sendo um dos parâmetros definidos pelo processo a executar. Nas restantes trajectórias a velocidade deverá ser tão elevada quanto possível, a fim de minimizar o tempo de operação.

A velocidade de deslocamento está condicionada pela força de tracção que o robô é capaz de proporcionar. Esta força depende directamente do coeficiente de aderência (μ) entre as rodas motrizes e o piso, sendo este coeficiente uma função não-linear do coeficiente de escorregamento da roda (λ), das condições do piso, e do tipo de roda.

Na figura 5 apresentam-se exemplos típicos desta função.

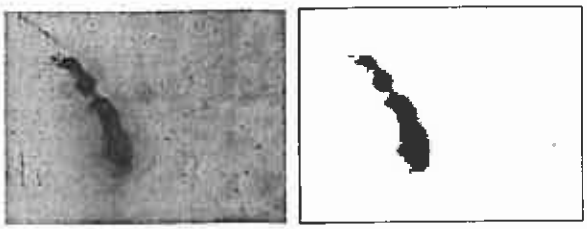


Fig. 9. - Figura Aplicação do Método Operação

Fazendo uma análise de pontos de ferrugem e de outros de tinta, nas três componentes de cor, vermelha, verde e azul (*Red*, *Green* e *Blue*), verificou-se que efectivamente a componente vermelha era semelhante em ambas as situações e que as outras componentes apresentavam uma diferença positiva entre a verde e a azul para a ferrugem e negativa para a tinta. Por conseguinte utilizando a diferença entre as componentes verde e azul, podia-se classificar as diferenças positivas como ferrugem e as negativas como tinta. Contudo, quando se aplicou o método a imagens onde a cor predominante da tinta não era a vermelha verificou-se que as diferenças nas cores verde e azul podiam ser muito pequenas, ou seja podiam ficar perto de zero, não sendo possível encontrar dois conjuntos separáveis. Assim, como para estas cores de tinta a componente vermelha apresentava uma diferença assinalável, somou-se o seu valor à diferença das outras componentes, melhorando a separabilidade dos conjuntos. Note-se que esta alteração não modifica o desempenho nas primeiras imagens, uma vez que nessas a componente vermelha não afecta a separação dos conjuntos. Por fim, aplica-se uma segmentação, com o ponto de segmentação entre os dois conjuntos, recorrendo ao algoritmo C-Means.

Resumindo o que se faz é para cada ponto da imagem somar à componente vermelha a diferença entre a verde e a azul, tendo em conta os limites inferiores e superiores para a representação do nível de cinzento.

O problema que pode surgir prende-se com o facto do modelo de cor usado – RGB, não ser imune à iluminação, que quando se altera implica uma variação não proporcional nas três componentes.

Método HLS

O modelo de cor HLS (*Huge, Lightness & Saturation*) obtém-se a partir de uma imagem RGB tendo por principal vantagem o facto de não depender da iluminação. A componente H (representante da tonalidade) é mais intensa quando a cor se aproxima de cores fundamentais, tais como vermelho, verde ou azul. Pode-se então classificar como ferrugem as zonas onde o H apresenta valores menos intensos, uma vez que ela, sendo de cor acastanhada, não é uma cor fundamental.

Tendo então a conversão da imagem de RGB para HLS, utilizando a componente H verifica-se automaticamente uma separação entre os diferentes conjuntos e, mais uma, vez basta aplicar a segmentação.

O problema da aplicação deste método prende-se com os maus resultados em imagens onde quer na cor quer na ferrugem a componente H tem valores muito semelhantes.

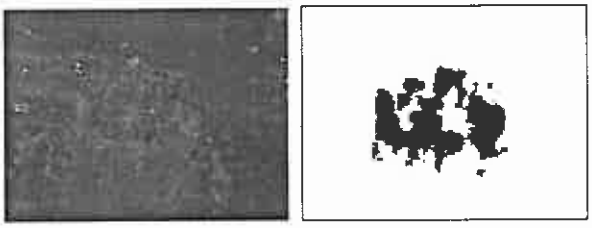


Fig. 10. - Aplicação do Método HLS

Método CMYK

Este método é baseado no modelo de cor CMYK (*Cyan, Magenta, Yellow & Black*). Este modelo, que também não é influenciado pela iluminação, será utilizado nos métodos seguintes.

A imagem é convertida de RGB para CMYK, utilizando o seguinte algoritmo para cada ponto de imagem:

$$\begin{aligned} C' &= 255 - R \\ M' &= 255 - G \\ Y' &= 255 - B \\ K_{(ab)} &= \min(C', M', Y') \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} C &= C' - K \\ M &= M' - K \\ Y &= Y' - K \end{aligned}$$

Este método usa o valor da componente K para fazer a distinção entre um ponto de tinta e um ponto de ferrugem.

A partir de uma primeira imagem do casco do navio a decapar, o utilizador começa por indicar um ponto de tinta e um ponto de ferrugem. O método considera o valor médio da componente K nos 25 pontos que formam o quadrado em volta desse ponto. De seguida, considerando que a função probabilidade de um ponto pertencer a uma das duas categorias segue uma curva de Gauss, chega-se a duas curvas uma representativa da ferrugem e outra da tinta, onde a probabilidade máxima é o valor de K calculado.

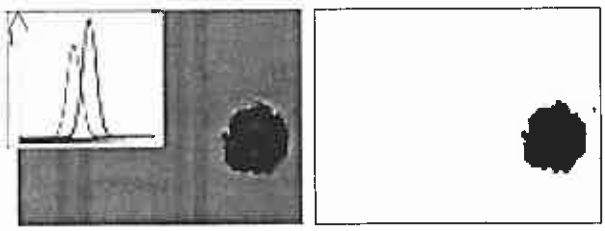


Fig. 11. - Aplicação do Método CMYK

Para classificar cada ponto da imagem basta calcular a probabilidade de ele pertencer a cada uma das curvas e classificá-lo como pertencente ao conjunto onde a probabilidade é maior.

O problema deste método é a impossibilidade de classificar de uma forma aceitável imagens onde por exemplo a tinta têm duas cores distintas.

Método CMYK multiponto

Este método, em tudo idêntico ao anterior, permite ao utilizador indicar mais pontos representativos de ferrugem e tinta, obtendo-se depois um somatório das curvas criadas para cada ponto dado.

O problema deste método é só funcionar para imagens

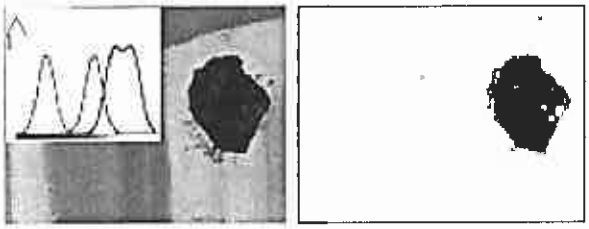


Fig. 12. - Aplicação do Método CYMK multiponto

onde se definiram os pontos, pois ao mudar a cor da tinta ou da ferrugem implica uma redefinição de pontos. Por outro lado o recursos às curvas de Gauss não reflectem a verdadeira distribuição, quer da tinta, quer da ferrugem.

Método Fuzzy

Neste método são utilizadas as 4 componentes do modelo CMYK, contudo com uma diferente conversão de RGB para CMYK, pois os resultados nas componentes CMYK não eram satisfatórias e, assim, o K que se irá utilizar para reajuste dos valores CMY é o maior K que se encontrou ao longo de toda a imagem, mas o K como componente é o mesmo.

Utilizando agora os pontos que o utilizador fornece, calculam-se as 4 componentes e serão desenhadas as distribuições para ambos os conjuntos, perfazendo 4 conjuntos difusos. As distribuições são realizadas com as ocorrências dos valores que irão sendo calculados, sendo posteriormente normalizados.

Dados então os conjuntos difusos, para se classificar basta verificar para cada ponto a sua função de pertença (μ) nas diferentes componentes. Utilizando operações propostas por Zadeh, verifica-se qual o maior valor de pertença e classifica-se esse ponto como pertencente a respectivo conjunto. Utilizaram-se 4 operações: reunião, intercepção, média e produto, tendo-se obtido os melhores resultados com produto, pois a operação para além de ter em conta todas componentes reforça o peso da decisão se pelo menos uma das componentes tiver um função de pertença elevada, o que significa que o grau de certeza desse ponto pertencer a esse conjunto é elevado.

Com este método consegue-se dar pontos de distintas imagens para chegar a distribuições que irão representar a ferrugem e a tinta e obtêm-se bons resultados para todas as imagens, podendo-se dizer que se chega a um modelo real da ferrugem e da tinta. Se por acaso em algumas imagens os resultados forem maus, quer porque existem pontos mal classificados, quer porque não chegam a pertencer a nenhum dos conjuntos (quando ambas as funções de pertença são 0), adicionam-se mais pontos.

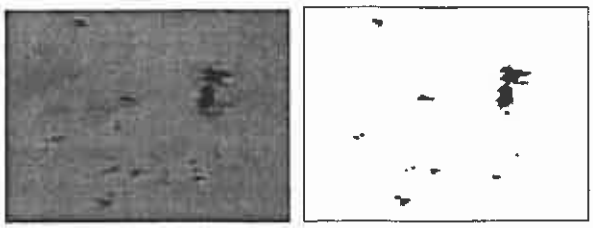


Fig. 13. - Aplicação do Método Fuzzy

V. CONCLUSÕES E AGRADECIMENTOS

O artigo aqui apresentado reflecte o estado actual do desenvolvimento do contributo do UNINOVA para o projecto OCTOPUS. Durante os próximos meses serão efectuados testes sobre o protótipo desenvolvido pela Cybernetix, primeiro em laboratório e de seguida no ambiente real da LISNAVE.

Os autores gostariam de agradecer à União Europeia pela suporte financeiro das actividades aqui realizadas.

REFERÊNCIAS

[]L. B. Palma, F. J. Coito,Controlo Inteligente de Tracção dum Robot Móvel, Proc. 6as Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica, p. 521-528, vol. 4, 1999, Lisboa - Portugal.

[1] H. S. Tan, M. Tomizuka, Discrete-Time Controller Design for Robust Vehicle Traction, IEEE Control Systems Magazine, p. 107-113, April 1990.

[2] R. Klein, Antilock-Braking System and Vehicle Speed Estimation using Fuzzy Logic, Proc. 1st Embedded Computing Conference, 1996, Paris -France.

[3] "Digital Image Processing". Willian K. Pratt. A Willey-Interscience Publication. John Wiley & Sons, Inc, 1991.

[4]"Introduction to Computer Graphics". James D. Foley, Andrie van Dam, Steven K. Feiner, John F. Hughes, Richard L. Phillips. (c) Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1990.

[5]"Matrox Imaging Library" version 3.0 User Guide. (c) Matrox Electronic Systems Ltd. 1996.

[6] "Multiscale, Geometric Statistical Image Pattern Recognition". James M. Coggins. Computer Science Department, University of North Carolina at Chapel Hill. 1995.

[7] Manual de Utilização da Placa de Aquisição de Imagem "Matrox Meteor-II". (c) Matrox Electronic Systems Ltd. 1998.

[8] "A Sócio Economia do Projecto Octopus". Trabalho de Sócio Economia da Inovação FCT-UNL, Rui Gonçalves, Nuno Costa. Monte de Caparica 1999.

Definição de Contratos de Informação em Sistemas de Data Warehousing Baseados em Agentes

Orlando Belo e Alcino Cunha

Departamento de Informática
Escola de Engenharia
Universidade do Minho
Largo do Paço, 4709 Braga Codex, PORTUGAL
Tel.: +351(53)604470 Fax: +351(53)604471 E-mail : {obelo, alcino}@di.uminho.pt

RESUMO

Os agentes de decisão empresariais, para conseguirem desenvolver de forma efectiva as suas actividades quotidianas de tomada de decisão, necessitam de grandes volumes de informação, orientada e organizada por assuntos. Nos últimos tempos, a implementação de Sistemas de Data Warehousing e de Processamento Analítico no seio das empresas tem contribuído significativamente para a melhoria das decisões desses agentes e, consequentemente, para o "bem-estar" geral das empresas. Essa contribuição provém da aptidão desses sistemas de armazenar e gerir grandes volumes de informação de gestão empresarial - seleccionada e tratada a partir das diversas fontes de informação da empresa - e da sua grande capacidade de resposta a interrogações de gestão que necessitam de suporte temporal para a sua satisfação. Dada a grande dinâmica dos mercados actuais, os gestores são confrontados diariamente com situações que para além de requererem informação sobre a própria empresa exigem também informação contida em fontes externas à empresa. O primeiro caso pode ser satisfeito via Data Warehouse, enquanto que o segundo exige frequentemente a necessidade de implementação de processos e protocolos de outsourcing. O presente artigo expõe e explora um modelo computacional baseado em agentes e em técnicas e processos económicos, para suporte à importação de dados a partir de fontes de informação externas. O sistemas proposto permitirá definir planos de carregamento de dados externos mais efectivos e orientados às necessidades específicas dos gestores, além de disponibilizar as bases para reduzir os custos relacionados directamente com processos de outsourcing de informação.

INTRODUÇÃO

A aplicação de técnicas de data warehousing a processos de tomada de decisão empresariais não é uma actividade recente. Um significativo número de empresas tem vindo a desenvolver e a instalar repositórios de dados especializados orientados ao assunto e estruturados por áreas de competência, com o objectivo básico de suportar as actividades diárias dos seus gestores e agentes de decisão. Esses repositórios de dados, usualmente designados por *Data Warehouses* (DW) [11], devem ser alimentados e actualizados, se possível de forma regular, num pequeno período de tempo, no sentido de reflectir o estado corrente dos sistemas operacionais de dados da empresa, sem que o desempenho destes seja afectado durante a realização dessa tarefa. Este tipo de estratégia tem vindo a ser seguido por algumas empresas, especialmente no mercado do retalho especializado, no sentido de conseguirem manter elevados graus de competitividade perante o mercado em que se inserem e serem capazes de reagir convenientemente às eventuais mutações e às cada vez maiores exigências dos consumidores desse mercado.

As tendências actuais de qualquer mercado económico seguem na direcção de uma maior exigência para melhores produtos e serviços, ao melhor preço. Cada vez mais, os consumidores fazem análises de mercado e estudam as características e a oferta dos produtos que pretendem, tomando em consideração aspectos como a sua qualidade, preço, serviços de atendimento e manutenção, disponibilidade imediata ou mesmo sobre as suas condições de garantia. Os seus gestores têm a necessidade de obter rapidamente grandes volumes de informação, tratá-los e transformá-los, e acima de tudo saberem utilizá-los de forma a cumprir os objectivos fundamentais das suas empresas. As empresas que possuam os melhores recursos de informação e as melhores estratégias de tomada de decisão podem "dar cartas" nos mercados em que estão inseridas. *Os Sistemas de Data Warehosing* (SDW) fornecem-lhes as técnicas e os meios necessários a esse tipo de actividades [12].

Neste artigo é analisada a forma de aplicação de princípios económicos a SDW baseados em agentes, em particular sobre os processos de carregamento de dados que possam envolver a importação de dados a partir de fontes de informação externas à empresa e a sua consequente integração num SDW. Adicionalmente, é proposto também um protocolo que permite representar as interacções que possam ocorrer em situações práticas nas quais um SDW - controlado e gerido por agentes capazes de recolher dados em fontes de informação exteriores - precise de determinar qual o melhor parceiro, um outro SDW, para a satisfação de dados específicos que não estão disponíveis nas suas fontes de informação locais. O protocolo que suportará os processos de negociação entre os vários SDW envolvidos é um protocolo baseado em redes de contratos.

SISTEMAS DE DADOS PARA SUPORTE À DECISÃO

O actual panorama dos *Sistemas de Apoio à Decisão* revela uma clara emergência das aplicações e desenvolvimentos de SDW em ambientes de decisão empresariais. Os SDW disponibilizam aos gestores a capacidade de administrarem e desenvolverem estratégias operacionais efectivas em tempo real e atempadamente, além de lhes permitir conciliar informação proveniente de diversos repositórios de dados heterogéneos. Tal permite-lhes aumentar a sua "bagagem" de informação, reforçando as suas bases de argumentação, e melhorar significativamente o seu próprio desempenho nos processos de tomada de decisão.

Os motivos que levam uma empresa a desenvolver e implementar um SDW no seu seio podem estar relacionados com aspectos de dispersão de dados da empresa pelas suas diversas fontes de informação locais, de criação de bases de dados sectoriais (e individuais) que de uma forma transitiva vão transferindo e transformando informação de gestão entre si, originando diferentes perspectivas de gestão e disparidades de critérios de análise, ou de consistência e redundância da informação localizada nessas mesmas fontes. Algumas das dificuldades levantadas por tais aspectos nos processos de análise e de gestão corrente empresariais podem ser ultrapassadas se, através de processos de selecção, extracção, limpeza e transformação, previamente definidos pelos administradores das bases de dados da empresa em conjunção com os critérios de análise e decisão dos gestores

Um SDW [6][10] convencional disponibiliza um conjunto muito diversificado de meios que permite integrar dados empresariais. Estes dados, provenientes das fontes de informação das empresas, necessitam de ser conciliados e analisados como um todo, no sentido de se obter uma visão de gestão mais abrangente, num único repositório de dados designado por DW. A obtenção destes dados faz-se através do desenvolvimento e suporte de processos de selecção e extracção de informação nos sistemas operacionais de dados que as empresas possuem, de preparação e organização dessa mesma informação e da sua posterior consolidação e integração no DW. Desta forma as necessidades de informação previamente apresentadas pelos gestores poderão ser satisfeitas de forma mais simplificada e directa. Adicionalmente, é-lhes disponibilizado também, uma plataforma computacional autónoma na qual poderão executar as suas interrogações, normalmente muito consumidoras de recursos computacionais, sem incomodar os utilizadores dos sistemas operacionais da empresa ou consumir os seus escassos recursos. A arquitectura típica de um SDW divide-se essencialmente nos seguintes blocos funcionais:

- *Fontes de Informação* - incluem os recursos dos sistemas operacionais envolvidos no processo de alimentação do DW.
- *Zona de Concentração de Dados* - é tipicamente uma zona auxiliar para armazenamento de dados cujo objectivo principal é suportar as tarefas operacionais relacionadas com a limpeza, transformação, combinação, agregação e integração de dados no DW.
- *Plataforma Operacional do Data Warehouse* - é onde está localizada a zona de interacção com o DW e em que os gestores poderão desenvolver processos de análise de dados, relatórios sobre o negócio ou simples operações de navegação.
- *Plataformas de Decisão* - este bloco agrega essencialmente sistemas de bases de dados multidimensionais orientados para o processamento analítico de informação e outros sistemas orientados para o processamento de interrogação de dados sobre o DW.
- *Área de Metadados* - os metadados possibilitam ao administrador do SDW definir os processos de gestão e manipulação de dados sobre o DW; os tipos de metadados existentes num SDW estão normalmente relacionados com as especificações das fontes de informação, aquisição de dados, dimensionamento das tabelas origem e destino nos processo de migração de dados, definição de dados, processos de transformação de dados, etc.
- *Plataformas de Utilização Convencionais* - aqui se concentram os sistemas de interface ditos convencionais cujo objectivo principal é auxiliar os utilizadores do SDW (administradores, utilizadores de sistemas de bases de dados convencionais, gestores de informação utilizadores de sistemas OLAP - "On-Line Analytical Processing") no acesso ao DW e nos processo de interrogação que podem eventualmente desenvolver sobre ele.

Um SDW pode suportar uma larga gama de actividades de análise para suporte à decisão, funções operacionais estratégicas ou simplesmente processos de navegação sobre os dados. Adicionalmente os SDW disponibilizam mecanismos e estruturas de dados orientadas para a análise temporal de dados. Esta última característica dá-lhes grandes vantagens na correlação de dados entre diferentes entidades de informação ao longo do tempo quando comparados com os tradicionais sistemas convencionais de bases de dados que, dentro de uma perspectiva de gestão, apenas disponibilizam imagens de dados num determinado momento o que pode conduzir, em alguns casos, a situações de inconsistência de dados durante a realização de processos de análise que envolvam dados provenientes de diferentes fontes de informação dos sistemas operacionais das empresas.

Porém, há dificuldades na recolha dos dados que se desejam integrar no DW e na sua transformação em informação útil que será mais tarde utilizada em acções de suporte à decisão. Deve-se assim ter em consideração aspectos como: quando e como é que os dados estão disponíveis nas fontes de informação e sob que forma; que nível de redundância de dados se deseja integrar no

DW; ou se é necessário garantir um suporte total ou parcial de dados operacionais às actividades de gestão empresariais. O processo de migração de dados dos suportes operacionais para o DW é normalmente complicado devido à grande heterogeneidade das entidades envolvidas no processo e deverá ser sempre executado de forma a garantir a utilidade da informação que eventualmente se armazene no DW.

Normalmente, a informação armazenada e gerida num DW segue de perto a estrutura e os requisitos dos modelos e formatos de dados estipulados previamente pelos agentes de tomada de decisão em conjunto com os arquitectos e engenheiros do SDW. Estes dados sobre os dados, usualmente designados na terminologia de Data Warehousing como metadados, são também mantidos no ambiente do SDW, na sua camada de metadados, regulamentando e gerindo os processos de tratamento de dados, em particular as tarefas operacionais do SDW, a validação dos modelos de dados internos ao SDW, ou mesmo a gestão e a regulamentação dos processos e protocolos necessários à extracção de dados nas fontes de informação empresariais.

OUTSOURCING DE INFORMAÇÃO

Na maior parte dos casos, a informação recolhida nas fontes de informação locais às empresas não é suficiente para colmatar as necessidades de informação dos seus agentes de decisão, inibindo, ou mesmo impedindo, o desenvolvimento adequado de processos efectivos de tomada de decisão. Contudo, assiste-se nos dias de hoje a uma clara emergência de novas necessidades de informação no seio das empresas. Em parte, tal é provocado por novas situações de tomada de decisão que não podem ser executados sem o suporte adicional de dados contidos em fontes de informação externas à empresa.

Suponhamos o caso de um gestor comercial que tem em mãos um processo de uma encomenda de um novo cliente da sua empresa. Após uma análise cuidada, o gestor verifica que, para a encomenda ser satisfeita, é necessário um montante elevado de dinheiro e alguns recursos especiais. A sua empresa possui os meios e as condições necessárias para satisfazer em pleno essa encomenda. Contudo, o gestor não possui qualquer tipo de informação acerca desse cliente, não o conhece, nem tem quaisquer referências acerca de outros processos comerciais em que ele tenha estado envolvido. Em suma, o gestor precisa de saber que tipo de riscos a sua empresa corre se aceitar satisfazer essa encomenda. Devido a situações deste género, os gestores actuais costumam solicitar dados acerca dos seus potenciais parceiros comerciais a empresas de informação especializadas. Estas empresas, quando abilitadas, providenciam-lhes perfis comerciais, historiais e memorandos acerca desse seus parceiros. Se as suas necessidades externas de informação forem então satisfeitas, os gestores conciliam-nas com a informação que têm nas suas fontes locais, conseguindo na maioria dos casos alcançar bases mais seguras para os seus processos de tomada de decisão. Este processo de solicitação e satisfação de informação em fontes externas de empresas especializadas é normalmente designado por Outsourcing de Informação.

O SISTEMA DE OUTSOURCING BASEADO EM AGENTES

O sistema proposto é constituído por um conjunto de agentes, distribuídos por áreas de intervenção e organizados em comunidades, cada um deles associado com uma tarefa específica relacionada com as actividades de outsourcing de informação que o sistema possa vir a desenvolver com outros agentes. A abordagem naturalmente modular que a computação baseada em agentes possibilita sobre um domínio de conhecimento em particular - um agente para uma área de trabalho específica - combinada com a possibilidade de construção de agentes que emulem a perícia e conhecimento humano, faz com que os modelos e técnicas associadas com os sistemas multiagente sejam bastante adequadas para a concepção, desenvolvimento e implementação de SDW. Este tipo de abordagem tecnológica [3] [4] considera a análise, planeamento e implementação de cenários computacionais que integram no seu seio comunidades de agentes inteligentes capazes de realizarem, autonomamente algumas das operações que um SDW normalmente realiza. Complementarmente, permite melhorar o próprio desempenho de um SDW, possibilitando a transformação dos mecanismos de extracção e pesquisa convencionais existentes em sistemas mais flexíveis, efectivos e com capacidade de auto-adaptação às necessidades quotidianas dos agentes de decisão e também às características das diversas fontes de informação envolvidas.

Com a aplicação de técnicas baseadas em princípios económicos aos processo de outsourcing de informação no seio de um SDW foi disponibilizada a capacidade de controlar de forma inteligente o desenvolvimento de processos de cooperação em actividades de carregamento de dados provenientes de fontes de informação externas. Desta forma, é possível definir melhores planos de carregamento de dados, reduzir os custos relacionados directamente com processos de outsourcing de informação e optimizar, em termos globais, o desempenho e a capacidade de tomada de decisão dos gestores de uma empresa.

Normalmente, é possível aplicar princípios económicos na resolução de qualquer problema de alocação de recursos [2], desde que o controlo das decisões esteja distribuído e os agentes envolvidos ajam racionalmente em prossecução dos seus objectivos. Neste sistema temos um problema precisamente com estas características. As entidades envolvidas tem que decidir onde aplicar o seu dinheiro (um dos seus recursos mais importantes): devem

comprar a informação de que precisam a uma entidade A ou a B? Ou será mais vantajoso obter a informação por outros meios? Dado que a negociação é feita entre companhias diferentes, também temos necessariamente entidades que agem racionalmente para maximizar os seus lucros e um problema de decisão distribuído. Os princípios económicos são aplicados nas decisões a tomar pelos agentes nas diversas fases do protocolo [1] [5].

O *Contract Net Protocol* (CNP) [7] [8] [9] é um protocolo baseado em redes de contratos que procura incorporar princípios económicos num sistema distribuído de alocação de tarefas. Neste protocolo coexistem dois tipos de entidades:

- *agentes solicitadores* , agentes encarregados de anunciar tarefas e escolher os melhores parceiros para as executar, e os
- *agentes contratados*, que respondem aos anúncios com ofertas que representam a sua disponibilidade no momento para executar as tarefas.

Assim, com base nos princípios enunciados, complementou-se o ambiente de um SDW com os dois tipos de entidades enunciadas para o CNP. Estes agentes ficarão responsáveis pelos processos de negociação da informação em outsourcing isto é, tentarão obter a informação que outros SDW contêm a preços convenientes, ou pela proposta de fornecimento de informação (e consequentemente da sua eventual satisfação) a outros SDW quando forem contactados por outros agentes de outros SDW.

NEGOCIAR PARA OPTIMIZAR O PROCESSO DE RECOLHA DE INFORMAÇÃO

O Protocolo de Negociação

Um protocolo baseado em redes de contratos divide-se essencialmente em três fases:

- *Anúncio* - um dos agentes de negociação age no papel de solicitador, anunciando que está disposto a adquirir alguma informação. Esta tarefa é concretizada através do envio de um anúncio a todos os restantes agentes de negociação da comunidade.
- *Oferta* - depois de receber o anúncio, cada agente de negociação (agindo no papel de contratado) determina se a sua empresa está em condições de fornecer a informação solicitada. Em caso afirmativo, determina o preço a cobrar por essa informação e envia a sua oferta ao agente de negociação solicitador.
- *Contratação* - após receber todas as ofertas, ou caso tenha sido atingido um prazo limite previamente estipulado, o agente de negociação solicitador escolhe a melhor oferta e comunica a sua opção aos agentes de negociação que fizeram ofertas.

Devido à simplicidade da fase de contratação apenas serão apresentadas detalhadamente neste artigo as duas primeiras fases.

Estrutura dos Anúncios

A mensagem enviada por um agente de negociação solicitador na fase de anúncio deve conter os seguintes campos de informação:

- *Identificador do anúncio.* Cada anúncio deve ser univocamente identificado dentro de cada entidade organizacional.
- *Identificação da origem.* Endereço IP e número da porta onde o agente de negociação solicitador está à espera de ofertas.
- *Instante de emissão.* Etiqueta temporal que identifica o instante de emissão do anúncio.
- *Informação pretendida.* Expressão SQL que indica qual a informação que a empresa está a tentar adquirir. Dentro de cada comunidade de negociação é necessário acordar num esquema de base de dados comum, sobre o qual são desenvolvidas as expressões SQL. Não é necessário que cada empresa tenha o seu DW organizado de acordo com este esquema, bastando que exista um agente encarregado da tradução das expressões SQL do esquema acordado para o esquema interno e vice-versa.
- *Instante de disponibilização.* Instante de tempo em que a informação deverá ser entregue.
- *Informação da oferta.* Muitas vezes não basta o preço para comparar as ofertas, sendo necessária informação adicional para avaliar a qualidade das mesmas (por exemplo, neste caso poderia ser o número de registos devolvidos). Esta informação, também requisitada por uma expressão SQL que foi definida sobre o esquema acordado, deve ser enviada na oferta junto com o preço.
- *Prazo para a oferta.* Prazo final para aceitação de ofertas.
- *Condição de elegibilidade.* Expressão booleana (cujos termos podem ser expressões SQL) que define o nível mínimo de qualidade para as ofertas. Este campo pode ser usado para, por exemplo, indicar que só se aceitam ofertas com um determinado número mínimo de registos.
- *Preço máximo.* Preço máximo aceite para as ofertas. Tanto este campo como o anterior têm por objectivo reduzir o número de mensagens em circulação, aumentando a eficiência global do protocolo.
- *Prazo de exclusividade.* Muitas vezes, uma companhia pretende ter acesso exclusivo à informação que vai comprar. Este campo serve para indicar o instante de tempo em que o agente de negociação contratado pode voltar a vender a mesma informação caso a aquisição se concretize. Se tiver o mesmo valor que o campo *Instante de Disponibilização* então não existem restrições de exclusividade.

- *Penalização.* Penalização que deve ser paga pelo agente de negociação contratado caso faça uma oferta que seja aceite e, posteriormente, se recuse a fornecer a informação.

Cálculo do Preço da Informação

A tarefa mais complicada da fase de oferta consiste em determinar o preço para a informação requisitada. Outra tarefa aparentemente complicada, é analisar o valor da informação pretendida na oferta, isto é, decidir se esta informação é, por si só, valiosa e, tendo em conta este aspecto, se se deve ou não responder ao anúncio. No entanto, após definido o procedimento para calcular o preço da informação pretendida, esta tarefa fica muito simplificada: utiliza-se o mesmo algoritmo para calcular o valor da informação pretendida na oferta e, caso seja zero ou esteja abaixo de um valor definido pelo administrador, responde-se ao anúncio.

O cálculo do preço da informação encontra-se dividido em duas fases:

1. Calcular o preço base da informação, assumindo que o agente de negociação solicitador não pretende acesso com exclusividade à mesma.
2. Ajustar o preço base de acordo com o intervalo de exclusividade requisitado.

É na primeira fase que reside toda a complexidade da negociação. A definição de um procedimento automático genérico para, dada uma interrogação SQL sobre um conjunto de tabelas, determinar o custo da informação resultante, parece, em princípio, um problema intratável. A abordagem aqui descrita é uma simplificação deste problema, podendo não ser aplicável em todos os domínios de interesse. Por exemplo, não é feita qualquer tentativa de ajustar o custo em função dos interesses do cliente, assumindo-se que o custo da informação é igual para todos, nem é levado em consideração o custo do esforço computacional necessário para calcular os resultados.

A função de cálculo do custo apresentada obedece a um princípio de bom senso que pode ser apresentado da seguinte forma: se a partir do resultado de um conjunto de expressões SQL se pode inferir o resultado de um outro conjunto de expressões, então a soma dos preços do primeiro conjunto deve ser igual ou superior à soma dos preços do segundo. Por exemplo, suponha-se uma tabela `T` com um atributo `c`. O custo da informação requisitada pela expressão `SELECT count(c) FROM T` nunca deve ser superior ao da expressão `SELECT c FROM T`, porque, se assim fosse, um agente de negociação requisitava a segunda e contava o número de linhas depois. Suponhamos que a mesma tabela possuía um outro atributo `d`. Então o custo de `SELECT c,d FROM T` deve ser igual à soma dos custos de `SELECT c FROM T` e `SELECT d FROM T`, porque a partir do resultado da primeira expressão pode-se obter os resultados das segundas e vice-versa. Naturalmente que poderiam ser apresentadas muitas funções de cálculo compatíveis com este princípio. Um dos trabalhos a ser desenvolvido neste momento consiste precisamente em definir um conjunto de várias funções possíveis, por forma a permitir ao administrador do sistema escolher a mais apropriada em cada situação.

A função apresentada assume que o administrador definiu previamente alguns parâmetros que determinam o valor em bruto da informação contido no DW:

- Dada uma tabela `T`, `vl(T)` diz-nos o valor de um registo dessa tabela.
- Dada uma tabela `T` e um atributo `c`, `fc(T,c)` é um factor entre 0 e 1 que nos diz qual a percentagem do preço da linha correspondente a esse atributo (obviamente, a soma dos factores de todos os campos de uma tabela deve ser igual a um).
- Dada uma tabela `T`, um atributo `c` e uma operação de agregação `o` (por exemplo `avg` ou `min`), `fo(T,c,o)` é um factor entre 0 e 1 que indica a redução no custo derivada de apenas se pretender um valor agregado.

Dados estes parâmetros, a função de custo `c` define-se recursivamente de acordo com as seguintes regras, onde `T` e `U` representam tabelas do DW, `f` é um atributo de `T` e `g` um atributo de `U`; `F` representa um conjunto de atributos de `T` e `G` um conjunto de atributos de `U`; `e` é uma condição e `o` uma operação de agregação (neste artigo apenas são apresentadas regras respeitantes a um subconjunto restrito da linguagem SQL):

```
c(SELECT * FROM T WHERE e) =
LET     n = SELECT count(*) FROM T WHERE e
IN n × vl(T)

c(SELECT F FROM T WHERE e) =
LET     x = c(SELECT * FROM T WHERE e),
        y = Σ_f∈F fc(T,f)
IN      x × y

c(SELECT F FROM T) =
        c(SELECT F FROM T WHERE true)

c(SELECT o(f) FROM T WHERE e) =
LET     x = c(SELECT f FROM T WHERE e)
IN      x × fo(t,f,o)

c(SELECT F,G FROM T JOIN U) =
LET     x = c(SELECT F FROM T),
        y = c(SELECT G FROM U)
IN      x+y

c(SELECT F,G FROM T JOIN U ON e) =
LET     x = c(SELECT F,G FROM T JOIN U),
        m = SELECT count(*) FROM T JOIN U,
        n = SELECT count(*) FROM T JOIN U ON e
IN      x × (n/m)
```

Para ajustar o preço base de um novo anúncio `a`, em função do prazo de exclusividade pretendido, é utilizado o seguinte procedimento:

1. Determina-se o conjunto `A` de anúncios pendentes, i.é, anúncios para os quais foi feita uma oferta, mas que ainda não se sabe se foram aceites ou não.

2. Determina-se o subconjunto $I \subseteq A$ correspondente aos anúncios incompatíveis com a, i.é, anúncios com prazos de exclusividade sobrepostos com o prazo de exclusividade de a.
3. Se o agente de negociação fizer uma oferta para a que venha a ser aceite, pode perder no máximo:

$$\Delta_a^+ = \sum_{i \in I} \text{oferta}(i) + \text{multa}(i)$$

onde `oferta(i)` representa a oferta feita ao anúncio `i` e `multa(i)` a multa que deve ser paga devido à quebra de compromisso. Esta situação extrema aconteceria se todas as ofertas aos anúncios de `I` fossem aceites. Se nenhuma oferta for aceite temos o outro caso limite, em que não perderia nada. Devido à dificuldade de prever as ofertas que serão aceites, optou-se por parametrizar cada agente de negociação com um valor α ($0 \leq \alpha \leq 1$) que representa uma estimativa para a percentagem global de ofertas aceites (este valor pode ser automaticamente ajustado a partir da história recente do sistema). Dado este parâmetro estima-se o valor que pode ser perdido como

$$\Delta_a = \alpha \times \Delta_a^+$$

4. Finalmente, a oferta a propor para um anúncio a é determinada como:

$$\texttt{oferta(a)} = \texttt{c(info(a))} + \Delta_a$$

em que `info(a)` é a expressão SQL que representa a informação pretendida em `a` e `c` é a função, previamente apresentada, que calcula o preço base da informação resultante de uma interrogação SQL.

CONCLUSÕES

A utilização de técnicas de negociação no ambiente de um SDW suportado por agentes permite melhorar o intercâmbio de informação entre SDW heterogéneos, optimizar os processos que suportam a definição e manutenção de contratos de informação e tornar os mecanismos de decisão empresariais mais efectivos, podendo ajudar de forma significativa os agentes de decisão nas suas tarefas. Complementarmente, estes avanços contribuem para que seja possível diminuir o nível de intervenção humana nos processos de negociação e na definição de contratos em situações de outsourcing de informação.

Todavia, os agentes de decisão, em conjunto com os engenheiros de SDW, continuarão directamente responsáveis pelo comportamento dos agentes, definindo e desenvolvendo as bases de conhecimento dos agentes, que conterão nas suas estruturas de representação interna os modelos de conhecimento relativos às suas capacidades de tomada de decisão. Os gestores poderão também configurar os modelos de negociação dos agentes de acordo com a perícia e conhecimento que têm acerca dos processo que irão desenvolver e da informação disponível no DW. A partir deste modelo é possível desenvolver processos de negociação concorrentes em situações em que estejam envolvidos vários agentes sitiados em diferentes SDW responsáveis pela definição e manutenção dos processos de outsourcing locais.

REFERÊNCIAS

[1] Alcino Cunha, Orlando Belo. An electronic commerce framework for resource allocation among multi-agent enterprises. In 10th International FLAIRS Conference (FLAIRS'97), Daytona Beach, Florida, 1997.

[2] Michael P. Wellman. The economic approach to artificial intelligence. ACM Computing Surveys, 27(3):340--342, 1995.

[3] M. Wooldridge, N. Jennings. Intelligent agents: theory and practice. Knowledge Engineering Review 10, 1995.

[4] N.Jennings, M.Wooldridge. Applying Agent Technology. Applied Artificial Intelligence: An International Journal, 9(4):351--361, 1995.

[5] Orlando Belo, Alcino Cunha. Intelligent Work Allocation Modeling on a Hardmetal Production Plant. In Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems (INES'98), Vienna, 1998.

[6] R. Kimball, L.Reeves, Margy Ross, W.Thornthwaite. The Data Warehouse Lifecycle Toolkit : Expert Methods for Designing, Developing and Deploying Data Warehouses. John Wiley & Sons, 1998.

[7] R. Davis, R. Smith. Negotiation as a Metaphor for Distributed Problem Solving. In A. Bond and L. Gasser, editors, Readings in Distributed Artificial Intelligence, 333--356, 1988.

[8] R.Smith, R.Davis. Frameworks for Cooperation in Distributed Problem Solving. In Readings in Distributed Artificial Intelligence, 61--70. Morgan Kaufmann Publishers, Inc, 1988.

[9] Tuomas W. Sandholm. An implementation of the contract net protocol based on marginal cost calculations. In Eleventh National Conference on Artificial Intelligence (AAA-93), 256--262, Washington D.C., 1993.

[10] V.Poe, P.Klauer, S.Brobst. Building a Data Warehouse for Decision Support. Prentice Hall, Inc., II edition, 1998.

[11] W.Inmon. Building the Data Warehouse. John Wiley & Sons, 1996.

[12] W.Inmon, J.Welch, K.Glassey. Managing the Data Warehouse.John Wiley & Sons, 1997.

Raciocínio e Modelação utilizando Ontologias Espaciais

Jorge Pais
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Instituto de Sistemas e Robótica
Instituto Superior Técnico
jpais@isel.pt

Carlos Pinto-Ferreira
Instituto de Sistemas e Robótica
Instituto Superior Técnico
cpf@isr.ist.utl.pt

RESUMO

O projecto de sistemas que raciocinam acerca de ontologias espaciais incluem três componentes relevantes: 1- Um modelo da teoria, o qual permite representar e raciocinar acerca de espaço e tempo; 2- Um modelo do domínio que representa o conjunto de regras de excepção aplicáveis ao modelo da teoria e que é completamente dependente do domínio; 3- Um processo de raciocínio, o qual é tipicamente baseado em paradigmas de procura ou de refutação. Juntos, estes componentes contribuem para um processo de simulação cuja complexidade depende essencialmente da complexidade da teoria adoptada, do modelo do problema e do paradigma, os quais são a base de todo o processo de raciocínio.

Este artigo descreve dois tipos de raciocínio, sincrónico e diacrónico, os quais permitem os raciocinadores qualitativos aumentarem a sua eficiência, flexibilidade, reutilização e compreensão do sistema.

O artigo também introduz um conjunto de novas regras no modelo do domínio nomeadas regras de excepção condicionais, as quais permitem obter modelos mais fidedignos dos domínios do que as regras de excepção apresentadas por Cui, Cohn e Randell em [3] e que aqui se designam por regras de excepção normais. Com o objectivo de testar a sua validade, vai ser apresentado um modelo de domínio mais fidedigno para os processos da fagocitose e exocitose da *amoeba proteus* do que o apresentado em [3]. Estas regras estão implementadas num sistema capaz de raciocinar utilizando ontologias espaciais.

Os resultados obtidos pelo sistema na resolução do modelo complexo da *amoeba proteus* vão ser também apresentados. Algumas considerações acerca das ontologias espaciais são apresentadas na parte final do artigo.

1 INTRODUÇÃO

Com o objectivo de responder adequadamente à mudança existente no seu ambiente externo, certos sistemas reais (biológicos e químicos), tipicamente permitem a criação, eliminação e mutação de elementos internamente ao seu espaço físico.

Como exemplo ilustrativo de tal comportamento, considere-se a *amoeba* e os seus processos da fagocitose e exocitose (mecanismos deste organismo unicelular que asseguram a sua nutrição e excreção de resíduos). Para emular e analisar tais processos deve ser utilizado e implementado um mecanismo para representação do conhecimento.

Este artigo descreve uma abordagem para representar e raciocinar acerca de ontologias espaciais, permitindo dois tipos de raciocínio: sincrónico — envolve relações entre entidades do domínio; diacrónico — repeitante à mudança de relações entre os elementos do domínio e a mudança gerada pela criação e eliminação de elementos. Também se introduz um tipo de regras no modelo do domínio apelidadas de regras de excepção condicionais, as quais expandem o conjunto da regras de excepção *normais* do modelo do domínio apresentadas por Cui, Cohn e Randell [3]. O sistema distingue estes dois tipos de regras de excepção através da especificação de um acontecimento condicional. Tal acontecimento é descrito explicitamente nas regras de excepção condicionais, não existindo nas outras regras de excepção, ditas normais. Quando um acontecimento de disparo ocorre no domínio, num determinado momento da simulação, correspondente a pelo menos uma regra de excepção condicional, então a sua função inibe a aplicação de todas as regras de excepção normais sobre as entidades do domínio. Na secção 3.2.1 é apresentada uma descrição formal acerca de como o sistema resolve estas diferentes prioridades.

Para avaliar e ilustrar a utilidade do modelo conceptual foi implementado um sistema artificial, o qual foi confrontado com o problema de predizer o comportamento da *amoeba* — respeitante aos seus processos de fagocitose e de exocitose (utilizando um modelo sofisticado e consequentemente mais complexo do que o referido em[3]).

Não obstante a especificidade da aplicação, os resultados obtidos e as hipóteses assumidas permitem concluir que o sistema implementado pode ser aplicado a modelos — teorias e problemas — envolvendo ontologias espaciais em domínios diversos.

2 FAGOCITOSE E EXOCITOSE DA *AMOEBA*

O sistema implementado — REASON, *REasoner About Spatial ONtologies* — foi exposto ao problema de emular e predizer o comportamento da *amoeba* no que respeita aos processos da fagocitose e exocitose.

A *amoeba proteus*, normalmente chamada *amoeba*, é um microorganismo unicelular constituído por uma massa incolor e gelatinosa chamada *protoplasma*. O protoplasma inclui uma parte interna chamada *endoplasma* e uma parte externa chamada *ectoplasma*. Um processo chamado fagocitose assegura a nutrição da célula. Neste processo, a célula gera duas protuberâncias (chamadas pseudopodes — " falsos pés"), as quais envolvem o alimento, e criam um

vacúolo digestivo — "um pequeno saco" — dentro do protoplasma. Então o lisossoma[1] aproxima-se do vacúolo digestivo e quando estes entram em contacto, o lisossoma expele as enzimas, as quais se combinam com o alimento produzindo uma mutação do agregado alimento/enzima para as partículas nutriente/resíduo. Neste preciso momento toma lugar o processo da exocitose que consiste na excreção do resíduo e na absorção do nutriente pela célula.

Estes processos (fagocitose e exocitose) são extremamente complexos, sendo possível modelá-los através de diferentes níveis de sofisticação e complexidade. Como o trabalho aqui apresentado consiste em expor o raciocinador implementado a problemas complexos, o modelo escolhido é menos simples (e portanto mais próximo da realidade) que o previamente apresentado por Cui, Cohn e Randell[3].

Para modelar estes processos utilizando uma ontologia espacial é necessário identificar as *regiões* da célula e estabelecer as suas relações. Uma região é uma entidade que representa qualquer corpo físico, o qual ocupa espaço, independentemente da sua forma e dimensão. Sempre que um domínio espacial incluir N corpos físicos, a representação qualitativa resultante contém um domínio com N regiões.

No sentido de disponibilizar informação contextual acerca do presente modelo, segue-se uma breve descripção da RCC8-logic (*Region Connection Calculus eight basic relations logic*), desenvolvida por Cui, Cohn e Randell [3](ver figura 1).

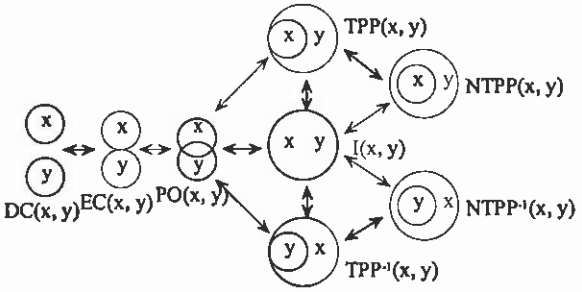


Figura 1. RCC8-logic.

A figura 1 mostra as oito relações diádicas básicas[2], as quais são baseadas na relação *conexa* desenvolvida por Clarke no *Calculus of Individuals*[4] e tal relação goza da seguinte definição, *C(x, y)*—a região x partilha pelo menos um ponto espacial com a região y. Agora, considere as seguintes relações diádicas e os seus significados, *DC(x,y)*—a região x não partilha qualquer ponto espacial com a região y, *EC(x,y)*—ambas as regiões partilham pelo menos um dos seus pontos fronteiros mas não todos, *PO(x,y)*—as regiões x e y estão parcialmente sobrepostas, *I(x,y)*—as duas regiões partilham exactamente os mesmos pontos espaciais incluindo as fronteiras, *TPP(x,y)*—a região x está dentro da região y e ambas partilham pelo menos um ponto fronteiro, *NTPP(x,y)*—a região x está completamente dentro da região y sem partilha de pontos fronteiros. De realçar que as relações $TPP^{-1}(x,y)$ e $NTPP^{-1}(x,y)$ são equivalentes às relações *TPP(y,x)* e *NTPP(y,x)*, respectivamente.

A evolução topológica e espacial ao longo do tempo das relações diádicas entre regiões é mostrada na figura 1.

A generalização da RCC8-logic para N regiões foi feita por um conjunto de axiomas de composição, os quais agrupados originam uma estrutura chamada *tabela de composição*[5]. Estes axiomas de composição expandem consistentemente as relações conhecidas entre x e y e entre y e z para o conjunto consistente de relações entre x e z.

A tabela de composição para a RCC8-logic, mostrada na figura 2, é essencial para assegurar que os estados inferidos são completos e consistentes, ou seja, todas as relações entre regiões estão explicitamente representadas.

$r_2(y,z)$ / $r_1(x,y)$	*dc*	*ec*	*po*	*tpp*	*ntpp*	tpp^{-1}	$ntpp^{-1}$	*i*
dc	*dc, ec, po, ntpp, i, $ntpp^{-1}$, tpp, tpp^{-1}*	*dc, ec, po, tpp, ntpp*	*dc, ec, po, ntpp, tpp*	*dc, ec, po, ntpp, tpp*	*dc, ec, po, ntpp, tpp*	*dc*	*dc*	*dc*
ec	*dc, ec, po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*dc, ec, po, tpp, i, tpp^{-1}*	*dc, ec, po, tpp, ntpp*	*ec, po, ntpp, tpp*	*po, ntpp, tpp*	*dc, ec*	*dc*	*ec*
po	*dc, ec, po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*dc, ec, po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*dc, tpp, po, tpp^{-1}, i, ntpp, $ntpp^{-1}$*	*po, ntpp, tpp*	*po, ntpp, tpp*	*dc, ec, po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*dc, ec, po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*po*
tpp	*dc*	*dc, ec*	*dc, ec, po, tpp, ntpp*	*ntpp, tpp*	*ntpp*	*dc, ec, po, tpp, i, tpp^{-1}*	*dc, ec, po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*tpp*
ntpp	*dc*	*dc*	*dc, ec, po, tpp, ntpp*	*ntpp*	*ntpp*	*dc, ec, po, tpp, ntpp*	*dc, tpp, po, ntpp, ec, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*ntpp*
tpp^{-1}	*dc, ec, po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*ec, po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*i, tpp, tpp^{-1}*	*po, tpp, ntpp*	*tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*$ntpp^{-1}$*	*tpp^{-1}*
$ntpp^{-1}$	*dc, ec, po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*po, tpp^{-1}, $ntpp^{-1}$*	*$ntpp^{-1}$*	*$ntpp^{-1}$*	*$ntpp^{-1}$*
i	*dc*	*ec*	*po*	*tpp*	*ntpp*	tpp^{-1}	$ntpp^{-1}$	*i*

Figure 2. A tabela de composição.

Neste modelo, a *amoeba* inclui seis partes relevantes: *núcleo* (NC) — o lugar onde o DNA da célula é localizado, *ectoplasma* (ET) — a parte externa da célula, *endoplasma* (ED) — a parte interna da célula, *regulador de água* (RA) — um vacúolo que regula a concentração de água na célula, *lisossoma* (LS) — um organelo que produz e expele a enzima para ser combinada com o alimento, *enzima* (EZ) — a particula que em combinação com a comida produz resíduo e nutriente no processo da fagocitose. *Alimento* (A), *vacúolo digestivo* (V), *nutriente* (NT), e resíduo (R) são também regiões da célula intervenientes nos seus processos da fagocitose e da exocitose.

3 RACIOCÍNIO

No contexto das ontologias espaciais, o raciocínio é o processo através do qual é possível a partir de premissas

[1] O lisossoma é um organelo da célula.

[2] Uma relação diádica estabelece uma relação entre duas regiões.

conhecidas derivar novas premissas que expressam relações entre regiões respeitando certas précondições e a mudança permitida no processo representado. Além disso — e considerando um modelo similar ao apresentado por Cui, Cohn e Randell — o raciocinador manipula sempre estados com representação completa e consistente, i.e., uma "imagem" exaustiva do sistema emulado (neste caso, a *amoeba*). De facto, em processos complexos existem duas categorias de raciocínio envolvidas: *síncrónico* e *diacrónico*.

3.1 RACIOCÍNIO SINCRÓNICO

Sincrónico é o raciocínio realizado num determinado momento de tempo, assim não pressupõe mudança. Considere-se por exemplo, a aplicação de um axioma de composição: se X, Y, e Z são regiões, se X é parte própria não tangencial de Y (ntpp(X, Y)) e se Y é uma parte própria não tangencial de Z (ntpp(Y, Z)), então X tem de ser uma parte própria não tangencial de Z (ntpp(X, Z)). No entanto, dependendo do tipo de relações entre X e Y, e Y e Z, nem sempre é possível determinar uma única relação entre X e Z. De facto, na maioria dos casos existe um conjunto de relações possível de atribuir às regiões X e Z. Com o propósito de encontrar este conjunto, Cui Cohn e Randell desenvolveram a *tabela de composição*[2] (inicialmente chamada tabela de transitividade[3]) para a RCC8-logic, a qual define o conjunto de relações entre X e Z sabendo as relações entre X e Y, e Y e Z (ver figura 2).

Note que o raciocínio sincrónico (expressado pela tabela de composição) é independente do domínio e portanto é realizado automaticamente pelo raciocinador. A tabela de composição é essencial para garantir que os estados inferidos são completos e consistentes.

3.2 RACIOCÍNIO DIACRÓNICO

O raciocínio diacrónico envolve mudança. No entanto, existem dois tipos de mudança nos processos da fagocitose e exocitose (acontecedo sempre em problemas complexos do mundo real): (i) a mudança que altera as relações entre regiões — duas regiões inicialmente disconexas tornam-se conexas externamente — e (ii) mudança que causa a criação, a eliminação, ou a mutação de regiões — o lisossoma produz enzima (um elemento no domínio é criado).

3.2.1 MUDANÇA NAS RELAÇÕES

Este tipo de raciocínio diacrónico modela-se usando o modelo da teoria descrito pelo conjunto de regras de *transição* e o sub-modelo do problema definido por todas as regras de excepção, as quais podem ser decompostas por duas categorias de regras, as regras de *obrigação* e de *restrição*.

Transição. Uma transição é uma mudança na topologia espacial entre as regiões ao longo do tempo[4]. No raciocinador implementado, estas regras são representadas pela seguinte descrição em EBNF[5]:

<regra_transição>::= 'transicao' '(' <relação> '->' <relação> ')' '.'

<relação>::= <nome_relação> '(' <nome_região> ',' <nome_região> ')'

<nome_região>::= <letra_maiúscula> {<letra> | <digito> | '_'}

<nome_relação>::= <letra_minúscula> {<letra> | <digito> | '_' }

este tipo de regras são independentes do problema, mas dependem da teoria espacial seleccionada. Considere o seguinte exemplo:

transicao(dc(A,B)-> ec(A,B)).

a qual significa que uma possível transição envolvendo as regiões A e B pode modificar a relação disconexa para a relação conexa externamente (ver figura 1).

Obrigação. Estas regras de excepção são constituidas por dois tipos, regras de obrigação normal e condicional, as quais são excepções ao modelo da teoria descrito através das regras de transição. As regras de obrigação obedecem à seguinte EBNF sintaxe:

<obrigação>::= 'excepcao' '(' [<evento> ','] <relação> '->' <relação> ')' '.'

<evento>::= <relação_nãoregião> { '∧' <relação_nãoregião> }

<relação_nãoregião>::= <relação> | '¬' <nome_região>

na regra sintática <obrigação>, o campo opcional <evento> faz a distinção entre os dois tipos de regras de obrigação. Quando este campo aparece na definição de uma regra então esta regra é interpretada pelo sistema como uma regra de obrigação condicional. Em caso contrário, a regra é uma regra de obrigação normal. Uma regra de obrigação normal restringe a mudança da topologia espacial à especificada na regra e é válida durante quase todo o tempo da simulação. Todavia num domínio, existem eventos topológicos que tornam todas as regras de obrigação inválidas. Neste caso tal evento pode ser modelado recorrendo às regras de obrigação condicionais, as quais desinibem o efeito de todas as regras de excepção normais (uma excepção às regras de excepção) no domínio enquanto durar o referido evento topológico. Esta estratégia expande o conjunto dos problemas passíveis de serem modelados, assim como a sua fidedignidade, pelo nosso sistema qualitativo quando comparado com o sistema descrito em [3].

De acordo com a seguinte explicação, o sistema aplica as regras de excepção condicionais em detrimento das regras de excepção normais.

Admita-se por hipótese que Φ é o conjunto de todas as regiões no domínio, Δ é o conjunto das regras normais, Θ é o conjunto das regras condicionais e Γ_c representa a topologia corrente entre as regiões do domínio. O conjunto das regras de obrigação normais aplicadas a um par de regiões (I, J) é representado por $\delta(I, J) \subseteq \Delta$ e o conjunto das regras de obrigação condicionais sobre o mesmo par de regiões é definido por $\theta(\varepsilon, I, J) \subseteq \Theta$ tal que ε representa o evento que dispara a regra. Assim, na topologia corrente Γ_c os correspondentes conjuntos de regras de excepção são representados por $\delta_{\Gamma c}$ e por $\theta_{\Gamma c}$ que vão ser inicializados

com os conjuntos Δ e $\varnothing$[3] respectivamente. Depois disto, para todos os pares de regiões (I, J) que têm uma regra de excepção condicional $\theta(\varepsilon, I, J)$ em que ε é parte de Γ_c, o sistema actualiza $\delta_{\Gamma c}$ e $\theta_{\Gamma c}$ removendo $\delta(I, J)$ de $\delta_{\Gamma c}$ e adicionando $\theta(\varepsilon, I, J)$ a $\theta_{\Gamma c}$. No fim deste processo $\delta_{\Gamma c}$ e $\theta_{\Gamma c}$ têm os conjuntos de todas as regras de excepção aplicáveis Γ_c.

Como exemplo, considere-se a seguinte regra:

excepcao(ntpp(EZ, LS)-> ntpp(EZ, LS)).

a qual significa que a enzima está dentro do lisossoma.

No entanto, quando o lisossoma toca no vacúolo digestivo expele a enzima, esta situação é descrita pela seguinte regra de obrigação condicional:

excepcao(ec(LS, V), ntpp(EZ, LS)-> tpp(EZ, LS)).

De referir que o primeiro argumento é o evento de disparo da regra e esta desactiva a aplicação da regra de excepção normal préviamente definida porque ambas as regras definem excepções sobre as mesmas regiões.

Restrição. As regras de restrição utilizam-se nos casos em que uma transição deve ser evitada. Também podem ser regras normais ou condicionais (a sua prioridade e significado são similares à das regras de obrigação).
Estas regras obedecem à seguinte regra sintática:

<restrição>::= 'excepcao' '(' [<evento> ','] <relação> '+>' <relação> ')' '.'

também incluem a palavra chave 'excepcao,' mas são utilizadas conjuntamente com a conectiva '+>' em vez da conectiva '->', significando que a transição deve ser bloqueada.

Por exemplo, dada a regra de restrição normal:

excepcao(dc(EZ, LS)+> ec(EZ, LS)).

a qual significa que a transição indicada nunca deve ser realizada.

3.2.2 MUDANÇA NOS ELEMENTOS DO DOMÍNIO

Criação. A adição de novos elementos no domínio é realizada usando regras de criação, as quais obedecem à seguinte EBNF sintaxe:

<criação>::= 'criacao' '(' <evento> ',' <conj_relação> ',' <conj_região> ')' '.'

<conj_relação>::= <relação> ['∧' <relação>]

<conj_região>::= <nome_região> [',' <nome_região>]

Como exemplo, considere a seguinte regra de criação:
criacao(¬C ∧ ¬NT ∧ ¬R, ntpp(EZ, LS), EZ).

a qual significa que quando as regiões alimento, nutriente e resíduo não existirem no domínio, a enzima é criada como uma parte própria não tangencial do lisossoma.

Eliminação. A remoção de regiões do domínio obedece à seguinte regra sintática:

<eliminação>::= 'eliminacao' '(' <evento> ',' <conj_região> ')' '.'

Por exemplo considere a seguinte regra:

eliminacao(dc(V, NT) ∧ ntpp(NT, ED), NT).

a qual significa que quando o vacúolo digestivo fica desconexo do nutriente e este é uma parte própria não tangencial do endoplasma, o nutriente é eliminado no domínio.

Mutação. As regras de mutação representam casos em que alguns elementos do domínio (partilhando determinada relação topológica) transformam-se noutros elementos. Para representar tais casos uma regra de mutação é usada, na forma sintática que se segue:

<mutação>::= 'mutacao' '(' <evento> ',' <conj_região> ',' <conj_relação> ',' <conj_região> ')' '.'

Considere o seguinte exemplo:

mutacao(tpp(EZ,C), EZ ∧ A, dc(NT,R) ∧ dc(NT,NC) ∧ dc(NT,RA) ∧ dc(R,NC) ∧ dc(R,RA) ∧ tpp(NT,V)) ∧ tpp(R,V), NT ∧ R).

tal regra significa, quando a enzima é uma parte própria tangencial do alimento então os elementos alimento e enzima transformam-se nos elementos nutriente e resíduo, os quais estão desconexos do núcleo e do regulador de água, e a sua criação ocorre dentro do vacúolo digestivo.

4 DESCRIÇÃO DOS PROCESSOS DA FAGOCITOSE E EXOCITOSE

Segue-se a descrição completa dos processos da fagocitose e exocitose da amoeba, utilizando a linguagem formal do sistema:

(i) Quando a célula toca no alimento, esta engole-a sem nunca a expelir:

1. excepcao(ec(A, ET) -> po(A, ET)).
2. excepcao(po(A, ET) -> tpp(A, ET)).
3. excepcao(tpp(A, ET) +> po(A, ET)).
4. excepcao(tpp(A, ET) +> i(A, ET)).
5. excepcao(ntpp(A, ET) +> i(A, ET)).

(ii) O vacúolo digestivo é criado quando o alimento está dentro da célula:

6. criacao(tpp(A, ET), dc(LS, V) ∧ tpp(V, ET) ∧ tpp(A, V) ∧ dc(V, NC) ∧ dc(V, RA), V).

(iii) O alimento permanece sempre dentro do vacúolo digestivo:

7. excepcao(tpp(A, V) +> po(A, V)).
8. excepcao(i(A, V) +> po(A, V)).

(iv) O lisossoma toca no vacúolo digestivo permanecendo assim:

9. excepcao(dc(LS, V) -> ec(LS, V)).
10. excepcao(ec(LS, V) -> ec(LS, V)).

(v) Enquanto o lisossoma toca no vacúolo digestivo, este expele a enzima na direcção do alimento:

11. excepcao(ec(LS, V), ntpp(EZ, LS) -> tpp(EZ, LS)).
12. excepcao(tpp(EZ, LS) -> po(EZ, LS)).
13. excepcao(po(EZ, LS) -> ec(EZ, LS)).

[3] Conjunto vazio.

14. excepcao(ec(EZ, LS) +> po(EZ, LS)).
15. excepcao(dc(EZ, A) -> ec(EZ, A)).
16. excepcao(ec(EZ, A) -> po(EZ, A)).
17. excepcao(po(EZ, A) -> tpp(EZ, A)).
18. excepcao(tpp(EZ, A) +> po(EZ, A)).

(vi) A combinação do alimento com a enzima produz o nutriente e o resíduo:

19. mutacao(tpp(EZ, A), EZ ∧ A, dc(NT, R) ∧ tpp(NT, R), tpp(NT, V), NT ∧ R).
20. mutacao(ntpp(EZ, A), EZ ∧ A, dc(NT, R) ∧ ntpp(NT, R), ntpp(NT, V), NT ∧ R).

(vii) A célula expele o resíduo e o nutriente é expelido do vacúolo digestivo:

21. excepcao(ntpp(R, ET) -> tpp(R, ET)).
22. excepcao(tpp(R, ET) -> po(R, ET)).
23. excepcao(po(R, ET) -> ec(R, ET)).
24. excepcao(ec(R, ET) -> dc(R, ET)).
25. excepcao(ntpp(NT, V) -> tpp(NT, V)).
26. excepcao(tpp(NT, V) -> po(NT, V)).
27. excepcao(po(NT, V) -> ec(NT, V)).
28. excepcao(ec(NT, V) -> dc(NT, V)).

(viii) Quando o vacúolo digestivo fica vazio, a célula elimina-o:

29. eliminacao(dc(R, V) ∧ dc(NT, V), V).
30. eliminacao(dc(R, V) ∧ ¬NT, V).
31. eliminacao(¬R ∧ dc(NT, V), V).
32. eliminacao(¬R ∧ ¬NT, V).

(ix) A célula absorve o nutriente e o resíduo é absorvido pelo ambiente externa da célula:

33. eliminacao(dc(V, NT) ∧ ntpp(NT, ET), NT).
34. eliminacao(¬V ∧ ntpp(NT, ET), NT).
35. eliminacao(dc(R, ET), R).

(x) O lisossoma produz a enzima quando nem o alimento nem o nutriente nem o resíduo existem na célula:

36. criacao(¬A ∧ ¬NT ∧ ¬R, ntpp(EZ, LS), EZ).

5 RESULTADOS

O raciocinador —implementado em Prolog— é um sistema que é executado num computador pessoal. Tem como entradas, dois ficheiros, um para se definir o modelo da teoria (no exemplo descrito, este inclui as regras de transição da RCC8-logic e a sua tabela de composição), o outro ficheiro é definido o modelo do problema, contendo o conjunto de regras apresentado na anterior secção e a topologia espacial da amoeba nos estados inicial e final (ver figura 3).

O trajecto solução é apresentado na figura 4 e define um plano que representa um comportamento possível da *amoeba* entre os estados inicial e final.

A solução foi encontrada após 41 segundos de processamento num PC-Pentium 100MHz, com um factor de ramificação efectivo de 1,11 o qual pode ser considerado pequeno tendo em consideração a complexidade do problema apresentado ao raciocinador. Também é de referir que o raciocinador suporta mudança simultânea, a qual permite acelerar a procura da solução em modelos complexos. De salientar que a eficiência da procura obtida se deve também ao desenvolvimento de várias técnicas heuristicas aplicadas às ontologias espaciais bem como a um novo algoritmo de procura heurístico denominado First-Best. Estas técnicas não são aqui apresentadas devido à dimensão limitada do artigo mas estão todas descritas em [5].

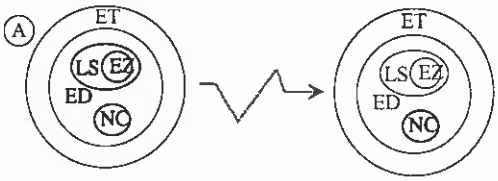


Figure 3. Configurações Inicial e Final.

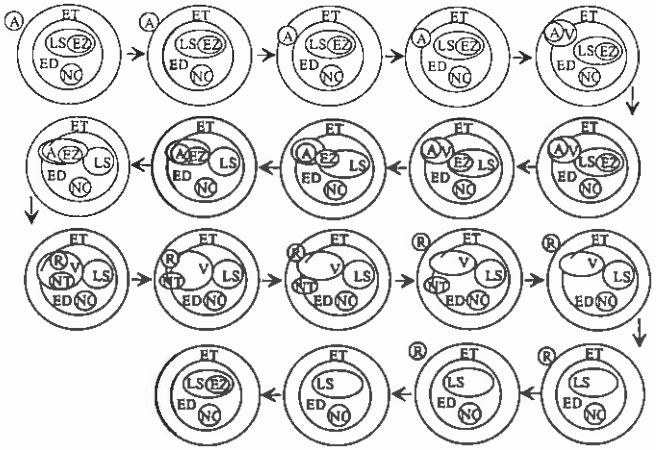


Figure 4. Um Trajecto Solução.

6 CONCLUSÕES

Da experiência obtida, algumas conclusões acerca das ontologias espaciais, em geral, e, do raciocinador implementado, em particular, podem ser descritas:

Eficiência - A utilização das ontologias espaciais permitem uma exploração mais eficiente de domínios complexos. Com o raciocinador é especializado em ontologias espaciais um conjunto de técnicas de procura foram incorporadas no processo de raciocínio sem perda de generalidade e alcançando uma performance melhor em termos de espaço e tempo do que a abordagem apresentada em [3].

Reificação - Como as ontologias são mecanismos de reificação, manipular elementos com propriedades bem conhecidas resulta num fácil estabelecimento, compreensão e manutenção da representação do conhecimento. Deste modo, a partilha e a comunicação de novas ideias e resultados entre os investigadores é acrescida.

Flexibilidade - Dependendo da implementação, alguma flexibilidade pode ser obtida. Por exemplo, utilizando o

sistema aqui descrito é possível modelar outros domínios e teorias (simplesmente por edição de um ficheiro).

Reutilização - A experiência ganha num certo domínio permite a sua reutilização em domínios análogos e a consequente reutilização sistémica. Por exemplo, a aplicação das ontologias espaciais para modelar a fagocitose e a exocitose da *amoeba* pode lançar alguma luz acerca da modelação de processos mal conhecidos na área da física nuclear.

Comprensão—Talvez o aspecto mais interessante da aplicação das ontologias espaciais no modelo de problemas no domínio do mundo real é a compreensão destes processos ao encontrar-se novas soluções práticas para os mesmos. Nalguns casos, é habitual encontrar-se soluções inesperadas. A compreensão pode ser muito mais importante do que a simples obtenção de resultados adquiridos (e *a priori* conhecidos) na natureza.

REFERÊNCIAS

[1] Cohn A. (1995), The Challenge of Qualitative Spatial Reasoning, Division of Artificial Intelligence, School of Computer Studies, University of Leeds, Engle.

[2] Cui Z., Cohn A., e Reell D. (1992), "Qualitative Simulation Based on a Logical Formalism of Space and Time", in: Proceedings of AAAI92, AAAI Press.

[3] Cui Z., Cohn A., e Reell D. (1992), "Qualitative Simulation Based on a Logic of Space and Time," in: 6th International Workshop on Qualitative Reasoning about Physical Systems, Heriot-Watt University, Edinburgh.

[4] Clarke J.F. (1981):"A Calculus of Individuals Based on Connection," in *Journal of Formal Logic*, 2, 204-218, Notre Dame.

[5] Pais J. e Pinto-Ferreira C.(1998), "Search Strategies for Reasoning about Spatial Ontologies," in: 10th IEEE International Conference On Tools with Artificial Intelligence, Taiwanese Association for Artificial Intelligence (ICTAI98), Taiwan.

[6] Bennett B., Isli A., Cohn A. (1996), When does a Composition Table Provide a Complete e Tractable Proof Procedure for a Relational Constraint Language?, Division of Artificial Intelligence, School of Computer Studies, University of Leeds, Engle.

[7] Cohn A., Reell D., Cui Z., Bennett B. (1993), "Qualitative Spatial Reasoning and Representation," in: Qualitative Reasoning e Decéion Technologies, Barcelona.

[8] Russel S., Norvig P. (1995), Artificial Intelligence — A Modern Approach. Prentice Hall.

INTELIGÊNCIA COGNITIVA ARTIFICIAL APLICADA AO CONTROLO

José Carlos Quadrado
ISEL / IPL
R. Cons. Emídio Navarro, 1
1900 - 651 Lisboa
Telef: 8317271 Fax: 8317273
email: jcquadrado@isel.pt

Resumo: Neste artigo, apresenta-se o desenvolvimento de um controlador cognitivamente inteligente por comparação com o comportamento humano. Utiliza-se para o efeito a lógica vaga tendenciosa e o conhecimento das características dos posicionadores electromecânicos. Analisam-se os diferentes níveis de comportamento inteligente do controlador, incluindo a sua capacidade de aprendizagem. Apresenta-se ainda o modelo do controlador desenvolvido com vista á simulação das suas características.

1 - INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de controladores ditos inteligentes sofreu na ultima década um forte incremento. Este facto justifica-se, pelas características dos mesmos, as quais permitem de uma forma sintética controlar sistemas complexos e/ou com difícil modelização matemática. No entanto, até ao presente não existe qualquer tipo de normalização no desenvolvimento destes controladores, levando a que algumas abordagens sejam contraditórias até na definição das características de inteligência do controlador.

Em seguida, sintetiza-se o controlador, com base na teoria dos conjuntos vagos tendenciosos (TSets), identificando os elementos do comportamento do mesmo ao nível da perícia, das regras e do conhecimento. Assim, ao nível da perícia, apresenta-se a extracção de características e as acções automáticas sensoras-motoras. Ao nível das regras, apresenta-se a identificação do estado do sistema, a associação estado tarefa, e a utilização de regras linguísticas na execução de tarefas. Ainda ao nível do conhecimento, apresenta-se a identificação do problema, a tomada de decisões e o planeamento de subobjectivos.

Por último, neste trabalho apresenta-se o modelo computacional do controlador desenvolvido.

2- SISTEMAS DE CONTROLO INTELIGENTES

O controlo inteligente de accionamentos tem sido apresentado várias vezes nos últimos anos [1-2]. A ênfase no conjunto de técnicas recorrendo a redes neuronais artificiais, lógica fuzzy, e algoritmos genéticos, tem permitido incorporar o comportamento dito inteligente em accionamentos [3-4].

As características que deve possuir um sistema de controlo inteligente são:

- A integração de software no controlo do actuador.
- Controlo hierárquico (ou com alguma hierarquia), que associe níveis de abstracção no processamento de informação.
- Estrutura adaptativa incluindo adaptação de parâmetros no controlo de baixo nível, e/ou mecanismos de adaptação mais sofisticados, nos níveis mais elevados da hierarquia de controlo.
- Algoritmos inteligentes, ou seja, algoritmos cuja flexibilidade permite gerar as decisões correctas com base nas medições do estado do sistema.
- Esquemas de optimização automática com um desempenho tendencialmente óptimo.
- Permita a interacção humana, a qual deve perspectivar a inteligência do sistema.
- Elevada flexibilidade, robustez e tolerância a avarias.
- Capacidade para melhoramentos interactivos, através da aprendizagem e auto-organização.

Resumidamente, o controlo inteligente pode definir-se de acordo com a figura que se apresenta em seguida:

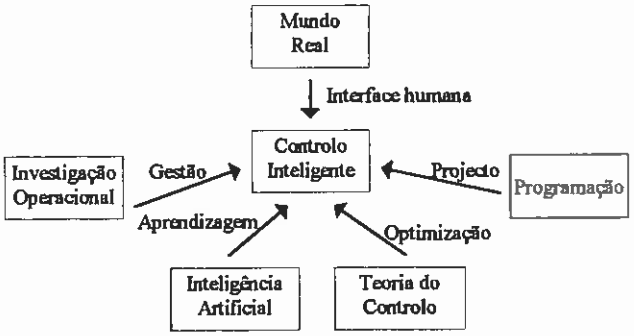


Fig. 1 - Constituintes do universo do controlo inteligente

Esta sistematização genérica engloba diferentes abordagens, nomeadamente as que se baseiam na observação do desempenho de operadores humanos e posterior mimetização do comportamento [5]. Também se pode englobar uma abordagem, designada por máquinas humanamente orientadas [6].

Um dos principais objectivos nos sistemas de controlo inteligentes, é precisamente a mimetização do comportamento inteligente humano. Se se conseguir criar inteligência artificial "real", o comportamento do sistema resultante deve ser perceptivelmente inteligente. O comportamento humano tem sido discutido com base em diferentes abordagens, sendo uma possível, a que se baseia nas capacidades humanas [7].

Ao distinguir categorias no comportamento humano, recorrendo para o efeito ás limitações desse comportamento em ambientes deterministicos, surgem três níveis de desempenho. Estes níveis podem ser designados por: perícia, regras e conhecimento. A interrelação entre estes níveis, bem como a sua composição, é a que se apresenta em seguida.

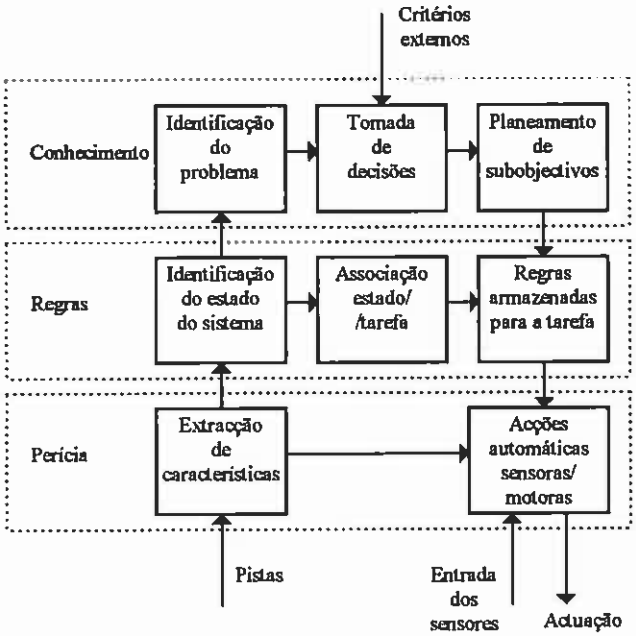


Fig. 2 - Comportamento humano com base numa abordagem cognitiva

O comportamento baseado na perícia, corresponde ao desempenho durante actos ou actividades, as quais, seguindo uma intenção pré-definida, acontecem sem controlo consciente automaticamente. Não existe controlo consciente, porque o controlo é realizado directamente entre a percepção e a acção motora. A informação sentida é percebida como sinais espaço-temporais que representam o comportamento do ambiente em que se insere, sem qualquer significado simbólico.

O comportamento baseado em regras, é composto por uma sequência de substantivos em situações conhecidas, tipicamente controlada por procedimentos armazenados. Estes procedimentos podem derivar empiricamente de situações anteriores, derivar do conhecimento de outras pessoas, ou derivar ocasionalmente da resolução consciente de problemas e respectivo planeamento.

O comportamento baseado em conhecimento, é utilizado em situações nas quais, o ambiente é desconhecido, onde o controlo do desempenho se situa num nível maior de conceptualidade e é essencialmente um controlo por objectivos, com base no conhecimento.

A abordagem cognitiva com base em modelos mentais aqui apresentada, não sendo a única possível, é aquela que permite identificar componentes no desenvolvimento de tarefas e simultaneamente permitir um certo grau de implementação automática. A utilização desta abordagem necessita no entanto, de informação extra que inclui a definição do conhecimento relevante e das estratégias de processamento.

Em seguida desenvolve-se o controlador cognitivamente inteligente, fazendo a identificação dos componentes a cada nível de desempenho, por analogia ao comportamento humano.

3 - COMPORTAMENTO AO NÍVEL DA PERÍCIA

As bases de conhecimento ao nível da perícia, no caso de movimentos, são definidas por analogia com o comportamento humano ao nível da perícia, como a ligação entre o estado do ambiente e a acção do actuador, e podem ser representadas genericamente, de acordo com a seguinte figura:

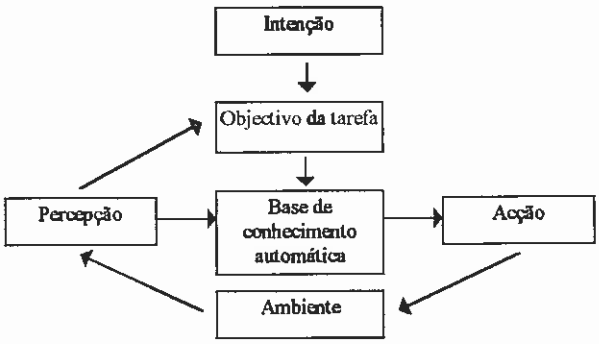


Fig. 3 - Comportamento humano ao nível da perícia

Este esquema permite mimetizar o comportamento humano, descrito no ponto anterior, pois tem uma estrutura hierárquica que pode ser expandida até níveis de conhecimento mais elevados.

4 - COMPORTAMENTO AO NÍVEL DAS REGRAS

Este tipo de comportamento, é por analogia com o comportamento humano, o correspondente à aplicação de procedimentos que se encontram na memória.

Este comportamento é composto por três etapas: a identificação do estado do sistema; a associação entre o estado do sistema e a tarefa a realizar; a utilização de regras armazenadas que descrevem o procedimento para execução da tarefa.

Este nível de comportamento é fundamentalmente diferente do anterior, na medida em que se não existirem regras armazenadas da situação em causa, ou de uma situação semelhante, não é possível qualquer tipo de actuação.

Em seguida apresenta-se a metodologia proposta [8], para desenvolver um controlador vago tendencioso de posição, enquadrando cada uma das etapas nos referidos níveis de comportamento inteligente.

4.1 - Identificação do estado do sistema

A primeira etapa no desenvolvimento do controlador vago tendencioso, passa por escolher as variáveis de entrada e saída do controlador, ou seja, quais as variáveis do processo a observar e quais as acções de controlo a considerar.

Neste caso, como acontece também em sistemas não linguísticos de controlo de posição, recorre-se ao erro de posição do motor, bem como à sua variação num curto intervalo de tempo para variáveis de entrada, e ao binário electromagnético de referência na entrada do pré-accionador como variável de saída do controlador, ou seja, como acção de controlo sobre o sistema.

A segunda etapa no desenvolvimento do controlador vago tendencioso de posição, corresponde á definição das condições de interface, ou seja, á definição da representação das variáveis de entrada e de saída em termos de conjuntos linguísticos (TSets).

Os termos linguísticos utilizados no controlo linguístico, neste trabalho são: Negativo grande (NG), Negativo Médio (NM), Negativo Reduzido (NR), Zero (ZE), Positivo Reduzido (PR), Positivo Médio (PM) e Positivo Grande (PG).

A definição numérica das funções de pertença dos TSets, reduz-se nesta situação à optimista e à pessimista, pois a definição da função de pertença tendenciosa não pode ser definida *à priori* uma vez que depende do factor de credibilidade existente no instante em que se controla. As funções de pertença, quer optimista, quer pessimista correspondentes aos TSets podem ser representadas para cada um dos conjuntos genericamente por:

$$\begin{cases} \mu_{\tilde{\tilde{A}}}^{o}(u) = \sum_{j=1}^{5} \frac{\xi_j}{u_j} \\ \mu_{\tilde{\tilde{A}}}^{1-p}(u) = \sum_{j=1}^{5} \frac{\delta_j}{u_j} \end{cases} \quad (1)$$

onde u representa um elemento genérico do universo de discurso U, $\mu_{\tilde{\tilde{A}}}^{o}(u)$, a função de pertença optimista do TSet $\tilde{\tilde{A}}$, $\mu_{\tilde{\tilde{A}}}^{1-p}(u)$ a função de pertença pessimista do TSet $\tilde{\tilde{A}}$, ξ, o vector com os graus de pertença optimista de cada TSet, e δ, o vector com os graus de não pertença pessimista de cada TSet deste controlador.

No controlador em causa, ξ e δ são definidos como:

$$\xi = \left[0{,}1;\ 0{,}5;\ 1{,}0;\ 0{,}5;\ 0{,}1 \right]$$
$$\delta = \left[0{,}3;\ 0{,}6;\ 1{,}0;\ 0{,}6;\ 0{,}3 \right] \quad (2)$$

Graficamente, a partição para cada uma das variáveis linguísticas é a apresentada na figura seguinte, na qual se apresentam a cheio as funções de pertença que derivam do cenário pessimista e a tracejado as funções de pertença que derivam do cenário optimista:

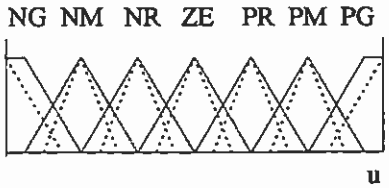


Figura 4 - Partição do universo de discurso linguístico

4.2 - Associação estado-tarefa

A terceira etapa no desenvolvimento do controlador vago tendencioso, corresponde á definição da base de conhecimento, o que a este nível de comportamento corresponde a determinar quais as regras a aplicar e em que circunstâncias.

As regras de controlo linguístico obtidas, baseiam-se na análise do comportamento do processo controlado, surgindo da tentativa de correcção do estado do sistema em cada instante, de forma a que o objectivo do controlo seja alcançado. Esta construção é puramente heurística e depende do conhecimento qualitativo do comportamento do sistema. Este tipo de construção evoluiu de uma "receita" com as melhores regras de controlo fuzzy, de acordo com a análise da dinâmica do sistema, para um tipo de correcção que se baseia no conhecimento do espaço de estados e do controlo em cadeia fechada do sistema.

As regras de controlo linguístico definidas de acordo com a dinâmica do posicionador e com o conhecimento experimental do comportamento da dinâmica dos accionamentos electromecânicos em cadeia fechada, são as que se descrevem nas tabelas 1 e 2. É de referir que algumas das regras foram definidas de acordo com estratégias preditivas, em relação ao comportamento do posicionador electromecânico, por analogia com o desenvolvido para o controlador fuzzy elástico [9].

Tabela 1 - Regras de controlo linguístico optimista.

$\Delta\varepsilon$ \ ε	NG	NM	NR	ZE	PR	PM	PG
NG	NE	NG	NG	NM	NM	PR	PM
NM	NG	NG	NM	NR	NM	PM	PG
NR	NG	NG	NM	NR	NR	PM	PG
ZE	NG	NM	NR	ZE	PR	PM	PG
PR	NG	NM	PR	PR	PM	PG	PG
PM	NG	NM	PM	PR	PM	PG	PG
PG	NM	NR	PM	PM	PG	PG	PE

Tabela 2 - Regras de controlo linguístico pessimista.

$\Delta\varepsilon$ \ ε	NG	NM	NR	ZE	PR	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NR	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NR	ZE	PR
NR	NG	NG	NM	NR	ZE	PR	PM
ZE	NG	NM	NR	ZE	PR	PM	PG
PR	NM	NR	ZE	PR	PM	PG	PG
PM	NR	ZE	PR	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PR	PM	PG	PG	PG	PG

As regras de controlo linguístico armazenadas nas tabelas 1 e 2 podem ser lidas da seguinte forma, por exemplo, para o elemento na segunda linha e quinta coluna :

Se ε = PM e $\Delta\varepsilon$ = NE então NM < χ < NR

onde χ representa os limites da saída vaga do controlador na amostra k.

4.3 - Utilização de regras na execução de tarefas

A quarta etapa no desenvolvimento do controlador vago tendencioso, corresponde á definição do algoritmo da inferência vaga tendenciosa, o que, a este nível de comportamento corresponde a gerar as acções do controlador linguístico, para cada um dos cenários: optimista e pessimista.

Como se pode observar nos pontos anteriores, uma regra de controlo linguistica é entendida neste trabalho, como uma restrição vaga tendenciosa, expressa na forma de uma atribuição relacional vaga tendenciosa. Na lógica vaga tendenciosa existem várias definições possíveis para estas atribuições relacionais vagas tendenciosas.

Desde que foi proposta a regra de inferência composicional para o raciocínio aproximado [10], surgiram na literatura dezenas de outras regras de inferência para o raciocínio aproximado. Como para este controlador, todo o processamento dos cenários optimista e pessimista, de acordo com a filosofia de controlo escolhida, é efectuado *à priori*, antes da entrada em funcionamento do controlador, opta-se pela utilização da regra de inferência composicional para o raciocínio aproximado aplicado aos TSets, que apresenta como principal atractivo, a facilidade de implantação acompanhada por uma fácil compreensão do mesmo.

No controlo linguístico, os operadores composicionais mais utilizados são os sup-minimo, e sup-produto. O operador composicional sup-min, $\circ$, como foi definido por Zadeh [10], é o utilizado neste trabalho, visto ser o que exige menor esforço computacional, apresentando melhores resultados com o menor número de informações disponíveis.

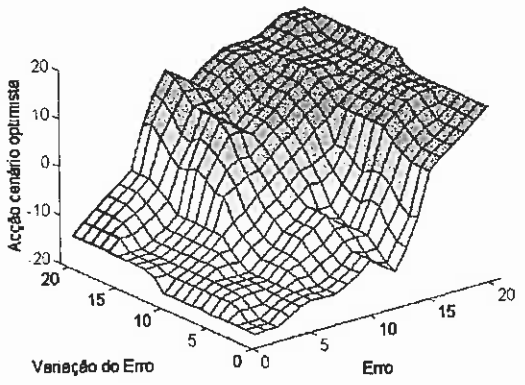
A quinta etapa no desenvolvimento do controlador vago tendencioso, corresponde á desvaguificação tendenciosa, a qual sendo a última a este nível de comportamento, corresponde à transformação das acções vagas tendenciosas em acções precisas.

Uma vez que a saída do algoritmo, apresentado no ponto anterior, é um TSet, tem que se proceder em seguida à desvaguificação, isto é, à escolha das acções de controlo (saídas do controlador) não linguisticas, que melhor representam a distribuição de possibilidades das acções de controlo inferidas, neste caso correspondentes aos cenários optimista e pessimista.

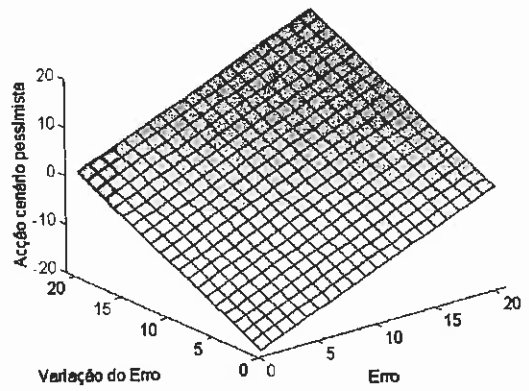
A estratégia escolhida é designada pelo método do centro da área (COA), ou método do centro de gravidade (COG), e como o nome indica gera o centro de gravidade da distribuição de possibilidades de uma determinada acção de controlo. No caso de um universo de discurso discreto, situação em estudo, este método conduz a duas acções não linguísticas dadas por:

$$c_o = \frac{\sum_{j=1}^{21} \mu_{\chi_o}(u_j).u_j}{\sum_{j=1}^{21} \mu_{\chi_o}(u_j)} \quad \wedge \quad c_{1-p} = \frac{\sum_{j=1}^{21} \mu_{\chi_{1-p}}(u_j).u_j}{\sum_{j=1}^{21} \mu_{\chi_{1-p}}(u_j)} \qquad (3)$$

Como no comportamento ao nível das regras não se incluem estratégias adaptativas, por forma a acelerar o processo de controlo, recorre-se ás tabelas de decisões baseadas em universos de discurso discretos, as quais incluem as saídas do controlador para todas as combinações possíveis dos sinais de entrada. A visualização em gráficos 3D das referidas tabelas de decisões, é a que se apresenta na figura seguinte:



Cenário optimista



Cenário pessimista

Figura 5 : Visualização das tabelas de decisões propostas

É de referir, que as tabelas obtidas correspondem a uma situação em que não existe qualquer tipo de controlo adaptativo ou aprendizagem.

5 - COMPORTAMENTO AO NÍVEL DO CONHECIMENTO

Este comportamento é composto por três etapas distintas: a identificação do problema; a tomada da decisões; o planeamento de subobjectivos.

Este nível de comportamento é fundamentalmente diferente dos anteriores, na medida em que consegue

lidar com ambientes desconhecidos através de métodos como a tentativa e erro, e também como a simulação do comportamento após modelização.

5.1 - Identificação do problema

O posicionador electromecânico que se apresenta neste trabalho, enquadra-se na categoria dos problemas não lineares, obrigando por isso á criação de um controlador inteligente capaz de seleccionar qual o conhecimento relevante, adaptando-se ás variações do sistema e aprendendo.

5.2 - Tomada de decisões

A principal vantagem da aprendizagem num sistema inteligente baseado em computador, vai ser o permitir melhorar o seu desempenho ao longo do tempo. Alguns autores definem inclusivamente, que um sistema só pode ser denominado de inteligente se puder aprender.

O método de aprendizagem a utilizar neste trabalho enquadra-se no grupo de métodos de aprendizagem por atribuição de mérito, sendo em consequência, um método de aprendizagem reforçada. Este método recorre em consequência a um algoritmo de aprendizagem não supervisionada e está incluído nos métodos de aprendizagem baseados na inferência linguística.

Assim, a sexta e última etapa no desenvolvimento do controlador vago tendencioso, corresponde à determinação da métrica que permite avaliar a credibilidade do resultado obtido face aos cenários optimistas e pessimistas, utilizando-se os valores determinísticos das acções resultantes da desvaguificação tendenciosa, no processo de aprendizagem, que se apresenta em seguida.

O algoritmo de aprendizagem utilizado, simula um modelo humano de aprendizagem baseado na memória [11]. De acordo com este modelo, o processo de aprendizagem pode ser visto como uma regulação do fluxo de informação através de um canal composto por memória breve, memória persistente e base de conhecimento, como se apresenta na figura seguinte:

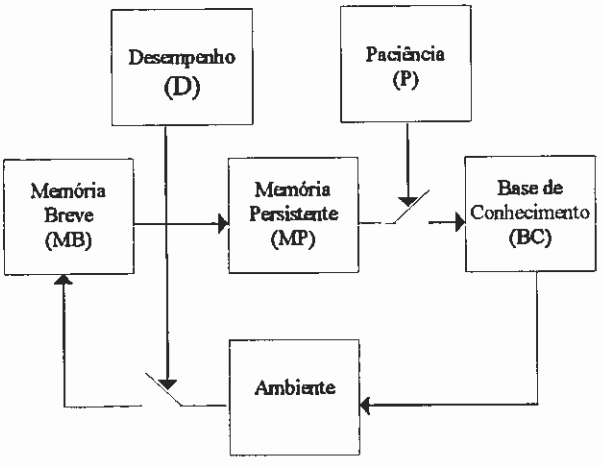


Figura 6 - Aprendizagem com base na memória

5.3 - Planeamento de subobjectivos

Como o posicionador electromecânico desenvolvido, é um sistema que do ponto de vista do controlo, possui dois graus de liberdade, o controlador pode, para além de efectuar o objectivo de posicionamento, cumprir outro subobjectivo.

Genericamente, nos posicionadores electromecânicos que incorporam a máquina assíncrona, existe a preocupação de assegurar o fluxo magnético no seu valor nominal e constante. Como no posicionamento é previsível o funcionamento do sistema em pontos fixos durante espaços de tempo, normalmente com regimes de carga abaixo do nominal, o rendimento do sistema pode ser melhorado, para valores de excitação magnética da máquina abaixo da nominal.

6 - SIMULAÇÃO DO POSICIONADOR ELECTROMECÂNICO INTELIGENTE

Após a sua modelização podem obter-se vários resultados de simulação, para diferentes situações de funcionamento, os quais devem atestar o comportamento do posicionador.

6.1 - Modelo para simulação

Por forma a simular o comportamento do controlador apresentado, desenvolveu-se o modelo do posicionador electromecânico que se apresenta em seguida, o qual foi implementado em ambiente MATLAB®:

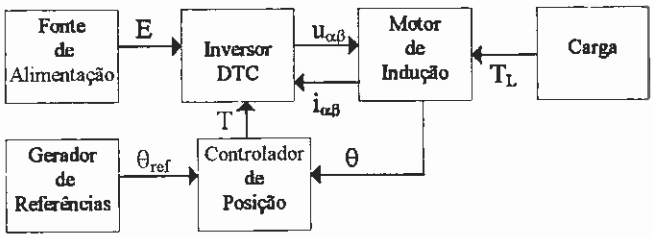


Figura 7 - Diagrama de blocos do modelo do posicionador electromecânico

A fonte de alimentação modelizada corresponde a uma fonte DC com potência infinita, não apresentando por isso qualquer efeito de carga com os diferentes regimes de funcionamento do inversor. O motor de indução encontra-se modelizado em coordenadas estacionárias.

O gerador de referências corresponde às solicitações do operador, em termos de trajectórias a seguir e qual o valor do fluxo da máquina pretendido.

O inversor funciona efectuando um controlo directo do binário (DTC).

Sendo um controlador com três níveis de comportamento inteligente, tem que se procurar explicitar estes níveis de comportamento inteligente na referida modelização. O modelo de simulação do referido controlador é o que se apresenta na figura 8.

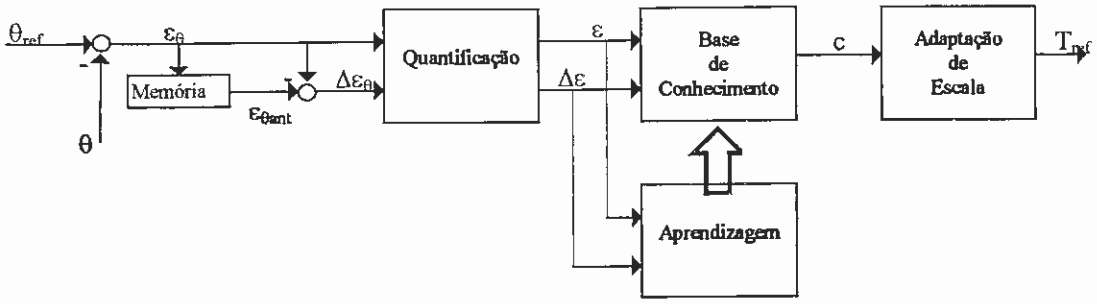


Figura 8 - Modelo do controlador cognitivamente inteligente.

6.2 - Resultados de simulação

Como o controlador inclui um sistema de aprendizagem, a tabela correspondente à base de conhecimento pode ser inicialmente vazia. Assim, nesta situação, em termos de aprendizagem, inicia-se o processo a partir da pior situação possível, correspondente ao total desconhecimento do comportamento do sistema.

O resultado da simulação referente a uma referência de posição sinusoidal com uma amplitude de 2rad (aproximadamente 115°) e com uma frequência de 1Hz, com uma base de conhecimento, (BC), inicial vazia, é a que se apresenta em seguida:

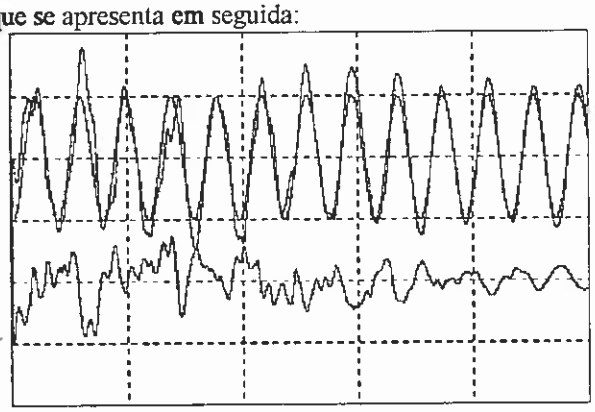


Figura 9 - Simulação do comportamento do posicionador (Escalas: vert: 2rad/div; horizt: 2s/div)

Na figura 9, a terceira forma de onda apresentada, corresponde ao erro entre as duas primeiras. Da análise da figura anterior, constata-se que o controlador é capaz de aprender, e em consequência, após uma fase inicial, seguir a referência com um mínimo de erros.

7 - CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentada a síntese de um controlador, com base no comportamento humano inteligente. À semelhança do comportamento cognitivo humano, também neste controlador se definiram três níveis de comportamento, na incorporação de inteligência no posicionador. Assim, foram apresentados detalhadamente os níveis de comportamento referentes á perícia, ás regras e ao conhecimento.

Foi ainda apresentado, um modelo do controlador desenvolvido com vista à simulação do seu comportamento, apresentando-se em seguida a simulação do seu funcionamento, evidenciando a capacidade de aprendizagem do controlador utilizado.

Concluiu-se que os TSets podem ser utilizados no controlo de um posicionador electromecânico, por forma a incorporar conhecimento cognitivo.

Concluiu-se que apesar do desenvolvimento do controlador ser complexo, a sua utilização é simplificada, reduzindo-se à manipulação de várias tabelas que incorporam o conhecimento.

Concluiu-se que a principal desvantagem deste controlador é a necessidade inerente de possuir à priori, algumas pistas acerca do comportamento estrutural dos elementos que incorporam o posicionador, bem como do comportamento estrutural do próprio controlador.

Por último, concluiu-se que, após ter conhecimento da estrutura do controlador, com principal destaque para as grandezas de entrada e de saída, mesmo que não se conheça em detalhe o comportamento dinâmico do posicionador, este pode ser aprendido pelo controlador, através da construção em tempo real da BC.

8 - REFERÊNCIAS

[1] ANTSAKLIS, P.J.; PASSINO, K.M. - An Introduction to Intelligent and Autonomous Systems. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1992.

[2] ISERMANN, R. - Mechatronic Systems - A Challenge for the Design of Intelligent Control Systems. Proc. 3rdECC. Rome, 1995, p. 2708-2719.

[3] BROWN, M.; HARRIS, C.J. - Neurofuzzy Adaptive Modeling and Control. London: Prentice-Hall, 1994.

[4] KOSKO, B. - Neural Networks and Fuzzy Systems: A Dynamical Systems Approach to Machine Intelligence. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1992.

[5] DELSON, N.; WEST, H. - Robot Programming by Human Demonstration: Subtask Compliance Controller Identification. In IEEE/RSJ - Proceedings of IROS'93. 1993. p.33-41.

[6] SCHWEITZER, G. - Motion Control for Human Oriented Machines. In Proceedings of IFAC on Motion Control. Munich, 1995. p. 51-58.

[7] RASMUSSEN, J. - Skills, Rules and Knowledge; Signals, Signs, Symbols, and Other Distinctions in Human Performance Models. IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. Vol. 13, nº3 (1983), p. 257-266.

[8] QUADRADO, J.C.; SILVA, J.F. - Tendentious Vague Set Controller. In ELITE - Proceedings of EUFIT'96. Aachen, 1996.

[9] QUADRADO, J.C.; SILVA, J.F. - On the Elimination of Steady-State Errors with an "Elastic" Fuzzy Position Controller for Motor Drives. In Proceedings of IECON '93. Maui, 1993.

[10] ZADEH, L.A. - Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Process. IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics. Vol. SMC-3 (1973), p.28-44.

[11] SHENOIS, A.; ASHENAY, K.; TIMMERMAN, M. - Implementing a Self-Learning Fuzzy Controller. IEEE Control Systems. Special Issue on Intelligent Control, (1995).

Coordenação e Raciocínio Social em Sistemas Multi-Agente: Uma nova perspectiva sobre a formação de coligações

Luis Morgado
Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
lm@isel.pt

Graça Gaspar
Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa
gg@di.fc.ul.pt

Resumo - Um dos principais problemas associados à realização de sistemas multi-agente (SMA) é o problema da coordenação. Este problema está directamente relacionado com os aspectos sociais dos sistemas multi-agente, uma vez que os agentes necessitam de raciocinar acerca dos outros agentes, por exemplo, na tentativa de antecipar as acções dos outros agentes de forma a garantir que a sociedade age de forma coerente. Este artigo aborda precisamente alguns aspectos associados a esta perspectiva social. São analisados alguns modelos de raciocínio social em termos das suas principais características e limitações, sendo igualmente apresentado, em termos gerais, um modelo de raciocínio social que permite ultrapassar algumas das limitações de modelos anteriores.

INTRODUÇÃO

Devido à evolução tecnológica e à crescente complexidade dos sistemas informáticos, tem vindo a assistir-se à implantação em larga escala de sistemas distribuídos. Em sistemas deste tipo onde, quer os dados, quer o controlo, são inerentemente distribuídos, a utilização de sistemas multi-agente têm-se afirmado como um caminho promissor, capaz de lidar, para além disso, com ambientes essencialmente dinâmicos, como é o caso da Internet. Um SMA consiste em um, ou vários, grupos de agentes desempenhando papéis específicos dentro da estrutura organizacional a que pertencem. Esses agentes actuam em conjunto no sentido de resolver problemas que estão para além das suas capacidades individuais [2]. Esta abordagem, diferente da abordagem tradicional da IA, onde o foco são entidades isoladas, apresenta uma nova característica, designada genericamente *comportamento emergente*, que consiste no facto do grupo de agentes ser mais do que a simples soma das capacidades individuais de cada agente [3]. Contudo, para que seja possível tirar partido desta característica é necessário que os agentes possam coordenar as suas actividades. Sem coordenação, os benefícios resultantes da descentralização do processamento rapidamente se desvanecem, tornando-se as sociedades de agentes conjuntos de indivíduos com comportamentos incoerentes e caóticos.

COORDENAÇÃO EM SISTEMAS MULTI-AGENTE

No âmbito dos sistemas multi-agente pode definir-se coordenação como o processo através do qual os agentes de uma sociedade actuam de forma coerente. Actuar de forma coerente significa que as acções são realizadas de forma correcta, não existindo conflitos entre elas, ou seja, reflecte até que ponto uma sociedade de agentes actua como um todo [4]. Nesse sentido, o problema da coordenação está directamente relacionado com os aspectos sociais dos sistemas multi-agente, uma vez que os agentes necessitam de raciocinar acerca dos outros agentes, por exemplo, na tentativa de antecipar as acções dos outros agentes de forma a garantir que a sociedade age de forma coerente. Esta perspectiva social de um agente pode ser simultaneamente constrangedora, uma vez que o agente deve contribuir de alguma forma, e enriquecedora, pois proporciona oportunidades em termos de capacidades e de recursos que, de outra forma, seriam impossíveis de obter [5].

Diversas abordagens têm sido propostas no sentido de conseguir a coordenação em sociedades de agentes. As abordagens clássicas, como é o caso de *estruturas organizacionais, planeamento multi-agente, contratação* e *negociação*, baseiam-se numa perspectiva essencialmente comportamental (externa) não tendo em conta a estrutura interna dos agentes. Contudo, os sistemas multi-agente possuem um carácter inerentemente social, existindo propriedades destes sistemas que não são deriváveis ou representáveis, apenas, em termos das propriedades básicas dos agentes que os compõem [6]. Assim sendo, as acções de um agente devem ser consideradas no âmbito da sociedade a que pertence e não de forma isolada, gerando formas de interacção social. Nesse sentido, interacção social pode ser definida como uma situação observável ao nível da sociedade de agentes, e que é consequência das acções dos agentes [7], podendo ser caracterizada com base em dois tipos de interacção social: (i) *interacção social positiva*; (ii) *interacção social negativa*. A interacção social positiva resulta da entreajuda dos agentes, ao passo que a interacção social negativa resulta de situações de conflito, onde os agentes se impedem, uns aos outros, de atingir os respectivos objectivos. Quer a entreajuda, quer o conflito, correspondem a interferências sociais entre os diversos agentes. Consideremos o cenário apresentado na figura 1, baseado num mundo de blocos, onde existe um robot R1 e um robot R2.

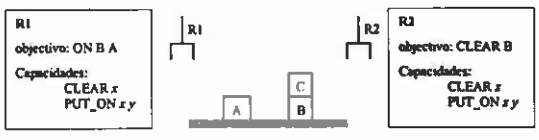


Fig. 1 : Interferência social positiva [1].

Neste exemplo, o facto de R2 ter o objectivo de tirar o bloco de cima de B favorece o objectivo de R1, que, para ser concretizado, implica precisamente que B não tenha qualquer bloco em cima. Apesar de R1 não necessitar da ajuda de R2, pois tem as capacidades necessárias para a concretização do seu objectivo, pode tirar partido das acções deste. Consideremos agora um cenário diferente, tal como apresentado na figura 2.

Fig. 2 : Interferência social negativa [1].

Neste caso, para atingir os seus objectivos, ambos os agentes dependem de um recurso que não pode ser utilizado simultaneamente para fins distintos. A concretização do objectivo de R1 impede a concretização do objectivo de R2 e vice-versa. Estamos, pois, perante uma situação de interferência social negativa. Tal como referido em [7], é importante notar que as noções de interferência social, tal como apresentadas, são noções *objectivas*, isto é, existem independentemente da sua representação ao nível do estado mental dos agentes.

Para que um agente possa concretizar os seus objectivos é importante que, ao elaborar as sequências de acção para atingir esses objectivos, tenha em conta possíveis interferências sociais. Ou seja, as suas acções devem poder ter um carácter social (devem ter em conta, por um lado, as acções que os outros agentes podem realizar e, por outro, as atitudes mentais desses mesmos agentes - objectivos, crenças, emoções, etc.). A esse tipo de acções é dada a designação de *acções sociais* [1]. Em [7] são identificados quatro tipos de acções sociais:

- *exploração* : se ambos os agentes têm um mesmo objectivo, e se um deles o pode atingir por si só, ao outro apenas basta esperar que o primeiro o concretize;
- *influência* : se um agente não tem capacidade de concretizar um seu objectivo, e se existe um outro agente que o possa ajudar a concretizar esse objectivo de alguma forma (interferência social positiva), o primeiro pode tentar influenciar o segundo a ajudá-lo;
- *agressão* : se um agente tem um objectivo que está em conflito com um objectivo de outro agente, pode tentar impedir o segundo de concretizar o seu objectivo;
- *adopção* : se um agente pretende que um objectivo de um outro agente se concretize, então, pode adoptar esse objectivo como seu.

Uma vez que as sequências de acção de um agente são elaboradas a partir do conhecimento deste, devendo ter em conta as interferências sociais, estas podem tornar-se *subjectivas*, isto é, representadas ao nível do estado mental dos agentes.

A compreensão da forma como os agentes de uma sociedade são levados a interagir passa pela elaboração de modelos de interacção social, normalmente agrupados em duas categorias: *modelos descendentes* e *modelos ascendentes*. Os modelos descendentes, também conhecidos por modelos "top-down", correspondem a organizações concebidas de forma estática, tendo em conta a resolução de um problema comum, onde as formas de interacção e coordenação são limitadas pela estrutura organizacional concebida à partida. Um exemplo deste tipo são os modelos baseados em *estruturas organizacionais*, anteriormente referidos. Por sua vez, os modelos ascendentes, também conhecidos por modelos "bottom-up", correspondem a organizações concebidas de forma dinâmica, onde não existe, normalmente, um objectivo comum. As interacções sociais existentes, são resultado da forma como cada agente procura atingir os seus objectivos, não existindo formas de organização ou coordenação preestabelecidas. Existem duas vertentes principais deste tipo de modelos: *modelos baseados na utilidade* e *modelos baseados na complementaridade*. Pelas suas características, os modelos ascendentes e, em particular, os modelos baseados na complementaridade, são particularmente interessantes para servir de base à concepção de modelos de raciocínio social para ambientes dinâmicos, onde as formas de interacção não sejam predeterminadas. Os modelos baseados na complementaridade, são modelos que têm em conta a possibilidade dos agentes de uma sociedade terem capacidades complementares em relação aos objectivos que cada um pretende atingir. Desta complementaridade podem surgir diversas relações, nomeadamente relações de *dependência* e de *poder*. A teoria da dependência [1], é um exemplo deste tipo de modelos, nos quais a interacção social resulta de relações estruturais *objectivas*, existentes entre os agentes de uma sociedade

Tendo por base a teoria da dependência, diversos modelos de raciocínio social têm sido propostos [7][8][9]. O modelo de raciocínio social apresentado por Sichman [7], captura alguns dos principais aspectos da teoria da dependência, de forma a definir um processo de inferência que permita aos agentes de uma sociedade tirar partido da complementaridade entre eles existente. Desta forma, torna-se possível a formação de coligações que permitam atingir objectivos impossíveis de atingir por cada agente individualmente

MODELOS DE RACIOCÍNIO SOCIAL

Para que um agente seja capaz de coordenar as suas actividades com outros agentes e de participar em coligações, um dos elementos a ter em conta na sua concepção, deverá ser um mecanismo de raciocínio social que lhe permita raciocinar acerca dos outros. Por outro lado, pelo princípio da não benevolência, considera-se que um agente que recebe uma proposta de formação de coligação, não está obrigado a aceitar essa proposta, podendo, portanto, rejeitá-la. A questão que se levanta, é: porque razão um agente que recebe uma proposta de

coligação decide aceitar ou rejeitar essa proposta? O modelo proposto em [7] utiliza as relações e situações de dependência existentes entre os agentes para abordar esta questão.

Apesar do interesse da abordagem apresentada por Sichman, existem diversas questões que poderão ser aprofundadas, nomeadamente:

- o problema da formação e selecção de coligações;
- o problema da limitação dos agentes, quer em termos de conhecimento, quer em termos de raciocínio;
- o problema do esforço de comunicação.

O PROBLEMA DA FORMAÇÃO DE COLIGAÇÕES

Consideremos um agente ag_1 e um seu objectivo o_1, para o qual ag_1 possui um plano que envolve a realização das actividades a_1, a_2, a_3. Que fazer se, por exemplo, ag_1 não tiver capacidade de realizar nenhuma das actividades? Nesse caso, o agente terá de delegar a outro agente da sociedade a realização dessas actividades. No mecanismo de raciocínio social proposto em [7] o agente iria tentar estabelecer compromissos bilaterais para cada uma das actividades, tal como esquematizado na figura 3.

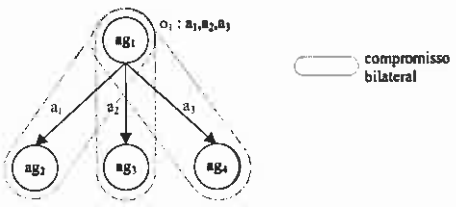


Fig. 3 : Delegação de actividades através de compromissos bilaterais.

Contudo, esta abordagem pode ter alguns problemas, dos quais se destacam:

- não existe a noção de coligação como um todo, uma vez que as acções a delegar são analisadas individualmente. Deste modo, não é possível ponderar o interesse global de uma coligação de forma a ser possível definir critérios de selecção de coligações, em vez da selecção individual de parceiros para coligação;
- no caso de falhar a delegação de uma das actividades, após o estabelecimento de compromissos para delegação de outras, não é definido um modo de lidar com os compromissos já assumidos.

Outra questão que é necessário ter em conta tem a ver com o âmbito do raciocínio social do agente. Consideremos um agente ag_1 e um seu objectivo o_1, para o qual possui um plano que envolve a realização das actividades a_1, a_2, a_3, sendo autónomo para a_1 e a_3 e não autónomo para a_2. Consideremos agora que um agente ag_2 tem a capacidade de realizar a_2, mas para concretizar a_2 necessita de realizar duas outras actividades $a_{2.1}$ e $a_{2.2}$, para as quais não é autónomo. Neste caso a_2 é uma actividade que não pode ser delegada para execução directa, pois a sua concretização implica a realização de outras (sub)actividades, que terão, por sua vez, de ser delegadas. A figura 4 ilustra este cenário.

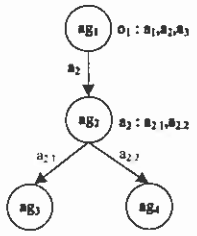


Fig. 4 : Delegação indirecta de actividades.

Numa situação destas, o agente ag_1 teria de raciocinar não só acerca do agente ag_2, mas também acerca dos agentes ag_3 e ag_4, e da situação de dependência de ag_2 em relação a ag_3 e ag_4, e, eventualmente, em relação a outros agentes da sociedade. Um raciocínio deste tipo acarreta um efeito indesejável, que é a complexidade combinatória do cálculo, tal como referido em [7]. Perante cenários deste tipo, surgem duas questões a que um agente deve poder responder para que seja possível estabelecer uma coligação:

- será que existe uma coligação que permita atingir o objectivo pretendido ?
- no caso de uma resposta afirmativa à questão anterior, quais os agentes a contactar para a formação da coligação ?

Em [10] é demonstrado que a resposta a qualquer uma destas questões é um problema NP-Completo, não podendo, por isso, no caso geral, ser respondidas em termos práticos.

No modelo de raciocínio social apresentado em [7], um agente apenas raciocina em relação a um outro agente, não tendo capacidade de raciocinar acerca das relações de dependência deste em relação a um terceiro. Por outro lado, as acções são consideradas sempre como acções atómicas, directamente executáveis. Apesar desta abordagem circunscrever o problema da complexidade do cálculo a limites tratáveis, é de alguma forma limitativa em relação ao potencial de formação de coligações de uma sociedade. Ou seja, é possível haver objectivos para os quais um agente não consiga formar coligações que os permitam atingir, apesar de na sociedade existirem agentes com as capacidades necessárias.

MODELO PROPOSTO

O modelo proposto baseia-se numa perspectiva distinta das anteriores, na qual a concretização de um objectivo pode resultar do encadeamento de várias coligações locais.

Um agente ao raciocinar sobre os outros agentes para estabelecimento de uma coligação pode, em termos gerais, adoptar duas perspectivas distintas:

- uma *perspectiva global*, a qual corresponde a um raciocínio sobre todas as relações de dependência

entre os agentes que poderão participar na coligação (incluindo aqueles envolvidos em delegações que não sejam directas);

- uma *perspectiva local*, na qual o agente pode não ter conhecimento de todos os pormenores de concretização do objectivo pretendido, nem de todos os agentes da sociedade.

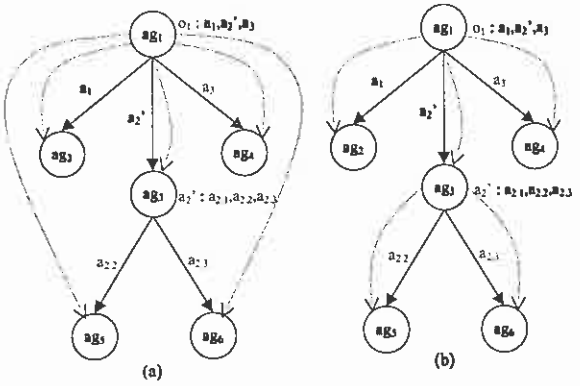


Fig. 5: Diferentes perspectivas de formação de coligações: (a) global; (b) local.

Com uma abordagem baseada numa perspectiva local, a concretização de um objectivo para o qual um agente não é autónomo poderá dar origem, não apenas a uma coligação, mas a um conjunto de coligações encadeadas que, se concluídas com sucesso, terão como resultado a concretização do objectivo inicial, tal como exemplificado na figura 6.

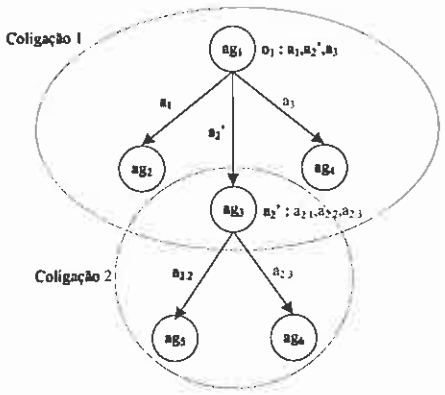


Fig. 6: Coligações encadeadas.

Ao adoptar uma perspectiva local, o agente não necessita de ter conhecimento detalhado sobre a forma como as diversas tarefas necessárias à concretização do objectivo da coligação são realizadas, nem da totalidade das capacidades dos agentes de uma sociedade, uma vez que lhe são transparentes os possíveis encadeamentos de coligações que possam resultar da coligação inicial. Com esta abordagem, a complexidade computacional subjacente ao mecanismo de raciocínio social é mantida em limites tratáveis, sem comprometer o potencial de formação de coligações numa dada sociedade de agentes.

Outro aspecto importante da abordagem agora apresentada tem a ver com a organização das sociedades de agentes. Por exemplo, em [8] é proposta uma organização baseada em grupos (ou agências), tal como apresentado na figura 7.

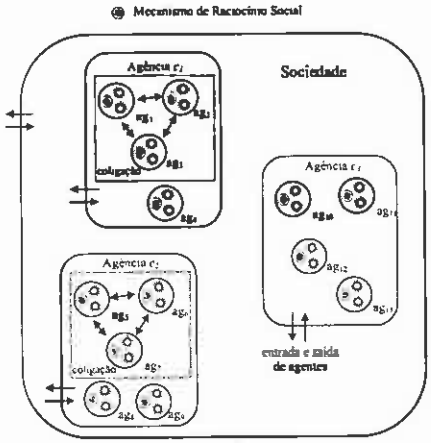


Fig. 7: Sociedade como um conjunto de agências [8].

Um agente ao entrar na sociedade opta por um dos grupos para se juntar. Ao juntar-se a um grupo passa a conhecer as capacidades dos agentes desse grupo, e portanto a poder, eventualmente, tirar partido dessas capacidades para atingir os seus objectivos. Contudo, nada conhece acerca das capacidades dos agentes de outros grupos. Nesse sentido, é proposto que um agente possa pertencer, simultaneamente, a mais que um grupo. No entanto, ao pertencer a diversos grupos, o agente necessita de conhecer, e portanto de comunicar, com todos os agentes desses grupos, esbatendo-se assim a vantagem da organização da sociedade em grupos.

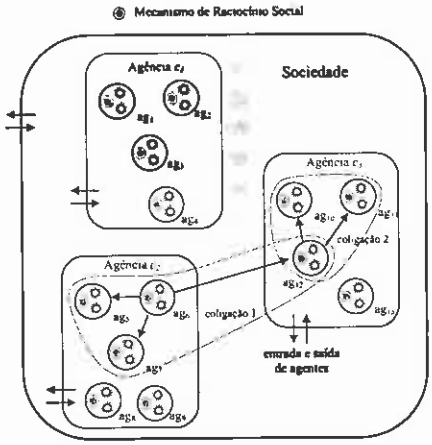


Fig. 8: Encadeamento de coligações envolvendo diferentes agências.

Com a abordagem agora proposta, um agente não necessita de conhecer todos os agentes de um grupo podendo, por exemplo, um grupo ter um ou vários representantes das capacidades do grupo. Desta forma um agente pode juntar-se a um grupo e ter conhecimento de potenciais capacidades de outros grupos. Um agente pode

até estabelecer coligações envolvendo agentes de diferentes grupos, sem que isso implique necessariamente conhecimento acerca de todos os agentes dos grupos envolvidos, tal como apresentado na fig. 8. Assim, a abordagem agora proposta, ao adoptar uma perspectiva local, onde a concretização das actividades pode ser feita a diferentes níveis de detalhe, possibilita uma grande versatilidade no estabelecimento de coligações, nomeadamente permitindo a formação de cadeias de coligações, sem que para isso os agentes necessitem de ter conhecimento pormenorizado da forma como as actividades envolvidas são realizadas. Deste modo, torna-se possível a utilização de um mecanismo de raciocínio social, baseado na complementaridade dos agentes, para a modelação de problemas concretos, onde a forma de organização dos agentes pode ser variada.

FORMAÇÃO DE COLIGAÇÕES

A formação de coligações com base na abordagem proposta, envolve três vertentes base:

- a existência de uma representação das características dos agentes que permita suportar os aspectos base subjacentes a esta abordagem;
- um mecanismo de raciocínio social que, com base na representação adoptada, permita aos agentes elaborarem hipóteses de coligação, e escolher entre essas diversas hipóteses as mais interessantes (na perspectiva do agente em questão);
- um mecanismo de interacção entre agentes, que permita o estabelecimento de coligações.

Representação de um agente

A noção *descrição externa* apresentada em [7] corresponde à perspectiva que um agente tem em relação aos outros agentes em termos da informação relevante para o raciocínio social, sendo representada como uma estrutura composta pelos seguintes elementos: *objectivos, acções, recursos e planos*. Esta formulação de descrição externa é no entanto limitativa no âmbito da abordagem agora proposta, uma vez que é admitido que o agente não conheça de forma exacta o modo de concretização de um dado objectivo, isto é, pode não conhecer pormenorizadamente todas as acções a realizar para a concretização desse objectivo, o que não é considerado em [7]. Assim, é necessário reformular a noção de descrição externa, de forma a adequá-la à abordagem agora proposta. Para que isso seja possível são propostas três vertentes base para caracterização de um agente: *objectivos*, *planos*, *capacidades*.

Objectivos

As abordagens apresentadas em [7][8] consideram a adopção de objectivos numa perspectiva instrumental, ou seja, um agente adopta um objectivo de outro agente desde que isso lhe traga algum benefício, nomeadamente, a possibilidade de concretização de objectivos próprios. Contudo, esta adopção é representada de forma implícita, uma vez que o agente não adiciona explicitamente o objectivo adoptado à sua representação externa. Na abordagem agora apresentada, esta representação implícita não é suficiente, uma vez que existe a possibilidade de encadeamento de coligações, existindo, portanto, a possibilidade dos agentes delegados, delegarem, por sua vez, actividades necessárias para a concretização da actividade delegada. Assim, é necessário que um agente ao aceitar a delegação de uma actividade não primitiva, possa adoptar a realização dessa actividade como um objectivo seu, de forma explícita, sobre o qual possa raciocinar em relação aos outros agentes para o estabelecimento de possíveis coligações para a sua concretização.

Planos

Os planos definem estratégias de acção, envolvendo as capacidades do agente, para atingir os objectivos pretendidos. Contudo, a formulação apresentada em [7][8], ao caracterizar o processo de raciocínio social com base nas acções e recursos necessários, não tem em conta a possibilidade de caracterizar, quer os objectivos, quer os planos respectivos, através de níveis de pormenorização sucessivamente mais refinados. Esta possibilidade de pormenorização sucessiva dos planos, é de grande importância para que seja possível a formação de encadeamentos de coligações para a concretização de um dado objectivo, tal como proposto na abordagem agora apresentada. Nesse sentido, a representação de planos proposta baseia-se numa estrutura hierárquica [11][12], onde os planos são caracterizados por conjuntos de actividades que, por sua vez, poderão ser decompostas, correspondendo elas próprias a planos. Tendo por base esta ideia, é possível definir os planos de forma hierárquica, os quais indicam estratégias de realização de *actividades* com vista a atingir um objectivo principal. Uma *actividade* pode, por sua vez, corresponder a um plano que implique a realização de várias outras actividades. A figura 9 dá uma ideia da representação proposta.

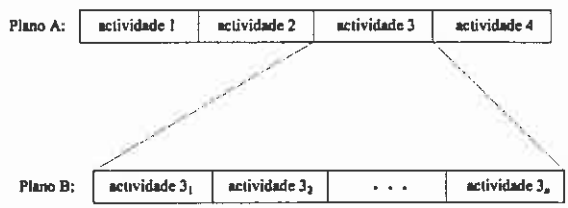


Fig. 9: Representação de planos de forma hierárquica.

Capacidades

Uma formulação baseada nas noções *acção* e *recurso* não é a mais adequada para suportar a abordagem proposta, sendo necessário que exista um conceito que

caracterize o potencial de um agente. O conceito proposto designa-se precisamente *capacidade*. Tendo por base a teoria da dependência, a definição de capacidade pode ser feita num sentido análogo ao de poder, restrito à realização de actividades, da seguinte forma: um agente tem uma capacidade *c* se tem o poder de *c*. Em termos do modelo proposto, capacidade corresponde a uma relação entre um agente e uma actividade que esse agente é capaz de realizar, quer de forma directa, no caso de actividades primitivas realizáveis directamente pelo agente, quer de forma indirecta, no caso de actividades não primitivas, para as quais o agente tem um plano de realização, e que poderão implicar a delegação de actividades a outros agentes.

Mecanismo de raciocínio social

Uma vez definida a representação que um agente possui dos outros agentes, é agora necessário definir os mecanismos de exploração desse conhecimento, designados, genericamente, como *mecanismo de raciocínio social*. O mecanismo de raciocínio social proposto é composto por três vertentes base:

- *análise de dependências*: onde são identificadas as situações de dependência de um agente em relação aos restantes agentes da sociedade;
- *formação de coligações*: a partir das situações de dependência identificadas e dos planos do agente são elaboradas coligações consideradas admissíveis para atingir os objectivos do agente;
- *ordenação de coligações*: as coligações admissíveis elaboradas são ordenadas de acordo com um critério definido, de forma a permitir ao agente optar pelas mais favoráveis.

A figura 10. dá uma ideia da forma como estas três vertentes estão relacionadas.

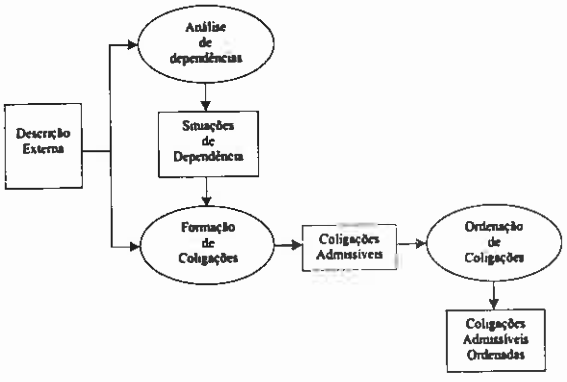


Fig. 10: Mecanismo de raciocínio social de um agente.

CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

Neste artigo foi feita uma breve panorâmica do problema da coordenação em sistemas multi-agente, tendo sido realçada a importância de um mecanismo de raciocínio social para o processo de coordenação. Nesse sentido, foi apresentado um modelo de raciocínio social, que estende em alguns aspectos modelos anteriores, o qual possibilita que um agente raciocine acerca dos outros, utilizando noções de dependência social, no sentido de estabelecer coligações que permitam atingir objectivos para os quais não é autónomo. Nesse modelo é utilizada uma perspectiva de elaboração de coligações, na qual os agentes não têm necessariamente conhecimento de todos os pormenores necessários à concretização dos seus objectivos. Para isso, é introduzida a noção de actividade, caracterizável a diferentes níveis de abstracção. Desta forma, a concretização de um objectivo pode dar origem à formação de diferentes coligações, encadeadas entre si. As actividades não primitivas, são adoptadas, de forma explícita, como objectivos dos agentes aos quais foram delegadas, permitindo, por isso, uma maior autonomia dos agentes na sua concretização, bem como uma diminuição significativa no esforço de comunicação global.

Diversas áreas apresentam grande interesse para desenvolvimentos futuros do modelo de raciocínio social proposto, por exemplo no que diz respeito ao estabelecimento de compromissos, aos aspectos da negociação e das contrapartidas, e à selecção de objectivos e planos, entre outras. Destas, a questão dos compromissos assume uma relevância particular nomeadamente no que diz respeito à possibilidade de revisão de compromissos.

REFERÊNCIAS

[1] Conte, R., Castelfranchi C. - *Cognitive and Social Action*. UCL Press, 1995.

[2] Durfee, E., Corkill, V. - *Cooperative Distributed Problem Solving*. Addison-Wesley, 1989.

[3] Muller, J. - *The Design of Intelligent Agents: A Layered Approach*. Springer, 1996.

[4] Nwana, H., Lee, L., Jennings, N. - *Co-ordination in Multi-Agent Systems*. In Nwana H. & Azarmi N. (Eds.), Software Agents and Soft Computing, Springer, 1997.

[5] Jennings, N. - *Coordination Techniques for Distributed Artificial Intelligence*. In O'Hare, G., Jennings, N. (Eds.), Foundations of Distributed Artificial Intelligence, Jonh Wiley & Sons, 1996.

[6] Gasser, L. - *Social Conceptions of Knowledge and Action: DAI Foundations and Open Systems Semantics*. Huhns, M., Singh, M. (Eds.), Readings in Agents, Morgan Kaufman, 1998.

[7] Sichman, J. - *Du Raisonment Social Chez Les Agents: Une Approche Fondée sur la Théorie de la Dépendence*. Thése de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble - France, 1995.

[8] David, N. - *Modelling and Implementing And and Or-dependencies in Social Reasoning*. Tese de Mestrado, Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa, 1998.

[9] Alonso, E. - *An Uncompromising Individualistic Formal Model of Social Activity*. In Working Notes of the 2nd UK Workshop on Foundations of Multi-Agent Systems (FoMAS-97), 1997.

[10] Inverno, M., Luck, M., Wooldridge, M. - *Cooperation Structures*. IJCAI'97, In Proceedings of the International Joint Conference on Artificial Intelligence - IJCAI'97, 1997.

[11] Sacerdoti, E. - *A Structure for Plans and Behavior*. Elsevier, 1977.

[12] Yang, Q. - *Intelligent Planning: A Decomposition and Abstraction Based Approach*. Springer, 1997.

Processamento de Imagem

Image Processing

Heurísticas Estatísticas e Geométricas na geração de dicionários para representação de imagem

André T. Puga e Artur P. Alves
FEUP e INESC-Porto
Largo Mompilher 22, Apartado 4433, 4007 Porto Codex, Portugal
(02) 2087830 / (02) 2087829/apuga@newton.inescn.pt

RESUMO

A presente comunicação tem como primordial objectivo a interpretação do funcionamento do sistema visual humano (SVH) primário na representação de imagem estática sem cor. São identificados três operadores lineares de análise cujas bases justificam os campos receptivos dominantes no sistema visual primário. Os campos receptivos centro-simétricos das células que constituem o nervo óptico, o núcleo genicular lateral (NGL) e parte da camada IVCb do cortex visual primário (V1) são justificáveis à luz de um operador de Análise em Componentes Simétricas (ACS). Os campos receptivos das células simples do V1 são, por sua vez, justificados por um operador de Análise em Componentes Independentes (ACI). Por último, a Análise em Componentes Principais (ACP) justifica os campos receptivos passa-frequência-espacial.

A estrutura fisiológica indica que o V1 e o NGL constituem um sistema realimentado. Com base neste facto, é proposta uma conjectura de representação linear onde cada estágio de representação de imagem origina um resíduo que é novamente representado, utilizando potencialmente qualquer célula do sistema visual primário.

Para concretizar esta conjectura foi utilizado um princípio de pesquisa de projecções onde, em cada estágio, é seleccionado o campo receptivo que melhor aproxima o actual resíduo.

A concretização deste princípio de representação, trabalhando com um dicionário constituído por uma só base ACS, uma só base ACP e um dicionário de CIs com acuidade 30°, origina representações de imagem perceptualmente muito próximas das imagens originais.

Além disso, a reduzida quantidade de campos receptivos envolvidos na representação de cada porção (bloco) da imagem mostra que o modelo proposto produz uma codificação esparsa da imagem.

QUADRO DE TRABALHO

O SVH é o resultado de um processo ancestral de evolução e aprendizagem biológica que, de acordo com as conjecturas mais recentes, parece ter uma forte componente estatística. Com efeito, conjugando as conclusões principais de vários trabalhos científicos realizados desde a década de 60 até aos dias de hoje, o estado actual do conhecimento aponta para a conjectura de que o SVH primário dos mamíferos funciona segundo princípios de redução de redundância estatística.

O primeiro e decisivo passo conducente a esta conjectura foi realizado pelos laureados com o prémio Nobel em 1981: David Hubel e Torsten Wiesel. O trabalho pioneiro destes autores [1] mostrou que o cortex visual primário dos mamíferos é constituído, em grande parte, por células com campos receptivos detectores de linhas e contornos das mais variadas posições e orientações.

O segundo grande passo foi dado por Barlow quando propôs [2] que o objectivo da codificação sensorial (visual) consiste em efectuar uma eliminação de redundância estatística. Segundo este autor, o SVH deverá tentar inverter a mistura de fontes estatisticamente independentes realizada durante o processo de formação das imagens retinais. Assumindo que a imagem retinal resulta da reflexão da luz por parte dos objectos independentes constituintes de uma cena, então a interpretação dessa mesma cena por parte do SVH deverá corresponder, de algum modo, à identificação (ou separação) dos seus constituintes.

As anteriores contribuições adquiriram redobrado significado quando foram relacionadas através da técnica estatística designada por Análise em Componentes Independentes (ACI) que, após algum trabalho pioneiro realizado pela comunidade das redes neuronais [3], foi definitivamente teorizada por Pierre Comom em [4]. O trabalho deste autor oferece, à luz da estatística de ordem superior e da teoria da informação, um procedimento de construção de um operador linear que, dada uma mistura de fontes estatisticamente independentes, as separa para além do que o quadro clássico da estatística de 2ª ordem, baseado em Análise em Componentes Principais (ACP), consegue.

Os conceitos de ACI e de ACP admitem concretizações numéricas derivadas da álgebra multilinear bem como derivadas de leis de aprendizagem neuronal. Foi precisamente no contexto das metodologias neuronais para concretização de operadores de ACI que surgiu a primeira publicação, por parte de Bell e Sejnowski [5], exibindo as componentes independentes (CIs) de imagens naturais. Trabalhando com uma resolução de 12x12 pixel, estes autores constataram que as CIs de imagens naturais são essencialmente linhas das mais variadas orientações e posições.

Deste modo, estabeleceu-se definitivamente um quadro multidisciplinar de investigação que interliga os trabalhos de David Hubel, Torsten Wiesel, Barlow, Pierre Comom, Bell e Sejnowski .

Uma vez identificado o quadro de trabalho, podemos lá incluir outras contribuições oriundas de outras áreas do conhecimento e realizadas por outros autores.

Em primeiro lugar, podemos incluir a técnica clássica de compressão digital de imagem [6] porque esta acaba por ser também uma técnica de eliminação de

redundância estatística visto que, através de um operador de ACP, elimina a redundância estatística de 2ª ordem.

Em segundo lugar, inclui-se o trabalho de Atick, Redlich, Dan e Reid [7] que propuseram uma interpretação estatística para o funcionamento das células gangliares e do NGL. Concluíram estes autores que estas células também efectuam uma eliminação de redundância estatística de 2ª ordem. Só que o equivalente operador de análise não é um operador de ACP. Trata-se de um operador que, embora relacionado com o anterior, tem uma base diferente da base dos operadores de ACP.

Em terceiro e último lugar, podemos incluir os trabalhos de Olshausen, Field e Lewicki [8] [9] que introduziram o conceito de codificação esparsa, propondo como objectivo da codificação sensorial de imagem a utilização da menor quantidade possível de campos receptivos. Para tal, propõem bases sobredeterminadas de representação de imagem que, mostram os resultados relatados em [8] e [9], nada mais são do que extensões além da dimensão crítica das bases obtidas com ACI. Portanto, em termos perceptivos, a linha de trabalho em codificação esparsa não traz nada de essencialmente novo relativamente à ACI.

Mas, o conceito de codificação esparsa é biologicamente muito plausível, porque corresponde ao envolvimento da menor quantidade possível de células do sistema visual primário na interpretação de uma dada imagem. É, para todos os efeitos, um princípio de compressão de informação.

CONTRIBUIÇÃO

Os anteriores trabalhos desenvolvidos visando a interpretação do funcionamento do SVH são perceptualmente incompletos porque não conseguem justificar todo o leque de campos receptivos do SVH primário que participam na representação de imagem estática.

Com efeito, os trabalhos de Atick, Redlich, Dan e Reid [7] apenas justificam os campos receptivos das células centro-simétricas.

Por outro lado, os trabalhos de Olshausen, Field, Lewicki, Bell e Sejnowski [5] [8] [9] apenas justificam os campos receptivos das células simples do cortex visual primário (V1).

Sabe-se, contudo, que o V1 também tem células com campo receptivo centro-simétrico coincidente com o das células gangliares. Por outro lado, é também consensual que o V1 também funciona como um agrupamento de canais passa-banda traduzíveis em campos receptivos de frequência espacial.

Portanto, os trabalhos até agora relatados pecam por serem perceptualmente incompletos, dado que não conseguem lidar com toda a variedade de campos receptivos que isoladamente cada um deles justifica.

Outra assinalável lacuna (talvez justificada pelas insuficiências acabadas de identificar) traduz-se no facto de trabalhos que se intitulam de codificação de imagem [8] [9] não apresentarem uma única imagem codificada através das técnicas que propõem. A única utilização das técnicas propostas que é frequente encontrar é a remoção de ruído aditivo gausseano [9].

O trabalho apresentado na presente contribuição visa essencialmente colmatar as duas lacunas acabadas de identificar. Será proposto um modelo de funcionamento para o sistema visual primário capaz de lidar simultaneamente com campos receptivos passa-frequência-espacial, centro-simétricos, linhas e contornos.

Veremos que o modelo proposto viabiliza a codificação esparsa de imagem natural.

UM MODELO PARA O FUNCIONAMENTO DO SISTEMA VISUAL PRIMÁRIO NA REPRSENTAÇÃO DE IMAGEM NATURAL

Conforme já confirmado em várias publicações [5] [10] [11] [12], os campos receptivos das células simples do cortex visual primário que participam na representação de imagem estática (ver Figura 1) são justificáveis à luz da conjectura de Barlow, porque são semelhantes aos elementos predominantes nas bases de operadores de ACI de imagem natural (ver Figura 2).

Por outro lado, os campos receptivos das células centro-simétricas (ver Figura 3) são semelhantes às bases de representação de imagem produzidas por operadores de ACS [15] (ver esquerda da Figura 4).

Experiências perceptivas [13] indicam que a combinação dos detectores de orientações concretizados nas células do V1 produz canais selectivos em frequência espacial. A evidência desta organização em canais de frequência espacial resulta de uma série de experiências, através das quais é possível manipular a sensibilidade de cada canal particular. Portanto, de modo similar aos campos receptivos centro-simétricos, os campos receptivos passa-frequência-espacial podem ser interpretados como bases de operadores de ACP (ver direita da Figura 4).

Pode afirmar-se que tanto a técnica clássica de compressão de imagem baseada na ACP como a conjectura de Barlow traduzem modelos incompletos para o funcionamento do sistema visual primário, porque apenas contemplam alguns dos campos receptivos dominantes neste estágio de representação/interpretação da imagem.

O modelo aqui proposto abrange os dois anteriores, pois utiliza bases ACP e ACI e complementa-os através da utilização de bases ACS. Assim, surge um modelo que justifica as três grandes classes de campos receptivos do SVH que participam na representação de imagem natural.

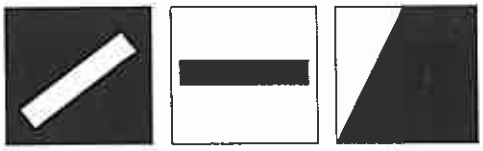


Figura 1 Campos receptivos típicos das células simples do V1

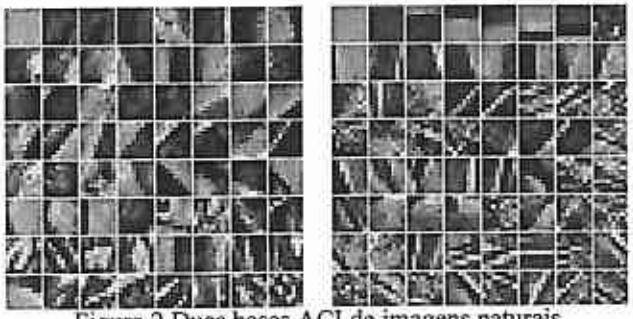


Figura 2 Duas bases ACI de imagens naturais

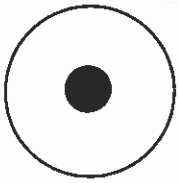


Figura 3 Campo receptivo centro-simétrico das células gangliares, NGL e parte do V1.

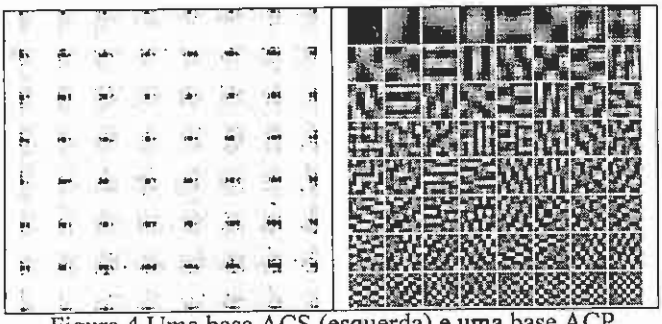


Figura 4 Uma base ACS (esquerda) e uma base ACP (direita) de imagens naturais

Mas, a interpretação de uma imagem deverá incluir, não só a identificação dos campos receptivos particulares que contribuem para a interpretação de cada imagem particular, como também a importância relativa de cada um deles. Para traduzir este facto, trabalharemos sobre blocos de imagem de 8x8 pixel e utilizaremos o modelo linear (1), onde os vectores d_i traduzem campos receptivos; os escalares α_i traduzem a importância relativa (ou "peso") de cada um deles na interpretação da imagem x e x_{DC} é o valor médio do bloco de imagem.

$$x = x_{DC} + \sum_i \alpha_i d_i \qquad (1)$$

A selecção dos vários α_i e d_i será efectuada através de uma pesquisa de projecções [14] sobre um dicionário de campos receptivos que pretende traduzir o conjunto de todos os campos receptivos constituintes do sistema visual primário.

A possibilidade de, em cada nível de interpretação (iteração), poder ser utilizado qualquer campo receptivo traduz a nossa interpretação para o facto de o sistema visual primário ser um sistema realimentado onde é permitida a interacção entre células de campos receptivos mais elaborados com as células de campos mais elementares (centro-simétricos).

Propomos que o sistema visual primário continue a funcionar segundo princípios estatísticos de redução de redundância só que, em vez de ser efectuado um só passo de análise, são realizados sucessivos passos. Existirão duas grandes zonas de representação de imagem: uma, onde são concretizadas duas modalidades de independência estatística de 2ª ordem (descorrelação), e outra onde é concretizada a independência estatística.

O processamento elementar realizado desde as células da retina sensíveis à intensidade luminosa até às saídas das células de campo receptivo centro-simétrico corresponde a uma operação de eliminação de redundância estatística de 2ª ordem. Esta é concretizada através da projecção da imagem sobre uma base de um operador de ACS. A imagem assim representada segue para outra fase de processamento onde são removidas redundâncias estatísticas de ordem superior. Assim, a imagem é projectada numa base constituída essencialmente por detectores de linhas e contornos traduzível num operador de ACI. Posteriormente, a imagem é projectada em campos passa-frequência espacial, reintroduzindo dependências estatísticas de ordem superior entre os campos receptivos assim definidos.

As três classes de campos receptivos estão, através dos mecanismos de realimentação do V1 e NGL, permanentemente acessíveis para participarem na representação da imagem que será passada para os níveis superiores de interpretação.

Conforme se pode concluir de uma análise de sensibilidade [15], para efeitos de representação de imagem natural, parece que as bases de ACS e ACP podem ser consideradas estáticas e independentes da imagem particular a representar. Mas, pelo contrário, as bases ACI apresentam grande variabilidade entre diferentes imagens. O princípio de funcionamento aqui proposto não assume que, para cada imagem, os campos receptivos das células sejam redefinidos de modo a constituir o correspondente operador de ACI. O que acontece é que o V1 tem uma quantidade enorme de células detectoras de linhas e contornos, cobrindo todo o leque possível de posições e orientações. Não são as células que adaptam o seu campo receptivo à imagem, é cada imagem particular que é representável apenas em algumas células.

Portanto, embora justificáveis à luz de um princípio de representação de imagens em componentes independentes, os neurónios sensíveis a linhas e contornos do V1 funcionam como um grande dicionário estático onde se pode encontrar, para cada imagem particular, o conjunto de campos receptivos que define a base de ACI dessa mesma imagem.

Aquele grande dicionário de neurónios detectores de linhas e contornos terá resultado de um processo biológico ancestral de aprendizagem das componentes independentes de uma infinidade de imagens.

Para efeitos de representação de cada imagem particular, propomos um modelo segundo o qual é activado o campo receptivo mais próximo da imagem e o respectivo resíduo é, através das ligações do V1, enviado

para trás para ser novamente determinado o campo receptivo que melhor o aproxima. Este procedimento repete-se enquanto a activação dos campos receptivos for significativa. As células assim escolhidas activarão as respectivas sinapses com o V2 apresentando-lhe, deste modo, a interpretação primária da imagem.

Utilizaremos o algoritmo de pesquisa de projecções representado na Figura 5 para traduzir o anterior mecanismo de representação de imagem. Este opera sobre blocos de imagem e concretiza o critério de proximidade através do valor absoluto da projecção do resíduo sobre um dicionário de vectores normalizados $D=\{d_1,d_2,....,d_L\}$ que é composto por um dicionário de CIs, a construir adiante, pela base ACP e pela base ACI de um grande conjunto de imagens.

i) $x^{(0)} \leftarrow x - x_{DC}$

ii) Repete

ii.i) $i = \arg.\underset{\forall_{d_i \in D}}{máx.} \left|\left\langle x^{(k)}, d_i \right\rangle\right|$

ii.ii) $\alpha_i = \left\langle x^{(k)}, d_i \right\rangle$

ii.iii) $x^{(k+1)} \leftarrow x^{(k)} - \alpha_i d_i$

enquanto α_i é significativo

Figura 5 Algoritmo de Pesquisa de Projecções

Este algoritmo, embora actuando sobre dicionários de natureza diferente dos aqui considerados, foi proposto e analisado por Mallat e Zhang em [14]. Aqueles autores concluíram que, desde que actuando sobre um dicionário pelo menos completo (como é o presente caso), a norma do resíduo decai exponencialmente com o número de iterações efectuadas.

DICIONÁRIOS DE COMPONENTES INDEPENDENTES DE IMAGEM NATURAL

A réplica computacional de um processo biológico ancestral de aprendizagem de componentes independentes de imagem natural é uma tarefa ambiciosa. Contudo nada nos impede de efectuarmos uma simulação. O primeiro problema que temos de enfrentar traduz-se na reduzida quantidade de exemplos a integrar no processo de aprendizagem. No nosso caso, vamos socorrer-nos das 11 imagens (de resolução 256x256) do conjunto de teste de universidade de Waterloo [16] e de um artifício, por forma a aumentar o número de exemplos de aprendizagem.

Os dicionários aqui construídos serão mais adiante utilizados na codificação de imagem. Para não desvirtuar a análise de resultados temos, em princípio, de retirar do processo de aprendizagem a imagem particular que será comprimida. Por isso começaremos por aplicar o procedimento de construção aqui definido a 11 conjuntos de 10 imagens cada. Cada um desses dicionários será utilizado na representação da imagem particular que não contribuíu para a sua apendizagem.

O algoritmo de aprendizagem de dicionários aqui implementado assenta na fixação de um critério de aceitação de candidatos a elementos. Passamos a designar tal critério como a acuidade do dicionário. Comecemos por definir o ângulo principal (2) entre um vector $c \in \Re^N$ e um dicionário $D=\{d_1,d_2,....,d_{L_D}\}$, constituído por L_D vectores normalizados $d_i \in \Re^N$. Segundo esta definição, o ângulo principal nada mais é do que o correspondente angular da maior projecção em valor absoluto de c sobre os elementos de D.

$$\theta_{c,D} = \cos^{-1}\left(\underset{\forall_{d_i \in D}}{máx.}\left|\left\langle \frac{c}{\|c\|}, d_i \right\rangle\right|\right) \quad (2)$$

A acuidade de um dicionário é o limiar θ_D^* com o qual é comparado (2) e se determina, através de (3), se $c/\|c\|$ é ou não aceite para inclusão no dicionário.

$$\left\langle \text{insere} \frac{c}{\|c\|} \text{ em } D \right\rangle \equiv \left(\theta_{c,D} > \theta_D^*\right) \quad (3)$$

Outra definição que é oportuno introduzir é a de ângulo (4) entre dois dicionários D e E.

$$\theta_{D,E} = \cos^{-1}\left(\underset{\forall_{e_j \in E, d_i \in D}}{máx.}\left|\left\langle d_i, e_j \right\rangle\right|\right) \quad (4)$$

A aprendizagem dos dicionários efectuar-se-á através da inclusão dos vectores das bases ACI de sucessivas imagens. Com a dimensão de bloco e número de imagens adoptadas, tal corresponderá a 64 novos candidatos por cada imagem originando, portanto, dicionários com cardinal valendo, no máximo, 640. Mas, se a partir de cada bloco de imagem original, forem gerados blocos resultantes de simetrias verticais, horizontais e diagonais (ver Figura 6), passamos a dispor de mais 7 blocos de imagem que poderiam fazer parte de uma outra qualquer imagem natural. Estas transformações geométricas correspondem a determinadas permutações nos endereços dos dados que se reflectem nas mesmas permutações nos elementos das bases alcançadas a partir dos blocos originais. Usando este artifício, aumentamos o horizonte de cardinal máximo dos dicionários para 5120. Efectuou-se a aprendizagem de dicionários para conjuntos de 10 imagens cada e com várias acuidades. Para cada acuidade foram registados os maior e menor cardinal, bem como o maior e o menor ângulo entre dicionários.

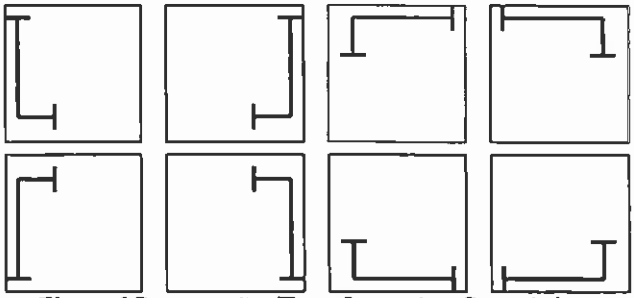


Figura 6 Permutações/Transformações Geométricas Elementares das bases ACI

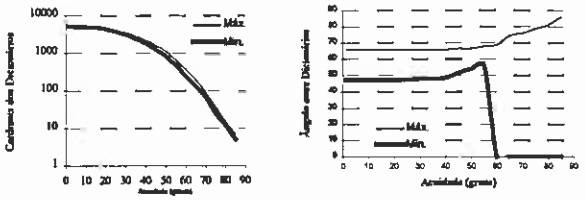


Figura 7 Cardinais e ângulos entre dicionários da mesma acuidade

Os resultados assim obtidos encontram-se resumidos na Figura 7. Verifica-se [15] que a evolução dos cardinais dos dicionários é praticamente independente do conjunto de imagens que lhes deu origem. Contudo, conforme a sub-figura da direita da Figura 7 mostra, está-se, para acuidades inferiores a 60°, perante dicionários diferentes. As 10 bases que contribuem para a aprendizagem de cada dicionário têm, todas elas, um elemento DC, daí resulta que os dicionários de acuidade muito precisa (pequena), ao aceitarem (quase) todas as réplicas de (quase) todos os vectores daquelas bases, contêm (muito aproximadamente) 80 elementos DC. Por outro lado, os dicionários de acuidade grosseira (elevada) tendem a conter tão poucos elementos que chegam a exibir cardinais abaixo da dimensão do espaço. Portanto, claramente, o desenho de dicionários posiciona-se num compromisso redundância versus suficiência, que deverá ser resolvido.

Para cumprir este compromisso, é necessário abandonar uma interpretação puramente vectorial e valorizar o significado perceptivo dos vectores que contribuem para os dicionários. Conforme mostram algumas experiências preliminares [15], a grande virtude das bases ACI reside no facto de proporcionarem reconstruções mínimas com grande significado perceptivo quando comparadas com as viabilizadas por outras bases (ACP ou ACS). Deste modo, um dicionário adequado de CIs será aquele que viabilizar reconstruções de qualidade idêntica à assegurada pela base de CIs da imagem particular que está a ser codificada.

Experiências de codificação (com o valor DC e uma projecção) das imagens que não contribuíram para um dado dicionário e comparação com as reconstruções usando a base de CIs de cada imagem [15] mostram que a utilização de dicionários de CIs com acuidade 30° produz reconstruções de qualidade comparável com a resultante das bases de CIs.

RESULTADOS

Realizou-se [15] para cada imagem, reconstruções usando desde 1 a 20 iterações do algoritmo de pesquisa de projecções operando sobre um dicionário composto por uma base ACP, uma base ACS e por um dicionário de CIs com acuidade 30°.

A Figura 8 mostra a evolução, em função do número de iteração, da percentagem média de campos receptivos utilizados na representação da imagem. Verifica-se uma tendência crescente da quantidade de CPs em simultâneo com uma tendência decrescente da quantidade de CSs.

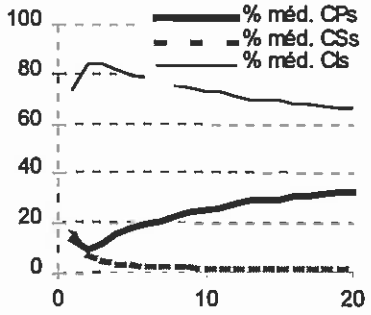


Figura 8 Percentagens médias de utilização das três classes de campos receptivos em função do número de iterações efectuado.

Por outro lado, a inspecção das imagens reconstruídas (ver Figura 9) deixa concluir que a codificação de imagem natural com o modelo proposto permite, através da utilização de poucos campos receptivos por bloco de imagem, concretizar reconstruções de boa qualidade perceptiva. Efectivamente, usando entre um a quatro campos receptivos por cada bloco, alcançam-se reconstruções perceptualmente coincidentes com as imagens originais. Portanto, consegue-se, de facto, uma codificação esparsa.

CONCLUSÃO E TRABALHO EM CURSO

Foram identificados os três operadores de análise estatística cujas bases de representação justificam os campos receptivos dominantes no SVH primário na tarefa de representação de imagem natural estática sem cor.

Foi também proposta uma conjectura para o modelo de utilização desses mesmos campos na codificação de imagem realizada no interior do sistema visual primário. A observação da estrutura fisiológica indica que o V1 e o NGL constituem um sistema realimentado onde todas as células podem directa ou indirectamente influenciar-se entre si.

Com base neste facto, foi proposta uma conjectura de representação linear onde cada estágio de representação de imagem origina um resíduo que é novamente representado, utilizando potencialmente qualquer conjunto de células do sistema visual primário. Com vista à concretização desta conjectura, foi utilizado um princípio de pesquisa de projecções onde, em cada estágio, é seleccionado o campo receptivo que melhor aproxima o actual resíduo.

A concretização deste princípio de representação, trabalhando com um dicionário constituído por uma só base ACS, uma só base ACP e um dicionário de CIs com acuidade 30°, origina representações de imagem perceptualmente muito próximas das imagens originais. Além disso, a quantidade de campos receptivos envolvidos na representação de cada porção (bloco) da imagem está algures entre um e quatro. Donde, o modelo proposto permite a codificação esparsa da imagem.

Figura 9 Imagens reconstruídas com algumas iterações

O trabalho aqui relatado está a ser complementado com a utilização de análise não linear em componentes independentes de modo a justificar alguns comportamentos não lineares de certas células do V1 que, embora assinalados por outros autores [8], estão ainda por justificar estatisticamente.

Outra questão da maior relevância merecedora de investigação futura é a interacção entre o sistema visual primário e o sistema visual secundário, nomeadamente a àrea V2 [17].

REFERÊNCIAS

[1] Hubel, D. e Wiesel, T. "Receptive fields and Funcional Architecture of monkey visual cortex", J. Physiol., London, vol. 195, pp. 215-244, 1968.

[2] Barlow, H., "Possible Principles underlying the transformations of sensory messages", Sensory Communication, W. A. Rosenblith, ed., MIT Press, pp. 217-234, 1961.

[3] Jutten, C. & Herault, J., "Blind separation of sources, Part I: An adaptive algorithm based on neuromimatic architecture", Signal Processing, Vol. 24, N. 1, pp. 1-10, July 1991.

[4] Comon, P., "Independent component analysis, A new concept?", Signal Processing Vol. 36, pp. 287-314,1994.

[5] Bell, A., J. e Sejnowski, T. J., "The 'Independent Components' of Natural Scenes are Edge Filters", *Vision Research*, Vol. 37, N. 23, pp. 3327-3338, 1997.

[6] V. Bhaskaran and K. Kontantinides, "Image and Video compression standards: Algorithms and architectures", second edition, Kluwer Academic Publishers, 1997.

[7] Atick, J. e Redlich, A. "Towards a theory of early visual processing", Neural Computation, vol. 2, pp. 308-320, 1990.

[8] Olshausen, B., Field, D., "Sparse coding with an overcomplete basis set: A strategy employed by V1?", in press, 1998.

[9] Lewicki, M., Olshausen, B., "Inferring sparse, overcomplete image codes using an efficient coding framework", Proc. NIPS97, pp. 815-821, 1997.

[10] Puga, A., Alves, A., "New Linear and Non-Linear Bases for Image Representation", Proc. RECPAD98, 1998

[11] Puga, A., Alves, A. "An Experiment on Comparing PCA and ICA in Classical Transform Image Coding", Proc. ICA99, pp. 105-108, 1999.

[12] Ziegaus, C., Lang, E. W., "Independent Component Extraction of Natural Images based on Fourth-Order Cumulants", Proc. ICA99, pp. 115-120.1999.

[13] Granlund, G. H. e Knutsson, H., "Signal Processing for Computer Vision", Kluwer Academic Publishers, 1995.

[14] Mallat, S. G., Zhang, Z. "Matching Pursuits With Time-Frequency Dictionaries", IEEE Trans. On Sig. Proc., VOL. 41, N.12, pp. 3397-3415, Dec. 1993.

[15] André Puga, "Um modelo para o sistema visual primário", Tese de Doutoramento, FEUP, 1999.

[16] Waterloo Bragzone, http:// links.uwaterloo.ca /bragzone.base.html

[17] Rao, R. P. N., Ballard, D. H., "Predictive coding in the visual cortex: a functional interpretation of some extra-classical receptive-field effects", Nature Neuroscience, Vol. 2, N.1, pp. 79-87, 1999.

Inspecção Visual de um Processo de Combustão numa Central Termoeléctrica

Pedro M. Jorge
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Centro de Estudos e Desenvolvimento da Electrónica e Telecomunicações
E-mail : pmj@isel.pt

Jorge S. Marques
Instituto Superior Técnico
Instituto de Sistemas e Robótica
E-mail : jsm@isr.ist.utl.pt

RESUMO

As imagens infravermelho são uma fonte de informação útil sobre os processos de combustão que ocorrem nas caldeiras de centrais termoeléctricas. A geometria e a intensidade da chama dependem do estado do processo de combustão e podem por isso ser utilizadas para a sua monitorização. A segmentação da chama é geralmente difícil. Não basta comparar a intensidade de cada pixel com um limiar. As paredes da caldeira emitem por vezes radiação mais intensa que a própria chama o que dificulta a segmentação.

Este artigo descreve um método para a segmentação da chama em imagens de infravermelho e estuda a relação existente entre as características geométricas da chama e algumas variáveis físicas relevantes para a combustão.

INTRODUÇÃO

As centrais termoeléctricas queimam combustível para produzir vapor de água e electricidade. O controlo da combustão requer a recolha de informação acerca das condições de queima e dos gases produzidos. Os sistemas de controlo e monitorização utilizam, habitualmente medidas das variáveis de entrada da caldeira, tais como, o caudal de *fuel*, a pressão do vapor de atomização ou o excesso de oxigénio. No entanto, estas medidas não reflectem directamente o processo de combustão dado que não permitem a medição da concentração das espécies químicas dentro da câmara de combustão, a medição da geometria da chama ou da eficiência global do processo. Apesar da informação visual (p. ex. imagens infravermelhas) ser utilizada por especialistas para averiguar o estado do processo de combustão, poucos estudos propõem a medição automática da chama e a sua integração no processo de controlo (alguns passos nesta direcção são descritos em [1, 2]). Estas medidas requerem a segmentação da chama e a sua separação da imagem do fundo gerada pelas paredes da câmara de combustão. Esta operação é difícil e os métodos clássicos (p. ex. limiarização, crescimento de região [3]) não produzem bons resultados.

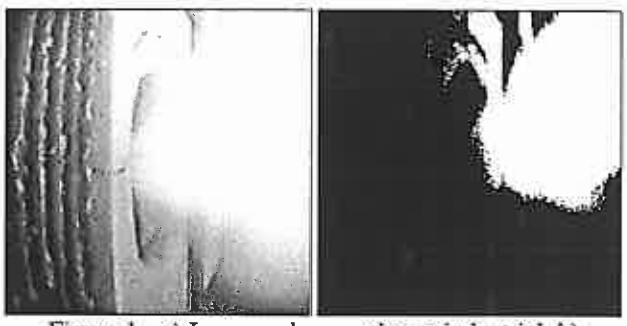


Figura 1 - a) Imagem de uma chama industrial, b) resultado da segmentação por comparação com um limiar.

A figura 1a mostra a imagem de uma chama industrial captada com uma câmara de infravermelho. Como a chama é um objecto não sólido, não existe uma fronteira rígida que permita separar, a zona ocupada pela chama da zona de fundo. Optou-se por caracterizar a chama através de múltiplos contornos (dois) que são estimados a partir das imagens adquiridas. Os resultados da segmentação são utilizados para o cálculo de características geométricas da chama. Foram realizados testes na central termoeléctrica do Barreiro para relacionar estas características com as variáveis do processo de combustão. Para a aquisição das imagens da chama foi utilizada uma câmara de infravermelhos arrefecida a ar.

CARACTERIZAÇÃO DA CHAMA

A forma da chama está relacionada com a distribuição das espécies químicas produzidas durante o processo de combustão. Em geral só podem ser visualizadas regiões limitadas da chama através das vigias de observação. No caso da central do Barreiro, estas vigias estão localizadas nas paredes laterais da caldeira e organizadas por linhas e colunas. Dado que a distância da vigia à chama é muito menor que o comprimento desta, só é possível monitorizar parte da chama (ver figura 1).

Dado que a alteração das variáveis de entrada do processo de combustão modifica a chama, a sua caracterização é uma fonte de informação sobre o estado do processo de combustão. Dois tipos de característica da chama podem ser consideradas: i) características geométricas e ii) características radiométricas. Incluem-se nas características geométricas, as que se referem à forma, dimensões e posição da chama. As características radiométricas baseiam-se na medição da intensidade da chama, e na caracterização da sua variação espacial e temporal. Neste trabalho foram exploradas medidas geométricas da chama tais como a distância da chama ao queimador e a forma da chama, caracterizada pela área e

coordenadas do ponto central (ver figura 2). O cálculo destas características pressupõe a segmentação das imagens por forma a separar a chama do resto da imagem, constituída pelo queimador, paredes da caldeira e chamas de outros queimadores.

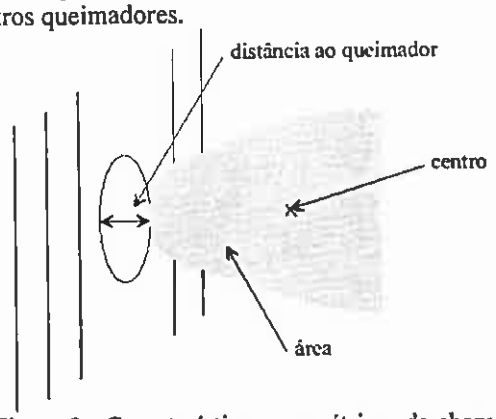


Figura 2 - Características geométricas da chama.

Neste trabalho a chama é modelada por dois contornos: o contorno interno associado à região mais intensa da chama e o contorno externo que define a região onde ocorre a combustão. Estas regiões são caracterizadas por um conjunto de medidas geométricas (área, centro, distância ao queimador) que podem ser utilizadas para monitorizar o processo de combustão (ver figura 1b).

A estimação dos contornos da chama não é simples uma vez que as diferenças entre a chama e o fundo são subtis na zona de transição e porque as paredes da caldeira reflectem a radiação e produzem a saturação da câmara.

SEGMENTAÇÃO DA CHAMA

Pretende-se segmentar a chama em três regiões: a região interna, a região externa e a região de transição. Na região interna somente a chama é responsável pela intensidade observada (o fundo não tem influência nesta região). Na região externa, a imagem não é influenciada pela chama e o que se observa são as paredes da câmara de combustão, os queimadores e as chamas provocadas pelos outros queimadores. Finalmente, a região de transição tem um estrutura mais complexa dado que a imagem depende da intensidade da chama e do fundo da caldeira. Para a construção do modelo da geração da imagem considera-se que na região de transição, a intensidade decresce suavemente do nível de intensidade da região interna até ao nível do fundo, quando se percorre a imagem numa direcção radial no sentido do contorno interno para o contorno externo, partindo de um ponto de referência. A chama é caracterizada por estes dois contornos.

Formalmente, a chama é definida por vectores de parâmetros $U = [u_1 \cdots u_M]^T$ e $V = [v_1 \cdots v_M]^T$ que representam os contornos interno e externo, respectivamente (ver figura 3).

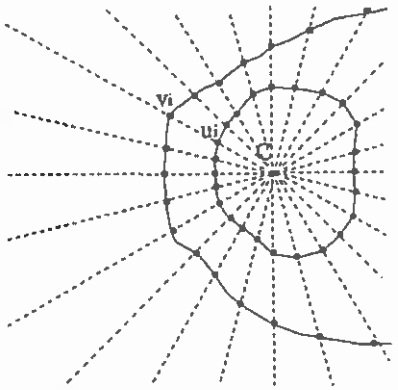


Figura 3 - Representação da chama.

Cada parâmetro u_i ou v_i representa a distância de um ponto de referência C ao contorno interno ou externo, respectivamente, segundo uma direcção radial i pertencente a um conjunto de M direcções equiespaçadas no intervalo $[-\pi, \pi[$. Por simplicidade poderemos considerar que os parâmetros desconhecidos estão organizados numa sequência de vectores 2D

$$X = [x_1 \cdots x_M]^T \qquad (1)$$

onde $x_i = [u_i \; v_i]$. Os contornos da chama assim definidos pertencem a um espaço vectorial de dimensão $2M$. Existem outros modelos paramétricos que representam curvas planares como por exemplo *splines* [4], modelos de Fourier [5] ou modelos pontuais [6]. O modelo radial utilizado neste trabalho é adequado, uma vez que representa a geometria da chama de uma forma mais eficiente, permitindo incorporar informação *a priori* acerca da sua forma e das restrições impostas pelos extremos da imagem.

O problema de segmentação é transformado num problema de estimação de parâmetros: dada uma imagem observada I, qual a melhor configuração dos contornos de acordo com um determinado modelo.

Este problema será abordado num contexto bayesiano, assumindo que a imagem I e a configuração dos contornos X, são variáveis aleatórias com uma distribuição de probabilidade conhecida. A estimação dos parâmetros é realizada utilizando o método de máximo *a posteriori* (MAP)

$$\hat{X} = \arg\max_X \log p(I|X) + \log p(X) \qquad (2)$$

em que $p(I|X)$ é a função densidade de probabilidade da imagem observada dada a fronteira da chama, também conhecida como função de verosimilhança de X, e $p(X)$ a densidade *a priori* da chama. Uma abordagem similar é utilizada por Figueiredo e Leitão [8] para análise de imagens angiográficas em aplicações médicas, utilizando somente um contorno para definir a fronteira do objecto que se pretende segmentar.

Em seguida descreve-se o modelo de geração de imagem e o *prior* utilizado neste trabalho.

Modelo de geração da imagem

A figura 4 mostra o perfil de intensidade ao longo de uma direcção radial, em função da distância ao ponto de

referência para a imagem da figura 1a. O perfil de intensidade está saturado no intervalo $[0,40]$. Este intervalo pertence à região interna da chama. A seguir a intensidade decresce até atingir o nível da imagem do fundo no ponto $v_i = 76$. Este ponto define a fronteira entre a região de transição e a região exterior (fundo). Finalmente o perfil de intensidade da imagem segue a intensidade do fundo à medida que a distância ao ponto de referência aumenta.

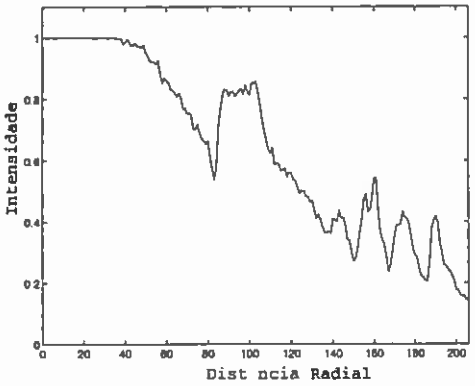


Figura 4 - Perfil de intensidade segundo uma direcção radial.

Admite-se que a imagem observada, I, é formada por uma imagem determinística $\bar{I}$ corrompida por ruído aditivo com distribuição normal W. Designando por I_i, $\bar{I}_i$ e W_i os respectivo perfis de intensidade segundo a direcção i,

$$I_i = \bar{I}_i + W_i \qquad (3)$$

Adite-se que $\bar{I}_i$ é constante na região saturada (região interna), igual ao perfil do fundo na região externa e evolui de forma linear na zona de transição

$$\bar{I}_i(s,x_i) = \begin{cases} S & s \le u_i \\ S - \dfrac{S - B_i(v_i)}{v_i - u_i}(s - u_i) & u_i < s \le v_i \\ B_i(s) & s > v_i \end{cases} \qquad (4)$$

S define a intensidade da zona saturada, B_i define a intensidade do fundo segundo a direcção i, $x_i = [u_i\ v_i]$ define a fronteira da zona de transição e s a distância ao ponto de referência C. A figura 5 mostra o perfil do modelo definido pela equação (4) (linha sólida) com $u_i = 40$ e $v_i = 76$ e o perfil do fundo (linha tracejada).

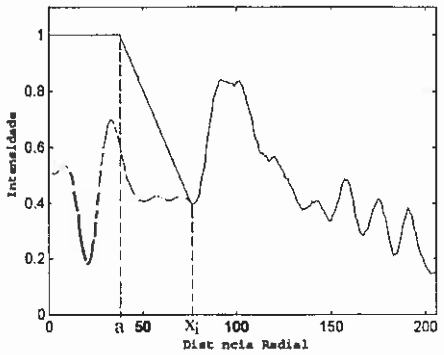


Figura 5 – Modelo de intensidade (linha sólida) e perfil de intensidade do fundo (linha tracejada).

Este exemplo mostra que o modelo se ajusta bem ao perfil de intensidade da imagem observada quando os parâmetros dos contornos, u_i e v_i, são bem estimados. O perfil do fundo foi obtido a partir da imagem que se mostra na figura 6.

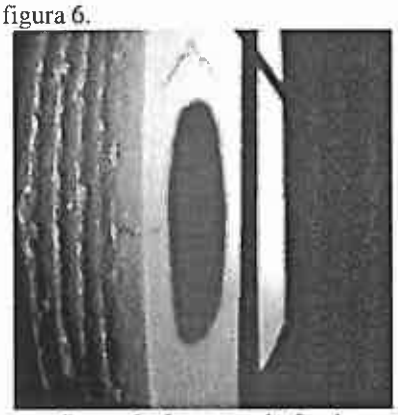


Figura 6 - Imagem do fundo

O modelo probabilístico da imagem baseia-se em duas hipóteses adicionais: i) I é bem representada por um conjunto de perfis radiais de intensidade, i.e., $I = [I_1 \cdots I_M]$ e ii) os perfis são independentes entre si. Assim,

$$p(I|X) = \prod_{i=1}^{M} p(I_i|x_i) \qquad (5)$$

Como $I_i = \bar{I}_i + W$, obtém-se

$$p(I_i|x_i) \propto \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\int_0^{\infty}\left|I_i(s) - \bar{I}_i(s,x_i)\right|^2 ds\right\} \qquad (6)$$

ou seja,

$$\log p(I|X) = K - \frac{1}{2\sigma^2}\sum_{i=1}^{M}\int_0^{\infty}\left|I_i(s) - \bar{I}_i(s,x_i)\right|^2 ds \qquad (7)$$

Na prática, os perfis de intensidade são amostrados em pontos equiespaçados e os integrais são substituídos por somatórios de amostras do erro quadrático.

Modelo do contorno da chama

O modelo de geração da imagem é insuficiente para segmentar a imagem correctamente. Em certas zonas, não existe informação suficiente para distinguir a chama do fundo, como por exemplo, na região saturada junto ao queimador (ver figura 1). Assim, é necessário introduzir informação *a priori* sobre a da chama. Neste sentido,

considera-se que: i) os contornos são suaves e ii) o contorno exterior depende de uma forma média da chama definida pelo utilizador ou estimada a partir de um conjunto de imagens. Uma abordagem consiste em assumir que o conjunto de parâmetros X é um campo de Markov unidimensional com distribuição de Gibbs [9,10]

$$p(X)=\frac{1}{Z}\exp\left\{-\sum_{C}V_C(X)\right\} \qquad (8)$$

onde $Z=\int\exp\left\{\sum_C V_C(X)\right\}$ define a função de partição e $V_C(X)$ é o potencial do clique C (clique é uma posição (índice) ou um conjunto de posições (índices) tal que qualquer duas posições em C são vizinhas). Os potenciais de cliques são definidos pelo utilizador ou estimados a partir de um conjunto grande de dados (realizações do campo de Markov). Neste artigo foi adoptada a primeira estratégia.

Dado que foi assumido que os contornos são suaves e que o contorno exterior depende de uma forma média $\overline{V}$ (ver figura 7), são utilizados cliques de ordem zero e de primeira ordem para modelar estas restrições.

Os cliques de ordem zero, $C_i^0=\{v_i\}$, são utilizados como medida de afastamento do contorno em relação à forma média. São habitualmente utilizados potenciais quadráticas. Neste trabalho optou-se por uma escolha diferente. O potencial dum clique de ordem zero é definido pela função Lorentziana [11] (ver figura 8)

$$V_{C_i^0}(v_i)=\log\left\{1+\frac{1}{2}\left(\frac{v_i-\overline{v}_i}{\alpha}\right)^2\right\} \qquad (9)$$

onde $\overline{V}=[\overline{v}_1\cdots\overline{v}_M]$ define a chama média e α é um parâmetro de escalamento. A respectiva função densidade de probabilidade é

$$p_i^0(v_i)\propto\frac{1}{1+\frac{1}{2}\left(\frac{v_i-\overline{v}_i}{\alpha}\right)^2} \qquad (10)$$

que apresenta uma cauda mais comprida que a da distribuição Gaussiana. Esta escolha reduz a influência dos *outliers* sobre a estimativa da forma e permite uma estimação robusta do contorno da chama [12].

Os cliques de primeira ordem, $C_i^1=\{i-1,i\}$, são utilizados para garantir a suavidade dos contornos da chama. O potencial definido por estes cliques é

$$V_{C_i^1}(x_{i-1},x_i)=\beta(u_i-u_{i-1})^2+\gamma(v_i-v_{i-1})^2 \qquad (11)$$

Utilizando (8) a (11) obtem-se finalmente

$$\log p(X)=C-\sum_{i=1}^{M}\log\left\{1+\frac{1}{2}\left(\frac{v_i-\overline{v}_i}{\alpha}\right)^2\right\}-\beta(u_i-u_{i-1})^2+\gamma(v_i-v_{i-1})^2 \qquad (12)$$

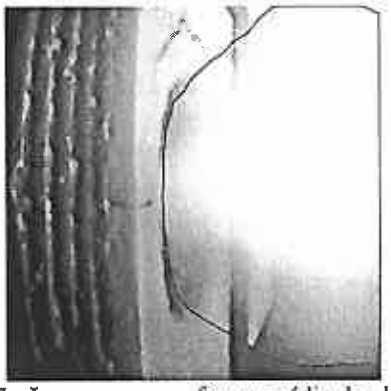


Figura 7 - Imagem com a forma média da chama do contorno exterior.

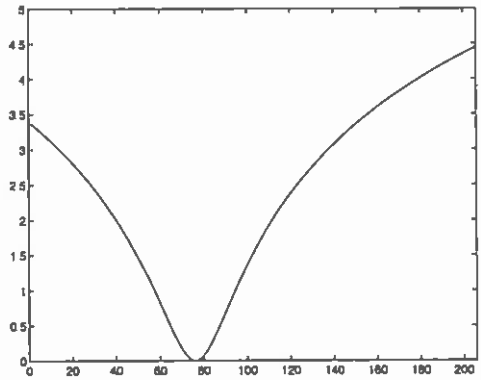


Figura 8 - Função Lorentziana.

OPTIMIZAÇÃO

O calculo da estimativa MAP dos contornos da chama baseado em (2) envolve a optimização de uma função não-convexa com um número grande de variáveis. Vários métodos têm sido propostos no sentido de resolver este problema (p. ex. Algoritmo de *Metropolis* [13], amostrador de *Gibbs* [10] ou *Iterate Conditional Modes* (ICM) [9]). Neste trabalho foi utilizado o algoritmo ICM proposto por Besag em [9]. O ICM é um algoritmo determinístico de relaxação que realiza uma optimização em ordem a uma única variável em cada iteração. Considere uma sequência determinística ou aleatória de posições (índices) $\{i_1,i_2,\ldots,i_t,\ldots\}$, tal que cada posição é repetida um número infinito de vezes. Na t-ésima iteração, a variável x_{i_t} é obtida por maximização da função objectivo em ordem a x_{i_t}, mantendo as outras variáveis constantes. Se considerarmos $i_t=k$, obtemos

$$\hat{x}_k=\arg\min_{x_k}\frac{1}{2\sigma^2}\int_0^{\overline{s}}\left|I_k(s)-\overline{I}(s,x_k)\right|^2ds+\log\left\{1+\frac{(v_k-\overline{v}_k)^2}{2\alpha^2}\right\}+\beta(u_k-\overline{u}_k)^2+\gamma(v_k-\overline{v}_k)^2 \qquad (13)$$

onde $\tilde{x}_k=[\tilde{u}_k\ \tilde{v}_k]=\frac{1}{2}(\hat{x}_{k-1}+\hat{x}_{k+1})$ e $\hat{x}_k$, para $i\neq k$, é a mais recente estimação dos contornos da chama. Este procedimento é repetido até as estimativas convergirem para valores estacionários.

Neste problema, o algoritmo converge tipicamente em menos de 20 épocas (cada época contem M iterações).

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Foram realizados testes experimentais utilizando uma base de dados com 3355 imagens de infravermelho adquiridas na central do Barreiro. Os testes foram realizados com dois objectivos: i) medir o desempenho do algoritmo de segmentação da chama e ii) estudar a relação entre as características da chama e as variáveis do processo de combustão.

As imagens utilizadas nos testes experimentais caracterizam o funcionamento da caldeira em 15 condições diferentes de operação. Em cada teste, foram adquiridas sequências de vídeo em quatro vigias, permitindo observar o funcionamento de quatro queimadores nas diferentes condições de operação.

Em cada teste, apenas um destes parâmetros foi alterado. Os testes foram realizados durante o normal funcionamento da central, o que limitou a gama de variações dos parâmetros e as condições de invariância dos restantes parâmetros, uma vez que a central esteve sujeita às variações impostas pelo consumo instantâneo de energia e vapor.

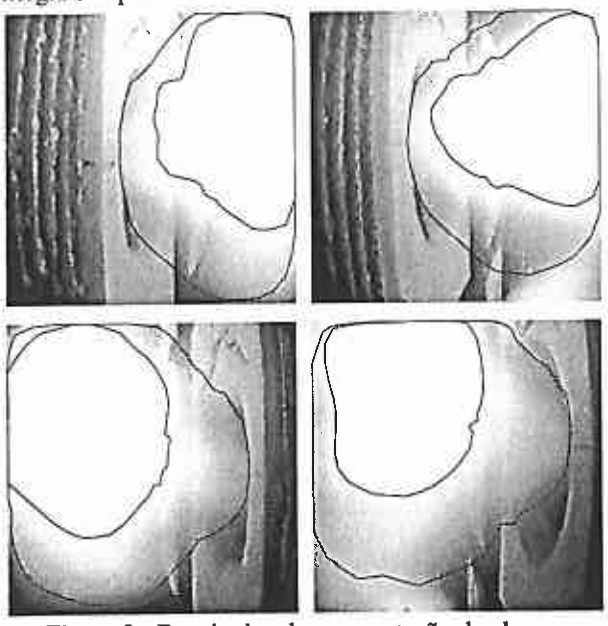


Figura 9 - Resultados da segmentação da chama.

A figura 9 mostra estimativas dos contornos da chama obtidas com o algoritmo proposto. Os contornos estimados estão perto dos contornos definidos manualmente por um especialista, o que valida o algoritmo de segmentação proposto neste artigo. Foi também demonstrado a importância do modelo *a priori* na estimativa final do contorno. A chama média e o termo de regularização contribuíram para o bom desempenho do algoritmo. Sem a informação da chama média, o algoritmo não produz resultados satisfatórios em virtude da chama estar rodeada por um fundo com zonas de elevada intensidade (p. ex., perto do queimador) que não permite o calculo correcto da fronteira entre estas duas regiões. O termo de regularização evita que o contorno tenha uma forma irregular.

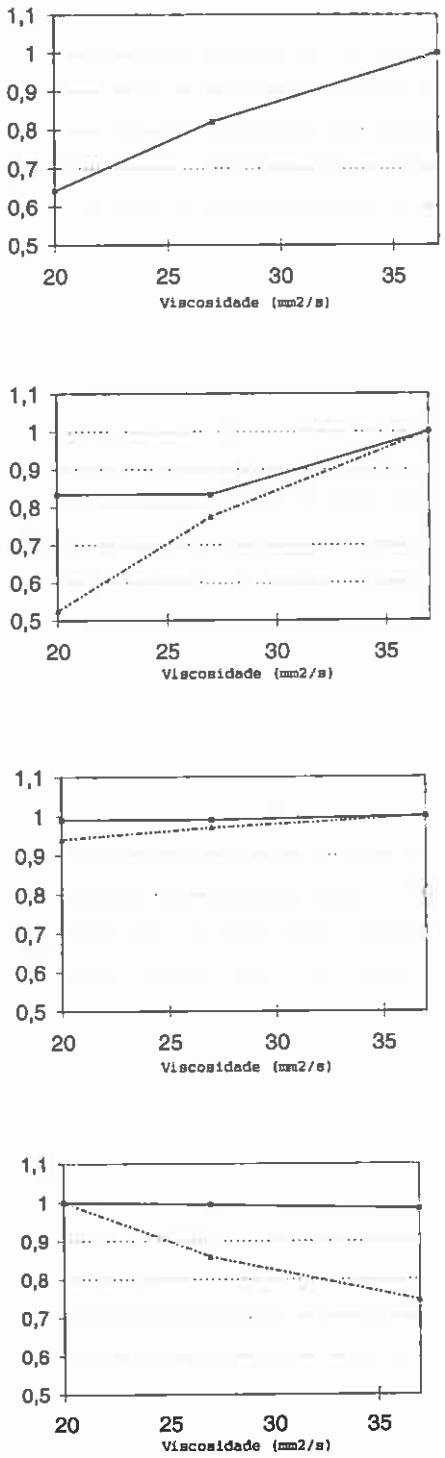


Figura 10 - Medidas da chama em função da viscosidade: a) distância ao queimador; b) e c) coordenadas do centro da chama, d) área.

Um segundo conjunto de testes foi realizado para estudar a relação entre as variáveis de entrada do processo de combustão (viscosidade do fuel, excesso de oxigénio e pressão do vapor de atomização) e as medidas da chama (distância ao queimador, área e centro). A figura 10 mostra a evolução das medidas da chama em função da viscosidade. Cada gráfico apresenta o resultado obtido

para o contorno interno (linha tracejada) e para o contorno externo (linha sólida). Por simplicidade, o máximo de cada parâmetro foi normalizado a 1. Conclui-se destes gráficos que as características geométricas da chama sofrem alterações, principalmente, as que são obtidas a partir do contorno interno. Quando a viscosidade diminui (aumento da temperatura), a chama aproxima-se do queimador (a combustão inicia-se mais cedo) e a área visível da chama aumenta. Estes resultados revelam um comportamento esperado da forma da chama face à alteração da viscosidade.

CONCLUSÕES

Este artigo estuda a monitorização de processos de combustão através de câmaras de infravermelhos. Propõe um algoritmo para a segmentação da chama em imagens de infravermelho baseado em múltiplos contornos e em métodos de estimação robusta. É apresentado um estudo de variação de parâmetros geométricos da chama em função das variáveis físicas do processo tendo-se concluído que a informação mais relevante está codificada na zona de maior intensidade da chama que é estimada através do contorno interno. Em particular, existe uma relação aproximadamente linear entre as características da chama e a viscosidade do *fuel*.

Importa mencionar dois aspectos de execução do trabalho que têm influência directa nas conclusões: i) o campo de visão da câmara apenas abrange uma região limitada da chama junto ao queimador; ii) os ensaios permitiram testar o comportamento da chama em condições próximas das condições normais de operação da central. Não foi possível, por razões óbvias, realizar ensaios em situações de operação anormais.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi apoiado pela Companhia Portuguesa de Produção de Electricidade (CPPE) no âmbito do projecto CHAMA. Agradece-se aos Engs. António Gonçalves e Queirós dos Santos da CPPE e ao Prof. Miranda Lemos do IST o apoio prestado durante este estudo. Agradece-se ainda a colaboração da Central Termoeléctrica do Barreiro na realização dos ensaios experimentais.

REFERÊNCIAS

[1] J. Victor, "A System for the Analysis and Classification of Industrial Flames", Tese de Mestrado, Instituto Superior Técnico, 1991.

[2] B. Georgel, B. Lavaissier, P. Jacques, J. Labarre, "Flamenco: an Image Processing System for Flame Analysis in a Combustion Chamber", Technical Report, EDF, 1995

[3] W. Pratt, "Digital Image Processing", Wiley, 1991

[4] R. Curwen, A. Blake, "Dynamic Contours: Real-Time Active Splines", Active Vision, MIT Press, 1992.

[5] L. Staib, J. Duncan, "Deformable Fourier Models for Surface Finding in 3D Images", Conf. On Visualization in Biomedical Computing, SPIE, 90-104, 1994.

[6] T. Cootes, C. Taylor, D. Cooper, J. Graham, "Active Shape Models – Their Training and Applications", Computer Vision and Image Understanding, 38-59, 1995.

[7] H. Van Trees, "Detection, Estimation and Modulation Theory", John Wiley, 1968.

[8] M. Figueiredo J. Leitão, "Bayesian Estimation of Ventricular Contours in Angiographic images", IEEE Trans. on Medical Imaging, Vol. 11, Nº3, 416-429, 1992.

[9] J. Besag, "On the Statistical Analysis of Dirty Picture", J. Royal Statist. Soc. B, Vol. 48, 259-302, 1986.

[10] S. Geman, D. Geman, "Stochastic Relaxation, Gibbs Distributions ans the Bayesian Restoration os Images", IEEE Trans. on Pattern Analysis ans Machine Intelligence, 721-741, 1984.

[11] M. Black, A. Rangaranjan, "The Outlier Process: Unifying Line Process and Robust Statistic", IEEE Proc. Comp. Vision and Pattern Recognition, 15-22, 1994.

[12] P. Huber, "Robust Statistics", John Wiley, 1981.

[13] N. Metropolis, A. Rosenbluth, M. Rosenbluth, A. Teller, E. Teller, "Equation of State Calculation by Fast Computing Machine", J. Chem. Phys., Vol. 21, 1087-1091, 1953.

Seguimento de Objectos com Modelo de Observações baseado em Centróides*

Arnaldo J. Abrantes
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Dept. Engenharia Electrónica e Comunicações
email: aja@isel.pt

Jorge S. Marques
Instituto Superior Técnico
Instituto de Sistemas e Robótica
email: jsm@isr.ist.utl.pt

Resumo

Quando se pretende desenvolver um algoritmo capaz de seguir um objecto (região da imagem), ao longo duma sequência de vídeo, torna-se necessário saber caracterizar os seguintes três aspectos do problema: (i) o espaço das formas admissíveis; (ii) o modelo de movimento; (iii) o modelo das observações. Este artigo analisa o problema de seguimento, dando particular atenção ao terceiro aspecto mencionado — o modelo das observações. Adopta-se um mecanismo de observações, composto por duas operações, em cadeia: (i) detecção de características (*features*) na imagem; (ii) emparelhamento características/pontos do modelo, baseado em técnicas de agrupamento de dados (*clustering*). Esta estratégia tem como principal consequência a utilização de mecanismos de aprendizagem competitiva, durante a operação de emparelhamento, o que reduz os problemas de abertura, comuns em operações de seguimento. Uma vez que esta formulação é válida para espaços de características de dimensão arbitrária, este modelo de observações pode, com vantagem, fundir informação proveniente de diferentes sensores.

INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de algoritmos capazes de seguir objectos (regiões) ao longo duma sequência de imagens é um tema de investigação activo, uma vez que os progressos conseguidos nesta área têm reflexo no sucesso de aplicações tão diversas como, por exemplo, a codificação de vídeo [20], a tele-vigilância [17], o diagnóstico médico assistido por computador [14], a monitorização de tráfego rodoviário [8] ou as interfaces homem-máquina baseadas na análise de gestos [18].

A natureza deste problema impõe, em geral, a adopção de estimadores baseados em modelos dinâmicos deformáveis, capazes de se adaptarem às contínuas transformações de pose e de forma do objecto, ao longo do tempo [21]. A adaptação do modelo (por exemplo, uma curva *B-spline*) ao objecto que se pretende seguir é guiada por um qualquer mecanismo de observações, aplicado a cada imagem da sequência, recorrendo-se para tal a métodos de análise de imagem.

Uma técnica comum consiste em detectar pontos na imagem onde ocorrem transições acentuadas de intensidade (pontos de contorno) e atrair o modelo em direcção a esses pontos. Contudo, a forma como se estabelece esse mecanismo de atracção, entre o modelo e as características detectadas na imagem, é uma questão relevante que permanece em aberto. São várias as possibilidades consideradas na literatura: (i) utilização de imagens de potencial [12]; (ii) atracção em direcção à característica mais próxima [10]; (iii) procura limitada a região 1D, orientada segundo direcção ortogonal ao modelo [7]; (iv) atracção em direcção a um centróide (combinação linear de características), obtido através da utilização de métodos de agrupamento de dados (*clustering*) [2] [16].

Este artigo descreve uma classe de métodos que se enquadram nesta última categoria (ou seja, são baseados no cálculo de centróides), e que contém como casos particulares, como demonstrado pelos autores em [2], vários algoritmos clássicos de reconhecimento de padrões, tais como: os mapas de Kohonen [13], as redes elásticas [11], o método c-médias [15] e o método c-médias difuso [4]. Nesta classe de métodos, a influência que cada observação exerce num dado ponto do modelo é calculada, duma forma iterativa, usando mecanismos de aprendizagem competitiva. Este artigo mostra que a aprendizagem competitiva desempenha um papel importante na resolução do problema do emparelhamento, entre os pontos do modelo e as características detectadas na imagem, sendo útil em operações de seguimento. Nomeadamente, verifica-se que este tipo de modelos de observações são menos sensíveis aos problemas de abertura, que inevitavelmente ocorrem durante o seguimento dum objecto.

Outro aspecto que merece especial relevo neste artigo é o facto do modelo de observações proposto poder, facilmente, ser aplicado a espaços de características de dimensão mais elevada, que o espaço $\mathcal{R}^2$, anteriormente considerado (contendo as coordenadas dos pontos de contorno, detectados na imagem). A utilização de espaços de características de dimensão mais elevada permite incorporar mais informação no modelo das observações (tal como cor, textura, direcção do gradiente, curvatura), o que torna mais robusta a operação de emparelhamento.

*este trabalho foi parcialmente financiado pelo programa PRAXIS XXI, no âmbito do projecto EEI/12050/1998.

FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Seja $x(s) = (x_1(s), x_2(s))$ uma curva em $\mathcal{R}^2$, descrita pelo parâmetro $s \in [0,1]$, e sujeita à restrição de pertencer a um dado espaço de curvas admissíveis,

$$\mathcal{A} = \{x(s) : x(s) = H(s)\,\theta\} \tag{1}$$

definido através da especificação de um conjunto de N_θ pares de funções de base, $H(s) = \{h_{ij}(s)\}$ com $i \in \{1,2\}$ e $j \in \{1,\ldots,N_\theta\}$. Uma curva, $x(s) \in \mathcal{A}$, é pois totalmente caracterizada pelo vector de parâmetros $\theta \in R^{N_\theta}$, que contém as coordenadas da curva no espaço $\mathcal{A}$, sendo portanto designada por $x(s,\theta)$. Diferentes escolhas para a matriz $H(s)$ conduzem a diferentes espaços de curvas, podendo (1) ser usado para definir espaços constituídos por curvas genéricas (baseadas, por exemplo, em funções *B-splines*, funções exponenciais complexas, funções *Sinc*, etc) [5], ou sub-espaços destes, mais restritivos, contendo, por exemplo, curvas que resultam duma dada transformação global de formas de referência (sub-espaço das translações, das semelhanças euclideanas, das transformações afins, etc) [8].

Considere-se agora que se pretende usar o modelo dinâmico, $x^t(s,\theta^t) \in \mathcal{A}$, para seguir a evolução do contorno visual dum objecto, ao longo duma sequência de vídeo. Este problema de seguimento é usualmente convertido na resolução do seguinte problema de optimização [19],

$$\hat{\theta}^t = \arg\min_\theta E^t(\theta, Y^t) \tag{2}$$

aplicado a cada imagem da sequência, com

$$E^t(\theta, Y^t) = E_r^t(\theta) + E_d^t(\theta, Y^t) \tag{3}$$

onde o conjunto $Y^t = \{y_1^t, \ldots, y_j^t, \ldots, y_N^t\}, y_j^t \in \mathcal{R}^2$, contém as coordenadas de N pontos da imagem, supostamente pertencentes ao contorno visual do objecto, e que são obtidos recorrendo a técnicas apropriadas de análise de imagem (por exemplo, utilizando um detector de pontos de contorno). A energia (3) é constituída por dois termos em conflito: um termo de regularização, E_r^t, que avalia a adequação da curva, $x^t(s,\theta^t)$, relativamente ao modelo de movimento que é assumido; e um termo de dados, E_d^t, que avalia a curva quanto à qualidade obtida na representação das observações, Y^t. A formulação (2, 3) tem uma interpretação probabilística, bayesiana, imediata: o vector $\hat{\theta}^t$ é a estimativa MAP (*Maximum a Posteriori*) que seria obtida assumindo que o *prior* e o modelo de observações são ambos descritos por distribuições de Gibbs, $p(\theta^t|\theta^{t-1}, \theta^{t-2}, \ldots) \propto \exp(-E_r^t)$ e $p(Y^t|\theta^t) \propto \exp(-E_d^t)$, respectivamente [19].

ENERGIA DE REGULARIZAÇÃO

Uma hipótese frequente consiste em pensar no modelo de movimento como um dispositivo probabilístico que, em cada instante[1], produz uma curva $\overline{x}(s,\overline{\theta}) \in \mathcal{A}$ (forma predita), cuja incerteza, em cada ponto, é modelada por uma densidade gaussiana e isotrópica. Nesse caso, o termo de regularização apropriado é proporcional à distância L_2 entre as curvas $x(s,\theta)$ e $\overline{x}(s,\overline{\theta})$, ou seja

$$E_r = \alpha_r \int \|x(s) - \overline{x}(s)\|^2 ds \tag{4}$$

onde α_r é uma constante que controla o grau de incerteza do modelo de movimento. Usando (1) em (4), verifica-se que a energia de regularização, E_r, pode ser expressa como uma função quadrática dos parâmetros do modelo,

$$E_r = \alpha_r (\theta - \overline{\theta})^T \mathcal{H} (\theta - \overline{\theta}) \tag{5}$$

onde

$$\mathcal{H} = \int H(s)^T H(s) ds \tag{6}$$

é usualmente designada por matriz de métrica do espaço $\mathcal{A}$ [8].

ENERGIA DOS DADOS

A energia dos dados, usada em (3), deverá ser definida de modo a constituir uma medida apropriada da distância (na imagem) entre os N pontos que constituem o conjunto discreto das observações, Y, e os correspondentes pontos do modelo contínuo, $x(s,\theta)$, que as produziram. Este problema não é trivial, uma vez que envolve encontrar uma solução para o problema da correspondência e atender ao facto de que algumas das observações não foram produzidas pelo modelo (*outliers*)[2]. Para simplificar este problema, é conveniente proceder-se à amostragem do modelo, $x(s,\theta)$, resultando deste processo um novo conjunto de M pontos, $X = \{x(s_i,\theta)\}, i \in \{1,\ldots,M\}$. O problema agora consiste em definir uma medida adequada de distância entre estes dois conjuntos discretos de pontos, X e Y.

Duas situações distintas são, em seguida, analisadas e comparadas:

1. Emparelhamento conhecido, entre os elementos dos conjuntos X e Y. Esta situação ocorre quando a extracção de características é efectuada a partir de pontos do modelo, quer usando uma busca na perpendicular, como em [8], quer simplesmente procurando a característica mais próxima na imagem, como em [10].

[1] por uma questão de simplicidade de notação, o índice t será omitido nas discussões que se seguem.

[2] um outro problema, o das falhas de detecção do mecanismo das observações, é minorado através da utilização do termo de regularização.

2. Emparelhamento desconhecido. Esta é a situação que ocorre quando os vectores de características são obtidos através da utilização de extractores genéricos, e só depois se considera o problema da sua associação com o modelo de forma. Esta associação pode ser feita de forma implícita, através da utilização de imagens de potencial, como em [9], ou através da utilização de métodos de agrupamento de dados, como descrito em [2].

Emparelhamento conhecido

A situação mais simples ocorre quando o número de amostras do modelo, M, é igual ao número de observações, N, e além disso o problema do emparelhamento está solucionado. Nestes casos, uma definição natural para o termo de dados é

$$E_d^{(1)} = \sum_{i=1}^{M} \frac{1}{2\sigma_i^2} \|y_i - x(s_i, \theta)\|^2 \qquad (7)$$

onde os parâmetros σ_i permitem atribuir diferentes pesos (incertezas) às observações efectuadas (por exemplo, para compensar uma amostragem não uniforme do modelo).

Usando (1) em (7), e calculando o gradiente desta energia,

$$\frac{\partial E_d^{(1)}}{\partial \theta} = \sum_i \frac{1}{\sigma_i^2} H(s_i)^T \left(H(s_i)\,\theta - y_i\right) \qquad (8)$$

constata-se que a energia de dados (7) tem valor mínimo quando o vector de parâmetros, θ, é dado por

$$\hat{\theta}_d = S^{-1} Z \qquad (9)$$

com

$$S = \sum_i \frac{1}{\sigma_i^2} H(s_i)^T H(s_i) \qquad (10)$$

e

$$Z = \sum_i \frac{1}{\sigma_i^2} H(s_i)^T y_i \qquad (11)$$

sendo necessárias, no mínimo, $N_\theta/2$ observações para que se possa obter um valor para a estimativa, $\hat{\theta}_d$ (note-se que a matriz $H(s_i)$ tem dimensão $2 \times N_\theta$, e portanto a matriz S será necessariamente singular enquanto $N < N_\theta/2$).

A utilização do critério de mínimos quadrados (7), para estimar os parâmetros do modelo é equivalente à adopção do critério de máxima verosimilhança, assumindo que as observações são produzidas, de forma independente, por um modelo probabilístico gaussiano, com região de incerteza circular, com raio controlado por σ_i.

Este modelo de observações apresenta algumas fragilidades: (1) é pouco robusto relativamente à presença de *outliers*; e (2) não equaciona o problema da correspondência, não tendo portanto possibilidade de melhorar um emparelhamento pré-estabelecido, usualmente baseado em estratégias simplistas (procura na perpendicular, proximidade na imagem, etc).

Quando o número de *outliers* existente no conjunto Y é reduzido, e o emparelhamento dos pontos de X com Y contém poucos erros graves, então a utilização do termo de regularização (5) no processo de estimação é frequentemente suficiente para melhorar a estimativa obtida em (9). Neste caso, trata-se de resolver o problema de optimização formulado em (2, 3), que tem como solução (ver equações (5) e (9)),

$$\hat{\theta} = \left(\alpha_r \mathcal{H} + S\right)^{-1} \left(\alpha_r \mathcal{H}\bar{\theta} + Z\right) \qquad (12)$$

sendo as matrizes S e Z dadas pelas equações (10) e (11), respectivamente.

O papel do termo de regularização é o de incorporar, no processo de estimação (12), toda a informação *a priori* disponível, relativamente ao problema em consideração (neste caso, informação quanto às possíveis formas e dinâmicas do objecto que se pretende seguir). Em algumas situações, a quantidade dessa informação é escassa (por exemplo, quando as formas e/ou dinâmicas do objecto apresentam grande variabilidade), não sendo possível compensar uma deficiente modelização do sensor, através de mecanismos de regularização. Nestes casos, torna-se particularmente importante desenvolver modelos de observações mais adequados que (7), objectivo esse que pode ser perseguido através da procura de respostas às duas seguintes questões: (1) como aumentar a robustez relativamente à presença de *outliers*? (2) como obter melhores soluções no problema da correspondência?

A primeira destas questões está amplamente estudada e documentada na literatura, havendo várias soluções para se obter, neste contexto, modelos de observações robustos à presença de *outliers*, nomeadamente: (1) introduzir um mecanismo de validação, que obrigue a que as observações pertençam a regiões de incerteza limitadas, previamente definidas; (2) utilização de heurísticas apropriadas, para adaptação dos valores de σ_i; (3) adopção dum critério de mínimos quadrados robusto [6].

As secções que se seguem abordam a segunda questão, sugerindo-se a alteração do termo de energia de dados (7), por forma a que este não esteja comprometido *a priori* com qualquer hipótese quanto ao emparelhamento entre os elementos dos conjuntos X e Y (ver equação (13)).

Emparelhamento desconhecido

Considere-se o caso em que não são conhecidos os emparelhamentos entre as N observações e as M amostras do modelo, e que inclusive $N \neq M$ (normalmente, $N >> M$). Neste caso, uma forma natural de

	w_{ij}	ϑ_{ij}
SNK	$2\sigma^2 \frac{1-\phi_\sigma(d_{ij})}{d_{ij}}$	$\phi_\sigma(d_{ij})$
MK	$\Lambda_r(i, i^*(j))$	$\Lambda_r(i, i^*(j))$
RE	$\frac{-2\sigma^2}{M} \frac{\log \sum_k \phi_\sigma(d_{kj})}{d_{ij}}$	$\frac{\phi_\sigma(d_{ij})}{\sum_k \phi_\sigma(d_{kj})}$
CMD	$\left(\sum_k \left(\frac{d_{ij}}{d_{kj}}\right)^{\frac{1}{q-1}}\right)^{-q}$	$\left(\sum_k \left(\frac{d_{ij}}{d_{kj}}\right)^{\frac{1}{q-1}}\right)^{-q}$
CM	$\delta(i - i^*(j))$	$\delta(i - i^*(j))$

Tabela 1: Funções de peso das *snakes* (SNK), mapas de Kohonen (MK), redes elásticas (RE), c-médias difuso (CMD) e c-médias rígido (CM). Note-se que $d_{ij} = \|x(s_i) - y_j\|^2$, $\phi_\sigma(d_{ij}) = \exp(-d_{ij}/2\sigma^2)$, $i^*(j)$ designa a amostra do modelo mais próxima da observação y_j, q é uma constante que controla o grau de rigidez do método CMD, δ é a função impulso e Λ_r a função de vizinhança dos mapas de Kohonen.

definir o termo de dados é (comparar com (7))

$$E_d^{(2)} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1}^{N} \|y_j - x(s_i, \theta)\|^2 w_{ij} \qquad (13)$$

onde o coeficiente w_{ij} permite controlar o custo associado a emparelhar a observação y_j com o ponto do modelo $x(s_i, \theta)$. Inúmeras são as possibilidades para definir os valores dos coeficientes w_{ij}, tendo sido mostrado pelos autores, em [2], que a energia de dados (13) inclui, como casos particulares, os termos de energia adoptados por métodos bem conhecidos, tais como: as *snakes* [12], os mapas de Kohonen [13], as redes elásticas [11], o método c-médias [15] e o c-médias difuso [4]. A tabela 1 mostra, para cada um dos métodos mencionados, quais as correspondentes definições das funções w_{ij}, assim como dum outro conjunto de funções relacionadas, ϑ_{ij}, usadas no processo de minimização da energia (13) (ver (17)).

Considere-se agora o problema da minimização da energia de dados (13), cujo gradiente pode ser expresso da seguinte forma [1]

$$\frac{\partial E_d^{(2)}}{\partial \theta} = \sum_i \mu_i \, H(s_i)^T \left(H(s_i)\,\theta - \xi_i\right) \qquad (14)$$

sendo $\xi_i \in \mathcal{R}^2$ e $\mu_i \in \mathcal{R}$ interpretados, respectivamente, como o centróide e a massa total da região de atracção associada ao ponto do modelo com coordenadas $x(s_i, \theta)$. Mais concretamente,

$$\xi_i = \frac{\sum_j \vartheta_{ij} y_j}{\sum_j \vartheta_{ij}} \qquad (15)$$

e

$$\mu_i = \sum_j \vartheta_{ij} \qquad (16)$$

tendo-se definido um novo conjunto de funções, ϑ_{ij}, que representam a influência (massa) que cada observação, y_j, exerce num dado ponto do modelo, $x(s_i, \theta)$. Estas novas funções estão relacionadas com as funções anteriores, w_{ij}, usadas na definição da energia (13), através da seguinte expressão [1]

$$\vartheta_{ij} = w_{ij} + \sum_k d_{kj} \frac{\partial w_{kj}}{\partial d_{ij}} \qquad (17)$$

Pela análise da equação (15), conclui-se que ξ_i representa o centro de massa das N observações, $Y = \{y_1, \ldots, y_N\}$, na perspectiva dum *observador* colocado no ponto da imagem com coordenadas $x(s_i, \theta)$. À medida que esse *observador* muda de posição, altera-se também o valor da sua observação (o seu centróide). Ou seja, os M centróides representam agora as observações, estando estas automaticamente associadas (emparelhadas) com as correspondentes amostras do modelo. De facto, comparando (14) com (8), conclui-se que os centróides, ξ_i, fazem o papel das observações, y_i, e que as massas, μ_i, o papel do recíproco das constantes σ_i^2. Tem-se portanto que a solução do problema de minimização da energia (13) é também dada por (9), mas com

$$S = \sum_i \mu_i H(s_i)^T H(s_i) \qquad (18)$$

e

$$Z = \sum_i \mu_i H(s_i)^T \xi_i \qquad (19)$$

A solução do problema da minimização da energia total (ou seja, contendo o termo de regularização; ver (3)) é obtida, uma vez mais, através da expressão (12).

Observando a tabela 1, verifica-se que, excepto no caso do algoritmo *snakes*, o peso ϑ_{ij} depende da distância da observação y_j a todas as M amostras do modelo. Ou seja, o i-ésimo ponto do modelo compete com todos os outros pontos do modelo pela atribuição (de forma difusa; *fuzzy*) da observação y_j. Isto significa que os valores dos centróides (e massas) são obtidos através de mecanismos de aprendizagem competitiva, sendo portanto conveniente utilizar-se um algoritmo iterativo que permita refinar os seus valores, ao mesmo tempo que se procede à estimação dos parâmetros do modelo. Concretamente, adopta-se o seguinte algoritmo iterativo:

1. amostragem do modelo, $x(s, \theta)$, em M pontos.
2. cálculo dos valores dos centróides e massas, usando (15, 16).
3. estimação dos parâmetros do modelo, usando (18, 19) em (12) (ou em (9)).
4. enquanto não efectua um número pré-fixado de iterações, retorna ao ponto 1.

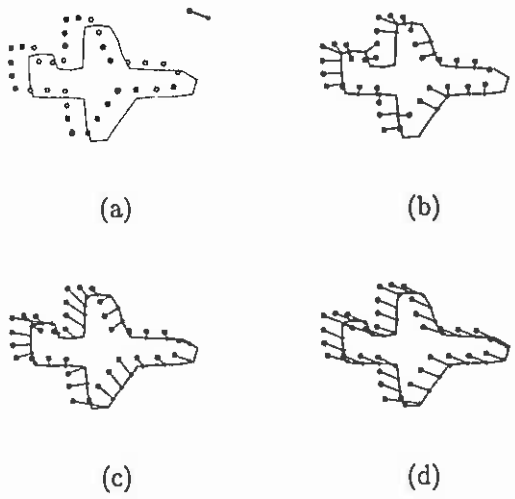


Figura 1: A aprendizagem competitiva na resolução do problema da correspondência — os círculos representam as amostras da forma predita, a linha a cheio representa a forma observada, e o segmento no topo superior de (a) revela o erro de predição em cada ponto (translação pura). Comparam-se as soluções obtidas: (b) sem aprendizagem competitiva (associação ao ponto mais próximo); (c) com aprendizagem competitiva (método c-médias difuso); (d) o mesmo que em (c), mas usando um maior número de iterações.

A utilização de mecanismos de aprendizagem competitiva, no modelo das observações, permite obter melhores soluções para o problema do emparelhamento (quando comparadas com as soluções obtidas por métodos que não utilizam esses mecanismos). Este facto é relevante na resolução de algumas dificuldades comuns, encontradas em problemas de representação e seguimento de formas, nomeadamente, problemas de associação múltipla e problemas de abertura.

A figura 1 ilustra a presente discussão, comparando o desempenho de diferentes modelos de observações, usados no seguimento duma forma que sofre um movimento de translação (ver figura 1a). A figura 1b permite verificar os erros grosseiros de associação, que resultam da utilização de estratégias de observação meramente locais (problemas de abertura), como é a de associar cada amostra do modelo ao ponto de contorno mais próximo. A figura 1c mostra o superior desempenho que é obtido quando se adoptam mecanismos de aprendizagem competitiva na resolução do problema da associação (neste caso, usou-se o método c-médias difuso), constatando-se também a importância da utilização do processo iterativo para o cálculo dos centróides (ver figura 1d).

Refira-se que o problema da robustez deste tipo de modelos de observações, relativamente à presença de *outliers*, foi anteriormente estudado pelos autores, tendo-se mostrado que é possível obter estimadores robustos para os centróides, desde que se adicione ao modelo uma unidade virtual, designada por plano de ruído [3].

OS CENTRÓIDES E A FUSÃO DE INFORMAÇÃO

Em muitos problemas não é possível proceder a uma correcta operação de emparelhamento, entre os pontos do modelo e as observações, usando apenas a informação relativa às localizações das transições acentuadas da intensidade (pontos de contorno). As dificuldades surgem sempre que, por exemplo, existe um outro objecto na cena, próximo do objecto alvo; ou quando os contornos visuais do objecto alvo contêm zonas com transições de intensidade demasiado ténues; ou quando, por variadas razões, persistem os problemas de abertura.

Estas dificuldades só poderão ser ultrapassadas com a introdução de informação adicional no modelo das observações. Essa informação poderá ser relativa à cor do objecto alvo; à sua textura; à localização de pontos de maior curvatura do contorno visual deste; à direcção da tangente (ou perpendicular) em pontos seleccionados do contorno visual do objecto, etc. Evidentemente que na escolha do tipo de características a usar ter-se-à que atender ao facto de ser necessário providenciar extractores de características capazes de detectar, na imagem, a informação pretendida.

Um aspecto que merece especial relevo no modelo de observações, anteriormente estudado, é o facto deste ser extensível a espaços de características de dimensão arbitrária, podendo portanto incorporar toda a informação disponível. Para tal, considere-se a seguinte versão modificada da energia de dados (comparar com a energia definida em (13)),

$$E_d^{(3)} = \sum_i \sum_j \|\tilde{y}_j - \tilde{x}(s_i,\theta)\|^2 w_{ij} \qquad (20)$$

onde $\tilde{x}(s_i,\theta) \in \mathcal{R}^{2+K}$ e $\tilde{y}_j \in \mathcal{R}^{2+K}$, sendo K o número de características adicionais (para além da localização 2D) associadas a cada ponto do modelo ou da imagem, respectivamente. Mais concretamente, $\tilde{x}(s_i) = [x(s_i)^T\, t_i^1 \ldots t_i^K]^T$ e $\tilde{y}_j = [y_j^T\, f_j^1 \ldots f_j^K]^T$, onde $t_i^1, \ldots, t_i^K$ designam os K valores das características associadas ao ponto do modelo, $x(s_i,\theta)$, e $f_j^1, \ldots, f_j^K$, os valores dessas mesmas características, obtidas no ponto y_j da imagem, através da utilização de extractores de características adequados.

Uma vez que o gradiente da nova energia de dados (20) é dado por uma expressão análoga a (14) (sendo os centróides e massas calculados, uma vez mais, usando[3] (15, 16)), conclui-se que a estimação dos parâmetros do modelo é efectuada usando o mesmo algoritmo iterativo, definido na secção anterior. A única (e importante) diferença reside nos valores dos pesos, ϑ_{ij},

[3] note-se que se considera ainda $\xi_i \in \mathcal{R}^2$.

que agora dependem dos valores das K características adicionais, sendo portanto de esperar a obtenção de diferentes valores para os centróides e para as massas.

Este modelo de observações, baseado no cálculo de centróides, permite pois efectuar a fusão da informação, que é obtida a partir de múltiplas fontes (sensores). No contexto dos contornos activos, este aspecto foi, desde o início, considerado essencial para o sucesso dos algoritmos. De facto, já no artigo pioneiro de Kass *et. al.* se sugere a adopção de imagens de potencial híbridas, obtidas por combinação linear das saídas de diferentes tipos de operadores, capazes de detectar transições de intensidade, cantos, terminadores, etc [12]. Contudo, a abordagem apresentada neste artigo difere muito daquela. Agora, as informações provenientes dos diferentes sensores não são resumidas (fundidas) através da utilização duma combinação linear. Pelo contrário, as diferentes informações são mantidas num espaço de características de dimensão $\mathcal{R}^{2+K}$, sendo posteriormente analisadas, usando um algoritmo iterativo não-linear.

Por falta de espaço não são apresentados resultados experimentais referentes à fusão de informação baseada em centróides. Esses resultados serão apresentados na comunicação oral.

CONCLUSÃO

Este artigo aborda o problema do seguimento de objectos, usando modelos deformáveis que são guiados por um conjunto de características detectadas nas imagens. Elege-se o problema do emparelhamento modelo/características como questão central no desenvolvimento dos algoritmos de seguimento e propõe-se a utilização de modelos de observações baseados no cálculo de centróides, como forma de obter soluções adequadas para este problema. A principal diferença da abordagem proposta, relativamente aos métodos clássicos usados por outros autores, reside na utilização de mecanismos de aprendizagem competitiva no modelo das observações. Mostra-se que estes mecanismos desempenham um papel importante na resolução dos problemas de abertura, comuns em operações de seguimento. Além disso, este artigo defende que os modelos de observações baseados em centróides constituem ferramenta natural para fundir informação proveniente de diferentes sensores (extractores de características), tal como posição, cor, gradiente, curvatura, etc. Este facto abre caminho ao desenvolvimento de algoritmos de seguimento com capacidade de operar em condições mais adversas que as usualmente descritas na literatura (note-se que na maioria dos trabalhos, efectuados neste âmbito, se utilizam espaços de características 2D, contendo apenas as coordenadas de pontos de contorno).

Referências

[1] A. Abrantes. *Extração e Seguimento de Contornos de Objectos: uma Perspectiva Unificadora.* tese de doutoramento, Instituto Superior Técnico, 1998.

[2] A. Abrantes and J. Marques. A class of constrained clustering algorithms for object boundary extraction. *IEEE Transactions on Image Processing*, 5(11):1507–1521, 1996.

[3] A. Abrantes and J. Marques. Pattern recognition methods for object boundary detection. In *Proc. British Machine Vision Conference*, volume 2, páginas 409–417, Southampton, 1998.

[4] J. Bezdek. A convergence theorem for the fuzzy ISODATA clustering algorithms. *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intell.*, 2(1):1–8, 1980.

[5] J. Bioucas. Adaptive Bayesian contour estimation: A vector space representation approach. In *Workshop on Energy Minimization Methods in Computer Vision and Pattern Recognition*, páginas 157–172, York, UK, 1999.

[6] M. Black and A. Rangarajan. On the unification of line processes, outlier rejection, and robust statistics with application in early vision. *International Journal of Computer Vision*, 19(1):57–91, 1996.

[7] A. Blake, R. Curwen, and A. Zisserman. A framework for spatiotemporal control in the tracking of visual contours. *Int. Journal of Computer Vision*, 11(2):127–145, 1993.

[8] A. Blake and M. Isard. *Active Contours.* Springer-Verlag, 1998.

[9] L. Cohen. NOTE on active contour models and balloons. *CVGIP: Image Understanding*, 53(2):211–218, 1991.

[10] L. Cohen. Auxiliary variables and two-step iterative algorithms in computer vision problems. *Journal of Mathematical Imaging and Vision*, 6:59–83, 1996.

[11] R. Durbin and D. Willshaw. An analogue approach to the travelling salesman problem using an elastic net method. *Nature*, 326(16):689–691, 1987.

[12] M. Kass, A. Witkin, and D. Terzopoulos. Snakes: Active contour models. *International Journal of Computer Vision*, 1(4):321–331, 1987.

[13] T. Kohonen. The self-organizing map. *Proc. IEEE*, 78(9):1464–1480, 1990.

[14] T. McInerney and D. Terzopoulos. Deformable models in medical image analysis: A survey. *Medical Image Analysis*, 1(2), 1996.

[15] J. McQueen. Some methods for classification and analysis of multivariate observations. In *Proc. of 5th Berkeley Symp. Math. Stat. and Prob.*, volume 1, páginas 281–286, 1967.

[16] J. Ohm and P. Ma. Feature-based cluster segmentation of image sequences. In *Proc. IEEE Int. Conf. on Image Processing*, páginas 178–181, Santa Barbara, 1997.

[17] N. Paragios and R. Deriche. Detecting multiple moving targets using deformable contours. In *Proc. IEEE Int. Conf. on Image Processing*, páginas 183–186, Santa Barbara, 1997.

[18] M. Shah and R. Jain, editores. *Motion-Based Recognition.* Kluwer Academic Publishers, 1997.

[19] G. Storvik. A Bayesian approach to dynamic contours through stochastic sampling and simulated annealing. *IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intell.*, 16(10):976–986, 1994.

[20] A. Tekalp. *Digital Video Processing.* Prentice-Hall, New Jersey, 1995.

[21] D. Terzopoulos and R. Szeliski. Tracking with Kalman snakes. In A. Blake and A. Yuille, editores, *Active Vision*, capítulo 1. MIT Press, 1992.

Integração de Comportamentos Visuais em Robótica Móvel

Vitor Costa
Instituto de Sistemas e Robótica, Centro de Estudos e Desenvolvimento de Electrónica e Telecomunicações,
Instituto de Engenharia de Lisboa / DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro nº1 1900 Lisboa
Tel.: 351-1-8317238
Email: vsc@isel.pt

José Santos Victor
Instituto de Sistemas e Robótica, Instituto Superior Técnico
Av. Rovisco Pais nº1, Torre Norte 7ºpiso
1096 Lisboa Codex
Tel.: 351-1-8418294
Email: jasv@isr.ist.utl.pt

RESUMO

A utilização da percepção permite a um sistema robótico uma maior autonomia e flexibilidade de funcionamento em ambientes dinâmicos. Estas capacidades possibilitam a realização de tarefas em meios adversos ao ser humano ou simplificar as funções de teleoperação. Este trabalho descreve o projecto de um sistema robótico móvel autónomo para ambientes interiores.

É desenvolvida uma arquitectura baseada em comportamentos (evitar obstáculos, navegação e acostagem) que utilizam a visão para a percepção do meio envolvente. A decomposição do sistema em comportamentos facilita o projecto, assim como futuros melhoramentos em cada comportamento ou a inclusão de novos comportamentos.

São utilizados os conceitos da Visão Activa e Visão por Objectivos na implementação dos comportamentos. Estes conceitos consistem no processamento só da informação relevante para o objectivo corrente, sendo a interacção do sistema com o meio envolvente um comportamento visual que associa a percepção e a acção com um objectivo concreto. Os paradigmas da Visão Activa e Visão por Objectivos têm como inspiração a observação de sistemas biológicos de visão e, particularmente, a maneira como estes interagem com o meio ambiente. Estes sistemas, além de interpretarem os dados do mundo visual, mostraram a importância do envolvimento de um observador activo na percepção do mundo.

Todos os comportamentos implementados utilizam como informação de entrada o movimento observado no plano de imagem (fluxo óptico). Esta informação é retirada de diferentes zonas do campo visual em conformidade com as características de cada comportamento. É efectuada a integração utilizando teoria dos sistemas dinâmicos, definindo-se as contribuições de cada comportamento como funções no espaço de fase, que dão origem a estados de atracção ou de repulsão que variam dinamicamente durante a navegação. São apresentados resultados com o sistema a funcionar em tempo real.

INTRODUÇÃO

A crescente utilização de sistemas robóticos na realização das mais diversas tarefas tem resultado na procura de sistemas cada vez mais genéricos e flexíveis. Embora a utilização de sistemas deste tipo seja bastante bem sucedida em ambientes controlados (como sejam certas indústrias), a sua robustez e flexibilidade face a ambientes desconhecidos ou variáveis nem sempre tem os resultados desejáveis. Os sistemas exibem normalmente falta de robustez, flexibilidade e dificuldades de funcionamento em tempo real.

Vários grupos de investigação têm apresentado propostas para a construção de sistemas robóticos autónomos capazes de desempenhar tarefas em ambientes pouco estruturados ou desconhecidos. A maior parte dessas propostas seguem duas abordagens diferentes:

- A primeira abordagem considera o sistema como um todo, dividindo-o por módulos funcionais interdependentes, distribuídos por camadas entre os sensores e os actuadores [2]. A introdução de uma nova capacidade no sistema implica normalmente a modificação de todo o sistema.
- A segunda abordagem concebe o sistema como um conjunto de módulos ou comportamentos que não dependem entre si [2]. O sistema é constituído por subsistemas capazes de operar sozinhos realizando tarefas específicas. Estes subsistemas executam as tarefas utilizando recursos de informação e actuação limitados, o que facilita a sua implementação. O sistema global é obtido através da integração, de forma hierárquica, dos subsistemas divididos por níveis de comportamento.

Do ponto de vista da percepção e, em particular, da visão podemos encontrar linhas de trabalho bastante análogas [6]. Uma dessas linhas relaciona-se com a segunda abordagem atrás referida e deu origem aos conceitos de Visão Activa e Visão por Objectivos [6]. Só a informação relevante é processada para o objectivo corrente, sendo a interacção do sistema com o meio envolvente um comportamento visual que junta a percepção e acção com um objectivo concreto.

Muitos investigadores têm desenvolvido comportamentos visuais reactivos [2, 6], tendo como inspiração sistemas biológicos. No entanto uma questão não totalmente resolvida é a de como coordenar e integrar os diferentes comportamentos visuais reactivos, por forma a obter comportamentos mais complexos. Neste contexto vários têm sido os investigadores a abordar este problema [4].

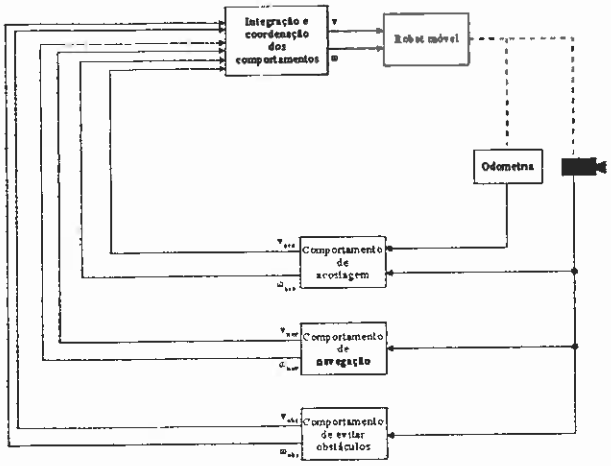


Figura 1: Diagrama do sistema robótico móvel autónomo.

Neste trabalho três comportamentos visuais reactivos são desenvolvidos e integrados, formando um sistema robótico móvel autónomo. Podemos ver o diagrama do sistema implementado na Figura 1.

Este artigo foca o desenvolvimento e a integração dos comportamentos. A fase de desenvolvimento incluí aspectos de percepção e controlo, mas é dada especial atenção à percepção. Na integração é utilizada a teoria de Dinâmica dos Comportamentos [4], motivada em grande parte pela observação de sistemas biológicos.

COMPORTAMENTOS

A utilização do movimento para percepcionar o mundo através da visão é comum a alguns sistemas biológicos, como é o caso dos insectos [3, 5]. Tendo como inspiração tal facto, os três comportamentos visuais reactivos implementados neste trabalho utilizam como informação de entrada o movimento observado no plano de imagem (fluxo óptico [2]). Estes comportamentos são particularmente inspirados no trabalho previamente realizado em [6, 2] e descritos da seguinte forma:

- Evitar Obstáculos – Tem como objectivo atribuir ao sistema robótico a capacidade de evitar obstáculos que se encontrem à sua frente.
- Navegação – Confere ao robot a capacidade de navegar num corredor, mantendo-o centrado em relação às paredes e reduzindo a velocidade linear do robot quando o corredor fica mais estreito.
- Acostagem – Tem como objectivo permitir ao robot aproximar-se duma superfície (por exemplo, uma estação de acostagem), perpendicularmente a esta, reduzindo a sua velocidade linear até parar junto da superfície desejada.

A utilização de diferentes zonas do campo visual está associada ao tipo de comportamentos ou tarefas que se pretende efectuar com o robot. Nos sistemas biológicos a localização e tipologia dos olhos varia de espécie para espécie, estando associadas à importância que as diferentes zonas do campo visual têm para a sobrevivência dessa espécie.

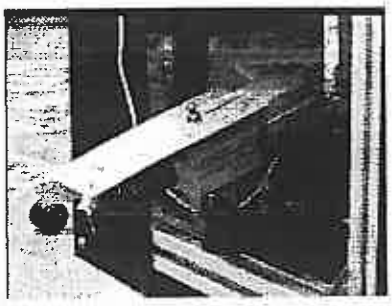


Figura 2: Imagem do sensor óptico utilizado.

Considerando o ser humano ou os primatas, os olhos assumem uma posição frontal, originando um campo visual binocular frontal bastante alargado, motivado pelo desempenho em tarefas de manipulação [6]. Para seres como as moscas, abelhas e outros insectos voadores, o controlo da navegação é mais importante, resultando assim num posicionamento dos sensores ópticos apontando lateralmente, atribuindo desta forma maior importância às zonas periféricas do campo visual e alargando o campo visual total através da união dos campos visuais dos dois sensores.

A implementação e integração de comportamentos inspirados em sistemas biológicos simples (como os insectos) implica a utilização de um campo visual alargado [2]. Para os comportamentos de evitar obstáculos e acostagem a informação é extraída da zona central do campo visual; para o comportamento de navegação a informação é extraída das zonas periféricas do campo visual.

A solução utilizada para a obtenção das zonas central e periféricas dum campo visual alargado baseia-se num sistema de espelhos planos adicionado a uma câmara [2] (Figura 2).

Evitar Obstáculos

Para a implementação deste comportamento é extraída informação parcial do fluxo óptico (fluxo normal, ver [2]) da zona central do campo visual. Considerando que o robot se move sobre um plano [2] é desenvolvido um algoritmo de detecção de obstáculos dividido em duas fases:

- Fase inicial – Parametriza-se o fluxo normal para o plano do chão na ausência de obstáculos.
- Fase de operação – São testados os resíduos da restrição de primeira ordem do fluxo óptico na procura de pontos que não pertençam ao plano do chão (identificados como obstáculos).

Pondo a hipótese de movimento planar existe um modelo global que descreve o campo de fluxo óptico (ver equação (1)). Os parâmetros deste modelo podem ser estimados numa fase inicial, utilizando as derivadas espaço/temporais de primeira ordem da imagem (equivalente ao fluxo normal), que incluí informação tanto do movimento do robot como da posição e orientação do plano.

$$u = u_0 + u_x \cdot x + u_y \cdot y + u_{xy} \cdot x \cdot y + u_{xx} \cdot x^2$$
$$v = v_0 + v_x \cdot x + v_y \cdot y + v_{xy} \cdot x \cdot y + v_{yy} \cdot y^2 \quad (1)$$

A estimação directa dos parâmetros do modelo representado na equação (1) não é normalmente robusta. É de conhecimento geral que a estimação de parâmetros de segunda ordem pode ser afectada pelo ruído de uma forma muito mais sensível do que a estimação de parâmetros de primeira ordem. Por outro lado, para um ângulo de visão pequeno e uma profundidade reduzida do campo de visão, os parâmetros de segunda ordem podem ser desprezados [6], sendo possível aproximar o campo de fluxo por um *modelo afim* que apenas contém os parâmetros de primeira ordem:

$$u = u_0 + u_x \cdot x + u_y \cdot y$$
$$v = v_0 + v_x \cdot x + v_y \cdot y \quad (2)$$

Estimando os seis parâmetros da equação (2), utilizando o método dos mínimos quadrados, é possível obter o fluxo padrão independente dos parâmetros intrínsecos da câmara [2].

Durante a fase de operação é possível, usando os resíduos da restrição de primeira ordem do fluxo óptico com as derivadas da imagem estimadas, detectar os pontos que não pertencem ao plano do chão [2].

Suponha-se que para um movimento específico do robot sabemos o fluxo padrão obtido com a câmara apontada para o chão. Se o movimento do robot se mantiver é possível saber se algum ponto da imagem pertence ou não ao plano, testando apenas os resíduos da restrição de primeira ordem do fluxo óptico [2]:

$$E_x \cdot u + E_y \cdot v + E_t = 0 \quad (3)$$

É apenas necessário substituir na equação (3), as derivadas de primeira ordem calculadas nesse instante e o fluxo padrão obtido na fase inicial.

Pode-se observar na Figura 3 um exemplo de fluxo padrão obtido na fase inicial. Na Figura 4 mostra-se o fluxo normal obtido na presença de obstáculo e a segmentação do obstáculo detectado, respectivamente, para o mesmo tipo de movimento.

Baseado no algoritmo de detecção de obstáculos é elaborado um sistema de controlo. O comportamento exibido pelo robot consiste em navegar livremente até ser detectado um obstáculo no campo visual. Nessa altura, o robot inicia uma manobra de evasão rodando sobre si mesmo até que não seja visível qualquer obstáculo no seu campo de visão, continuando então a navegar livremente.

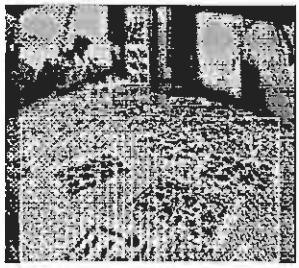


Figura 3: Exemplo do fluxo padrão obtido na fase inicial.

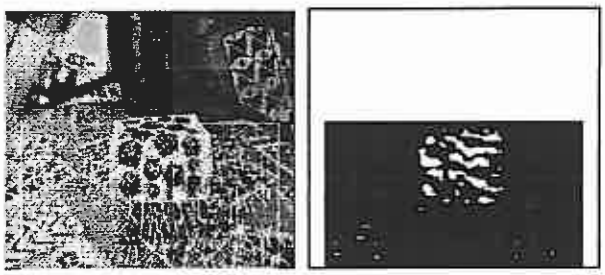


Figura 4 : Esquerda: Fluxo normal obtido na presença de obstáculo. Direita: Segmentação da imagem central mostrando os pontos considerados obstáculo a branco.

Navegação

A inclusão de um comportamento de "navegação" num sistema robótico assume particular importância, no intuito de dotar o sistema de alguma objectividade. Várias soluções têm sido apresentadas pela comunidade científica, algumas delas baseadas em visão [2, 6].

A solução proposta aqui assenta no trabalho de investigação sobre o comportamento das abelhas realizado por Srinivasan [5], quando estas percorrem um corredor em direcção a uma fonte de alimento. Concluiu-se que as abelhas utilizam a informação da velocidade obtida através do olhos esquerdo e direito para se manterem, durante o voo, no meio do corredor. Foi ainda possível concluir que as abelhas necessitam de textura para conseguirem obter informação acerca da velocidade (utilização do fluxo óptico), dado que na ausência de textura elas não conseguiam exibir o mesmo comportamento (voar em linha recta em direcção ao lugar onde se encontrava o alimento).

Baseada no trabalho de Srinivasan é apresentada uma solução para a implementação de um comportamento idêntico num robot móvel. São utilizadas as zonas periféricas do campo visual obtidas pelo sensor óptico, simulando a visão das abelhas, como fonte de informação para o controlo da navegação do robot (utilização do Estéreo Divergente). O controlo do robot é realizado através da diferença entre os fluxos ópticos obtidos para a câmara esquerda e para a câmara direita.

Para comparar as velocidades das imagens observadas para as zonas periféricas do campo visual, é determinado o fluxo óptico médio nas janelas de imagem correspondentes. A solução adoptada considera que as "paredes" dum corredor podem ser localmente aproximadas por um plano. Pode-se assim utilizar o modelo afim representado na equação (2).

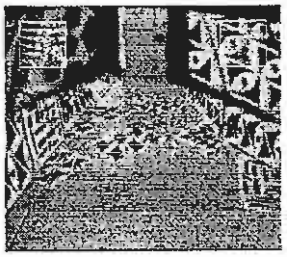


Figura 5: Fluxo óptico típico obtido para as zonas periféricas do campo visual.

Utilizando um processo de estimação idêntico ao anterior, para o comportamento evitar obstáculos, determina-se a média do fluxo horizontal, para cada uma das janelas, sem ser necessária a determinação explícita do fluxo óptico:

$$\overline{u} = \frac{1}{(x_M - x_m)\cdot(y_M - y_m)} \cdot \int_{y_m}^{y_M}\int_{x_m}^{x_M} (u_0 + u_x \cdot x + u_y \cdot y)\,dx\,dy \quad (4)$$

onde x_m e x_M representam respectivamente as colunas de inicio e fim da janela e, y_m e y_M, as linhas de inicio e de fim da janela. Para a componente vertical do fluxo, obtém-se um resultado idêntico. Podemos observar na Figura 5 o fluxo óptico obtido.

Para a geração do comportamento de navegação são implementadas duas cadeias de controlo, uma para a velocidade angular e outra para o controlo da velocidade linear do robot [2, 6]:

- Velocidade angular – O controlo é efectuado mantendo os fluxos ópticos esquerdo e direito com valores idênticos em módulo.
- Velocidade linear – O controlo é efectuado em função do valor médio da amplitude dos fluxos obtidos para as zonas periféricas do campo visual. O robot móvel acelera quando o fluxo médio é pequeno (indicando que as paredes se encontram afastadas) e abranda sempre que o fluxo médio é maior (indicando paredes mais próximas).

É, ainda, introduzido um mecanismo de sustentação, nas cadeias de controlo, por forma a evitar comportamentos menos correctos por parte do robot móvel, consequência das ausências unilaterais ou bilaterais de informação de fluxo, localizadas no espaço de trabalho do sistema robótico. O controlo da velocidade angular é realizado através da implementação de um controlador PID discreto, descrito pela seguinte equação:

$$u(k) = K_p \cdot \left[e(k) + K_i \cdot \sum_n e(k-n) + K_d \cdot (e(k) - e(k-1)) \right] \quad (5)$$

onde $u(k)$ representa a variável de controlo e $e(k)$ o sinal de erro que é dado pela soma dos fluxos médios periféricos. Uma análise do comportamento do sistema face à variação dos parâmetros K é feita em [6].

Na Figura 6 pode-se observar a trajectória efectuada pelo robot para um possível cenário.

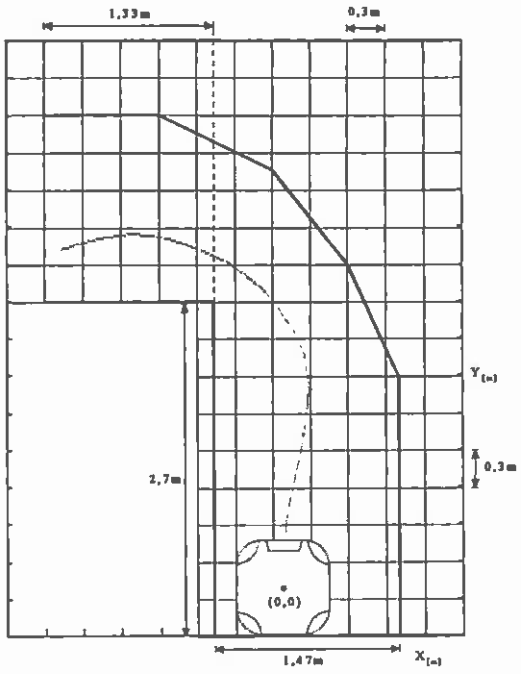


Figura 6: Trajectória do robot efectuada para o cenário observado.

Acostagem

Frequentemente é necessário deslocar um robot móvel para um ponto específico do meio ambiente, por exemplo, para o transporte e manipulação de objectos, para atracar a uma estação para execução de tarefas várias, etc. A inclusão de um comportamento que exiba esta capacidade é importante, com o objectivo de aumentar as capacidades do robot móvel na execução de tarefas.

A utilização da informação visual, para a estimação da posição corrente ou controlo de aproximações a superfícies, tem origem no estudo do comportamento de certos seres vivos.

Em [1], Collet apresenta um estudo sobre o comportamento de uma espécie de formigas quando estas se deslocam do ninho a uma fonte de alimento. Nesse estudo observa-se que as formigas utilizam pontos de referência para se localizarem em relação ao objectivo (a fonte de alimento) e, desta forma conseguirem regressar ao ninho. Noutro estudo, efectuado por Lehrer em [3], as abelhas utilizam também a informação visual no processo de aproximação e aterragem numa superfície, utilizando nomeadamente a informação sobre a velocidade (fluxo óptico). Tendo como inspiração estes comportamentos por parte dos animais, alguns trabalhos têm sido desenvolvidos no sentido de implementar comportamentos robóticos semelhantes [6].

Neste artigo é apresentado um comportamento de "acostagem" resultante da integração de um comportamentos de "acostagem" baseado em visão com um sistema de aproximação baseado em odometria.

O comportamento de "acostagem" baseado na informação visual consiste no controlo da aproximação do robot móvel a uma superfície utilizando apenas a

informação do fluxo normal (tal como nos comportamentos anteriores). Este comportamento consiste na implementação de duas cadeias de controlo:

- Controlo da orientação – Controla a orientação do robot por forma a que este se aproxime perpendicularmente da superfície desejada.
- Controlo da velocidade linear – A velocidade linear do robot é controlada de maneira a que este vá reduzindo a sua velocidade até parar próximo da superfície desejada.

Considerando novamente o movimento planar é possível associar a alteração dos parâmetros do modelo afim com o movimento do robot [6, 2].

$$u_0 = C \cdot T_x - \omega_y \qquad v_0 = C \cdot T_y + \omega_x$$

$$u_x = A \cdot T_x - C \cdot T_z \qquad v_x = A \cdot T_y - \omega_z \qquad (6)$$

$$u_y = B \cdot T_x + \omega_z \qquad v_y = B \cdot T_y - C \cdot T_z$$

onde A, B e C representam os parâmetros do plano e os vectores $\mathbf{T}$ e ω representam as velocidades linear e angular respectivamente.

$$A \cdot X + B \cdot Y + C \cdot Z + 1 = 0 \qquad (7)$$

Descrevendo os parâmetros das equações (6) em função das velocidades expressas no referencial do robot e relacionando estas com a equação do plano (equação (7)) é possível obter as duas leis de controlo, para as velocidades linear e angular [6, 2] (ver Figura 7).

Contudo, este comportamento apenas permite controlar uma acostagem próxima da superfície em questão. Com o objectivo de alargar o espaço de trabalho deste comportamento é implementado um sistema de aproximação baseado em odometria [2]. A integração deste sistema com o comportamento de "acostagem" visual permite obter um comportamento de "acostagem" global que funciona num espaço mais alargado.

Sistema de Aproximação

É implementada uma estratégia simples de controlo, por forma a conduzir o robot ao ponto do espaço desejado. Esta estratégia consiste em orientar o robot em direcção ao ponto para onde este se deve deslocar, controlando a sua velocidade linear em função da distância entre a posição corrente e o ponto de destino especificado.

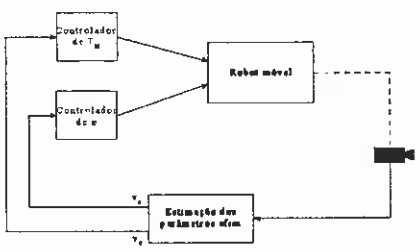


Figura 7: Estrutura do comportamento de "acostagem".

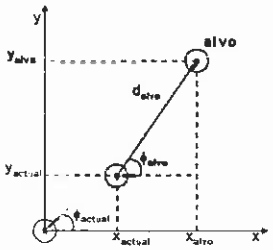


Figura 8: Gráfico mostrando as posições do robot e alvo definidas no referencial do mundo.

Para a implementação deste sistema define-se um ponto de destino no espaço de trabalho do robot móvel (o alvo), descrito no referencial fixo no mundo. Através da leitura em cada instante de tempo da estimativa corrente da posição e orientação do robot definidas no referencial fixo, dadas pelo valor das variáveis x_{actual}, y_{actual} e ϕ_{actual}, é possível determinar a distância do robot ao ponto de destino, bem como a sua orientação em relação à recta que passa pela posição corrente e o ponto de destino (ver Figura 8). Utilizando esta informação são implementados dois sistemas de controlo para as velocidades linear e angular do robot móvel [2] (equações (8)).

$$\omega_{od}(t) = \frac{\phi_{alvo}(t)}{K_\omega} \qquad v_{od}(t) = \frac{d_{alvo}(t)}{K_v} \qquad (8)$$

INTEGRAÇÃO DE COMPORTAMENTOS

Depois de desenvolvidos os comportamentos é necessário efectuar a sua integração e coordenação utilizando a teoria de Dinâmica dos Comportamentos [4, 2].

A teoria de Dinâmica dos Comportamentos é baseada na teoria de sistemas dinâmicos. As contribuições dos diferentes comportamentos são definidas como funções no espaço de fase, com pontos de equilíbrio que assumem a forma de atractores ou repulsores consoante se tratem de estados a evitar ou não pelo sistema. A integração e coordenação do sistema robótico é efectuada através da soma das diferentes contribuições no espaço de fase. Estas contribuições variam dinamicamente gerando desta forma a dinâmica do sistema robótico (para melhor compreensão ver [2, 4]).

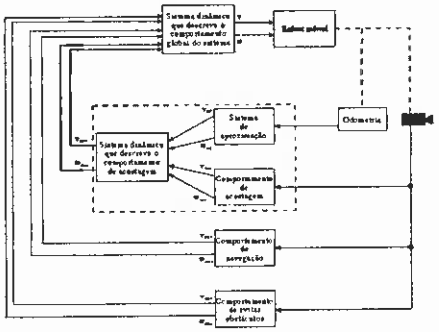


Figura 9: Diagrama do sistema robótico.

No diagrama da Figura 9 pode observar-se que o comportamento de "acostagem" é integrado previamente com o sistema de aproximação. O comportamento de "acostagem" obtido é, posteriormente, integrado com os comportamentos de "evitar obstáculos" e "navegação".

Para a obtenção do comportamento de "acostagem" global é construído um sistema dinâmico (equações (9)), utilizando a teoria de Dinâmica dos Comportamentos [2, 4], que integra as contribuições provenientes do comportamento de "acostagem" visual com as do sistema de aproximação. São definidas como variáveis de comportamento as velocidades linear e angular do robot móvel (ver equações (10)).

$$\dot{v} = f_v(v) \qquad \dot{\omega} = f_\omega(\omega) \tag{9}$$

$$\dot{v} = \frac{1}{\tau_v} \cdot \left[s_{v,\,od}(v,t) + s_{v,\,vis}(v,t) \right]$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{\tau_\omega} \cdot \left[s_{\omega,\,od}(\omega,t) + s_{\omega,\,vis}(\omega,t) \right] \tag{10}$$

As contribuições assumem tipicamente a seguinte forma:

$$s_{v,\,od}(v,t) = \overbrace{\eta_{v,\,od}(v_{od},d)}^{\text{potência}} \cdot \overbrace{(v - v_{od})}^{\text{função linear}} \cdot \overbrace{\exp\left(-\frac{(v - v_{od})^2}{c_v^{\,2}} \right)}^{\text{intervalo de influência}} \tag{11}$$

As funções que caracterizam as potências das contribuições irão definir qual o comportamento qualitativo do robot durante a integração (ver [2, 4]).

Para o comportamento global do sistema robótico é construído um sistema dinâmico que integra as contribuições dos três comportamentos. Novamente as variáveis de comportamento comuns aos três comportamentos são as velocidades linear e angular (ver equações (12)).

$$\dot{v} = \frac{1}{\tau_{v,\,geral}} \cdot \left[s_{v,\,obs}(v,t) + s_{v,\,nav}(v,t) + s_{v,\,aco}(v,t) \right]$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{\tau_{\omega,\,geral}} \cdot \left[s_{\omega,\,obs}(\omega,t) + s_{\omega,\,nav}(\omega,t) + s_{\omega,\,aco}(\omega,t) \right] \tag{12}$$

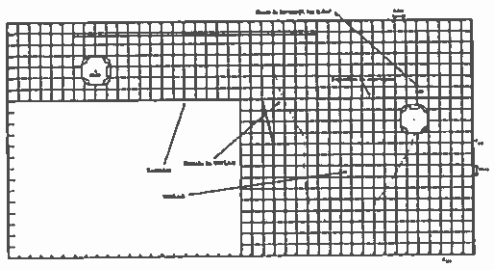


Figura 10: Trajectória obtida numa das experiências.

RESULTADOS

O aparato experimental utilizado é composto pela plataforma móvel TRC Labmate ligada a um PC Pentium 150, que se encontra sobre a sua estrutura, que adquire imagens através de uma placa de aquisição (DT3852) ligada ao sensor óptico antes descrito, constituído por uma câmara a preto e branco e um sistema de espelhos. O sensor óptico está colocado na frente da plataforma, a cerca de 35cm de altura em relação ao chão, fazendo um ângulo de aproximadamente 30° com a horizontal.

Em todas as experiências realizadas a frequência de trabalho foi aproximadamente de 0.5Hz.

Na Figura 10 mostra-se uma experiência realizada com o sistema, onde o robot é colocado inicialmente no corredor do ISR, tendo como objectivo deslocar-se para dentro do laboratório realizando a acostagem numa superfície definida pelo ponto de destino. Como se pode observar a trajectória foi a esperada (ver [2]).

CONCLUSÕES

Neste artigo é abordado o problema da construção de sistemas robóticos autónomos. O trabalho realizado é motivado biologicamente pelo estudo do comportamento e da utilização do sistema visual por parte de alguns insectos e enquadra-se nos paradigmas da Visão Activa e da Visão Objectiva. Os aspectos fundamentais são:

- Utilização de diferentes campos visuais, processando-se diferentes áreas de interesse de acordo com o objectivo.
- É utilizada informação visual específica, de rápida e fácil extracção, informação do fluxo óptico.
- É feita a decomposição de um problema global em problemas mais pequenos com um único objectivo.

As opções tomadas mostraram-se adequadas face ao objectivo final.

REFERÊNCIAS

[1] T S Collet, E Dillmann, A Giger, and R Wehner. "Visual landmarks and route following in desert ants". Journal of Comparative Physiology A, 170:435-442, Springer-Verlag 1992.

[2] V Costa. "Integração de Comportamentos Visuais para Robótica Móvel". Master thesis in Engenharia Electrotécnica e de Computadores, IST, 1998.

[3] M Lehrer and M Srinivasan. "Active vision in honeybees: Task-Oriented suppression of an innate behaviour". Visual Research, 34(4):511-516, GB, 1994.

[4] G Schöner, M Dose, and C Engels. "Dynamic of behavior: Theory and applications for autonomous robot architectures". Robotics and Autonomous Systems, 16:213-245, 1995.

[5] M Srinivasan, M Lehrer, W Kirchner and S Zhang. "Range perception through apparent image speed in freely flying honeybees". Vis. Neuroscience, 6:519-535, 1991.

[6] J Santos Victor. "Visual Perception For Mobile Robots : From Percepts to Behaviours". PhD thesis in Engenharia Electrotécnica e de Computadores, IST, 1994.

Programação e Sistemas Digitais

Programming and Digital Systems

Definição de *Allocators* em C++

Pedro Alexandre Pereira
Centro de Cálculo do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro – 1949-014 Lisboa, Portugal
Telefone: 8317036 E-mail: palex@cc.isel.pt

Palavras-chave: C++, *Standard Template Library*, *Allocators*.

RESUMO

Este artigo mostra a importância da adopção do conceito *Allocator* na linguagem C++, e o impacto que causa na implementação de contentores que sejam genéricos, não só em relação ao tipo dos elementos contidos, como também ao tipo de memória para os conter. São descritas técnicas de programação genérica utilizadas na implementação de alguns *allocators* específicos: `AllocPool` (gestor de *pools*); `AllocShared` (*allocator* partilhado) e `AllocFile` (simulador de memória em ficheiro).

INTRODUÇÃO

A norma ANSI ISO/IEC 14882 [1] da linguagem C++, e da respectiva biblioteca de *templates* (STL), define os conceitos: *Container* (Contentor) — para conter objectos; *Iterator* (Iterador) — para estabelecer a ligação entre algoritmos genéricos e contentores; e *Allocator* — para isolar os contentores do detalhe dos modelos de alojamento de memória utilizados e separar as acções de alojamento das de iniciação de objectos. A Figura 1 mostra a relação entre estes conceitos.

Cada *allocator*, ou modelo do conceito *Allocator*, define tipos de apontadores e referências para aceder a objectos num determinado modelo de memória, e primitivas para alojar, desalojar, construir e destruir esses objectos. Como exemplo de utilização directa de *allocators*, analise-se o seguinte *template* de funções:

```
template< class T, class A >
void f( A & a, const T & value ) {
  typename A::pointer p = a.allocate(1);    //(1)
  a.construct( p, value );                  //(2)
  typename A::reference r = *p;             //(3)
  cout << r << endl;                        //(4)
  a.destroy( p );                           //(5)
  a.deallocate(p, 1);                       //(6)
}
```

Inicialmente (1), `f()` aloja espaço para um elemento do tipo `T` no *allocator* `a`, do tipo `A`, passado como primeiro parâmetro. (2) Constrói o elemento alojado com o valor inicial passado como segundo parâmetro. (3) Obtém uma referência para o elemento construído. (4) Apresenta o elemento referido. (5) Destrói o elemento, e (6) liberta o espaço de memória ocupado pelo elemento.

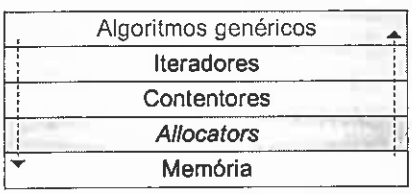


Figura 1: Relação entre os conceitos.

Na STL estão definidos vários contentores (`vector`, `list`, `set`, `map`, etc.) e um *allocator* (o *allocator* standard) que para reservar e libertar memória utiliza versões invulgares dos operadores `new` e `delete`. Os contentores tomam como parâmetros *template* o tipo dos elementos contidos e o tipo de *allocator* a usar. É usado o *allocator* standard quando outro não for indicado. Por exemplo, as declarações seguintes são equivalentes.

```
list< int, allocator<int> > lst;
list< int > lst;
```

Para além do *allocator* standard, podem ser definidos *allocators* específicos que representem outros tipos de alojamento de memória. A declaração seguinte instancia uma lista de inteiros, usando um *allocator* que será definido mais adiante. Neste caso, `AllocPool<int,64>` pede ao *allocator* standard blocos de 64 elementos e usa esses blocos para responder aos pedidos unitários do contentor `lst`.

```
list< int, AllocPool<int,64> > lst;
```

As implementações de contentores genéricos devem suportar como parâmetro qualquer *allocator* que satisfaça os requisitos especificados no standard C++. Cada contentor tem que ter, pelo menos, um *allocator* como membro para fazer pedidos de alojamento, desalojamento, construção e destruição dos elementos contidos. No caso da implementação de um *template* de listas devem existir três membros *allocators*:

```
template< class T, class A = allocator<T> >
class list {
  struct Node;   // A definir depois de NodeP.
  typedef typename A::rebind<Node>::other ANode;
  typedef typename ANode::pointer NodeP;
  typedef typename A::rebind<NodeP>::other ANP;
  struct Node { T data; NodeP next, prev; };
  A allocT;       //allocator de T.
  ANode allocNode;//allocator de Node.
  ANP allocNodeP; //allocator de ANode::pointer.
  // ...
};
```

O primeiro serve para construir e destruir elementos do tipo `T`; o segundo é usado para reservar e libertar memória para objectos `Node`; e o terceiro é necessário para construir e destruir apontadores para `Node`. De notar que, as ligações entre os nós da lista são do tipo `pointer` do *allocator* de `Node` (`ANode`).

Nesta lista, o método auxiliar `newNode` aloja um nó, inicia os dados, e liga o nó à lista:

```
NodeP newNode(NodeP suc, const T & e) {
  NodeP pred = suc->prev;
  NodeP n = allocNode.allocate(1);
  allocT.construct( & n->data, e );
  allocNodeP.construct( & n->next, suc );
  allocNodeP.construct( & n->prev, pred );
  return pred->next = suc->prev = n;
}
```

As listas `lst1` e `lst2`, a seguir declaradas, usam *pools* diferentes, porque cada uma tem como membros internos os seus *allocators*.

```
list<int, AllocPool<int,1024> > lst1, lst2;
```

Havendo partilha do mesmo *allocator* por vários contentores usa-se o *allocator* `AllocShared`. Este tem como membro estático outro *allocator* ao qual delega todas as operações. Com as declarações seguintes, as listas `lst1` e `lst2` partilham o mesmo `AllocPool`.

```
typedef AllocPool<int,1024> AP;
typedef AllocShared<int,AP> AS;
list< int, AS > lst1, lst2;
```

O *template* de listas `list<T,A>`, pode ser instanciado para armazenar os seus elementos em ficheiro, se for implementado um *allocator* vocacionado para tal. O *allocator* `AllocFile`, que também será definido neste documento, assume esse desempenho, simulando memória em ficheiro.

```
char fileName[] = "ListInt.dat";
typedef AllocFile<int,F> AF;
list< int, AF > lst;
```

Neste último caso, `AF::pointer` é uma classe que emula o tipo `int*` cujas instâncias representam a posição relativa do conteúdo no ficheiro.

O tipo `AF::pointer` apresenta limitações. Por exemplo, o operador acesso a membro (`->`) não pode retornar um apontador convencional [2]. Assim, o método `newNode` não pode usar expressões do tipo `n->next`, dado que `n` é um `ANode::pointer`.

O tipo `AF::reference` é ainda mais delicado, porque, citando *Stroustrup* [3], "É impossível definir uma referência perfeita em C++".

Os *allocators* como o `AllocFile` encapsulam modelos de memória mais gerais do que os normalmente admitidos pelas implementações de contentores da biblioteca standard, que restringem os tipos `pointer` e `reference` aos tipos `T*` e `T&` da linguagem.

REQUISITOS DOS *ALLOCATORS*

Os *allocators* têm dois objectivos: encapsular o acesso a memória (ou um modelo de alojamento de memória) e separar as acções de alojamento (reserva e libertação de memória) das de iniciação (construção e destruição) de objectos.

O primeiro objectivo é conseguido, definindo no *allocator* os tipos de apontadores e de referências a usar, assim como as primitivas de alojamento, e passando o *allocator* como argumento *template* do contentor.

O segundo objectivo atinge-se, definindo no *allocator* métodos separados para alojamento e iniciação. Este objectivo permite a realização de código mais eficiente quando se pretende alojar um objecto sem o iniciar, e vice-versa, como descreve *Coplien* [4].

Os requisitos dos *allocators* que, de forma condensada, se apresentam a seguir, são descritos em pormenor no standard C++ [1] e por *Austern* [5].

Se `A` é um *template* de classes *allocator*, e `X` é a classe instância de `A<T>` para um determinado tipo `T`, então o *allocator* `X` deve ter na interface os tipos:

`pointer` - Apontador para `T`;
`const_pointer` - Apontador para `const T`;
`reference` - Referência para `T`;
`const_reference` - Referência para `const T`;
`value_type` - Equivalente a `T`;
`difference_type` - Diferença entre `pointer`;
`rebind<U>::other` - Igual a `A<U>`, para o tipo `U`;
`size_type` - Dimensão do maior objecto em `A`,

e os métodos[1]:

`allocate(n,h)` - Obter o `pointer` para a memória reservada para `n` objectos `T` não construídos. O `h` é opcional e dependente da implementação;
`deallocate(p,n)` - Libertar a memória apontada por `p`, de `n` objectos do tipo `T` sem invocar destrutores;
`construct(p,v)` - Construir um objecto do tipo `T` por cópia de `v` no espaço apontado por `p`;
`destroy(p)` - Destruir o objecto `T` apontado por `p`;
`address(r)` - Obter o `pointer` para `T` referido por `r`;
`max_size()` - Obter o máximo `n` de `allocate`;
`X()` - Construtor sem parâmetros;
`X(A<U>)` - Construtores por cópia, para o tipo `U`.

O resultado da expressão `a==b` para quaisquer duas instâncias `a` e `b` de `X`, deve ser `true`, se o espaço alojado por `a.allocate` pode ser libertado por `b.deallocate`. Caso contrário, deve ser `false`. Este operador é usado em algoritmos que lidam com vários *allocators*, para escolher a implementação mais eficiente. Por exemplo, o método `splice` de `list<T>`, que troca um nó entre listas, decide entre a transferência de apontadores ou a cópia dos elementos apontados.

```
void splice(iterator p, List &lst, iterator f) {
  if ( allocT==lst.allocT ) // mesmo allocator ?
    // ... Desliga *f de lst e liga antes de p.
  else { insert(p,*f); lst.erase(f); } // Cópia.
}
```

ALLOCATOR STANDARD OU *ALLOCATOR* POR OMISSÃO

O *template* de classes `allocator` (*allocator* standard) é o único *allocator* definido na biblioteca standard. Os métodos `allocate` o `deallocate` usam os operadores globais `new(size_t)` e `delete(void*)`, o `construct` chama o construtor por cópia de `T` através de *placement syntax* do `new` [4] e `destroy` invoca explicitamente o destrutor de `T`.

```
template< class T > class allocator {
public:
  typedef T           value_type;
  typedef size_t      size_type;
  typedef T *         pointer;
  typedef const T *   const_pointer;
  typedef ptrdiff_t   difference_type;
  typedef T &         reference;
  typedef const T &   const_reference;
  template<class U>
    allocator(const allocator<U> & ) { }
```

[1] Assume-se que: `n` é do tipo `size_type`; `p` é `pointer`; `v` é `const T&`; `r` é `reference` e `h` é `A<void>::pointer`.

```
  pointer address(reference r) const
    { return &r; }
  const_pointer address(const_reference r) const
    { return &r; }
  pointer allocate( size_type n, void *hint=0 )
    {return pointer(operator new(n*sizeof(T)));}
  void deallocate(pointer p, size_type)
    { operator delete( p ); }
  void construct(pointer p, const T & val)
    { new(p) T(val); }
  void destroy(pointer p)
    { p->~T(); }
  size_type max_size() const
    { return size_type(-1); }
  template<class U> struct rebind
    { typedef allocator<U> other; };
};
```

Como a classe `allocator<T>` não tem atributos, a memória alojada por uma instância de `allocator<T>` pode ser desalojada por qualquer outra instância de `allocator<T>`, logo, o operador == é definido como:

```
template< class T > inline
bool operator == ( const allocator<T>&,
          const allocator<T>& ) { return true; }
```

A especialização `allocator<void>` permite que se declare `allocator<void>::pointer`, mas não permite, por exemplo, invocar o método `allocate`.

```
template<> class allocator<void> {
public:
  typedef void * pointer;
  typedef const void * const_pointer;
  typedef void value_type;
  template<class U> struct rebind
    { typedef allocator<U> other; };
};
```

POOL ALLOCATOR

No caso de contentores, tais como a lista, que usam frequentemente os métodos `allocate` e `deallocate`, e de considerarmos pouco eficientes esses métodos no *allocator* utilizado, propõe-se um *allocator* (`AllocPool`) decorador do *allocator* utilizado que minimize o número de invocações dessas acções alojando em bloco um número predeterminado de elementos.

O *template* de classes `AllocPool` é uma aplicação do *pattern Decorator* descrito por *Erich Gamma* [6], mas resolvido com polimorfismo em tempo de compilação baseado em *templates*, em vez de polimorfismo em tempo de execução baseado em herança.

```
template< class T,          // Tipo a alojar.
  size_t BLK_SZ =4*1024,    // Dim de cada bloco.
  class A  =allocator<T> > // Tipo do decorado.
class AllocPool {
  A alloc;                  // Allocator decorado.
```

Todos os tipos e métodos, excepto o `allocate` e o `deallocate`, são delegados directamente no *allocator* decorado.

```
public:
  typedef typename A::pointer   pointer;
  // ... restante delegação directa de tipos.
  void construct(pointer p, const T & val)
    { alloc.construct(p,val);  }
  // ... restante delegação directa de métodos.
  template<class U> struct rebind {
    typedef AllocPool< U, BLK_SZ,
      typename A::rebind<U>::other > other;
  };
```

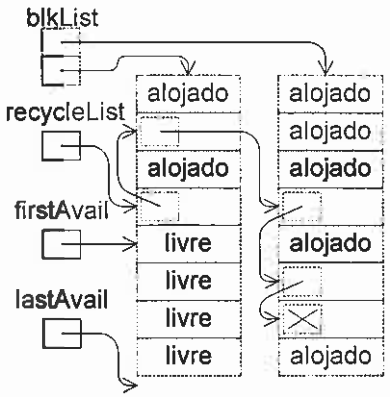


Figura 2: Estado possível de `AllocPool<float,8>`.

Cada instância desta classe tem uma lista `blkList` de apontadores para os blocos já alojados. Mantém ainda a lista dos elementos a reciclar, usando o espaço dos próprios elementos para as ligações da lista e o membro `recycleList` com o apontador para o primeiro elemento. Mantém dois apontadores (`firstAvail` e `lastAvail`) para delimitar a zona de elementos livres no último bloco alojado. A Figura 2 mostra um estado de `AllocPool` com `BLK_SZ` igual a oito.

```
private:
  list<pointer> blkList;
  pointer recycleList, firsAvail, lastAvail;
```

O construtor sem parâmetros de `AllocPool` inicia os três atributos com o apontador construído através do construtor sem parâmetros de `pointer`, que será `NULL` no caso de `pointer` ser `T*`. O destrutor devolve todos os blocos alojados ao *allocator* decorado.

```
public:
 AllocPool()
   {recycleList=firstAvail=lastAvail=pointer();}
 ~AllocPool() {
   while( ! blkList.empty() ) {
     alloc.deallocate(blkList.back(), BLK_SZ);
     blkList.pop_back();
 } }
```

Os métodos `allocate` e `deallocate` têm que garantir que o *pool* só é utilizado quando o pedido é feito para um único elemento, e a dimensão dele é suficiente para o `pointer` da ligação na lista dos reciclados. O método `allocate` devolve o apontador do elemento reciclado retirado do início da lista. Se a lista estiver vazia, verifica se é necessário alojar um novo bloco, e devolve o primeiro elemento do espaço livre do último bloco alojado.

```
pointer allocate(size_type n /* , hint */ )  {
  if ( sizeof(T) < sizeof(pointer) || n > 1 )
    return alloc.allocate(n,hint);
  if ( recycleList ) {        // Usa reciclado.
    pointer a = recycleList;
    recycleList = *APtr::pointer(recycleList);
    return a;
  }
  if (firstAvail == lastAvail) {// Novo bloco.
    firstAvail = alloc.allocate(BLK_SZ);
    lastAvail = firstAvail + BLK_SZ;
    blkList.push_back(firstAvail);
  }
  return firstAvail++;
}
```

O método `deallocate` insere o elemento no início da lista dos reciclados.

```
void deallocate(pointer p, size_type n ) {
  if ( sizeof(T) < sizeof(pointer) || n > 1 )
    alloc.deallocate(p,n);
  else {
    * APtr::pointer(p) = recycleList;
    recycleList = p;
} }
} // fim da declaração AllocPool<T,BLK_SZ,A>.
```

Pelas mesmas razões que levaram à necessidade da especialização `allocator<void>`, também é necessária a especialização `AllocPool<void,...>`.

```
template< size_t SZ, class A >
class AllocPool<void,SZ,A> {
  // ... pointer, const_pointer e value_type.
  template<class U> struct rebind {
    typedef AllocPool<U,SZ,A> other;
};};
```

Cada *allocator* `AllocPool` tem o seu *pool* e não se pode trocar apontadores entre instâncias duma mesma classe deste `template`. Assim, o operador == fica:

```
template< class T, size_t SZ, class A > inline
bool operator==( const AllocPool<T,SZ,A>&,
    const AllocPool<T,SZ,A>& ) { return false; }
```

Embora as implementações de contentores da biblioteca standard possam assumir que todas as instâncias de um *allocator* são iguais, a utilização de um *allocator* como o `AllocPool` obriga a que se usem implementações de contentores sem esta restrição.

SHARED ALLOCATOR

Instanciadas duas listas da seguinte forma:

```
typedef AllocPool< int,1024,allocator<int> > AP;
list< int,AP > lst1, lst2;
```

elas não partilham o mesmo *pool*. Uma forma de passarem a partilhar, seria declarar o `AllocPool` com todos os membros `static` e alterar o operador == para retornar `true`. Depois teríamos o problema inverso: impossibilidade de declarar duas listas usando diferentes *pools*.

O *template* `AllocShared`, apresentado a seguir, resolve o problema mantendo a classe `AllocPool` intacta. `AllocShared` é um *allocator* que delega directamente todos os seus métodos no *allocator* interno declarado como `static` e passado como segundo argumento *template*. Um terceiro argumento *template* é usado para distinguir grupos de partilha.

```
template<class T, class A, const char *GROUP =0>
class AllocShared {
  static A alloc; // Allocator a partilhar.
public:
  // ... Delegação directa de tipos em A.
  // ... Delegação directa de métodos em alloc.
};
template< class T, class A, const char * G >
A AllocShared<T,A,G>::alloc;
```

O operador == é agora definido para retornar `true`.

```
template<class T, class A, const char* G> inline
bool operator==( const AllocShared<T,A,G>&,
    const AllocShared<T,A,G>&) { return true; }
```

Com o `AllocShared` define-se qualquer relação de partilha de *allocators*.

```
typedef AllocPool<int,512> API;
char G1[] = "GRUPO1", G2[] = "GROUP2";
list<int,API> lst1;
list<int, AllocShared<int,API,G1> > lst2, lst3;
list<int, AllocShared<int,API,G2> > lst4, lst5;
```

Neste caso, `lst1` usa o seu próprio *pool*, `lst2` e `lst3` partilham um *pool*, `lst4` e `lst5` partilham outro.

FILE ALLOCATOR

Para que os elementos dos contentores possam residir em ficheiro, é necessário dispor de um *allocator* `AllocFile<T,...>` que detecte as leituras e afectações dos elementos e que execute as respectivas leituras e escritas no ficheiro. Para tal, os tipos `pointer` e `reference` corresponderão a classes que emulem os tipos `T*` e `T&` predefinidos na linguagem. O operador * da classe `pointer` retorna um objecto da classe `reference`, o operador = de `reference` escreve no ficheiro e o operador de conversão para `T` de `reference` lê do ficheiro.

Para além dos tipos `pointer` e `reference` que emulam `T*` e `T&`, também terão que ser definidos os tipos `const_pointer` e `const_reference` para emularem `const T*` e `const T&`, mas que serão omitidos nesta descrição.

O *template* de classes `AllocFile`, usa a classe `FileBlocks`, que gere o espaço livre de ficheiros, através de primitivas `newBlk`, `getBlk`, `putBlk` e `delBlk`, para reservar, ler, escrever, e libertar blocos, respectivamente. O ficheiro é aberto e fechado, pelo construtor e destrutor de `FileBlocks`.

```
class FileBlocks {
  //...
public:
  typedef ... Sz;  // Dimensão de um bloco.
  typedef ... Num; // Número do bloco. (offset)
  Num newBlk(Sz sz);
  void getBlk(Num num, void *blk, Sz sz);
  void putBlk(Num num, const void *blk, Sz sz);
  void delBlk(Num num, Sz sz);
  FileBlocks(const char *fileName);
  ~FileBlocks();
};
```

Com objectivo semelhante ao de `AllocShared`, usou-se um *template* de classes `FileBlocksShared` para partilhar uma instância de `FileBlocks` pelos vários *allocators* `AllocFile` que usem o mesmo ficheiro. Cada classe `FileBlocksShared<FILE>` delega todas as acções que lhe são cometidas ao seu membro estático `fileBlocks`.

```
template<const char * FILE>
class FileBlocksShared  {
  static FileBlocks fileBlocks;  // Partilhado.
public:
  //... Interface igual a FileBlocks
  // (mas sem construtor e destrutor).
};
template<const char *FILE> FileBlocks
FileBlocksShared<FILE>::fileBlocks(FILE);
```

Para que as instâncias de `AllocFile<int,File1>` e de `AllocFile<char,File1>`, por exemplo, partilhem o mesmo objecto `FileBlocks(File1)`, cada classe `AllocFile<T,FILE>` terá um membro estático `FileBlocksShared<FILE>`.

```
template<class T,const char *FILE>
class AllocFile {
  static FileBlocksShared<FILE> fb;
```

Os tipos `reference` e `pointer` foram associados a classes com argumentos *template* iguais.

```
public:
  typedef RefFile<T,FILE>  reference;
  typedef PtrFile<T,FILE>  pointer;
  // ... Restantes tipos.
```

Os métodos de `allocate` e `deallocate` de `AllocFile` invocam o `newBlk` e `delBlk`.

```
  pointer allocate(size_type n /* , hint */ )
    { return pointer( fb.newBlk(sizeof(T)*n) );}
  void deallocate(pointer p, size_type n )
    { fb.delBlk( p.num, n* sizeof(T) );}
```

O método `construct` invoca o construtor em memória e escreve o elemento no ficheiro. O método `destroy` lê o elemento do ficheiro e invoca o destrutor em memória.

```
  void construct(pointer p, const T& val) {
    char a[sizeof(T)];
    new(a) T(val);      // Constrói em memória.
    *p = (T*)a;         // Escreve no ficheiro.
  }
  void destroy(pointer p) {
    char a[sizeof(T)];
    *((T*)a) = *p;    // Lê do ficheiro.
    ((T*)a)->~T();    // Destrói em memória.
  }
  //... Restantes métodos.
};// fim de AllocFile<T,FILE>
```

A classe `RefFile<T,FILE>`, que representa o tipo `reference` de `AllocFile<T,FILE>`, contém o número do bloco (posição no ficheiro), implementa o operador de afectação com `T` e o operador de conversão para `T`.

```
template<class T, const char * FILE>
class RefFile {
  typedef AllocFile<T,FILE> AF;
  FileBlocks::Num num;          // File Offset.
  explicit RefFile(FileBlocks::Num n): num(n) {}
  friend PtrFile<T,FILE>;
public:
  const T & operator=(const T &a) {
    AF::fb.putBlk( num, &a, sizeof(T) );
    return a;
  }
  operator T() const {
    char a[sizeof(T)];
    AF::fb.getBlk( num, a, sizeof(T) );
    return *((T*)a);
  }
  pointer operator &() { return address(*this);}
};
```

A omissão da declaração do construtor sem parâmetros impede a declaração de referências não iniciadas [7]. O construtor explícito é só usado por `PtrFile<T,FILE>` declarado como `friend`.

A classe `PtrFile<T,FILE>`, que representa o tipo `pointer` de `AllocFile<T,FILE>`, contém também o número do bloco (local no ficheiro), e define o operador * para devolver um objecto `RefFile<T,FILE>`.

```
template<class T, const char * FILE>
class PtrFile {
  typedef AllocFile<T,FILE> AF;
  FileBlocks::Num num;          // File Offset.
  explicit PtrFile(FileBlocks::Num n): num(n) {}
  friend AllocFile<T,FILE>;
public:
  PtrFile() :num(0) { }
  RefFile<T,FILE> operator*() const
    { return RefFile<T,FILE>(num); }
```

O construtor sem parâmetros constrói o apontador nulo com o número de bloco zero que, garantidamente, nunca será devolvido por `newBlk` de `FileBlocks`.

Para que `PtrFile<T,FILE>` se comporte de forma semelhante a `T*` tem que permitir: conversões explícitas para `PtrFile<U,FILE>`, para qualquer tipo `U`; conversão implícita para `PtrFile<void,FILE>`, classe para qual existirá uma especialização; conversão implícita num escalar e todos os operadores que dão suporte à aritmética de apontadores.

```
  template<class U> friend PtrFile<U,FILE>;
  template<class U>
    PtrFile(const PtrFile<U,FILE> &p)
      : num(p.num) {}
  operator PtrFile<void,FILE>();
  operator int() { return num!=0; }
  PtrFile & operator+=( long n )
    { num += n * sizeof(T); return *this; }
  //Operadores -=,+,-, ++ e -- prefixo e sufixo.
};// fim de PtrFile<T,FILE>
```

O operador `->` é o único que não pode ser implementado na classe `PtrFile<T,FILE>` com o mesmo comportamento que tem em `T*`. A classe `RefFile<T,FILE>` também não tem comportamento igual ao `T&` porque a linguagem C++ não permite a redefinição do operador de selecção (`.`).

As implementações de contentores da biblioteca standard podem assumir que os tipos `pointer` e `reference` dos *allocators* são `T*` e `T&`. A utilização de um *allocator* como o `AllocFile` obriga a que se use implementações de contentores sem esta restrição.

O método seguinte demonstra como se pode ter acesso a um membro de uma estrutura que poderá residir em ficheiro se o *allocator* usado for `AllocFile` sem usar o operador `->` de `pointer`. Este método pertenceria à classe `list`, já apresentada, e o seu objectivo é devolver o apontador para o nó a seguir ao indicado como parâmetro.

```
NodeP getNext(NodeP curr) { //return curr->next;
  typedef ANode::rebind<char>::other::pointer P;
  typedef ANP::pointer NodePP;
  Node * pnode = 0;
  return *NodePP(P(curr)+(long)(&pnode->next));
}
```

Para facilitar a implementação de contentores sem restrições quanto ao tipo de *allocator* utilizado, definiu-se o *template* de funções `_field` e o operador `->` de `FilePtr`, por forma a que a função `getNext` seja:

```
NodeP getNext( NodeP curr ) //return curr->next;
  { return _field(curr,curr->next); }
```

Para tal, em `PtrFile` acrescenta-se a definição:

```
T * operator ->() { return 0; }
```

e o *template* de funções `_field` seria:

```
template<class T,class const char *FILE,class F>
RefFile<F,FILE> _field(PtrFile<T,FILE> p, F& f){
  return * PtrFile<F,FILE>(
    PtrFile<char,FILE>(p) + long( &f ) );
}
```

Para não executar estas operações, quando se trata de um apontador convencional da linguagem, basta declarar outro *template* de funções `_field`.

```
template<class T, class F>
inline F & _field( T * p, F & f ) { return f; }
```

Podemos refinar sintacticamente esta técnica com a macro `FIELD`:

```
#define FIELD(p,f) _field((p),(p)->f);
```

para que o método `getNext` fique apenas:

```
NodeP getNext( NodeP curr )
 { return FIELD(curr,next); }
```

O problema de acesso a membros pode passar para os iteradores, quando os contentores exportam como iteradores o `pointer` do *allocator*, como é o caso de `vector`. No troço de código seguinte, a expressão `iter->second`, não faz o que seria esperado.

```
char file[] = "Info.dat";
typedef Pair<int,float> Info;
typedef vector<Info,AllocFile<Info,F> > Vect;
void print( Vect &elems ) {
  Vect::iterator iter = elems.begin();
  for(;iter;++iter) cout<< iter->second << endl;
}
```

A solução é usar a macro `FIELD` ou ler o elemento para memória estática, como é mostrado a seguir.

```
  Info info;
  for( ; iter ; ++iter )
   { info =*iter; cout << info.second << endl; }
```

A implementação completa de `AllocFile` necessita de mais alguns *templates* de classes, nomeadamente: a especialização `AllocFile<void,FILE>`; as classes `CRefFile<T,FILE>` e `CPtrFile<T,FILE>` de suporte aos tipos `const_reference` e `const_pointer`; as especializações `PtrFile<void,FILE>` e `CPtrFile<void,FILE>`; os `iterator_traits` para `PtrFile` e `CPtrFile`, para contentores que exportam como iteradores os apontadores do *allocator*.

Para minimizar as escritas e leituras em ficheiro, ou em qualquer tipo de memória com acesso lento, deve-se implementar um *allocator* decorador que forneça uma *cache* sobre qualquer *allocator*. Para ser completamente genérico esse *allocator* deve ter como argumentos *template*: o tipo `T`; o *allocator* de acesso lento; a dimensão da *cache* e o *allocator* de acesso rápido a ser usado pela *cache*.

```
template< class T, class ASlow,
     size_t SIZE , class AFast = allocator<T> >
class AllocCache { ... };
```

Contentores que usam o *allocator* `AllocFile` não se podem caracterizar como persistentes, porque normalmente, o destrutor de qualquer contentor destrói os elementos contidos e o construtor inicia-o sem elementos. Contentores persistentes, que usem o *allocator* `AllocFile`, terão que derivar dos contentores normais e definir construtores e destrutores adequados.

Conclusões

Os contentores devem ter uma única implementação que seja parâmetrizável no tipo de elementos contidos e no modelo de memória, ou tipo de *allocator*, utilizado.

Os *allocators* virtualizam, não só modelos de alojamento de memória sobre qualquer memória física, como por exemplo, *pools*, *garbage-collectors* ou *cache*, como também virtualizam as próprias memórias físicas, como por exemplo, memória partilhada ou persistente.

Normalmente, as implementações da biblioteca assumem restrições aos requisitos dos *allocators*, toleradas pelo standard da linguagem. Estas restrições facilitam o desenvolvimento de contentores e a utilização da biblioteca, em aplicações triviais, com objectivos pouco ambiciosos, em que o programador usa os contentores da STL sem sequer saber da existência de *allocators*. Contudo, limitam os modelos de memória virtualizados pelos allocators, e impedem que se possa usar *allocators* como `AllocPool` ou `AllocFile`.

Em sistemas especializados, onde existem vários tipos de memória física, ou diferentes modelos de alojamento, devem ser definidos allocators específicos. Nestes sistemas, terão que se utilizar bibliotecas que cumpram os requisitos dos *allocators*, sem restrições, ou que suportem modelos de memória ainda mais genéricos. Para facilitar o desenvolvimento de contentores e algoritmos que usem os allocators, devem definir-se substitutos sintácticos dos operadores de acesso a membro (`->` e `.`), cuja utilização não é permitida.

Os *allocators* permitem que a programação genérica seja levada até à última instância. Usando-os, as implementações ficam independentes da especificidade da memória, o recurso mais elementar da programação.

Referências

[1] International Organization for Standardization, "International Standard ISO/IEC 14882: Programming languages – C++", American National Standards Institute, pp.368-595, 1998.

[2] Margaret A. Ellis, Bjarne Stroustrup, "The Annotated C++ Reference Manual", Addison-Wesley, pp.337-338, 1992.

[3] Bjarne Stroustrup, "The C++ Programming Language"- 3ª Edição, Addison-Wesley, pp.570-573, 1997.

[4] James O. Coplien, "Advanced C++: Programming Styles and Idioms", Addison-Wesley, pp.79-82, 1994.

[5] Matthew H. Austern, "Generic Programming and the STL: Using and Extending the C++ Standard Template Library", Addison-Wesley, pp.81-172, 1998.

[6] Erich Gamma, Richard Helm, Ralph Johnson, John Vlissides, "Design Patterns: Elements of Reusable Object-Oriented Software", Addison-Wesley, pp.175-184, 1995.

[7] Pimenta Rodrigues, Pedro Pereira, Manuela Sousa, "Programação em C++: Conceitos básicos e Algoritmos", FCA - Editora de Informática, pp.255-257, 1998.

Ensino e Investigação & Desenvolvimento: Um caso de interacção

Fernando Sousa
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro N. 1, 1949-014 Lisboa

Outubro de 1999

RESUMO

Na presente comunicação, ilustra-se a interacção entre actividades de investigação e desenvolvimento, nas áreas de processamento digital de sinal, comunicações e segurança de informação, e o ensino em engenharia electrotécnica e de computadores. Analisam-se resultados desta experiência e perspectivam-se orientações.

Palavras chave: Metodologias de ensino, ensino de engenharia.

INTRODUÇÃO

Nos últimas décadas, as tecnologias ligadas à engenharia da electrónica, das comunicações e de computadores têm tido um enorme crescimento no que se refere aos sistemas de informação, quer na sua abrangência e complexidade quer nos seus domínios de aplicação. Esta evolução tecnológica levanta problemas pedagógicos às escolas de engenharia, quanto à necessidade de formar bacharéis e licenciados com perfil que reflicta o 'estado da arte' em todos esses novos domínios de aplicação.

No Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL), o ensino destas tecnologias tem estado associado à área de Electrónica e Telecomunicações. Na evolução deste, consideram-se as seguintes etapas relevantes:

1975 Criação do curso de bacharelato em Engenharia de Electrónica e Telecomunicações

1979 Reestruturação, integrando com maior eficiência, o ensino de sistemas digitais, microprocessadores e programação

1985 Criação do ramo de Sistemas Digitais, sendo introduzidas onze disciplinas nas áreas de microprocessadores e informática

1989 Criação do curso de estudos superiores especializados (CESE) de Engenharia Electrotécnica — Sistemas e Comunicações

1992 Reestruturação do curso de bacharelato extinguindo os ramos e alterando a designação para Engenharia de Electrónica e Comunicações

1998 Criação dos cursos de Engenharia Informática e de Computadores e Engenharia de Sistemas das Telecomunicações e Electrónica.

A etapa mais recente resulta da necessidade de separar o leque alargado de temas tratados nos cursos anteriores, por forma a que, dentro dos padrões temporais recomendáveis, se pudesse atingir a excelência em competência (a nível de bacharelato e ao nível da licenciatura), optimizando também o rendimento pedagógico.

Desde então, substituindo os anteriores, são leccionados dois cursos: um centrado no domínio dos sistemas de informação e computadores (bacharelato e licenciatura em Engenharia Informática e de Computadores) e outro centrado no domínio das telecomunicações e da electrónica (bacharelato e licenciatura em Engenharia de Sistemas das Telecomunicações e Electrónica).

Paralelamente, desde 1973, no Centro de Cálculo do ISEL, têm vindo a ser desenvolvidas actividades de investigação, desenvolvimento e ensino na área das tecnologias de informação e electrónica. Consideram-se esses domínios indissociáveis, constituindo a investigação e desenvolvimento (I&D) o motor das restantes actividades na medida em que, através dela, se adquirem novos conhecimentos e uma constante actualização no domínio das novas tecnologias.

Os projectos de I&D são desenvolvidos por equipas de docentes e alunos, no âmbito de protocolos com outras entidades, e têm incidido nas áreas de sistemas dedicados, processamento de sinal, redes de comunicação de dados e sistemas operativos. Fruto dessa actividade foram concebidos e desenvolvidos sistemas específicos (nas áreas da transacção electrónica de fundos, das comunicações seguras, etc.), alguns dos quais foram industrializados e fazem parte do nosso quotidiano.

Mercê do conhecimento adquirido, foi possível desenvolver e integrar novos temas no domínio do ensino, enriquecidos com a perspectiva pedagógica que a conjunção destas actividades proporciona. Esta atitude tem-se traduzido na participação activa nas actualizações dos cursos atrás referidas, em especial nas áreas de engenharia de computadores e, mais recentemente, na área de sinais e sistemas.

Nas actividades de I&D, o conhecimento é encarado como a capacidade de identificar problemas e o saber desenvolver e estudar os temas e métodos para os resolver. A conjunção de actividades e sua interacção estende naturalmente este conceito ao ensino.

Nas secções seguintes caracterizam-se metodologias de ensino e analisa-se a sua utilização na área de sinais

e sistemas, terminando com os comentários finais.

METODOLOGIAS DE ENSINO

No ISEL, nas áreas de engenharia de computadores, a metodologia de ensino adoptada está próxima do conceito de ensino concorrente descrito por Silveira, em [2]. Nesta secção, seguindo de perto esse trabalho, caracterizam-se duas classes de metodologias: ensino sequencial e ensino concorrente.

Ensino sequencial

No ensino sequencial, o *curriculum* está organizado de acordo com a estrutura lógica ou histórica do conteúdo programático da disciplina. O conteúdo é dividido em tópicos que são apresentados sequencialmente. É dada ênfase ao conteúdo programático e à clareza da exposição. O professor desenvolve um discurso sobre o seu conhecimento o qual deverá ser recebido pelos estudantes. O planeamento da aula deve ser claro e preciso: a sequência de matérias e métodos está previamente estabelecida. As aulas são a apresentação de um discurso repetível e do conjunto de métodos para resolução de problemas. Na avaliação enfatiza-se a verificação de resultados em problemas padrão e a repetição do discurso do professor.

Esta metodologia trata os estudantes sincronamente e está ajustada às restrições de espaço e tempo das escolas. O professor detém o conhecimento e controla todo o processo. O aluno mantem-se passivo.

Sumariamente, o ensino sequencial caracteriza-se por:

- prescrição de conteúdos
- o conhecimento existe previamente e deve ser apreendido
- organização sequencial das matérias seguindo a estrutura lógica dos assuntos
- fácil preparação das lições (tudo pode ser estabelecido previamente, independentemente dos estudantes)
- o professor detém todo o conhecimento
- os estudantes permanecem passivos, o professor ensina
- fornecem-se módulos prontos a usar
- requer sincronização dos estudantes (todos aprendem tudo ao mesmo tempo)
- só existe retroacção nos testes e exames, nos quais os erros são penalizados
- motivação pela pressão do grau
- avaliação de acordo com as respostas
- ajustado ao controlo da gestão da escola

As desvantagens desta metodologia são bem conhecidas: os estudantes limitam-se a memorizar nomes e algoritmos, repetindo um discurso que não foi integrado no seu conhecimento prévio; os professores tendem a ensinar de forma axiomática, sem que haja relacionamento com outras matérias ou disciplinas, ou com a vida real. A motivação dos estudantes depende da capacidade do professor para transformar as aulas em actos de teatro e da pressão exercida pelos testes e exames.

Para além destas desvantagens, apresenta dois paradoxos:

- multidisciplinaridade: a generalidade dos problemas de engenharia envolve conhecimentos leccionados em várias disciplinas. A rápida evolução tecnológica e a crescente integração de tecnologias traduz-se no aparecimento de novos problemas a ritmo superior à capacidade de reestruturação dos *curricula*.

- especialização: é impossível ensinar, em tempo útil, todo o conhecimento que se espera que um engenheiro use actualmente, dadas as limitações em extensão (o aprofundamento necessário pode ser extremo) e de tempo (no final do processo de aprendizagem o conhecimento está obsoleto). Também não existe ideia precisa sobre o que será necessário ao futuro engenheiro.

Ensino concorrente

Nos últimos anos, têm sido desenvolvidas várias metodologias para dar resposta às desvantagens do ensino sequencial. Referem-se genericamente estas metodologias por ensino concorrente e incluem extensões tais como as noções de 'aprender fazendo' e 'ensinar metendo as mãos na massa'.

A ideia base é expor os estudantes a problemas concretos de engenharia onde são necessários os conhecimentos ministrados na disciplina, colocando-os, na medida do possível no papel de engenheiros. A avaliação está objectivamente relacionada com a resolução do problema. O conhecimento é integrado de acordo com a estratégia interna do problema, aparecendo 'na altura certa'. As opções de ensino e a forma de avaliação dependem das atitudes a desenvolver e das necessidades de formação dos estudantes.

Nesta metodologia, introduzem-se as técnicas e atitudes, sendo os conceitos abordados em consequência. O trabalho de equipa desenvolve-se naturalmente podendo a aprendizagem ser assíncrona: cada estudante evolui no seu espaço próprio na equipa. Tal significa que os estudantes tratam os temas com diferentes níveis de profundidade, mas abordam todos os temas e as suas possíveis utilizações. Dado que o objectivo é o projecto, os estudantes poderão cometer erros e

corrigi-los, construindo conceitos baseados nas suas experiências, sem impacto negativo na avaliação.

Em resumo, são características principais do ensino concorrente:

- prescrição de atitudes
- o conhecimento deve ser construído
- organização baseada em problemas concretos de engenharia que devem ser resolvidos pelos estudantes
- a preparação e execução da disciplina é difícil: depende da resposta dos estudantes
- o professor não sabe tudo
- os estudantes trabalham, o professor supervisiona
- treina-se a resolução de problemas
- permite aprendizagem assíncrona com diferentes níveis de profundidade
- a retroacção ao longo do projecto permite correcções sem que a classificação final seja prejudicada
- motivação pelo desafio: ambiente de trabalho
- avaliação dos resultados globais obtidos
- requer redefinição do período escolar e dos espaços.

As maiores desvantagens desta metodologia são: os estudantes adquirem apenas conhecimentos relacionados com o problema discutido, podendo haver lacunas na sua formação (tal significa que o problema foi mal escolhido ou que a orientação do professor falhou); ênfase excessiva na resolução do problema, caso não seja feita pressão na assimilação e construção de conceitos. Outro dos riscos é o pragmatismo. Os estudantes com esta atitude não têm interesse pelos conceitos e pensam apenas nas 'receitas' para resolver problemas específicos. Esta atitude pode ser contrariada pela intervenção do professor e pela escolha cuidadosa do problema.

ENSINO E I&D

Desde a introdução das tecnologias ligadas à engenharia de computadores no ISEL, a metodologia adoptada para o seu ensino está próxima do modelo de ensino concorrente. Em 1989, resultado da actividade de investigação e desenvolvimento realizada, esta perspectiva foi também adoptada nas disciplinas da área de sinais e sistemas do CESE então criado.

A estrutura do plano de estudos do curso de Engenharia Informática e de Computadores, criado em 1998, reflecte características associadas à metodologia de ensino concorrente. Traduz a inovação e o aperfeiçoamento pedagógico, conseguidos quer por via do envolvimento dos docentes em actividades de pós-graduação, quer através da sua participação em projectos realizados em colaboração com empresas e outras entidades, públicas e privadas.

Tabela 1: Disciplinas da secção de análise de sinais, no curso de Licenciatura em Engenharia Informática e de Computadores.

Disciplina	horas por semana
Teoria dos Sinais e dos Sistemas	3,0
Processamento Digital de Sinal I	**4,5**
Processamento Digital de Sinal II	**4,5**
Detecção e Estimação	**4,5**
Compressão e Codificação de Dados	**6,0**
Tópicos A. Proc. Sinal e Imagem (opção)	**4,5**
Criptografia Computacional (opção)	4,5

O curso tem saídas profissionais ao nível de bacharelato e de licenciatura e visa dotar os formandos com um perfil profissional abrangente, envolvendo competências quer no domínio do *hardware* quer do *software*. Envolve temas dos cinco domínios da engenharia electrotécnica e de computadores [3]:

- Física aplicada
- Sinais e sistemas
- Circuitos
- *Hardware* de computadores
- *Software* de computadores,

havendo aprofundamento nos dois últimos, que correspondem aos tópicos mais orientados para a engenharia de computadores.

No que se refere à secção de análise de sinais, foram introduzidas as disciplinas que constam na tabela 1. A conjunção de actividades de ensino e de I&D, traduzida em trabalhos tais como [7], [4], [5], [1], e [6], traduz-se numa metodologia próxima do modelo de ensino concorrente.

A perspectiva adoptada privilegia a abordagem dos conceitos e dos métodos no contexto da realização efectiva de projectos, visando estimular nos estudantes autoconfiança e capacidade de realização.

Assim, é fundamental que o professor não actue como líder do projecto, colocando os estudantes no papel de assistentes. A retroacção do professor é o momento de instrução óptimo: o professor deve manter-se atento, consciencializar os estudantes dos problemas e descobertas, criticar, questionar posturas e sugerir linhas de acção, mas não deve fornecer aos estudantes componentes prontas a usar ou dizer-lhes detalhadamente o que fazer.

Enfrentando problemas reais o professor não é omnisciente, e será surpreendido pelas dificuldades e pelas

soluções propostas. O papel do professor consiste em: actuar como parte de algo que tem de estudar continuadamente, que investiga profundamente quando necessário, que mantém o seu conhecimento actualizado, etc. mas que sabe como resolver o problema e conduzir o projecto, embora opte por atribuir a liderança aos estudantes.

São tarefas do professor: a selecção dos problemas, sua apresentação e motivação para a sua abordagem; o acompanhamento dos alunos; a organização da avaliação. A intervenção do professor não pode ser completamente planeada e torna-se mais difícil programar e gerir as disciplinas.

Estas funções envolvem a combinação adequada das actividades de investigação, desenvolvimento e ensino. O seu exercício requer experiência de engenharia.

Há necessidade de laboratórios devidamente equipados, funcionando durante o maior período de tempo possível. As fontes de informação tais como biblioteca, *internet*, bases de dados, etc. devem ter acesso fácil.

O ensino não está confinado à sala de aula e as lições de exposição são substituídas por lições de ocasião. Por outro lado os estudantes necessitam de mais tempo do que o estabelecido no horário. O horário da aula deixa de fazer sentido quando se trata do tempo necessário para realizar uma experiência ou desenvolver um conceito.

COMENTÁRIOS FINAIS

As ideias próximas do ensino concorrente têm grande aceitação inicial, mas, por vezes, os resultados são criticados ou é impossível a sua implementação. Tudo leva a crer que estas dificuldades correspondem a um conceito de ensino e aprendizagem diferente do associado ao ensino sequencial.

No ISEL, nas tecnologias associadas à engenharia de computadores, a metodologia de ensino adoptada está próxima do modelo de ensino concorrente. Dificuldades de gestão escolar, nalgumas disciplinas, levaram à combinação de ambas as metodologias.

Tipicamente, no decurso das disciplinas, há uma primeira fase em que a metologia tem características de ensino sequencial, sendo depois substituída pela outra metodologia. As provas de avaliação constituem pontos de sincronização. Em disciplinas terminais e de projecto adopta-se a metodologia de ensino concorrente.

Essa perspectiva pedagógica foi também adoptada em disciplinas da área de sinais e sistemas. Os *curricula* destas disciplinas foram elaborados procurando dar resposta a um conjunto de problemas reais de engenharia.

As dificuldades de gestão escolar mais comuns prendem-se com a continuação de trabelhos até ao semestre lectivo seguinte. Constacta-se que existe interferência entre disciplinas. As necessidades de apoio das fontes de informação e de utilização de laboratórios crescem.

A metodologia de ensino concorrente requer mais tempo que a sequencial para tratar dado assunto, mas dota os estudantes de conhecimentos mais amplos nas áreas afins e desenvolve técnicas adicionais. Em engenharia recomenda-se a combinação de ambas as metodologias.

REFERÊNCIAS

[1] David Coutinho, Fernando Sousa, Isabel Milho, and Pedro Sampaio. Compression of programs for download via packet switch data networks, using a dsp-based lempel-ziv algorithm implementation. In *Proceedings of The International Conference on Signal Processing Applications & Technology - ICSPAT96*, Boston, 1996.

[2] Marcos Azevedo da Silveira and Luiz Carlos Scavarda do Carmo. Sequential and concurrent teaching: Structuring hands-on methodology. *IEEE Transactions on Education*, 42, 1999.

[3] Stephen W. Director, Pradeep K. Khosla, Ronald A. Rohrer, and Rob A. Rutenbar. Reengineering the curriculum: Design and analysis of a new undergraduate electrical and computer engineering degree at carnegie mellon university. *Proceedings of the IEEE*, 83, 1995.

[4] Paulo Marques and Fernando Sousa. Designing an echo canceller system using the tms320c50 dsp. *Texas Instruments*, SPRA322, 1996.

[5] Paulo Marques, Fernando Sousa, and José Leitão. A dsp based long distance echo canceller using short length centered adaptive filters. In *Proceedings of The IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP97*, Munich, 1997.

[6] Isabel Milho, Fernando Sousa, and José Leitão. A system for printed character recognition on normalized financial documents. In *Proceedings of The RECPAD97*, Coimbra, 1997.

[7] Fernando Sousa and Pedro Félix. Developing secure communication systems using the tms320c50 dsp. *Texas Instruments*, SPRA318, 1996.

Utilização de estadogramas na programação de microcontroladores

Carlos Soares, Luís Gomes
Universidade Nova de Lisboa, Faculdade de Ciências e Tecnologia
Email: cs@uninova.pt, lugo@uninova.pt

SUMÁRIO

O objectivo principal dos trabalhos descritos nesta comunicação é de gerar automaticamente código executável para uma plataforma hardware de baixo custo, a partir de uma especificação de alto-nível de um sistema reactivo, expressa através de um estadograma (*statechart*).

Deste modo, dado que a geração de código é realizada de forma automática, é possível utilizar métodos de análise de propriedades ao nível do modelo especificado (isto é, do estadograma de entrada) e garantir que essas propriedades se verificarão posteriormente ao nível do sistema final. Como exemplo particularmente significativo para os sistemas de controlo dedicado (sistemas embutidos) refira-se a detecção de situações de bloqueio (*deadlock*).

O microcontrolador PIC-16C84 é utilizado como plataforma específica para implementação final, onde se irá proceder à implementação real do controlador do sistema. A plataforma específica escolhida, apesar de ser diminuta em termos de recursos, e, como tal, não permitir a implementação de sistemas reactivos muito complexos, serve, no entanto, para validar o objectivo enunciado, isto é de ilustrar o percurso "da especificação à implementação".

Para o efeito, foram desenvolvidos dois compiladores. O primeiro recebe uma especificação expressa numa linguagem associada ao formalismo dos estadogramas e produz uma linguagem intermédia. Esta, por sua vez, irá ser entregue ao segundo compilador que produzirá código executável para a plataforma específica.

A partir do trabalho que aqui se apresenta, supõe-se fácil estender o suporte a outros controladores programáveis de desempenhos mais elevados.

INTRODUÇÃO

As tarefas de modelação de um sistema reactivo podem ser complexas. É frequente encontrar um sistema subdividido num conjunto de subsistemas interligados entre si. Cada componente ou subsistema é caracterizável independentemente dos outros subsistemas que o rodeiam. Cada componente tem um conjunto de estados bem definido, que contêm a abstracção necessária para descrever o comportamento actual e futuro do componente em questão.

A generalidade dos sistemas minimamente complexos caracterizam-se por conterem actividades que evoluem de modo concorrente. Isto é, actividades num componente do sistema podem ocorrer simultânea e independentemente com actividades em outros componentes. Deste modo, as questões de paralelismo e sincronização entre componentes são aspectos importantes a ter em conta na modelação de sistemas a eventos discretos. Por exemplo, a transferência de informação de um componente para outro, requer que as actividades dos componentes envolvidos se sincronizem enquanto esta interacção se processa. Isto geralmente resulta numa eventual espera de um componente por outro. Como é unanimemente reconhecido, não é tarefa trivial a modelação de sistemas fortemente concorrentes, devido às características temporais dos mesmos. A utilização de representações gráficas para os modelos comportamentais de sistemas com essas características têm vindo a ser largamente adoptadas.

Em particular, formalismos como as redes de Petri e os estadogramas (*statecharts*) apresentam-se como respostas interessantes para os problemas de modelação identificados. Neste sentido, os estadogramas irão ser utilizados nesta comunicação como o formalismo de especificação para a descrição do modelo comportamental de um sistema reactivo.

Esta comunicação inicia-se com uma breve exposição das principais características sintácticas e semânticas associadas ao formalismo dos estadogramas. Segue-se a apresentação da arquitectura de compiladores proposta onde se enquadram os compiladores desenvolvidos. A caracterização sumária da estrutura interna de cada compilador vem logo a seguir, incluindo referências às linguagens utilizadas em ambos os compiladores. A comunicação termina com a apresentação de um exemplo de aplicação.

O FORMALISMO DOS ESTADOGRAMAS

Os estadogramas [2][4] são um formalismo, maioritariamente gráfico, com a finalidade da especificação de sistemas reactivos, e que é baseado na ideia do enriquecimento dos vulgares diagramas de estado no sentido de incorporar as noções de hierarquia, concorrência e comunicação entre processos concorrentes. Os estadogramas em detrimento dos diagramas de estado têm como principal vantagem, a grande estruturação da especificação, aumentando assim a legibilidade e melhorando a manutenção do sistema.

Este formalismo define três tipos de instâncias de estado: o agrupamento conjunção, o agrupamento disjunção exclusiva e o estado simples.

A noção de hierarquia é introduzida com a utilização do agrupamento disjunção exclusiva.

A Figura 1 apresenta um exemplo que ilustra a linha de evolução do agrupamento disjunção exclusiva, partindo dos diagramas de estado.

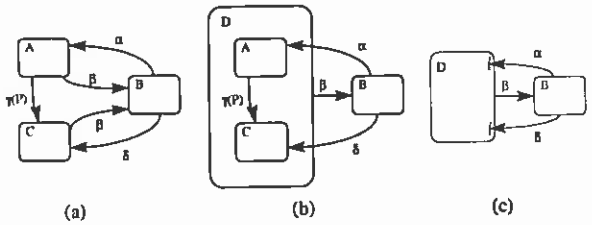


Figura 1 - Um agrupamento disjunção exclusiva.

A Figura 1-(a) apresenta o modelo inicial de um sistema utilizando o formalismo dos diagramas de estado, a Figura 1-(b) apresenta a sua correspondente versão utilizando o formalismo dos estadogramas e a Figura 1-(c) apresenta a abstracção ou encapsulamento do agrupamento (D).

O agrupamento disjunção exclusiva tem a finalidade de criar níveis de abstracção na representação, isto é, permitir definir super-estados que podem ser expandidos noutros conjuntos de estados, permitindo uma maior estruturação (na Figura 1-(b) as transições comandadas por β foram reduzidas a uma só) no desenho do sistema através do encapsulamento de funcionalidades. Tal como o nome do agrupamento sugere, em cada momento, só se pode encontrar activo um dos estados nele contidos, no máximo.

A noção de concorrência é introduzida com a utilização do agrupamento conjunção. Este agrupamento é composto por um conjunto de agrupamentos disjunção exclusiva, os quais são executados concorrentemente. A Figura 2 ilustra um agrupamento deste género, em que os agrupamentos referidos por A e D são executados em paralelo.

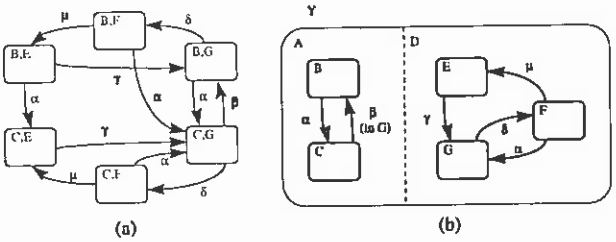


Figura 2 - Um agrupamento conjunção.

A Figura 2-(a) apresenta o diagrama de estados equivalente da especificação da Figura 2-(b) utilizando estadogramas. Pode-se assim facilmente exprimir concorrência (ortogonalidade e independência). Esta construção minimiza igualmente o problema da explosão do número de estados quando se acrescentam funcionalidades a um sistema ou quando se aumenta a sua complexidade.

O estado simples implementa a instância mais primitiva do estado que não pode ser expandido.

As transições, interligando os estados, permitem a evolução do sistema sincronamente com os eventos que vão sendo injectados neste. Associada a uma transição, existe uma expressão de activação que representa o seu critério de disparo. Esta expressão de activação é constituída por eventos e, opcionalmente por condições que lhes servem de guarda ou por eventos de difusão, estes últimos, discutidos a seguir. Por exemplo, na Figura 2-(b), a transição do estado C para B ocorrerá quando o evento β ocorrer e quando a condição *in(G)* (isto é o estado G estar activo) se verificar.

O mecanismo de comunicação entre processos concorrentes é introduzido com a utilização dos eventos de difusão associados às transições. A Figura 3 ilustra uma situação onde foi utilizado o mecanismo de difusão de eventos. No estado simples (A1) contido no agrupamento disjunção exclusiva (A) existe uma transição que quando disparada pelo evento α, difunde o evento β. Nesse momento qualquer parte do sistema que potencialmente possa reagir ao evento β pode agora fazê-lo. Se o estado simples (B1) se encontrar activo nesse momento, a sua única transição poderá disparar.

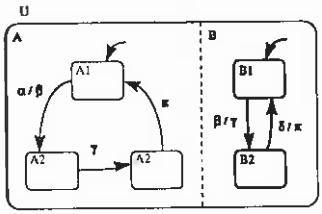


Figura 3 - Exemplo de utilização de eventos de difusão.

O formalismo dos estadogramas apresenta algumas particularidades interessantes, como por exemplo:

- O estado de entrada por omissão que define qual o estado que fica activo no caso em que uma transição atinge um agrupamento disjunção exclusiva. A Figura 3 ilustra esta notação, associada aos estados simples (A1) e (B1) que são os estados de entrada por omissão nos agrupamentos disjunção exclusiva (A) e (B), respectivamente.

- A noção de história simples ou abrangente associada aos agrupamentos disjunção exclusiva. Quando o sistema entra num agrupamento disjunção exclusiva com a propriedade de história, o estado que vai ficar activo vai ser o que esteve activo aquando da última saída desse mesmo agrupamento, ou caso se trate da primeira entrada, será assumido o estado de entrada por omissão. No caso da história abrangente, todos os agrupamentos disjunção exclusiva contidos no agrupamento a que é afectada esta propriedade terão também esta propriedade.

- As expressões de activação podem nomear eventos, condições e acções especiais. Dentro dos eventos especiais, refiram-se o *entered(estado)* e o *exited(estado)* que sinalizam respectivamente a entrada e a saída do sistema num determinado estado. A única condição especial disponível é a *in(estado)* que indica que um determinado estado se encontra activo. As acções especiais disponíveis são *clear history(estado)* e *deep clear history(estado)* que repõem o estado de história, local ou abrangente, associada a um agrupamento disjunção exclusiva.

Até agora foi só caracterizada parte da especificação sintáctica associada ao formalismo dos estadogramas. A sua caracterização semântica equivale, entre outras coisas, à caracterização do algoritmo do passo de execução e à

definição de critérios para a escolha das transições a disparar em situações de indeterminismo.

O algoritmo do passo de execução tem particular relevância, pois é ele que dita a forma como o sistema evolui entre dois estados. Esta evolução é veiculada pelo disparo de um conjunto finito de transições. Em [4] denomina-se este conjunto de transições por micropasso[1]. As transições disparadas neste micropasso podem gerar eventos internos que, por sua vez, podem disparar outras transições. Assim, a definição de passo é um conjunto finito de micropassos, o que significa que no fim desta sucessão de micropassos, não haverão mais transições habilitadas, ficando o sistema num estado estável. Alterações ao conjunto dos eventos externos activos não são levados em conta durante a execução dos micropassos, pelo que o sistema deve conseguir regressar a um estado estável antes da ocorrência do próximo evento externo.

Para um maior detalhe acerca deste formalismo aconselha-se a leitura de [1][2][3][4][5][6].

O SISTEMA

Na Figura 4, apresenta-se um conjunto de aplicações integradas, servindo o objectivo de partir de uma especificação de um sistema reactivo para chegar à sua correspondente implementação num dispositivo final. Este conjunto de aplicações encontra-se estruturado em duas camadas de compiladores. Este modelo enquadra-se no trabalho que tem vindo a ser desenvolvido pelo grupo de investigação.

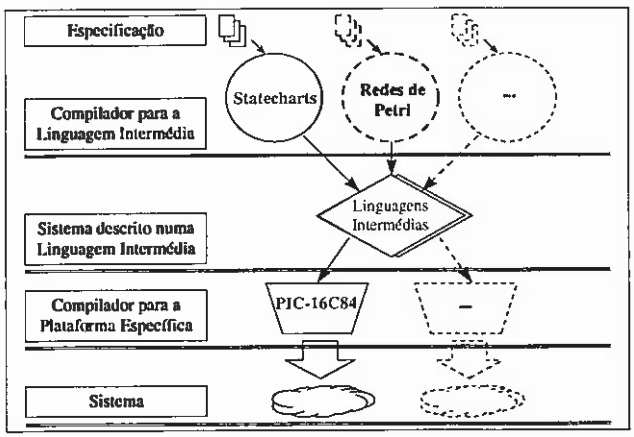


Figura 4 - Sistema integrado - "da especificação à implementação".

Na primeira camada refere-se um conjunto de compiladores que, partindo de uma especificação de um sistema reactivo descrito numa linguagem associada a um formalismo de alto nível de especificação de sistemas reactivos, produzem uma especificação equivalente no formato que se denomina aqui por linguagem intermédia. Na segunda camada, encontra-se outro conjunto de compiladores que, partindo de uma linguagem intermédia, produzem código a ser utilizado directamente no dispositivo final correspondente à plataforma específica seleccionada.

A razão da possibilidade de existência de mais do que uma linguagem intermédia deve-se ao facto do conjunto de dispositivos finais se poder estruturar, do ponto de vista da implementação, em várias classes. Por exemplo, os dispositivos que não disponibilizem primitivas de concorrência e hierarquia e os que disponibilizam tudo isto. Assim, com o intuito de evitar a definição de uma linguagem intermédia demasiado genérica e consequentemente, demasiado pesada, utilizou-se uma linguagem intermédia por cada classe de dispositivos finais.

O sistema aqui proposto é então expansível, no sentido de permitir a integração de novos compiladores, tanto na primeira como na segunda camadas.

Foram desenvolvidos dois compiladores que se enquadram neste conceito, pertencendo cada um deles a uma camada diferente.

O primeiro compilador desenvolvido, pertence à primeira camada e contempla o formalismo dos estadogramas.

Um objectivo adicional que se pretendeu atingir foi o de garantir a implementação do sistema em plataformas de baixo custo, nomeadamente microcontroladores e controladores lógicos programáveis industriais. Este tipo de plataformas usualmente não disponibilizam o suporte directo a certas primitivas de alto nível, como a concorrência e a hierarquia. Devido a este facto a linguagem intermédia seleccionada poder-se-á caracterizar como sendo muito próxima das máquinas de estado e denominar-se-á por linguagem intermédia não hierárquica.

O segundo compilador, pertence à segunda camada e contempla como plataforma específica o microcontrolador integrado PIC-16C84 da MICROCHIP®. A escolha da plataforma específica alvo para este segundo compilador enquadra-se no objectivo atrás enunciado e foi motivada, em primeiro lugar, pelo crescente interesse demonstrado pelas comunidades industrial e académica, na utilização de plataformas de controlo miniaturizadas para a implementação de controladores relativamente simples, aplicados a tarefas igualmente simples, e em segundo lugar, pelo facto da implementação de um sistema reactivo num dispositivo relativamente pobre em recursos ser um desafio interessante. O compilador será responsável pela geração directa de código *assembly* para o microcontrolador em questão.

Ambos os compiladores são aplicações WINDOWS™ de 32 bits elaboradas utilizando a linguagem C++. Seguidamente apresenta-se uma descrição sumária da estrutura de cada um dos compiladores.

O compilador de estadogramas

O compilador de estadogramas permite que a partir de uma especificação textual de um sistema, representado utilizando o formalismo de estadogramas, seja produzida uma especificação textual equivalente, não hierárquica,

[1] Da nomenclatura original, *micro-step*.

semelhante a uma representação usando máquinas de estado - a linguagem intermédia.

Como referido, o formalismo dos estadogramas usa na sua representação uma simbologia predominantemente gráfica. Como não foi (ainda) possível desenvolver um *interface* gráfico integrado para edição de especificações de sistemas utilizando este formalismo, foi necessário encontrar uma forma de representação textual que correspondesse a essa mesma representação gráfica - a linguagem STC[2], que será referida, de modo breve, mais à frente. Assim, subsiste um desconforto associado ao estado actual de desenvolvimento, dado que sempre que se queira submeter um sistema reactivo a este sistema de compiladores, ter forçosamente de o traduzir "manualmente" para a linguagem STC.

A orgânica fundamental do compilador de estadogramas consiste basicamente na expansão de todo o espaço não hierárquico de estados da especificação original, partindo do seu estado inicial e obedecendo a uma determinada semântica do passo de execução. Esse espaço de estados considera-se como sendo equivalente à especificação original e é materializado sob a forma da linguagem intermédia, neste caso denominada por linguagem SM[3]. A linguagem SM caracteriza-se pela sua enorme semelhança com as máquinas de estado. É uma linguagem intermédia que serve somente o propósito de ser entregue a outras aplicações, não sendo usada directamente pelo utilizador do sistema.

Na Figura 5 encontra-se ilustrada a estrutura interna do compilador de estadogramas.

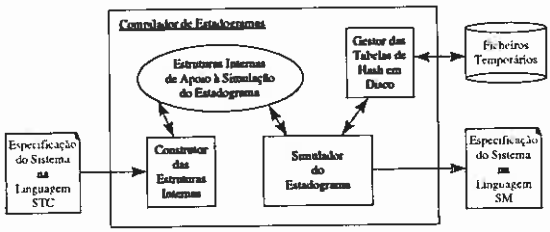


Figura 5 - Estrutura interna do compilador de estadogramas.

A especificação do sistema na linguagem STC é entregue ao módulo construtor das estruturas internas, que inicializará adequadamente as estruturas de memória, que irão ser vitais à simulação do estadograma em questão. A fase de simulação procederá, logo de seguida, à expansão não hierárquica de todos os estados abrangidos pelo sistema. À medida que o simulador efectua a expansão dos estados, vai produzindo duas listas, uma com todos os estados até então expandidos, a outra com os que estão ainda por expandir. Essas listas são guardadas em disco sob a forma de tabelas de *hash*, devido ao facto das mesmas potencialmente poderem apresentar uma grande dimensão. A simulação termina quando não existirem mais estados na lista de estados por expandir.

Um dos aspectos mais importantes no âmbito da simulação do estadograma é a semântica utilizada no algoritmo do passo de execução. No presente trabalho consideraram-se duas semânticas distintas, a saber, a semântica dos eventos persistentes e a semântica dos eventos não persistentes. A primeira considera todos os eventos activos durante todo o passo de execução, não só os que dão início ao passo, como também os que eventualmente são gerados durante os vários micropassos. A segunda é semelhante à usada no RSML de Levenson et al. onde um evento só se encontra activo no micropasso seguinte ao da sua ocorrência [4].

Quando os modelos a analisar são demasiado complexos, a utilidade prática da linguagem intermédia é questionável, dado que a extensão da descrição do sistema pode ser muito elevada. Embora, do ponto de vista de implementação corresponda a situações sem interesse para plataformas de baixo custo, pode tornar-se interessante para a verificação de propriedades, nomeadamente para detectar falhas na especificação do sistema, como sejam o caso de estados terminais não desejados, onde o sistema pára a sua evolução, ou a detecção de ciclos. De qualquer modo, a utilização da linguagem intermédia para a descrição de sistemas de grande complexidade terá como limitação incontornável o consumo de enormes recursos computacionais, o tempo de processador e o espaço ocupado em disco. De um modo geral, nessa situação a inadequação da caracterização de sistemas complexos através de máquinas de estado fica clara.

O compilador para a plataforma específica

De uma forma genérica, o compilador para a plataforma específica permite que, a partir de uma representação de um sistema na linguagem intermédia, seja produzido o código necessário para a implementação desse mesmo sistema no dispositivo final. O compilador desenvolvido destina-se ao microcontrolador PIC-16C84.

Para que se possa proceder à implementação de um sistema, é necessário estabelecer previamente a associação entre os nomes utilizados para referir as entradas e saídas na especificação inicial e as entradas e saídas físicas no dispositivo alvo para implementação. Essa associação foi o objectivo principal da criação do conceito de família de linguagens de mapeamento ou associação de entradas/saídas, denominadas de MAP*. Para o microcontrolador PIC-16C84 foi definida a linguagem MAP-PIC, que será, brevemente, caracterizada mais à frente.

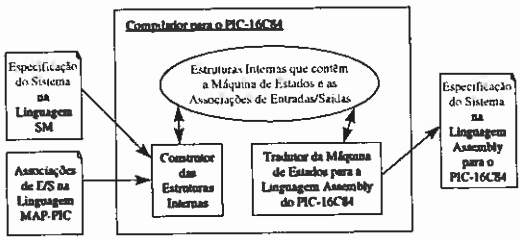


Figura 6 - Estrutura interna do compilador para a plataforma específica.

[2] A sigla STC é proveniente da palavra STateChart (estadograma).

[3] A sigla SM é proveniente das palavras State Machine.

Na Figura 6 encontra-se ilustrada a estrutura interna do compilador para a plataforma específica.

São então entregues ao compilador para a plataforma específica, uma representação do sistema (expresso na linguagem SM) e o correspondente mapeamento de entradas e saídas (expresso na linguagem MAP-PIC). O compilador procede à leitura da máquina de estados presente na especificação para um conjunto de estruturas em memória. A associação das entradas e saídas da especificação no dispositivo alvo vão também ser colocadas em estruturas em memória. O módulo tradutor percorrerá a máquina de estados devidamente instanciada traduzindo-a para a linguagem *assembly* utilizada pelo microcontrolador PIC-16C84.

A linguagem STC

A linguagem STC é a representante do formalismo dos estadogramas no contexto do compilador da primeira camada.

```
declare
{
 events
 {
  AberturaPortaE is external;
  AberturaPortal is external;
  Emergencia is external;

  exclusive AberturaPortaE,AberturaPortal;
 }
 conditions
 {
  PortaEFechada is external;
  PortalFechada is external;
 }
 actions
 {
  AbrePortaE is steady;
  AbrePortal is steady;
  LuzBloqueio is steady;
 }
}
```

Figura 7 - Secção declarativa na linguagem STC.

```
cluster Sistema(Portas,BloqueioPortas) is
{
 cluster Portas(Repouso,EsperaAberturaE,EsperaAbertural,EAberta,IAberta) history
 {
  Emergencia -> BloqueioPortas;
 }
 is
 {
  state Repouso
  {
   AberturaPortaE -> EsperaAberturaE;
   AberturaPortal -> EsperaAbertural;
  }
  state EsperaAberturaE [AbrePortaE]
  {
   true(not PortaEFechada) -> EAberta;
  }
  state EAberta
  {
   true(PortaEFechada) -> Repouso;
  }
  state EsperaAbertural [AbrePortal]
  {
   true(not PortalFechada) -> IAberta;
  }
  state IAberta
  {
   true(PortalFechada) -> Repouso;
  }
 }
 state BloqueioPortas [LuzBloqueio]
 {
  Emergencia -> Portas;
 }
}
```

Figura 8 - Secção comportamental na linguagem STC.

Esta linguagem define duas secções: a secção declarativa e a secção comportamental. Por limitações de espaço, não é possível proceder a uma descrição detalhada da linguagem, pelo que apenas se apresenta um exemplo (auto-sustentado) da sua utilização ilustrado na Figura 7 e na Figura 8.

A linguagem MAP-PIC

A linguagem MAP-PIC define as associações dos eventos, condições e acções, do nível do estadograma ao nível das entradas e saídas físicas da plataforma específica, isto é do microcontrolador PIC-16C84, no caso desenvolvido. As associações ao nível do dispositivo final são efectuadas através da invocação do nome do pino do microcontrolador.

De igual modo ao efectuado com a linguagem STC, apenas se apresenta um exemplo (auto-sustentado) da utilização da linguagem MAP-PIC, ilustrado na Figura 9.

```
device "PIC-16C84";

declare {
 events {
  event "AberturaPortaE" type positive edge connected to "RA0";
  event "AberturaPortal" type positive edge connected to "RA1";
  event "Emergencia" type positive edge connected to "RA2";
 }
 conditions {
  condition "PortaEFechada" type positive level connected to "RB0";
  condition "PortalFechada" type positive level connected to "RB1";
 }
 actions {
  steady action "AbrePortaE" type positive level connected to "RB4";
  steady action "AbrePortal" type positive level connected to "RB5";
  steady action "LuzBloqueio" type positive level connected to "RB6";
 }
}

pin_clear("RB4","RB5","RB6");
```

Figura 9 - Especificação MAP-PIC de um sistema.

EXEMPLO - CONTROLADOR DE UM PORTÃO DE SEGURANÇA

O exemplo seleccionado para apresentação nesta comunicação, tendo em conta o espaço disponível, contempla um cenário onde existe a necessidade de controlar um sistema de um portão de segurança.

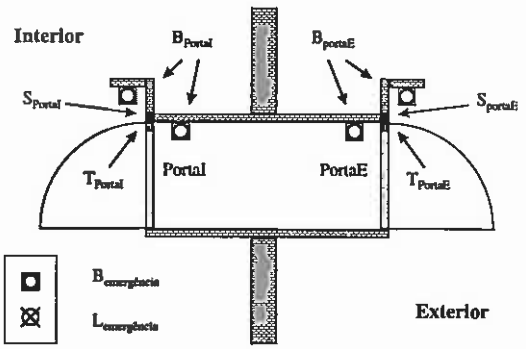


Figura 10 - Portão de segurança.

A Figura 10 caracteriza esquematicamente este sistema. Existem duas portas que isolam uma câmara intermédia e, por questões de segurança, no máximo uma porta pode estar aberta a cada momento.

Para a abertura de cada porta, existe um botão de pressão que se encontra situado nas suas proximidades, tanto por dentro, como por fora da câmara. Estes botões são rotulados de B_{portal}, para a abertura da porta interior (*Portal*) e B_{portaE}, para a abertura da porta exterior (*PortaE*). Os trincos das portas interior e exterior, respectivamente, T_{portal} e T_{portaE}, estão associados a actuadores, permitindo o controlo da abertura das portas. Cada porta é trancada automaticamente assim que é fechada. Existe adicionalmente um botão de pressão de emergência, $B_{emergência}$, associado a uma lâmpada de emergência, $L_{emergência}$ que, quando actuado, efectua um bloqueio de ambas as portas, ou seja, todos os botões de pressão de abertura ficam inoperantes.

A Figura 11 apresenta um modelo utilizando o formalismo dos estadogramas para o sistema da Figura 10.

A correspondente representação utilizando a linguagem STC encontra-se na Figura 7 e na Figura 8, previamente apresentadas.

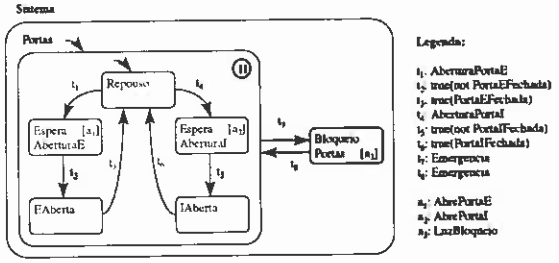


Figura 11 - Especificação do sistema utilizando estadogramas.

Relativamente ao impacto de cada uma das semânticas de execução disponíveis no compilador de estadogramas, a utilização da semântica dos eventos persistentes traria problemas nas transições t_7 e t_8 comandadas pelo evento "*Emergencia*", na medida em que provoca a ocorrência de um ciclo. A resolução deste ciclo necessitaria da inclusão de mais um evento e dois estados. O novo evento "$Emergencia_A$" teria o papel de anular a "persistência" do evento "*Emergencia*" e estaria associado à libertação do botão de pressão $B_{emergência}$. Os novos estados contemplariam os dois eventos agora associados a uma pressão do botão de emergência, como ilustra a Figura 12.

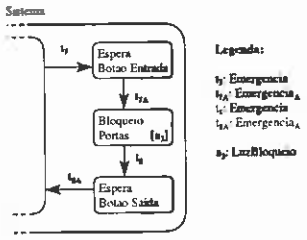


Figura 12 - Resolução do ciclo causado pela utilização da semântica dos eventos persistentes.

A semântica dos eventos não persistentes não apresenta quaisquer problemas e, ainda assim, simplifica significativamente a implementação. Será por isso a semântica adoptada para a execução do exemplo apresentado.

O processamento desta especificação pelo compilador da primeira camada vai resultar numa representação deste mesmo sistema numa linguagem intermédia, não hierárquica, com 10 estados e 22 transições.

Para a implementação final deste sistema fica a associação dos eventos, condições e acções utilizadas a pontos de entrada/saída do PIC-16C84 através da especificação na linguagem MAP-PIC da Figura 9.

A taxa de utilização do dispositivo com a implementação deste sistema, tendo este 1024 palavras de memória programável disponível, foi de cerca de 21%, mais precisamente 218 palavras.

CONCLUSÕES

Os estadogramas, enquanto formalismo de especificação de sistemas reactivos, foram utilizados com sucesso na modelação de vários sistemas de pequena e média dimensão.

Os dois compiladores desenvolvidos foram validados através de vários exemplos, onde partindo da descrição textual do estadograma se obteve o código executável numa plataforma de baixo custo, tendo, desta forma, sido demonstrada a sua aplicabilidade. Esta aplicabilidade será total, quando se pensa em sistemas medianamente simples, ou parcial, quando aplicadas a sistemas de grande complexidade, situação em que poderá ser utilizado como ferramenta de verificação. Tendo por referência o modelo de compiladores de duas camadas apresentado, a extensão do suporte a outros dispositivos que se integrem na mesma classe do microcontrolador PIC-16C84 não deverá oferecer grande dificuldade, dado que a linguagem intermédia SM será também adequada a estes casos.

REFERÊNCIAS

[1] Carlos Soares, "Utilização de *Statecharts* em Controladores Programáveis - da especificação à implementação", em Dissertação de Mestrado em Engenharia Informática, apresentada na FCT / UNL, 1998.

[2] David Harel, "Statecharts: A Visual Formalism for Complex Systems", Science of computer Programming, vol. 8, 1987, pp. 231-274.

[3] David Harel, "On Visual Formalisms", Communications of the ACM, vol. 31, number 5, May 1988, pp. 514-530.

[4] David Harel, Amnon Naamad, "The STATEMATE Semantics of Statecharts", Technical report, i-Logix, Inc., 1996.

[5] Michael von der Beeck, M., "A Comparison of Statechart Variants", in Formal Techniques in Real-Time and Fault-Tolerant Systems, Lecture Notes in Computer Science, vol. 863, Springer-Verlag, 1994, pp. 128-148.

[6] Levenson, N. G., M. P. E. Heimdahl, H. Hildreth and J. D. Reese, "Requirements Specification for Process-Control Systems", IEEE Trans. Soft. Eng. 20, 1995, pp. 684-707.

Lógica Programável
Capítulo Premente no Ensino de Engenharia de Telecomunicações e de Computadores

Hernâni Mergulhão

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa – Centro de Cálculo do ISEL
Rua Cons. Emídio Navarro, 1 – 1949-014 Lisboa
+351 218 317 093 – hernani@cc.isel.pt

O Departamento de Engenharia da Electrónica e das Comunicações do ISEL proporciona actualmente dois cursos que conferem os graus de bacharel – ao cabo de três anos – e de licenciado – após mais dois anos: Engenharia Informática e de Computadores e Engenharia de Sistemas das Telecomunicações e Electrónica.

Formalmente separados desde o primeiro semestre, os planos de estudo têm em comum, embora com diferenças, o ensino dos temas em análise neste documento – os sistemas digitais e os fundamentos de microprocessadores – a cargo da Secção de Sistemas Digitais que vem assegurando essa formação inicial, recorrendo a metodologias que privilegiam a ligação entre os conhecimentos ministrados e a realidade profissional da engenharia na sociedade portuguesa.

Os cursos actuais resultam obviamente do desenvolvimento curricular decorrido no departamento que motivou a extinção dos anteriores (o bacharelato em Engenharia Electrónica e de Computadores e o curso de estudos superiores especializados em Sistemas e Comunicações) no passado ano lectivo.

Neste texto descreve-se o surgimento da tecnologia dos "dispositivos lógicos programáveis", frequentemente referida por "lógica programável" e propõe-se a inclusão de tópicos com ela relacionados nas licenciaturas do DEEC do ISEL. Referem-se aspectos que estão já incorporados no processo industrial e outros que, por mais recentes, são actualmente alvo de actividade de investigação e desenvolvimento em instituições congéneres.

Sob DISPOSITIVOS LÓGICOS PROGRAMÁVEIS, descreve-se numa panorâmica geral, ainda que breve, do desenvolvimento tecnológico e conceptual da chamada "lógica programável". Segue-se a CRÍTICA DO ENSINO DOS SISTEMAS DIGITAIS E DOS FUNDAMENTOS DE MICROPROCESSADORES actualmente praticado no departamento, onde se identificam as dificuldades e insuficiências que parecem poder superar-se através da introdução do ensino da "lógica programável".

Consequentemente apresenta-se a PROPOSTA DE REFORMULAÇÃO DOS *CURRICULA* e explicita-se o conjunto de objectivos que se propõe cumprir, distribuídos pelas disciplinas iniciais – Sistemas Digitais e Fundamentos ou Introdução aos Microprocessadores – e por outra – Dispositivos Lógicos Programáveis – a criar como opção, no final dos cursos de licenciatura. Fazem-se propostas de temas e de métodos a adoptar visando o entrosamento destes novos conhecimentos com os que constituem salutar tradição do ensino no ISEL que assim se deseja actualizar.

A actividade de investigação e desenvolvimento é abordada por último, onde a COOPERAÇÃO COM ENTIDADES EXTERIORES, para além da actividade de projecto, transferência de tecnologia, prestação de serviços especializados, abrange também a perspectiva de estabelecimento e desenvolvimento de protocolos com fabricantes de dispositivos lógicos programáveis, com vista à implementação de equipamento didáctico próprio.

DISPOSITIVOS LÓGICOS PROGRAMÁVEIS

Caracterização

ROM, PLA, PAL, SPLD, CPLD, FPGA. Desta sequência de siglas ressalta uma evolução que pode considerar-se contínua se ao mesmo tempo se atender à disparidade que ela igualmente encerra. Descrevem-se aqui os aspectos relevantes desta vertente cada vez mais emergente do desenvolvimento tecnológico da última década.

ROM

Os dispositivos do tipo ROM (*Read Only Memory* – memória acessível exclusivamente para leitura) são essencialmente compostos por duas matrizes de ligações, onde todos os cruzamentos que estabelecem contacto coluna-linha, o fazem através de díodos, por forma a assegurar a independência recíproca entre as variáveis de entrada [9]. Uma matriz fixa (não programável) associa as entradas em termos AND que são agrupados, conforme a programação, em malhas OR realizando assim as saídas.

As matrizes de díodos, constituintes da memória ROM correspondem, sem desvio, ao modelo geral AND-OR [2].

Numa ROM com **n** entradas (sinais de endereço) e **m** saídas (sinais de dados) pode realizar-se uma família de **m** funções booleanas de **n** variáveis booleanas. A matriz AND que não é programável e a cujas entradas estão presentes as variáveis independentes (na forma directa e complementar), gera todos os termos mínimos. A programação da ROM consiste em configurar as ligações da matriz OR, por forma a escolher as associações de termos que correspondem a cada função pretendida.

Mediante segmentação lógica da memória, podemos conseguir a implementação de **m** funções de n_x variáveis (com $n_a + n_b + \ldots + n_m = n$), associadas em grupos independentes entre si.

A memória PROM (*Programmable Read Only Memory* – memória programável, acessível exclusivamente para leitura) constitui o paradigma elementar dos circuitos

integrados programáveis que é, afinal, desde logo portador de considerável versatilidade. Veremos que ao longo da evolução dos dispositivos lógicos programáveis a tendência foi consequentemente prosseguida, quer com a flexibilização dos elementos programáveis quer com o desenvolvimento funcional ao nível dos blocos constituintes.

O espectro da oferta de PROMs é bastante amplo – desde configurações com 16 palavras de 4 *bits*, com tempos de acesso de 10-15ns, até capacidades admiráveis [2]. Actualmente dispomos de EPROMs (*Erasable Programmable Read Only Memory* – memória, apagável e programável, acessível exclusivamente para leitura) de 4Mbits, organizadas 512K*8 ou 256K*16, com tempos de acesso de 90ns. Note-se que uma vez que a produção de componentes de memória está em permanente evolução, estas características "actuais" têm valor meramente ilustrativo.

Optimizar a escolha dos circuitos integrados

Comparemos três realizações da função "maioria de quatro".

A função tem cinco termos mínimos (combinações de três variáveis activas perante uma falsa, mais um termo com todas activas) – denominaremos esta como "primeira solução".

Por outro lado, sabemos que ocorre maioria em quatro, quando pelo menos três entradas forem activas – situação que se confina a apenas quatro casos, cada um mais simples que qualquer dos termos anteriores (quatro termos correspondem às combinações de quatro três a três variáveis activas) – chamemos-lhe "segunda solução".

Por último, seguindo técnicas de implementação de funções simétricas [9] usando somadores completos, constatamos que se na adição das entradas acrescentarmos a constante '1', o resultado "quatro ou mais" passa a representar a "maioria de quatro", cujo limiar são três – eis a "terceira solução".

Ninguém arriscará que a realização proposta pela Figura 1 seja a que mais prontamente ocorre, pelo menos ao principiante. Soluções rebuscadas correspondem frequentemente a utilizações não-triviais, o que por si classifica a vocação do respectivo componente. Sendo sem dúvida interessante confrontar e estimular o aprendiz com este tipo de soluções é, no entanto, imprescindível incutir-lhe a confiança do método, com o qual seguramente encontrará (ainda que, eventualmente, não óptima) uma solução – ou determinará a inviabilidade do problema, tal como está formulado.

Da comparação das soluções ressalta o esbanjamento da "primeira" face à "segunda", quer no número de termos quer na dimensão destes. Trata-se de um exemplo que não foi especialmente premeditado. Geralmente o desperdício é, senão óbvio, pelo menos bastante provável, uma vez que raros são os casos em que a forma canónica ("primeira solução") coincide com a forma AND-OR simplificada ("segunda solução"). De um modo geral podemos admitir a existência de uma hierarquia, com a

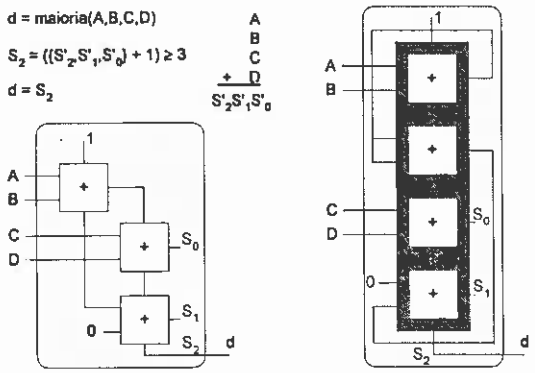


Figura 1: Realização da "maioria de quatro"

forma canónica no topo e a simplificada – quer dizer a mais simples nessa morfologia – na base de uma qualquer plêiade de expressões da mesma realidade em diversas formulações, ordenadas por grau de complexidade.

PLAs e PALs

Se, contrariamente ao que ocorre nas PROMs, onde apenas a matriz OR é programável, for possível também a programação da matriz AND, será aceitável reduzir a quantidade k de ligações AND → OR (na PROM é $k = 2^n$) para o número de termos AND da forma AND-OR da função desejada, com notável economia [9]. Foi esta a motivação principal para a criação de PLAs (*Programmable Logic Array* – matriz lógica programável), cujo desenvolvimento data do início da década de '70.

Como mostra a Figura 2, na estrutura PLA a matriz AND também é programável. As mesmas funções podem assim realizar-se com matrizes de muito menor dimensão.

Notamos que se, por um lado, a "primeira solução" encontra correspondência estrutural imediata na ROM, a "segunda" é com vantagem suportada pela PLA.

A utilização de PLAs veio no entanto mostrar que a flexibilidade proporcionada pelo facto de ambas as matrizes AND e OR serem programáveis era frequentemente desaproveitada [11]. Esta constatação conduziu os projectistas de dispositivos lógicos programáveis a propor uma estrutura mais ligeira e adequada – a PAL (*Programmable Array Logic* – matriz lógica programável, parcialmente).

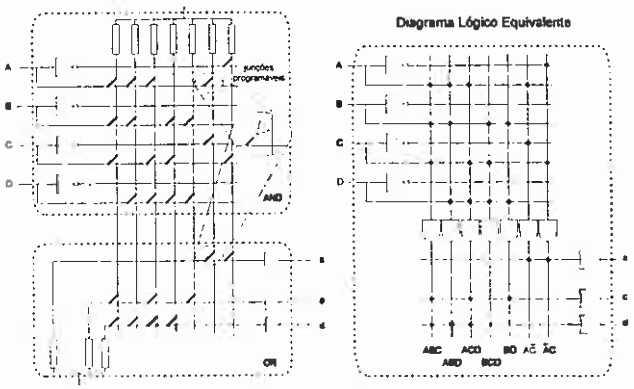


Figura 2: Exemplo de uma estrutura PLA

Na estrutura PAL a programação da matriz OR foi substituída por ligações de realimentação, Figura 3. Esta organização é particularmente útil na realização multi-nível de funções, o que privilegia a tipificação de sub-funções comuns à família de funções-alvo que se pretenda implementar (método conhecido por *bridging*).

As ligações de realimentação são frequentemente controladas por *buffers tri-state*, por forma a poderem funcionar também como ligações externas de entrada. A concatenação de estruturas PAL é inerente à própria concepção [2]. Em prol da simplicidade da figura, o controlo do *buffer* que é configurável, não está esquematizado.

Com vista a suportar a realização de sistemas sequenciais síncronos, a inclusão de *flip-flops edge-triggered* acompanha as PALs praticamente desde o início. A opção entre o sinal sincronizado ou a função combinatória presente à entrada do *flip-flop* pode ser assegurada por um *multiplexer*, cujo controlo é configurável.

Esta abundância de *flip-flops* permite, em casos onde a minimização não é primordial, a realização de máquinas de estados conforme o modelo "um *flip-flop* por estado" [10], cuja síntese é extraordinariamente simples e o circuito resultante altamente modular.

Também o projecto de máquinas de estados assíncronas recorrendo a PALs fica bastante apoiado, dada a facilidade que a estrutura proporciona para implementação de "termos redundantes" com vista à cobertura de *hazards*.

CPLDs

ROMs e PALs são dispositivos relativamente simples, nalguma literatura especializada [11] passa a designação SPLD (*Simple Programmable Logic Device* – dispositivo lógico programável simples) e generaliza-se o conceito designando cada conjunto AND-OR-FF-MUX, conforme exibe a Figura 3, por macrocélula.

Da agregação de SPLDs resultam os dispositivos lógicos programáveis complexos – CPLD (*Complex Programmable Logic Device*). Tomemos como referência o XC95108, da firma Xilinx, que é composto por seis CFBs (*Configurable Function Block* – bloco funcional configurável), cada um equivalente a dezoito macrocélulas, com trinta e seis entradas e uma saída.

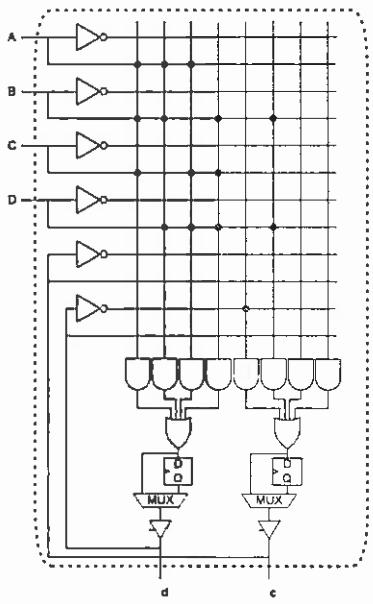


Figura 3: Exemplo de uma estrutura PAL

As CPLDs desta série mantêm a informação de configuração em memória FLASH, facto que lhes confere uma enorme flexibilidade. Efectivamente podem ser gravadas antes de colocadas no sistema alvo, uma vez que garantem a retenção da programação independente da tensão de alimentação, ao mesmo tempo que permitem ser reconfiguradas no próprio sistema. A reutilização é um pressuposto especialmente interessante para a utilização em laboratório que igualmente se verifica nesta gama de componentes programáveis.

FPGAs

As FPGA (*Field Programmable Gate Array* – matrizes de células ou blocos lógicos programáveis, cuja programação fica à disposição do utilizador final – no terreno) constituem uma arquitectura alternativa às CPLD e que consiste em agrupamentos de LUTs (*Look-Up Table* – memórias que realizam funções lógicas (usualmente RAM): o conteúdo da memória corresponde ao valor que a função toma para a configuração das variáveis de entrada presente nas linhas de endereço). A título de exemplo, refira-se a série XC4000 (da Xilinx), cujos CLB (*Configurable Logic Block* – bloco lógico configurável) congregam três LUTs com dois *flip-flops* e os necessários *multiplexers*. Estes CLBs são organizados em matriz através de PSMs (*Programmable Switch Matrix* – matriz de comutação/encaminhamento programável) que os interligam. As PSMs são usadas para encaminhar sinais entre os blocos lógicos e entre estes e as entradas/saídas. Muitas FPGAs têm bastante mais CLBs que pinos de contacto com o exterior.

A configuração das ligações e a própria definição funcional dos CLBs, correspondente aos conteúdos das respectivas LUTs, é no caso da série em exemplo mantida em SRAM (*Static Random Access Memory* – memória estática de acesso aleatório – escrita/leitura em qualquer endereço sem necessidade de refrescamento). O privilégio aqui vai para possibilidade de reconfiguração em tempo de execução. Por cada vez que o sistema é ligado à energia tem de ser necessariamente programado, através de um *bus* série que equipa cada vez mais dispositivos standard. Em contrapartida é muito mais flexível o processo de alteração dessa programação, conhecido por ISP (*In-System Programmability* – possibilidade de programação no sistema alvo [1]).

Ferramentas de desenvolvimento

A complexidade que caracteriza as CPLDs e as FPGAs é, por um lado sem dúvida aliciante pela versatilidade que augura, por outro inevitavelmente exigente de ferramentas de desenvolvimento que a giram e tirem efectivo partido da estrutura genérica. O factor custo encontra aqui um dos pólos de maior dilema, dado que as ferramentas mais potentes são comercializadas a preços

que justificam investimentos característicos das grandes séries de produção.

A generalidade dos fabricantes comercializa pacotes de *software* que apoiam o desenvolvimento, desde uma linguagem de alto nível (ABEL HDL, VHDL, Verilog,...) ou de ficheiros produzidos por editores esquemáticos (OrCAD,...), até à geração de código sintetizável. Nalguns casos trata-se de ferramentas integradas que suportam a própria edição (esquemática ou em texto), a simulação funcional e temporal e a partição em vários dispositivos.

O comprometimento com as ferramentas de um dado fabricante não é penalizante em projectos de pequena envergadura. Com alguns cuidados consegue-se assegurar portabilidade, por forma a ser simples gerar código sintetizável para outro dispositivo doutra proveniência. O problema muda de feição quando o objectivo é mais ambicioso, requerente depuração semântica exaustiva e realização de testes de desempenho comparativo ou outra abordagem generalizante. Estão neste âmbito os objectivos de recentes temas de investigação e desenvolvimento, nomeadamente o "Co-Projecto *Hardware/Software*" [3] e [8], ou a concepção de "aceleradores reconfiguráveis" [5].

O estado da arte

Sem pretender ser exaustivo, dada a extensão do universo observável, indicam-se apenas alguns dados mais relevantes.

No ensino

Se nos cursos de Informática o tema – dispositivos lógicos programáveis – é por vezes ignorado, tal não acontece nos cursos de Engenharia Electrotécnica da maioria das universidades de referência ao nível internacional, onde são leccionadas disciplinas como *Advanced Logic Design & Microprocessors*, *Advanced Digital Design Project*, *Reconfigurable Computing Systems*, *Configurable Computing*, ou *Advanced Logic Design Laboratory*. Ao mesmo tempo, investigadores questionam duramente o paradigma de von Neuman, propondo em contrapartida novos conceitos de processador [6], apoiados na cooperação de aceleradores reconfiguráveis em tempo de execução.

Na indústria

Atendendo aos volumes de vendas, dois fornecedores dividem em partes idênticas cerca de 60% do mercado mundial, a Altera Corp. (com 631.1 milhões de dólares e um crescimento de 26.9%, durante o ano passado) e a Xilinx, Inc. (com 613.6 milhões e 8.0% de crescimento). Seguem-se a Vantis (divisão de lógica programável do grupo AMD), a Lattice Semiconductor, a Actel Corp., a Lucent Technologies (anteriormente AT&T), a Cypress Semiconductor, a Atmel, a QuickLogic Corp. e a Texas Instruments PLDs, para referir apenas as firmas que facturaram, nas rubricas relativas a dispositivos lógicos programáveis, acima dos 20 milhões de dólares norte-americanos (aproximadamente 3½ milhões de contos), ao longo do último ano.

Existe já uma oferta interessante de produtos designados de "terceiros", normalmente bibliotecas de macro-funções produzidas, em cooperação com os fabricantes de dispositivos lógicos programáveis, por *software houses* que podem ser de pequena/média dimensão, com auspiciosas perspectivas de mercado. Esta realidade pode encorajar projectistas empreendedores de países como Portugal, onde o investimento na indústria é normalmente acanhado – neste caso, a relativamente pequeno investimento correspondem amplas perspectivas de aplicação. Entre outras, são frequentes as realizações de variantes da popular família i51 (da Intel), com desempenhos da ordem dos 10MIPS a 40MHz e com preços desde meia centena de dólares, para pequenas séries, até menos de uma dezena, para produções na escala dos milhares, marcando assim a era dos processadores reconfiguráveis.

CRÍTICA DO ENSINO DOS SISTEMAS DIGITAIS E DOS FUNDAMENTOS DE MICROPROCESSADORES

Neste título analisa-se a actual prática pedagógica relativa aos temas em estudo e procura-se identificar as fragilidades e os problemas induzidos pela evolução tecnológica, cuja solução ou substancial melhoria possa decorrer da introdução do estudo, dos métodos e das ferramentas de utilização de dispositivos lógicos programáveis.

Do perfil do formando

Acompanhando o que tem sido referência na formação desenvolvida pelo ISEL, nomeadamente na Área Científica de Electrónica e Telecomunicações, enquadram-se as disciplinas de Sistemas Digitais e de Fundamentos de Microprocessadores ou Introdução aos Microprocessadores na perspectiva de ensinar a saber fazer. Procura-se garantir formação sólida da base conceptual a par de permanente actualização face à base tecnológica actual e tendencial. Induz-se no aluno a necessidade de adaptação a novas situações, nomeadamente às decorrentes dessa inovação, enfatizando a utilidade dos métodos e conceitos proporcionados pelo curso.

A formação teórica, assente numa sólida perspectiva conceptual, serve de suporte à compreensão da evolução da realidade tecnológica e das naturais consequências na actualização da ênfase diferenciada dos diversos aspectos conceptuais. A versatilidade é igualmente encorajada por este princípio. É essencial que a exemplificação recaia sobre tecnologias diversificadas, por forma a estimular o senso crítico. Simultaneamente, os exercícios laboratoriais devem apoiar-se em componentes actuais quanto possível, promovendo a capacidade de realização efectiva. É neste enquadramento que a introdução da aprendizagem de dispositivos lógicos programáveis, das metodologias e arquitecturas associadas se afigura indispensável e urgente.

Da metodologia

A situação actual no contexto do ensino de Sistemas Digitais e Microprocessadores no ISEL é a seguinte:

As disciplinas designadas Sistemas Digitais – no primeiro semestre em ambas licenciaturas – destinam-se a

introduzir os conceitos e as metodologias adequados ao projecto de sistemas baseados em circuitos lógicos de pequena e de média escala de integração e abrangem: a álgebra de Boole; os circuitos lógicos; os códigos de representação numérica; a aritmética binária; as soluções *hardware* estruturadas; os módulos combinatórios standard de média escala e a síntese de circuitos sequenciais, recorrendo ao formalismo ASM [4].

As disciplinas seguintes, Fundamentos de Microprocessadores e Introdução aos Microprocessadores – conforme as licenciaturas – encaram o microprocessador como máquina de estados programável [9] e, introduzindo o formalismo para desenho estruturado de máquinas de estados em lógica discreta, começam por projectar uma primeira estrutura de computação. Concluída a apresentação, os alunos realizam um trabalho prático composto pelo projecto doutro processador e pela respectiva simulação, em linguagem de programação de alto nível (usualmente C ou C++), com vista a validar a solução encontrada e por forma a substituir a laboriosa realização em lógica discreta, cuja elevada probabilidade de falha na montagem e a relativamente baixa retribuição tornam evitável – é óbvia a pertinência da introdução dos dispositivos lógicos programáveis.

Conclusão

No essencial constata-se a crescente demarcação entre soluções programadas (*software* sobre microprocessador) e as realizadas em lógica discreta (*hardware* dedicado). A ausência quase total de referência a dispositivos lógicos programáveis, nomeadamente de média e larga escala – neste nível apenas é feita breve alusão à geração de funções baseada em ROM e PAL – carece solução que adiante se propõe.

A metodologia vigente faculta a noção de que a versatilidade só pode ser assegurada por sistemas programáveis – o que não seria descabido se o conceito não estivesse ferido pela induzida inevitabilidade do microprocessador. Por outro lado não se esclarece, à luz das crescentes disponibilidade e eficiência (custo/benefício) das tecnologias da lógica programável, quais os métodos e os conceitos adequados à construção de sistemas abrangentes de cada vez maior complexidade – onde o CPU pode inclusive ressurgir, como elemento do próprio dispositivo lógico programável.

PROPOSTA DE REFORMULAÇÃO DOS *CURRICULA*

Sistemas digitais

Introdução à lógica programável

Afigura-se imprescindível que os formados pelo DEEC do ISEL saibam utilizar dispositivos lógicos programáveis logo desde o bacharelato.

Os temas obrigatórios de um curso de sistemas digitais, tradicionalmente exercitados com circuitos integrados da família TTL, suportam sem grande alteração passar a ser realizados, também ou mesmo em substituição, sobre circuitos programáveis. Quer isto dizer que não haverá tanto que expurgar temas, mas sobre tudo alguns métodos de exposição e de exemplificação ou ensaio.

Adopção de metodologias de simulação

Imprescindível, nomeadamente no desenvolvimento de sistemas mais ambiciosos, a adopção de *software* de desenvolvimento de dispositivos lógicos programáveis propicia a simulação dos circuitos que se desejam realizar, permitindo grande economia de tempo na depuração lógica. Podem concentrar-se os alunos nos problemas típicos da realização de testes *hardware* e utilizar aquela disponibilidade na elaboração de trabalhos práticos ainda mais retributivos do ponto de vista conceptual e lúdico.

É de toda a importância salientar que a introdução desta metodologia não afasta a realização material. Pelo contrário é preciso mostrar que os simuladores (qualquer que seja o seu nível e preço) têm limitações deixando mascarados problemas que apenas na implementação material podem ser encontrados e resolvidos.

Reestruturação do laboratório

O laboratório será equipado de forma generalizada com ferramentas de desenvolvimento vocacionadas para SPLDs (PALASM, ABEL HDL,...), por forma a suportar a realização de montagens que envolvam os alunos na prática da utilização da lógica programável, sem custos exagerados. Paralelamente, em menor número, serão instalados postos de trabalho com ferramentas mais avançadas (Desktop EDA da MicroSim e MAX+plusII da Altera, nomeadamente).

As bases de montagem disponíveis e em desenvolvimento no Centro de Cálculo do ISEL têm características suficientes para o ensaio dos circuitos. Serão desenvolvidos interfaces de pequena complexidade para ligação ao PC, no caso dos dispositivos lógicos programáveis que suportam ser programados no próprio sistema – ISP [1]. Nos restantes tipos de PLD recorrer-se-á aos programadores já existentes.

Fundamentos de microprocessadores

Identificam-se nestas disciplinas (fundamentos ou introdução) três vertentes, para as quais a utilização de dispositivos lógicos programáveis pode contribuir determinantemente: o estudo dos CPUs; a produção de arquitecturas versáteis; a adequação das soluções à exigência de cada problema.

Projecto de um CPU em PLD

As dificuldades expostas a propósito da inviabilidade de realização física da primeira estrutura de computação que os alunos começam por projectar, encontram agora meios de solução. Com a vantagem de poder recorrer-se a uma linguagem estruturada de alto nível para a descrição do projecto e ter a retribuição "imediata" de obter a estrutura física que "validará" a concepção.

Circuitos auxiliares

Os sistemas digitais dedicados baseados em microprocessadores são em regra concebidos atendendo a compromissos bastante rígidos, impostos pelas leis do mer-

cado. Tais condicionantes são frequentemente obstantes de versatilidade e da consequente reutilização dos circuitos impressos que deste modo têm de ser produzidos em escalas menores e mais onerosas.

Os dispositivos lógicos programáveis podem ser usados com vantagem na geração de sinais de controlo das arquitecturas baseadas em microprocessadores – descodificadores de endereços, geradores de estados de espera, semáforos e gestores de configuração, contribuindo largamente para o aumento da versatilidade dos sistemas alvo.

Solução integral

Nesta fase do curso não será exigível a capacidade de realização que permitisse avançar para soluções em que um CPLD adoptado integrasse o próprio CPU, mas vale a referência a tal perspectiva, acompanhada do estudo dos CPUs com o objectivo de superar a sua própria necessidade, enquanto circuito independente.

Dispositivos Lógicos Programáveis – disciplina de opção

Aos licenciandos que o desejem será proporcionado um acréscimo de formação com elevado nível, para o projecto e a compreensão dos conceitos e das técnicas envolvidos nesta área da engenharia. Considerando a estrutura das licenciaturas quanto ao funcionamento de disciplinas de opção, aponta-se para o nono semestre.

Objectivos

Conhecer as arquitecturas programáveis mais frequentes – matriz simétrica, baseada em canais, mar de portas, hierárquica – e saber orientar a escolha face a problemas concretos. Saber codificar em linguagens de alto nível descritoras de *hardware* (VHDL,Verilog,...) os problemas e objectivos propostos, nomeadamente máquinas de estados e sistemas estruturados (em módulo de controlo e módulo funcional). Saber recorrer a bibliotecas de funções "*third party*" e ser capaz de as produzir.

Curriculum e laboratório

Aprendizagem das linguagens e ferramentas de desenvolvimento apoiado de *hardware* programável. Estudo das principais tendências da evolução tecnológica na área, bem como dos conceitos e técnicas emergentes nesse contexto. O facto de a disciplina funcionar nos últimos semestres permite exercícios de síntese complexa e de análise comparativa que convém explorar. Serão reequacionados temas abordados ao longo da licenciatura na perspectiva da utilização vantajosa de alternativas baseadas em dispositivos lógicos programáveis.

COOPERAÇÃO COM ENTIDADES EXTERIORES

O ensino da engenharia tem impreterivelmente de ser acompanhado pela prática de engenharia. O nível e o sucesso de tal prática determinarão em grande medida a qualidade e a pertinência do ensino resultante. Não se nega a necessidade de investimento no plano pedagógico, antes se reconhece que só é viável "fazer pedagogia" sobre temática bem dominada e validada pela experiência. Assim, é de primeira importância o envolvimento em processos de cooperação, quer com outras instituições de ensino, quer com a indústria actual ou potencial utilizadora de dispositivos lógicos programáveis.

Desenvolvimento de equipamento didáctico

Os elevados custos das ferramentas e a incontornável necessidade de actualização permanente aconselham o alargamento das áreas de intervenção à cooperação com fabricantes e fornecedores de dispositivos lógicos programáveis.

Investigação e desenvolvimento

Criptologia e comunicação segura, reconhecimento de fala e processamento digital de sinais, desenvolvimento de sistemas dedicados, são alguns dos temas da I&D envolvente docentes do DEEC do ISEL, no âmbito do Centro de Cálculo do ISEL que coincidem em tópico ou objectivo com áreas de investigação em curso em instituições congéneres sobre aplicações de dispositivos lógicos programáveis.

REFERÊNCIAS

[1] Altera corp. (1998). *In-System Programmability Handbook, February.*

[2] Bolton, Martin (1990). *Digital Systems Design with Programmable Logic*, Cornwall: Addison-Wesley.

[3] Chichkov, Anton Velinov (1998). Metodologia de Co-Projecto *Hardware/Software* para Arquitecturas Computacionais Reconfiguráveis Utilizando uma Partição Baseada no Paralelismo Implícito – dissertação de doutoramento, Lisboa: UTL/IST.

[4] Clare, C. R., (1973). *Designing Logic Systems Using State Machines*, New York: McGraw-Hill.

[5] Hartenstein, Reiner W.; Jürgen Becker (1997): *A Two-level Co-Design Framework for data-driven Xputer-based Accelerators*; *Proc. of 30th Anual Hawaii Int. Conf. on System Science* (HICSS-30), Wailea, Maui, Hawaii.

[6] Hartenstein, Reiner W.; Jürgen Becker, Michael Herz, Ulrich Nageldinger (1996). *A General Approach in System Design Integrating Reconfigurable Accelerators*; *Proc. of* IEEE *1996 Int. Conference on Innovative Systems in Silicon*; Austin, Texas.

[7] Kohavi, Zvi (1970). *Switching and Finit Automata Theory, USA*: McGraw-Hill.

[8] Micheli, Giovanni de; Rajesh K. Gupta (1997): *Hardware/Software Co-Design*; *Proc. of* IEEE, vol. 85, nº 3, pág. 349-365, Março.

[9] Pimenta Rodrigues, Mário de Araújo (1988). Projecto de Sistemas Digitais, Lisboa: Presença.

[10] Tomé, José (1989). Controlo de Sistemas Digitais, Lisboa: Presença.

[11] Van den Bout, Dave (1998). *The Practical Xilinx Designer Lab Book*, New Jersey: Prentice-Hall.

Electrónica

Electronics

SINALIZAÇÃO SEMAFÓRICA DE TRÁFEGO BASEADA EM LED'S

Manuel Augusto Vieira

Câmara Municipal de Lisboa, Departamento de Tráfego, Rua 1º de Dezembro, 1200, Lisboa.
Departamento de Engenharia Electrónica e das Comunicações, ISEL, Rua Conselheiro Emídio Navarro, P 1949-014 Lisboa, Portugal.

RESUMO

Um novo desafio surge com a aplicação de LEDs de ligas semicondutoras no controlo automático de tráfego. Uma melhoria da informação através do aparecimento de um novo tipo de semáforo é apresentada.
Serão discutidas novas soluções que passam por um novo "design", novas regras de localização nos cruzamentos semaforizados, recursos a novas técnicas de animação, possibilidade de utilização de informação adicional para condutores e peões, possibilidade de utilização de novos semáforos dirigidos a camadas específicas de utilizadores, situações esporádicas.
Um semáforo "robot" inteligente capaz não só de receber a informação convencional mas também detectar situações anómalas de tráfego é apresentado como alternativa aos métodos convencionais de gestão de tráfego. O semáforo "robot" deverá apresentar capacidade de processar a informação e transmiti-la aos utentes ou a um sistema central de controlo de tráfego.

INTRODUÇÃO

Os semáforos no tráfego rodoviário foram utilizados pela primeira vez há pouco mais de um século. Na Europa a taxa de instalações é de uma por cada 2.000 pessoas. Em Lisboa existem 450 cruzamentos semaforizados.
O semáforo para cumprir a sua função efectiva deve ser facilmente visto e identificado. Normas comuns de localização são desejáveis por segurança e eficiência do sistema de controlo de tráfego. Uma instalação semafórica é um sistema constituido pela unidade de controlo, detectores, cabos de ligação e pelos corpos de semáforos.
O equipamento requerido em cada instalação é determinado pelo grau de sofisticação desejado. Muitas variações podem ser encontradas nas instalações de semáforos para veículos, peões e afectação de vias. O número de semáforos por corpo, varia com o número de movimentos controlados num dado cruzamento, excepto para o caso do peão, onde aparecem apenas dois movimentos possíveis. Em Lisboa isto levou à instalação de 23000 lâmpadas semafóricas incandescentes com os inerentes custos de consumo e posterior manutenção.
A substituição dos semáforos convencionais por semáforos a LEDs é premente face ao evoluir das novas tecnologias. O seu menor consumo energético, alta fiabilidade, evidente melhoria de percepção (visibilidade), menores custos de manutenção, possibilidade de alimentação através de painéis fotovoltaicos e integração em sistemas inteligentes de controlo fazem deles uma alternativa promissora face aos semáforos tradicionais baseados em lâmpadas incandescentes.
Desde 1992, alguns Estados americanos têm procedido à remodelação dos seus parques de semáforos, substituindo as lâmpadas incandescentes por LEDs. Todas as experiências efectuadas, quer no terreno quer no laboratório, têm mostrado que estes equipamentos revelam melhores condições de segurança rodoviária, maior visibilidade (mesmo em condições adversas) e maior fiabilidade, do que o semáforo tradicional. Devido à sua baixa temperatura de funcionamento, pode ainda funcionar em condições ambientais muito diversas.
O seu tempo de vida útil situa-se entre os 10 e os 12 anos. Todo o painel luminoso (a pseudo lâmpada) não compromete a sua função junto dos utilizadores até 20% da eliminação do conjunto dos LEDs, o que vem potenciar a segurança rodoviária, uma vez que num semáforo tradicional se observa a situação do tudo ou nada ,ou seja, não fundida ou fundida.
A qualidade de informação revelou-se extremamente vantajosa numa situação de sol baixo. Esta diferença permite na prática a eliminação da falsa impressão de uma lâmpada indevida estar ligada, eliminando a hesitação do condutor e, provavelmente diminuindo muitos acidentes rodoviários.

NOVO CONCEITO DE LUZ DE ALTA EFICIÊNCIA

O semáforo a LEDs

Maior visibilidade, menos interferência da luz solar nos semáforos, máxima segurança são algumas das razões que determinam a adopção de novos sinais luminosos baseados em LED's (Light Emiting Diodes). Há vários tipos de LEDs baseados em ligas semicondutoras. Os mais usuais para este tipo de aplicação são de de fosforeto de alumínio-índio-gálio (Al-In-Ga-P) que, devido ao seu desempenho tem sido utilizado ultimamente na constituição da chamada lâmpada de LEDs, nomeadamente das

cores vermelha e amarela. Este equipamento semafórico é constituído por uma matriz de LEDs (18 a 250 LED's), um disco ou placa que os suporta, uma lente que permite a uniformização do brilho e um conversor de corrente alternada/corrente contínua. A potência de uma lâmpada a LED's é da ordem dos 8 W para as setas direccionais e pedonais, e cerca de 15 W para a cor cheia.
A figura 1 indica o esquema típico de um semáforo a LEDs.

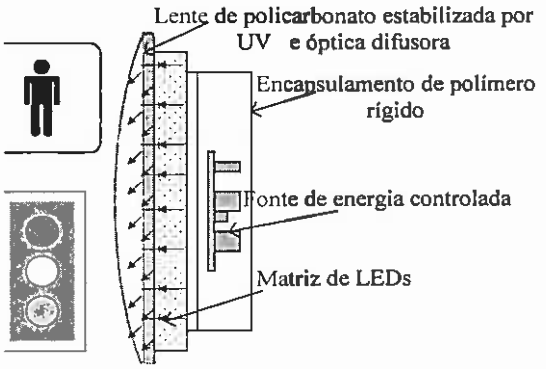


Fig.1 Diagrama esquemático de um semáforo a LEDs

Há a possibilidade de utilização de energia fotovoltaica a custos relativamente baixos, especialmente em zonas afastadas da rede onde há autonomia em relação ao sistema central de comando. Por outro lado, também é possível ter uma alimentação alternativa à rede de energia através de uma bateria de acumuladores. As economias de energia conseguidas com esta nova tecnologia são cerca de 80% face à solução tradicional (lâmpadas incandescentes de 100W). embora o seu custo de instalação inicial seja superior.
Indicam-se seguidamente algumas características mecânicas eléctricas e fotométricas e vantagens operacionais deste tipo de equipamento:

Especificações mecânicas

- Temperatura de funcionamento:
- 40 °C a +71°C.
- Resistência ao impacto:
  Protecção contra choques e vibrações dos ventos (normas IP: 34-44-54-65).

Especificações fotométricas

- Lentes do módulo convexas capazes de resistir à exposição ultravioleta por um período de cinco anos.
- Uniformidade no comprimento de onda.
- Índice de reflexão de 50% do convencional em condições de pôr-do-sol.
- Eficácia luminosa: 24 Lm/W
- Gama emissão LED difusor: 35°
- Gama emissão LED não difusor: 12°
- Intensidade luminosa:
  Classe 1 100cd, 400cd, 1100cd;
  Classe2 200cd, 800cd, 2000 cd
  Classe 3 400cd, 1000cd, 2500cd
- Distribuição de intensidade luminosa:
  0° a +30° horizontal e 0° a -20° vertical.

Especificações eléctricas

- Factor de potência: >0,9
- Distorção harmónica: <20%
- Potência (diâmetro de 200 mm): 6-12W
- Tensão de alimentação: 12-24 V (d.c.)
  184-276 (a.c.)

Vantagens Operacionais

- Economia de energia: 85%
- Tempo de vida útil:
  6-10 anos em funcionamento contínuo.
- Custos de manutenção:
  Limpeza.
- Fiabilidade elevada.
- Possibilidade de funcionamento a alimentação fotovoltaica.
- Instalação de acumuladores em caso de falha de energia eléctrica.
- "pay-back": 18-36 meses

Algumas desvantagem operacionais podem emergir da aplicação deste tipo de equipamento, nomeadamente:

- Introdução de harmónicas por um "driver"
- Correntes residuais que podem ligar um semáforo indevido.
- Palidez da cor por efeito de limpeza.

Através da introdução de aparelhagem de corte com sensibilidade diferencial e a instalação de um ecrã de filtragem estas desvantagem poderão supridas.

Avaliação comparativa da qualidade e visibilidade das cores

Em estreita colaboração com a Agência Municipal de Energia de Lisboa procedeu-se à substituição de um dos dois semáforos convencionais por semáforos a LEDs em quatro locais do Distrito de Lisboa:

-Marquês de Pombal-(sentido ascendente);
-Marquês de Pombal (rotunda);
-Oeiras;
-Almada.

Foi realizado um estudo utilizando uma população de 157 indivíduos distribuídos por dois universos populacionais:

- 119 indivíduos de ambos os sexos, com idades entre os 18 e 74 anos, possuidores de carta de condução, que estavam a deslocar-se a pé junto aos locais de observação.

- 38 taxistas parados perto do Marquês de Pombal.

As entrevistas realizaram-se com condições atmosféricas diversas, no pino do sol (50%), a meio da tarde (29%) e ao pôr do sol (20%). Procuraram-se várias posições dos inquiridos relativas ao sol, frontal (85%), frente oblíquo (40%), vertical (13%) e trás (40%) com distâncias variadas relativamente aos semáforos. As condições atmosféricas variaram entre céu limpo (20%), nublado (73%), muito nublado (2%) e nevoeiro (5%).
Os resultados comprovaram os testes laboratoriais existentes. Em todas as situações, 50 a 60% das respostas consideraram que a qualidade e a visibilidade das cores vermelha, amarela e verde eram muito melhores ou melhores utilizando semáforos a LEDs.

Penetração no mercado nacional e europeu

Devido à sua tecnologia ser recente e ao pouco conhecimento que se tem deste tipo de semáforos, a penetração no mercado europeu tem vindo a ser feita de uma forma gradual. O seu consumo energético, dez vezes menor que o das lâmpadas incandescentes e três vezes menor do que o das de halogénio, a sua resistência ao choque, a possibilidade de alimentação a energia solar e utilização em equipamentos de baixa voltagem, elevado tempo de vida (7 a 10 anos sem troca ou manutenção), baixa degradação ambiental e operação segura fazem dos LEDs uma alternativa para o novo milénio. Prevê-se, a curto prazo, que a eficiência dos LEDs aumente para cerca de 50 Lm/W, com consequente diminuição do número de LEDS nas placas sem alteração do sistema base.
A electrónica é um factor determinante no tempo de vida do equipamento devendo ser utilizadas componentes de alta fiabilidade especialmente no circuito do "driver". A utilização de arranjos de LEDs de alta eficiência, com encapsulamento em que o dissipador é incorporado e com utilização de um núcleo metálico PCB integrados na placa é compatível com futuros avanços da tecnologia a LEDs.
Outra razão que tem impedido uma maior expansão desta tecnologia, é o seu custo muito superior ao convencional a lâmpadas de incandescência. De acordo com estudos de mercado, prevê-se a muito curto prazo um "boom" na procura, originando desta forma um decréscimo acentuado dos custos deste equipamento.

UM NOVO TIPO DE SEMÁFORO A LEDS

Aproveitando o aparecimento de novas tecnologias tem-se registado uma evolução em todas as componentes das instalações semafóricas, unidades de controlo, detectores e nos sistemas de transmissão. Assim, os fabricantes de corpos dos semáforos, deverão aproveitar o aparecimento das novas tecnologias, para apresentarem novos modelos, novas soluções, podendo passar por um novo *design*. Alterações ao sistema convencional pode passar pelo aparecimento de:

- *Um único semáforo, multifunção*, com cor variável e possibilidade de intensidade regulável função das condições ambientais. Este sistema estará adaptado a novas regras de localização nos cruzamentos semaforizados podendo minimizar a elevado taxa de derrubes, danos e acidentes na via pública. De notar que em Lisboa, em média, regista-se mais de um dano diário, com elevada probabilidade de não ser encontrado o responsável, assim:.
- *Recurso a novas técnicas de animação*. Novo tipo de semáforos de peão e de mudança de direcção, utilização de informação adicional, velocidade de circulação aconselhável, informação de transição do vermelho para o verde, pré-informação dos estados semafóricos, fim do tempo de segurança para o peão.
- *Novos semáforos dirigidos a camadas específicas de utilizadores* Nomeadamente: ciclistas; indivíduos de mobilidade reduzida;, crianças; deficientes; situações esporádicas de obras.

À semelhança de outras áreas de desenvolvimento, o processo culminaria com a realização duma grande Feira de tráfego dedicada ao novo semáforo.

SEMÁFORO "ROBOT"

Como alternativa aos métodos convencionais de gestão de tráfego deverá ser investigado um novo tipo de semáforo, o semáforo "robot". Este semáforo deverá ter capacidade de para além de receber a informação convencional detectar situações anómalas de tráfego como por exemplo:: congestionamentos; pontos negros; acidentes; obras; alterações ambientais.
Tendo em vista uma maior sensibilização para a problemática da segurança rodoviária esta alternativa adicional ao sistema convencional deverá incluir:

- *Concentração e integração* neste novo elemento de mobiliário urbano das funções dispersas nos controladores de cruzamento (alimentação de energia, segurança, protecção contra contactos directos e indirectos, teste de incompatibilidades, programação, processamento da informação, centralização),
- *Colocação ou interligação* dos diversos detectores de tráfego (ultra-sons, radares, infravermelhos, campo magnético, câmara de vídeo) incluindo os botões de pedido e os novos semáforos de peão com LEDs.

Adivinha-se de grande impacto a sua presença nas passagens de peões existentes nas saídas das escolas uma vez que semáforo robot poderá dialogar com aqueles que vão solicitar ajuda nas travessias.

CONCLUSÕES

Foram analisadas novas soluções que passam por um novo *design*, pela necessidade de novas regras de localização nos cruzamentos semaforizados, pelo recurso a novas técnicas de animação, pela, possibilidade de utilização de informação adicional para condutores e peões e pela , possibilidade de utilização de novos semáforos dirigidos a camadas específicas de utilizadores

Um semáforo "robot" inteligente capaz não só de receber a informação convencional mas também detectar situações anómalas de tráfego foi sugerido como alternativa aos métodos convencionais de gestão de tráfego, tendo em vista uma maior sensibilização para a problemática da segurança rodoviária O semáforo "robot" deverá ainda ter capacidade de processar a informação e transmiti-la aos utentes ou a um sistema central de controlo de tráfego.

PERSPECTIVAS FUTURAS

A Fig.2 esquematiza uma situação futura baseada nos conceitos anteriormente sugeridos.

Fig.2 Exemplo típico de um semáforo Robot.

AGRADECIMENTOS

O autor deseja agradecer aos Engenheiros Celestino de Jesus e Alexandre Leal do Departamento de Tráfego da CML pela colaboração prestada durante a realização do trabalho.

Tecnologias CMOS Aplicadas às Comunicações Móveis

Fernando Fortes (1,2), Fernando Azevedo (1,2), Maria João do Rosário (2)

(1) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, (2) Instituto de Telecomunicações

Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1900 Lisboa, Portugal

Tel: +351.1.8317289; Fax: +351.1.8317114

email: ffortes@isel.pt

RESUMO:

Esta comunicação descreve o estado actual dos sistemas electrónicos de RF que compõem os equipamentos de comunicações móveis. É dado ênfase às tecnologias normalizadas CMOS como forma de atingir a integração completa do bloco de RF, quando associado com a arquitectura adequada.

PALAVRAS CHAVE: RF, CMOS, RFIC.

I. INTRODUÇÃO

As actuais comunicações móveis são de uma grande complexidade no que diz respeito à forma de tratar o sinal que se pretende transmitir e ao protocolo de comunicação. Isto requer a utilização de sistemas electrónicos de grande complexidade ao nível da gestão de comunicação e ao nível do processamento digital do sinal que se quer transmitir. No entanto, todo esse grau de complexidade do sistema pode ser implementado de forma simples numa única pastilha de circuito integrado mista, ou seja, que combina as funções analógicas e digitais necessárias ao tratamento do sinal e gestão de protocolo de comunicação. A tecnologia utilizada para estas funções é a CMOS.

A parte de RF é, em termos funcionais, mais simples que a parte de processamento de baixa frequência, pois tem como missão transpor a banda base para alta frequência e vice versa. No entanto, isto não significa que seja mais fácil de implementar, principalmente devido às frequências e amplitudes de sinal com que tem de lidar. A parte de RF ainda é concretizada recorrendo a alguns componentes discretos, de várias proveniências, o que naturalmente limita o objectivo de miniaturização e baixo custo. É justamente a descrição da secção de RF e da possibilidade da sua integração o objecto desta comunicação.

II. TECNOLOGIAS DE RF

Os sistemas de comunicações móveis são usualmente separados nas partes de alta e baixa frequência. A secção de baixa frequência processa o sinal que se pretende transmitir e encarrega-se de gerir o protocolo de comunicação. A secção de alta frequência destina-se a fazer a transposição entre o sinal de baixa frequência e o sinal com frequência óptima para ser transmitido por uma antena.

As características necessárias para os circuitos de processamento de banda base fazem com que a tecnologia CMOS seja a eleita, pois permite combinar funções analógicas e digitais em pastilhas mistas. Além disso, a tecnologia CMOS é a que tem a maior escala de integração aliada ao mais baixo consumo, permitindo integrar toda a secção de baixa frequência numa única pastilha de silício.

A escolha da tecnologia óptima para a realização da secção de RF de um sistema móvel não é tarefa fácil, pois tem de conjugar elevado nível de integração, baixo custo e desempenho, a frequências de operação consideravelmente elevadas. As funções a cargo da secção de RF (amplificação, conversão de frequência e filtragem) são efectuadas recorrendo a componentes de diferentes fabricantes, com tecnologias diversas. Isto naturalmente limita o grau de miniaturização e baixo custo, ao não permitir uma completa integração.

Circuitos de filtragem

Os sinais de RF de um sistema de comunicações móveis têm frequências de alguns GHz, com larguras de banda de apenas alguns KHz. Com estas características de sinal, é costume utilizar filtros integrados puramente passivos, como os SAW (*surface acoustic wave*), que têm o inconveniente de não poderem ser postos na mesma pastilha de GaAs ou silício, o que significa utilizar vários componentes interligados sobre a placa de circuito impresso.

A implementação electrónica de funções de filtragem permite juntar blocos de filtragem e de amplificação numa única pastilha de circuito, mas tem a desvantagem de gerar mais ruído, devido aos dispositivos activos.

Tecnologias de GaAs

As tecnologias de GaAs têm sido extensivamente utilizadas nos vários blocos que constituem um sistema de RF, amplificadores de baixo ruído, amplificadores de potência, misturadores e comutadores de RF, pois os dispositivos activos estão aptos a operar em frequências altas, quer em circuitos de baixo ruído, quer em circuitos de potência. Além disso, o substrato isolante do GaAs permite o fabrico de componentes passivos (bobinas e condensadores) com factores de qualidade razoáveis, permitindo fazer redes de adaptação integradas com os dispositivos activos, e até incluir algumas funções de filtragem.

O ponto fraco da tecnologia de GaAs é a sua escala de integração, que é inferior à que se consegue obter

com as tecnologias de silício e em particular com a CMOS.

Tecnologias de Silício

As tecnologias de silício têm vindo a sofrer uma redução no comprimento do canal, fruto da evolução dos processos litográficos que permitem a execução de máscaras com dimensão e afastamento de pistas cada vez menores. Esta redução nas dimensões traz benefícios ao permitir uma maior escala de integração, bem como maiores frequências de operação dos dispositivos activos. Actualmente, são utilizados transístores MOS e BJT com frequências de operação de alguns GHz.

As opções de fabrico de circuitos integrados de RF em silício são nas tecnologias normalizadas CMOS, bipolares ou BiCMOS. O processo CMOS tem como vantagem a maior escala de integração, aliada a um baixo consumo. Por seu lado, os transístores bipolares têm a vantagem de possuir baixo ruído $1/f$, o que os torna atractivos para a realização de osciladores de baixo ruído de fase. O processo BiCMOS reúne as boas características de integração CMOS, com a disponibilidade de transístores bipolares, mas utilizando alguns passos adicionais no processo de fabrico, tornando-a mais cara.

III. Tecnologia CMOS

A tecnologia CMOS é optimizada para a realização de circuitos digitais requerendo elevada escala de integração, baixo consumo e baixo preço. Isto implica naturalmente, que o processo CMOS normalizado deve ser simples e conter poucos passos no seu processo de fabrico.

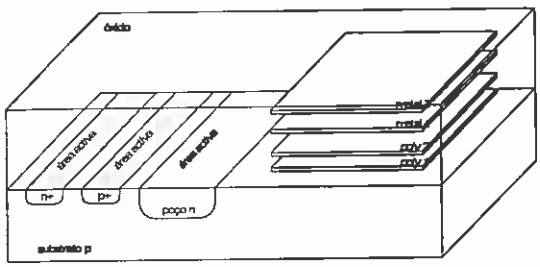


Fig. 1. Processo CMOS normalizado

O processo CMOS normalizado está representado na figura 1. A pastilha de circuito é constituída por material semi-condutor (substrato, difusões e poço p), condutor (*poly* 1, *poly* 2, metal 1 e metal 2) e material isolante (óxido de silício). O substrato em conjunto com as difusões permite obter os dispositivos activos (díodos, transístores MOS e transístores bipolares laterais), enquanto as camadas condutoras permitem fazer as interligações e alguns componentes passivos. A capacidade entre camadas é aproveitada para a concretização de condensadores e a resistividade de camada para a realização de resistências. Também se podem realizar bobinas em espiral, utilizando um dos níveis de metal.

Transístores MOS

A tecnologia CMOS disponibiliza os transístores MOS de canal n e p como principais componentes activos.

Em circuitos analógicos de alta frequência, nomeadamente blocos de RF, são utilizados transístores MOS de canal n em detrimento dos de canal p. Isso deve-se à maior rapidez de operação e menores capacidades parasitas para o substrato, com a mesma corrente de dreno, dos transístores de canal n.

Ao projectar os transístores MOS, é usual dividir a largura total do canal W por um número par de transístores em paralelo (figura 2). Esta forma de ligação tem a vantagem de diminuir a capacidade parasita de dreno e a resistência parasita de porta.

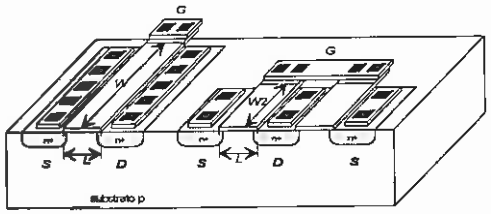


Fig. 2. Ligação de porta distribuída num transístor MOS

Nos actuais processos CMOS, os transístores MOS não têm a porta feita em metal, mas sim em silício policristalino, cuja resistividade não é desprezável. Isto naturalmente provoca uma queda de tensão ao longo da largura do canal do MOS, que pode, no entanto, ser reduzida ao distribuir a largura total do canal por vários transístores em paralelo. Por outro lado, a capacidade parasita associada à junção de dreno cai para metade se a largura total W for dividida por dois transístores em paralelo, pois agora a junção de dreno passa a ter uma largura de $W/2$.

Resistências e Condensadores

Em processos CMOS, os componentes passivos como resistências e condensadores são usualmente concretizados com as camadas de *poly* disponíveis.

As resistências são feitas, naturalmente, com uma fita resistiva de comprimento L e largura W, que pode ser arrumada em serpentina, poupando área de integração. A resistência assim obtida depende directamente do comprimento L e inversamente da largura W.

Os condensadores são feitos sobrepondo duas fitas de *poly* de comprimento L e largura W, aproveitando a capacidade entre elas. A capacidade obtida é proporcional ao produto LW. No entanto, tal como a porta dos transístores MOS, as armaduras do condensador são resistivas, havendo assim uma queda de tensão ao longo do condensador. Em conformidade, à semelhança dos transístores MOS, as armaduras devem ser curtas (baixo L) e largas (elevado W), pois a resistência de armadura depende directamente de L e inversamente de W.

Bobinas

As bobinas são componentes indispensáveis em blocos de RF mas não fazem parte do processo CMOS normalizado. Esse facto tem motivado a busca de soluções para a integração de bobinas passivas com valores de indutância e factores de qualidade adequados nesta tecnologia.

No entanto, os substratos de silício utilizados nas tecnologias CMOS são condutores, comportando-se como fonte de perdas para as bobinas passivas. Têm-se utilizado algumas técnicas que permitem melhorar o factor de qualidade das bobinas, como a passivação do substrato por baixo da bobina (que faz aumentar a distância entre eles), a minimização da imagem da corrente no substrato, conseguida desenhando figuras em forma de estrela com poço n no substrato, ou então utilizando substratos de maior resistividade.

Para além destas técnicas implicarem a modificação do processo CMOS, com o natural encarecimento, a aplicação dessas técnicas não tem permitido melhorar significativamente o factor de qualidade das bobinas. Outro factor negativo, na integração de bobinas, consiste na enorme área ocupada por elas quando comparada com os transístores MOS e até mesmo com as resistências e condensadores.

Assim, quando se pensa em utilizar um processo CMOS para a concretização de blocos de RF, os circuitos devem ser projectados para utilizar apenas transístores, condensadores e resistências, evitando, ao máximo, o uso de bobinas.

IV. ARQUITECTURAS

Um receptor de radio-frequência encontra-se frequentemente num meio ruidoso com sinais potencialmente interferentes - desde estações base celulares e emissores de televisão até radares de aeroportos - e, nesse caos, deve ser capaz de isolar o sinal desejado, reproduzi-lo e amplificá-lo sem qualquer perda de informação.

Muitos dos receptores RF fabricados actualmente possuem arquitecturas que derivam da estrutura convencional super-heterodina. Estas arquitecturas necessitam de um conjunto de componentes discretos, normalmente de diferentes tecnologias. Embora este tipo de arquitectura seja largamente usada com resultados excelentes, torna-se impraticável em sistemas de comunicação móveis, onde, ao pretender obedecer aos objectivos de alta portabilidade e baixo custo de fabrico, se é obrigado à procura de soluções com total integração numa tecnologia única.

Para compreender algumas das barreiras encontradas na tentativa de integrar de forma monolítica os receptores de RF, é feita uma descrição sumária do clássico receptor superheterodino e de duas alternativas à sua utilização com possibilidade de integração: o receptor homodino ou de conversão directa e o receptor com rejeição de imagem em banda larga.

Receptor Superheterodino

Neste receptor os filtros que se encontram a montante e a jusante do amplificador de baixo ruído (LNA) têm como função deixar passar apenas a banda desejada, tendo que rejeitar a frequência imagem.

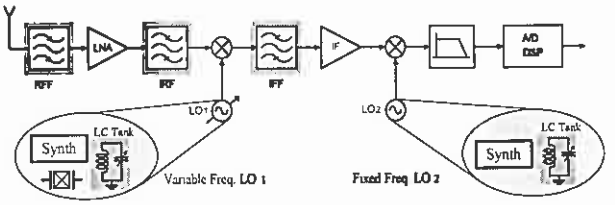


Fig. 3 - Receptor superheterodino convencional.

Estes filtros (RFF e IRF) têm de seleccionar sinais de alguns GHz com larguras de banda de apenas alguns kHz. Os elevados factores de qualidade necessários para cumprir esta função só se obtêm recorrendo a filtros passivos, como os SAW.

O primeiro oscilador local (OL1) deve ter baixo ruído de fase e é de frequência variável, pelo que necessita de elementos de sintonia com elevados factores de qualidade, incompatíveis com a integração monolítica.

Também o filtro de FI (IFF) tem de ser bastante selectivo, pois é nesta fase que é feita a selecção do canal desejado, o que de novo requer filtros de elevada selectividade, incompatíveis com a integração monolítica. Os objectivos de selectividade e sensibilidade só podem ser alcançados com sucesso através da utilização de componentes discretos de elevado factor de qualidade, afastando-se, assim, do objectivo da integração completa.
Conclusão: difícil de ser integrado.

Receptor de Conversão Directa (homodina)

O receptor de conversão directa dispensa muitos dos componentes discretos, como se vê na figura 4, pois todos os potenciais canais dentro da banda, são transpostos para a banda base, onde é efectuada a seleção de canal, deixando de haver a etapa de FI. A transposição directa de canal evita a necessidade de rejeição de imagem, e portanto a utilização de filtros de elevada selectividade em RF. A energia dos canais adjacentes é facilmente removível através de filtragem digital em banda base.

Embora o receptor de conversão directa seja mais fácil de integrar existem algumas desvantagens com esta arquitectura. Devido ao facto do oscilador local estar à mesma frequência da portadora RF, tornam-se críticas as fugas de energia do sinal do oscilador para o misturador e para a própria antena, onde pode ocorrer re-radiação. Esta energia provoca auto-mistura resultando numa componente DC de erro na saída do misturador.

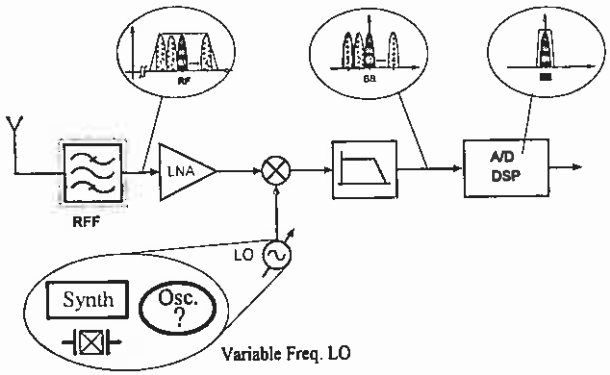


Fig. 4 -Conversão directa.

Tem ainda como ponto negativo a necessidade de um sintetizador de alta frequência de muito baixo ruído de fase, de frequência variável, que tem de estar perfeitamente sincronizado com a portadora recebida. Este tipo de sintetizador necessita de um VCO com elevado factor de qualidade, o qual é difícil de integrar.

A conversão directa é compacta e eficiente mas necessita de um sofisticado processo de cancelamento de erros DC provocados pela distorção de 2ª ordem e auto mistura.

Arquitectura de FI de Banda Larga Dupla Conversão

Esta arquitectura assenta no princípio da rejeição activa da frequência imagem proporcionada pelos misturadores duplamente balanceados. A primeira mistura, figura 5, transpõe de RF para FI todos os potenciais canais presentes à saída do LNA usando um oscilador de frequência fixa. Um filtro passa-baixo, simples, é então usado para eliminar as componentes de alta frequência permitindo que todos os canais passem para o segundo misturador. Os canais em FI são então transpostos directamente para banda base, utilizando um sintetizador de frequência variável sintonizado na frequência do canal desejado. A energia dos canais, que não o sintonizado, é removida em banda base através de filtragem digital.

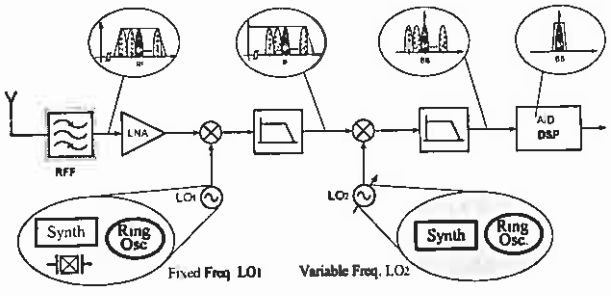


Fig. 5 -FI de Banda Larga Dupla Conversão.

Esta estrutura é semelhante à arquitectura superheterodina no sentido em que o processo de transposição é efectuado numa sequencia de dois passos. Contudo, contrariamente à primeira, nesta arquitectura o primeiro oscilador local é fixo e pode estar suficientemente afastado da frequência do sinal de RF de modo a ter em FI um sinal com grande largura de banda, evitando ainda o problema da auto mistura e retransmissão. A selecção de canal é efectuada em baixa frequência o que, naturalmente, elimina o uso de filtros de elevada selectividade em RF.

Sendo o primeiro oscilador local, de frequência fixa, pode ser implementado com componentes de baixo factor de qualidade, integráveis, e ser controlado por cristal, suprimindo-se assim a contribuição do VCO para o ruído de fase.

É uma boa escolha, passível de completa integração, para aplicações em transceptores multifuncionais.

V. Conclusões

Foram apresentadas e comparadas as tecnologias de circuitos integrados onde é possível concretizar módulos de RF, dando especial ênfase à tecnologia CMOS, que se mostra mais vantajosa a longo prazo por poder integrar as funções analógicas e digitais.

À medida que as tecnologias vão melhorando, o consumo e tamanho dos circuitos digitais vai diminuindo. Tal não acontece nos circuitos analógicos, onde o consumo e o grau de integração está directamente ligado a limitações físicas impostas pela topologia do receptor e não pela tecnologia utilizada.

Foram por isso discutidas as vantagens e inconvenientes das arquitecturas de receptores mais adequadas aos sistemas de comunicações móveis sempre com vista à sua completa integração.

Referências:

[1] Chandraskan, A. P., Brodersen, R. W. "Minimizing Power Consumption in Digital CMOS Circuits", Proc. Of the IEEE, vol. 83, no. 4, pp. 498-523, April 1995.

[2] Burns, L. M. "Applications for GaAs and Silicon Integrated Circuits in Next Generation Wireless Communication Systems", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 33, no. 10, pp. 1088-1095, March 1998.

[3] Larson, E. L. "Integrated circuit Technology Options for RFIC's-Present Status and Future Directions", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 33, no. 3, pp. 387-399, March 1998.

Projecto de Circuitos Integrados Digitais Utilizando VHDL

José F. Rocha, João F. Martins, Miguel T. Fernandes

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa – Departamento de Engenharia da Electrónica e das Comunicações

Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1 – 1949-014 Lisboa

Tel: +351.21.831 7288; Fax: +351.21.831 7114; E-mail: jrocha@isel.pt

Apresenta-se um fluxo para o projecto de circuitos integrados digitais que recorre à tecnologia de síntese para obter uma representação optimizada de um circuito a nível lógico, a partir da sua representação na linguagem de descrição de *hardware* VHDL. Os autores adoptaram este fluxo de projecto para desenvolver alguns dispositivos que foram implementados em três tecnologias distintas.

FLUXO DE PROJECTO

O fluxo de projecto de um circuito integrado digital encontra-se representado na Fig. 1. O fluxo começa com uma etapa conceptual onde se enumeram as especificações do circuito e avança progressivamente na pormenorização do projecto, numa abordagem do tipo descendente, terminando com o teste e encapsulamento do circuito [1].

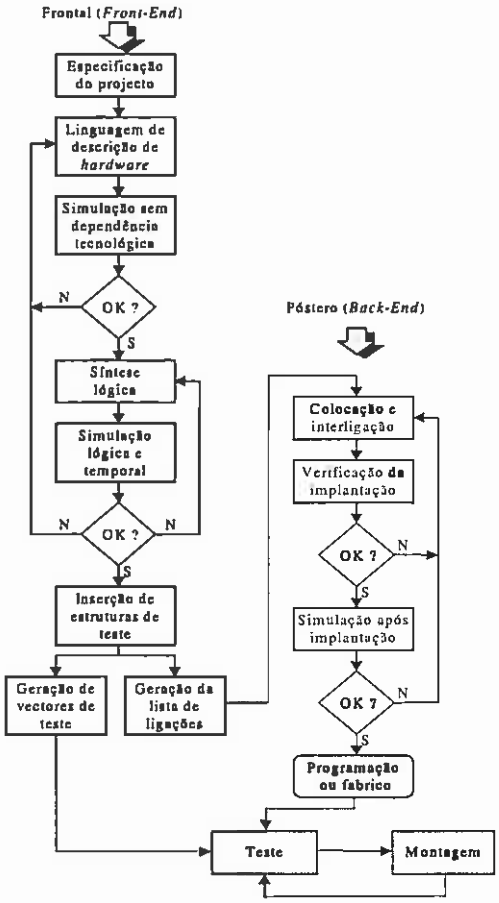


Fig. 1 – Fluxo de projecto de um circuito digital.

O fluxo de projecto é constituído por dois conjuntos de etapas que se agregam formando o frontal (*front-end*) e o póstero (*back-end*)[2-5].

Fluxo Frontal de Projecto (*Front-End*)

O fluxo frontal é constituído por sete etapas. Nestas etapas o projectista a partir da especificação da funcionalidade do circuito e da definição da sua arquitectura obtém, por síntese automática, um esquema do circuito. Este esquema é composto por células lógicas da biblioteca da tecnologia escolhida para a sua implementação.

Especificação do Projecto

O fluxo frontal inicia-se com a introdução das especificações funcionais e temporais do circuito. Nesta etapa identificam-se os dispositivos e respectivos sinais que interagem com o circuito em projecto [1]. Após a identificação destes sinais de interface, especifica-se a sua funcionalidade, evidenciando a dependência entre os sinais de saída e os de entrada. As descrições de alto nível, quer textuais quer gráficas ao nível algorítmico, são as mais apropriadas para este tipo de especificação [3].

Linguagem de Descrição de Hardware

Nesta etapa as especificações são traduzidas para uma representação em VHDL (*Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language)* [6] (Fig. 2). Nesta descrição particulariza-se o número e a dimensão dos registos, o tamanho dos barramentos, os sinais internos, etc. O estilo de descrição utilizado é de importância vital para a obtenção de circuitos funcionalmente correctos. O estilo de descrição deve considerar não só as restrições devidas às construções não suportadas pela ferramenta de síntese, mas também a forma como esta as interpreta [1].

O VHDL tem origem nas linguagens de programação de alto nível e foi adoptada em 1987 pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) como uma linguagem padrão de descrição de *hardware*. O VHDL consubstancia-se até ao momento como a única linguagem padrão de descrição de *hardware*, o que facilita a migração de código entre diversas ferramentas comerciais de simulação.

As vantagens do projecto de circuitos integrados de aplicação específica (CIAE) usando VHDL, em ambiente

de síntese automática, evidenciam-se pelo aumento de produtividade do projectista, que se concentra na descrição da funcionalidade do circuito e se liberta dos pormenores impostos pela tecnologia. As principais vantagens face ao projecto por edição de esquema de ligações (*netlist*) são: *(i)* Descrição da funcionalidade do circuito independente da tecnologia de implementação; *(ii)* Menor tempo de projecto; *(iii)* Maior facilidade na actualização da funcionalidade do circuito; *(iv)* Portabilidade do projecto para diferentes ferramentas de simulação.

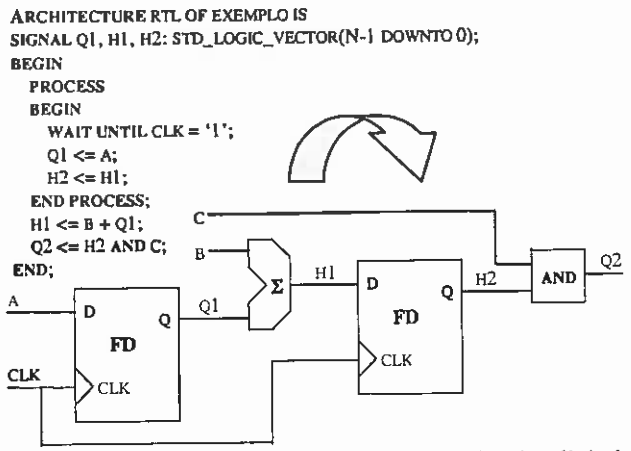


Fig. 2 – Descrição VHDL e síntese de um circuito digital.

A principal desvantagem desta metodologia de projecto resulta do VHDL não se constituir como linguagem padrão para a síntese de circuitos. Esta dificuldade impõe restrições no estilo de descrição do circuito devido à existência de construções não suportadas pelas ferramentas de síntese. No entanto, estas ferramentas têm alargado progressivamente o conjunto de construções sintetizáveis.

Os esforços desenvolvidos para expandir a linguagem padrão VHDL ao domínio analógico levaram o IEEE a adoptar em 1999 o VHDL-AMS (AMS – *Analog and Mixed-Signal*) como uma linguagem padrão de descrição de sistemas mistos analógicos e digitais.

A linguagem VHDL-AMS suporta a modelação e a simulação de sistemas de parâmetros concentrados em diversos domínios [7]. Além do domínio eléctrico, o VHDL-AMS permite descrever e simular sistemas térmicos, hidráulicos, ópticos, etc. O carácter inter-disciplinar da linguagem VHDL-AMS afigura-se útil no projecto de sistemas que apresentem interacção entre dispositivos que funcionam em domínios distintos ou em sensores integrados que recorrem simultaneamente às tecnologias micro-maquinada e eléctrica (MEMS – *Micro Electro-Mechanical Sensor*). O VHDL-AMS facilita ao projectista a optimização do desempenho de um determinado sistema mesmo quando se adoptam domínios distintos para implementar as suas funções. Por exemplo o desempenho de um sistema de travagem de um automóvel é mais facilmente optimizado segundo um determinado compromisso, quando implementado por um dispositivo hidráulico e por um dispositivo electrónico de controlo.

A componente analógica do VHDL-AMS recorre a equações diferencias algébricas para representar modelos contínuos, o que introduziu na linguagem declarações como a "quantity" para representar uma variável desconhecida no sistema de equações. A possibilidade de associar aspectos como "across" ou "through" a uma "quantity" permite, por exemplo, representar uma tensão através de um condensador ou um fluxo térmico através de uma conduta de ar.

A linguagem VHDL-AMS suporta a representação de sistemas no domínio do tempo e no domínio da frequência, através de modelos de pequenos sinais, e também a presença de ruído. No domínio eléctrico o VHDL-AMS permite descrever qualquer circuito representado em SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*). O circuito em SPICE poderá ser descrito em VHDL-AMS estrutural ou comportamental, o que permite documentar e simular o seu funcionamento rigoroso, independentemente dos componentes electrónicos que o constituem [8].

Assim, a linguagem VHDL-AMS constitui uma excitante perspectiva para o projectista de sistemas, à medida que evoluem as ferramentas de simulação e de síntese que suportam esta linguagem.

Validação da Funcionalidade

Nesta etapa, a descrição VHDL anteriormente obtida é validada através de um simulador VHDL. O objectivo é garantir que as especificações funcionais estão completamente contidas no código VHDL escrito para representar o funcionamento do circuito.

Síntese Lógica

Na etapa de síntese, a partir da descrição VHDL gera-se automaticamente uma representação optimizada do circuito ao nível lógico que satisfaça as restrições impostas pelo projectista (Fig. 2). A síntese é constituída por três fases: tradução, optimização e mapeamento para a tecnologia.

Na fase de tradução, a representação VHDL é traduzida para uma representação interna que pode, neste nível, ser mapeada em componentes genéricos (portas lógicas, básculas – *flip-flops*, somadores, multiplexadores, etc.) pela ferramenta de síntese.

Na fase de optimização, a representação anterior é analisada e optimizada por forma a minimizar a área e/ou o tempo de propagação do circuito.

Na fase de mapeamento tecnológico, a representação optimizada é automaticamente mapeada para componentes específicos da biblioteca da tecnologia utilizada.

A ferramenta de síntese permite optimizar o circuito segundo alguns parâmetros impostos pelo projectista [9]. Na interacção do projectista com esta ferramenta, poderão impor-se ao circuito restrições de velocidade e área, para além de outras restrições específicas a sinais individuais (carga capacitiva, tempo de incerteza nas transições da linha de relógio, *fanout*, etc.) [6].

Na etapa da síntese lógica a ferramenta de síntese gera, com base na biblioteca tecnológica de componentes, um circuito lógico com a funcionalidade descrita no código VHDL, satisfazendo as restrições impostas pelo projectista.

Nesta etapa, o projectista decide a tecnologia de implementação do circuito, tomando em consideração factores económicos relacionados com o número de dispositivos a produzir [4]. Habitualmente a implementação física em dispositivos lógicos programáveis (FPGAs ou CPLDs – *Field Programmable Gate Array* ou *Complex Programmable Logic Device*) constitui a solução mais económica para uma produção em número reduzido. A implementação em tecnologias de máscara específica (*sea-of-gates* ou *standard cells*) torna-se a opção mais apropriada para a produção do dispositivo em larga escala [10][11].

Simulação Lógica e Temporal

Nesta etapa recorre-se à simulação lógica para verificar se o circuito sintetizado possui as características pretendidas pelo projectista [6], como se ilustra na Fig. 3. Esta simulação não seria necessária se a ferramenta de síntese garantisse a geração de circuitos funcional e temporalmente correctos. A funcionalidade correcta do circuito sintetizado depende também, em grande parte, da "qualidade" da sua descrição em VHDL [1].

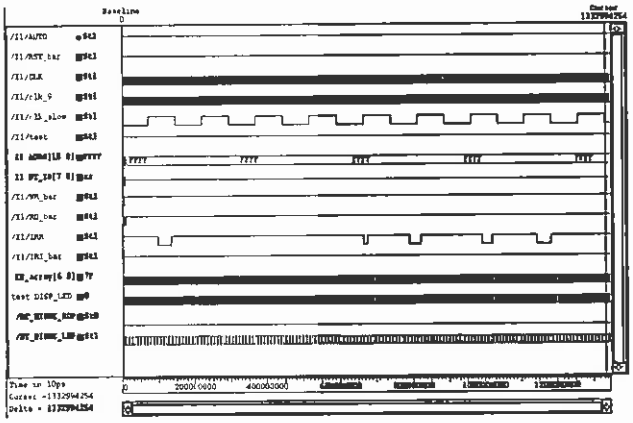


Fig. 3 – Sinais digitais da simulação lógica e temporal.

A duração da etapa de simulação lógica e temporal aumenta com a complexidade do circuito, o que tem motivado a pesquisa de outras formas de verificar se a descrição funcional do circuito possuí as características pretendidas pelo projectista. A solução que se tem vindo a afirmar é a verificação formal, que se baseia em pressupostos matemáticos para averiguar se as características pretendidas pelo projectista são satisfeitas. Porém, uma metodologia de projecto que inclua a verificação formal exige do projectista um rigor acrescido na especificação de propriedades e restrições pretendidas para o funcionamento do circuito.

Inserção de Estruturas e Geração de Vectores de Teste

Nesta etapa introduzem-se estruturas de teste no circuito e geram-se os vectores de teste. O objectivo é detectar circuitos com defeitos de fabrico, através de estímulos dedicados à pesquisa de nós do circuito que estejam permanentemente fixos aos valores lógicos '0' ou '1' [12].

A realização desta etapa é condicionada fundamentalmente por restrições de área ou por restrições na biblioteca tecnológica que pode não disponibilizar células específicas para o teste. A sondagem interna constitui uma técnica estruturada de projecto para a testabilidade (DFT – *Design for Testability*) vulgarizada entre os projectistas. Esta técnica aplica-se a circuitos sequenciais síncronos, permitindo convertê-los em circuitos combinatórios apenas durante a fase de teste [13], tal como se ilustra na Fig. 4. Assim, aumenta-se a controlabilidade e observabilidade do circuito, o que simplifica a geração dos vectores de teste e incrementa a correspondente percentagem de cobertura de faltas. Em circuitos com temporizações críticas é imperativo repetir a simulação lógica e temporal após a inserção de estruturas de teste, pois algumas das portas lógicas do circuito são substituídas durante esta etapa.

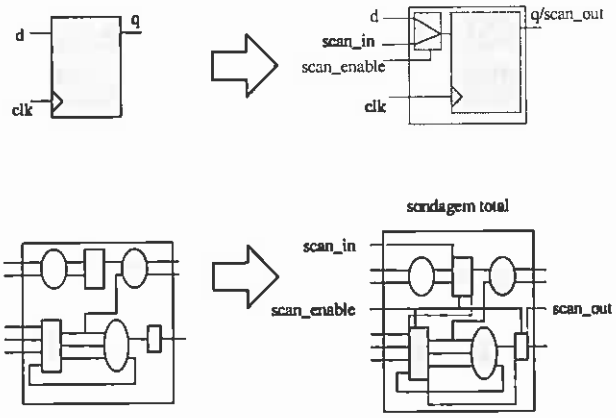


Fig. 4 – Inserção de estruturas de teste que permitem a sondagem interna.

Geração de Lista de Ligações

A geração da lista de ligações consiste na transformação da descrição do circuito lógico do projecto descrito em VHDL estrutural, resultante da etapa de síntese, para o formato da aplicação que realiza a colocação e interligação do circuito [14]. A lista de ligações contém informação sobre as células usadas no circuito e o modo como estas são interligadas. A geração

da lista de ligações constitui a interface fulcral entre os conjuntos de etapas frontal e póstero [3].

Fluxo Póstero de Projecto (*Back-End*)

No fluxo póstero o circuito é fisicamente implementado num dispositivo programável ou não programável. A implementação num dispositivo lógico não programável resulta em área e consumo menores e maior velocidade de processamento, mas o elevado custo de desenvolvimento só torna o dispositivo competitivo quando fabricado em grandes quantidades. Os dispositivos lógicos programáveis (ex: CPLDs, FPGAs) popularizaram-se pela rapidez na implantação física do circuito e pelo baixo custo de desenvolvimento de protótipos [4].

Apesar do fluxo póstero depender fortemente da tecnologia da implantação física do dispositivo, podem identificar-se cinco etapas comuns que resultam na implementação física do circuito e no seu teste segundo condições específicas.

Colocação e Interligação

Nesta etapa as células que constituem o circuito são colocadas e interligadas, numa configuração igual à que irá ser fisicamente implementada no dispositivo físico. No caso da implementação em dispositivo lógico programável ter-se-á de efectuar uma partição do circuito global, com o intuito de o mapear nos recursos do dispositivo escolhido, designadamente em blocos lógicos e de entrada/saída [15].

A colocação e o encaminhamento são realizados de forma automática, procurando-se minimizar o comprimento total das interligações. No caso de implementação em dispositivos lógicos programáveis deverá minimizar-se também o número de blocos lógicos ocupados. A duração da tarefa de colocação e encaminhamento poderá alongar-se a várias horas, e depende fundamentalmente da complexidade do circuito, o que se reflecte na área ocupada ou na taxa de ocupação do dispositivo lógico programável.

Verificação da Implantação

Neste passo verifica-se se a implantação física cumpre as regras de desenho impostas para a tecnológica (DRC - *Design Rule Check*). Esta etapa não é executada quando a ferramenta de colocação e encaminhamento termina com sucesso, pois nesse caso a implantação física está garantidamente correcta [14]. A existência desta etapa justifica-se apenas quando o projectista intervém "manualmente" na colocação e interligação de células, o que se mostra útil para proceder a pequenas alterações como por exemplo a troca entre pinos de entrada/saída.

Simulação Após Implantação

Nesta etapa extrai-se o circuito contido na implantação física, de modo a poder ser comparado, por simulação, com o original. Na extracção podem-se incluir informações específicas inerentes à implantação, das quais se destaca a capacidade vista por cada célula lógica. Assim, além de se verificar se a topologia do circuito extraído coincide com a do original, pode também simular-se o circuito contabilizando agora os tempos de atraso nas linhas de interligação [9][14].

Programação ou Fabrico

Esta etapa depende fortemente do tipo de tecnologia escolhida para implementar o circuito. No caso de se implementar o circuito num dispositivo lógico programável procede-se à sua programação. Esta programação consiste em configurar e interligar os recursos internos do dispositivo, com o intuito de implementar fisicamente o circuito digital pretendido. O programa de configuração é armazenado no dispositivo em células internas de memória estática e pode ser carregado de vários modos. Num dispositivo do tipo FPGA a programação é removida sempre que o dispositivo deixa de ser alimentado, podendo fazer-se a sua reconfiguração em qualquer momento. O programa de configuração pode residir externamente numa memória do tipo ROM (*Read Only Memory*) ou na memória/disco de um PC. Um dispositivo do tipo CPLD pode reter a configuração mesmo depois de removida a alimentação. Estes dispositivos apresentam vantagens face às FPGA, para circuitos com temporizações críticas [10].

No caso de se implementar fisicamente o circuito numa tecnologia de máscara específica (*standard cells* ou *sea-of-gates*) procede-se ao seu fabrico. Esta etapa consiste em transferir para a bolacha de silício a implantação (*layout*) obtida após a colocação e encaminhamento.

A transferência para a bolacha de silício constituí um processo físico e químico bastante complexo, principalmente em tecnologias onde todos os passos da transferência são totalmente personalizáveis (*full custom*). Em tecnologias semi-personalizáveis (*semi-custom*), como por exemplo a tecnologia de agregado de células lógicas (*sea-of-gates*) onde um mar-de-transístores está pré-difundido na bolacha de silício, o processo de fabrico é simplificado à realização dos últimos passos do processo, que poderão consistir somente na personalização através de dois níveis de metal [11].

Após a etapa de fabrico é realizado um teste de cobertura de faltas, directamente no cristal de silício, ao que se segue a montagem e outros testes. Testar directamente o cristal de silício, evita o encapsulamento de circuitos detectados com faltas (Fig. 5).

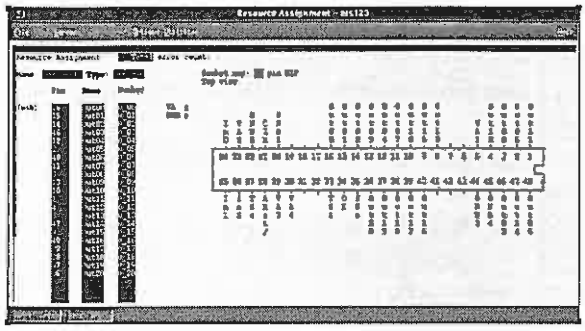


Fig. 5 – Teste de um circuito directamente no cristal de silício através de um testador lógico industrial.

Teste

Neste etapa o circuito é testado, por exemplo através da aplicação de estímulos dedicados à detecção de faltas de fabrico, que coloquem nós do circuito permanentemente ao valor lógico '0' ou '1'. O teste de cobertura de faltas e o teste funcional podem ser realizados com um testador industrial ou com um sistema de teste baseado num computador pessoal [16]. Em ambos os casos é possível aplicar os estímulos especificados nos vectores de teste e verificar se a resposta do circuito é a esperada (Fig. 6).

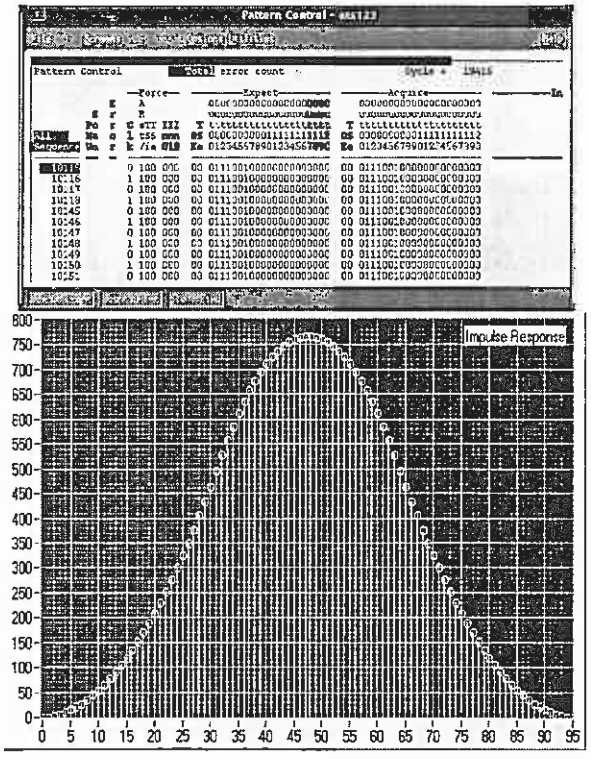


Fig. 6 – Caracterização de um filtro digital através da sua resposta impulsiva (teste funcional).

Montagem

Esta etapa só se realiza quando o circuito é implementado em tecnologias de máscara específica. A montagem consiste em separar o cristal com o circuito da bolacha de silício e encapsulá-lo, isto é, fixar o cristal ao suporte físico pretendido e realizar as ligações (*bonding*) entre os pinos de acesso ao núcleo (*pads*) e os pinos do suporte físico. O circuito depois de montado é entregue ao projectista que pode realizar outros testes, para uma caracterização mais exaustiva do dispositivo.

APLICAÇÃO DO FLUXO DE PROJECTO

O fluxo de projecto anteriormente apresentado foi utilizado pelos autores para desenvolver alguns dispositivos que foram implementados em tecnologias distintas, designadamente *(i)* FPGA da empresa *Xilinx* [15]; *(ii)* mar-de-transístores (*sea-of-gates*), disponível no Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores (INESC) [17][18]; e *(iii)* células padrão (*standard cells*) com 1,4 µm e 0,7 µm de dimensão mínima de porta, disponibilizada pela empresa ES2 (*European Silicon Structures*) [19][20].

Os dispositivos desenvolvidos apresentam uma complexidade moderada, tendo cada circuito uma dimensão inferior a 4500 portas lógicas equivalentes. A dimensão moderada resulta da funcionalidade pretendida para cada circuito ser também moderada e não a restrições do fluxo de projecto. O projecto de cada dispositivo foi elaborado por um só projectista, o que poderia revelar-se uma tarefa penosa caso não se recorre-se a um fluxo de projecto em ambiente de síntese automática, principalmente se a biblioteca de tecnologia não disponiblizar um vasto conjunto de macro-blocos como contadores, somadores, multiplexadores, etc.

Alguns dos circuitos digitais desenvolvidos pelos autores interligam-se a outros do domínio analógico, como é o caso de um filtro decimador digital para um conversor analógico digital do tipo *sigma-delta* a um só *bit* (Fig. 7) [18][21][22]. Desenvolveram-se outros circuitos que se interligam apenas a dispositivos digitais, como por exemplo um controlador para uma placa de aquisição de dados [15], um controlador para um comando remoto [23] e um conversor de protocolos digitais [19].

CONCLUSÕES

Apresentou-se um fluxo de projecto de circuitos integrados digitais que recorre à tecnologia de síntese para obter um esquema optimizado do circuito, a partir da sua descrição em VHDL. O fluxo apresentado foi aplicado no desenvolvimento de alguns circuitos digitais implementados em tecnologias distintas, alguns deles em dispositivos de lógica programável e outros em dispositivos de máscara específica.

O fluxo de projecto tem encontrado popularidade entre os projectistas não só por aumentar consideravelmente a sua eficácia, mas também porque o recurso a uma

linguagem padrão de descrição de *hardware* flexibiliza o intercâmbio de código entre diversas ferramentas de simulação.

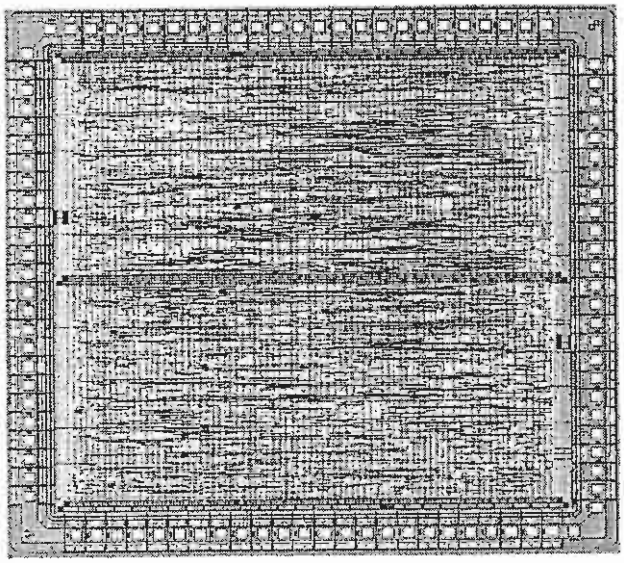


Fig. 7 – Núcleo do cristal de silício com um filtro decimador para um conversor A/D do tipo sigma-delta.

O fluxo de projecto foi adoptado pelos autores para desenvolver diversos dispositivos de dimensão moderada. Cada dispositivo foi desenvolvido por um só projectista, o que poderia revelar-se uma tarefa penosa caso não se recorre-se a um fluxo de projecto em ambiente de síntese automática, principalmente se a biblioteca tecnológica não disponibilizasse um vasto conjunto de macro-blocos.

Os esforços desenvolvidos para expandir a linguagem padrão VHDL ao domínio analógico levaram o IEEE a adoptar, em 1999, o VHDL-AMS (AMS – *Analog and Mixed-Signal*) como uma linguagem padrão de descrição de sistemas mistos analógicos e digitais.

A linguagem VHDL-AMS permite modelar sistemas no domínio eléctrico e em diversos domínios não eléctricos (térmicos, hidráulicos, ópticos, etc.), o que constitui uma excitante perspectiva para o projectista de sistemas, à medida que evoluem as ferramentas de simulação e de síntese que suportam esta linguagem.

REFERÊNCIAS

[1] P. Flores, "Especificação Funcional de Sistemas Electrónicos Digitais em Ambiente de Síntese", *Tese de Mestrado*, Instituto Superior Técnico, Junho 1993.

[2] J. Abreu, "Ambiente Integrado para Projecto em Microelectrónica", *Tese de Mestrado*, Instituto Superior Técnico, Março 1994.

[3] J. Martins, "Mecanismos de Suporte à Interacção com o Utilizador em Ambiente de Compilação de Silício", *Tese de Mestrado*, Instituto Superior Técnico, 1993.

[4] J. Huber, M. Rosneck, *Successful ASIC Design the First Time Through*, Van Nostrand Reinhold, 1991.

[5] J. Calvez, *Specification et Conception des ASICs*, IRESTE – Nantes/France, 1992.

[6] S. Sjoholm, L. Lindh, *VHDL for Designers*, Prentice Hall, 1997.

[7] A. Rosinski, A. Vachoux, *Analog VHDL*, Kluwer Academic Publishers, 1998.

[8] VIUF, "http://www.eda.org", *Site suportado por VIUF, Universidade de Stanford e Sun Microsystems*, 1999.

[9] Synopsys Inc., *Systems Simulation, Synthesis, and Design Tools - User Guide, Reference Guide and Tutorials (ver. 3.1a)*, Synopsys On-line Documentation, 1996.

[10] D. Bursky, "High-Density PLD Family Combines Best of FPGAs and CPLDs", *Electronic Design*, Vol. 47, N° 10, May 1999.

[11] A. Teresa, "Um Agregado de Células Lógicas para Realização de Circuitos Integrados Semipersonalizados", *Tese de Mestrado*, Instituto Superior Técnico, Julho 1994.

[12] M. Abramovici, M. Breuer, A. Friedman, *Digital Systems Testing and Testable Design*, Computer Science Press, 1990.

[13] Synopsys Inc., *How to Avoid Test Surprises When Using Test Compiler*, Methodology Note, Synopsys 1996.

[14] Cadence Design Systems, *HDL Tolls, System Tools and Skill Language (ver 95.02)*, Design Framework II On-Line Documentation, 1995.

[15] J. Rocha, J. Almeida, P. Silva, "Osciloscópio em Computador Pessoal", *INESC Journal on Junior Activities in Science & Technology*, Lisbon Jan/Dez-1995.

[16] Integrated Measurement Systems, *Logic Master ATS Series - Screen Interface Manual*, May 1992.

[17] H. Neto, "Low Cost Integrated Circuits Prototyping Available at INESC", *ERCIM News*, April 1996, pp. 38.

[18] J. Rocha, V. Dias, "A Programmable FIR Decimator for ΣΔ A/D Converters", *XI Conference on Design of Integrated Circuits and Systems*, Barcelona-Espanha, Novembro 1996.

[19] L. Fernandes, "Projecto de um ASIC para Comunicação Interprocessadores", *Projecto Final de Curso*, UNL – Faculdade de Ciências e Tecnologia, 1993.

[20] J. Rocha, V. Silva, V. Dias, "Filtro Decimador do Tipo *Comb* para Conversores A/D Sobre-Amostrados", *2° Encontro Nacional do Colégio de Engenharia Electrotécnica da Ordem dos Engenheiros*, IST, Dezembro 1995.

[21] B. Brandt, "Oversampling Analog-to-Digital Conversion", *PhD Thesis*, Stanford University, 1991.

[22] C. Fachada, "Modulador Sigma-Delta Diferencial Programável nas Bandas 8-14 bit e 1 kHz-160 kHz", *Tese de Mestrado*, Instituto Superior Técnico, Dezembro 1996.

[23] J. Rocha, "CELIREMO – Circuito Integrado de Aplicação Específica para Sistemas de Controlo Remoto", *Relatório Interno*, INESC/Grupo de Circuitos Analógicos e Mistos, Agosto 1997.

Procedimento experimental para estudar o comportamento de uma célula Ni Cd durante um processo de sobrecarga

Fernando R. Teixeira
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
DEEC R. Conselheiro Emídio Navarro 1900 Lisboa
8317288 / 8317114 / teix@iname.com

INTRODUÇÃO

Este estudo fez parte do desenvolvimento preliminar dum projecto industrial dum carregador rápido de baterias para o Exército Português.

OBJECTIVOS

O objectivo principal consistia em desenvolver um carregador de carga rápida (permitindo uma carga em < 2 horas) que permitisse aproveitar o numeroso stock existente de baterias para carga normal (14 horas) .

Este simples trabalho de pesquisa aplicada, teve como objectivo principal avaliar o grau de risco associado a um processo de carga rápida imposta a baterias que foram fabricadas para trabalhar em carga lenta. Pretendia determinar-se empiricamente um valor máximo aceitável para a corrente de carga, que não reduzisse de modo inaceitável a duração da bateria na aplicação em causa e que apresentasse um baixo risco de explosão.
Foi tentada uma técnica de carga utilizada em algumas baterias de chumbo, que consistia em efectuar a carga alternando impulsos rectangulares de carga e descarga. Esta estratégia foi mantida, pois se verificou rapidamente que dava bons resultados.

PROBLEMAS ASSOCIADOS A CARGA RÁPIDA

A imposição duma corrente muito superior à recomendada pelo fabricante, numa célula NiCd selada faz aumentar a pressão interna da mesma, em especial quando esta está perto do fim de carga. O valor da pressão atingida pode ser tão elevado que crie um elevado perigo de explosão. É provável que a explosão dum elemento duma bateria de elementos que partilham uma caixa, induza a explosão dos outros elementos.
A caixa de aço de cada elemento duma bateria NiCd tem uma válvula de protecção, cuja função é abrir sempre que a pressão interna for excessiva.
Quando ocorre a abertura dessa válvula são expelidos gases resultantes de electrólise e também algum electrólito. Este contém uma solução de concentrada de KOH. Após evaporação, o hidróxido de potássio é convertido em carbonato e pode entupir a válvula deixando assim de haver a garantia desta poder continuar a abrir à pressão prevista, quando necessário.
Segundo [1], perto do fim do processo de carga normal, aumenta a pressão interna da célula e imediatamente a seguir aumenta a temperatura da mesma.

PROBLEMAS ASSOCIADOS À IMPLEMENTAÇÃO

O procedimento ideal de teste consistiria em monitorizar várias células com sensores de pressão e temperatura. Por razões económicas, surgiu assim a opção de limitar a uma só célula o estudo da relação entre pressão e temperatura.
Não era economicamente aceitável alterar muitas baterias.

MEDIÇÃO DA PRESSÃO INTERNA

Depois de analisar alguma literatura sobre o assunto [2,3,4,5,6], foi efectuada uma tentativa que não foi bem sucedida. Esta tentativa consistia em avaliar a pressão duma célula, colando no exterior da sua caixa dois extensómetros, sendo um deles destinado à compensação de temperatura. Porém o valor obtido para a relação sinal / ruído, era baixo não permitindo leituras com significado.

A medida directa da pressão interna não é imediata: a presença de um nevoeiro de gotículas de água com KOH no gás cuja pressão se quer medir e que se propaga por difusão ao longo do tubo pneumático de conexão célula - sensor, obriga a usar um sensor industrial estanque com membrana separadora de inox , que é de elevado custo.
Para tentar evitar esse custo, considerou-se ainda a hipótese de utilizar um sensor de pressão de baixo custo e cobrir a superfície da membrana de silício com óleo de silicone como barreira para impedir a corrosão no interior do sensor. Porém não foi encontrada qualquer bibliografia de apoio, que permitisse um estudo rápido do assunto

Este facto levou ao procedimento em seguida descrito, que usa apenas uma célula ligada a um sensor industrial de pressão (estanque) com membrana de inox (KS2150 da Philips).
A aplicação dum sensor estanque obrigou a maquinar cuidadosamente a célula para efectuar a ligação pneumática sensor - célula.
A célula foi perfurada no topo do eléctrodo positivo, para permitir introduzir um tubo metálico de extensão (oliva). (Fig. 1) Optou-se por efectuar uma colagem com araldite, pois uma soldadura poderia alterar irreversivelmente as características químicas da célula.

Esta operação para ser feita com segurança requer a descarga prévia e total da célula e tem de ser efectuada num regime de descarga lenta.

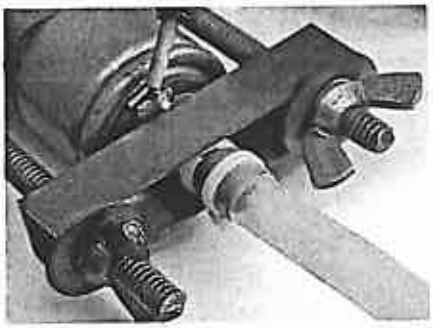


Fig. 1. Aspecto da ligação pneumática

Numa única célula foi testada empiricamente a relação entre pressão interna e temperatura externa, num processo de carga rápida. Confirmou-se que perto do fim de carga, pouco depois do aumento súbito da pressão interna , ocorre uma intensa libertação de calor: o andamento das curvas P(t) e T(t) pressão e temperatura em função do tempo era análogo ao indicado pelo fabricante para a carga nominal de células de carga lenta.

MEDIÇÃO DA TEMPERATURA

Foram consideradas várias técnicas de medição, para avaliar o aumento de temperatura da célula:

- O método ideal seria não invasivo e consistiria em medir a temperatura interna com um pirómetro óptico, mas tal obrigaria a instalar uma janela IR na parede da célula, janela essa que teria de ser mantida limpa apesar do nevoeiro interior.
- Outra opção, mais simples consistiria em usar um termopar isolado a teflon, utilizando para passagem dos fios a ligação pneumática, dispensando mais furos.
- Uma variante do anterior poderia consistir num termistor encapsulado em vidro, com ligações isoladas a teflon, que poderia resistir algum tempo à solução corrosiva de KOH.

Mas as dificuldades de importar qualquer desses componentes em pequenas quantidades levaram a simplificar o processo, medindo a temperatura no exterior. O erro previsto reside principalmente no atraso na determinação do instante a partir do qual a célula está em sobrecarga. Tal erro não é isento de perigo, pelo exposto anteriormente. Mas o método era defensável pois era o único que era prático aplicar posteriormente a qualquer bateria de células durante os numerosos testes de carga/descarga necessários aos testes reais dos carregadores.

Para sensor de temperatura foi escolhido um sensor KTY10 .

Verificou-se inicialmente que os valores das medidas no exterior da célula dependiam bastante de correntes de ar na vizinhança da mesma e da deriva de temperatura da sala. O problema foi minimizado aumentando a resistência térmica sensor - ambiente e baixando a resistência térmica sensor - caixa. Foi acrescentado um segundo termistor para compensação da deriva de temperatura na sala. Para tal foi utilizado um amplificador de instrumentação.

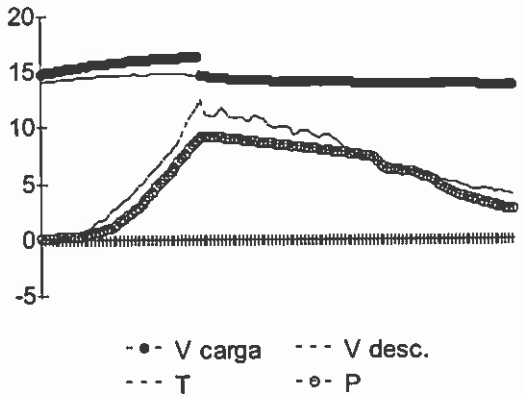


Fig. 2. Tensão na célula durante os impulsos de carga e descarga, pressão interna e temperatura externa em escalas arbitrárias.

A fig 2 mostra o andamento das curvas V carga (tensão medida aos terminais da bateria durante os impulsos de corrente de carga com amplitude de 6A e duração de 6s, V desc. (tensão medida aos terminais da bateria durante os impulsos de corrente de descarga com a amplitude de 1A e duração de 1s, temperatura da parede exterior da célula, pressão no interior do circuito pneumático. O processo foi interrompido por razões de segurança quando a pressão atingiu 1 bar (perigo da oliva apenas colada) .

CONCLUSÕES

O andamento das curvas é análogo ao indicado pelo fabricante para uma carga à corrente nominal.[1].

[1] Foram feitos cerca de 100 testes às 8 baterias disponíveis. Pôde concluir-se empiricamente que para este tipo de baterias e para o regime de carga escolhido a perda de capacidade das baterias, sujeitas a este regime foi em 5 baterias de aprox. 10% e em 3 baterias cerca de 5%.

Poderiam ser feitos testes complementares para determinação dos valores de corrente de carga descarga e duty-cycle óptimos do ponto de vista de duração das baterias ou óptimos do ponto de vista de eficiência energética.

REFERÊNCIAS

[1] Sanyo, Cadnica Enginnering Handbook, Osaka Japan

[2] Sensortechnics Gmbh, Pressure sensor handbook Germany 1992

[3] G.Ash, Les capteurs en instrumentation industrielle: Dunod 1983, 377-408

[4] H. Norton, Sensor and Analyser Handbook Prentice Hall USA 1982, 309-396
[5] Willis J. Tompkins, Interfacing sensors to the IBM PC Prentice Hall UK 59-86
[6] Profos, Handbuch der industr. Meβtechnik 5, Oldenburg Ger. 834-874, 1992
[7] H. D. Baker, Temperature Meas. in Eng. Omega Press USA 1975, 203-234

Comunicação sem Fios

Wireless Communications

Interferências e Compatibilidade Espectral entre os Sistemas Móveis DCS 1800[1] e DECT[2]

Carlos Correia, Nuno Cota

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Departamento de Engenharia Electrónica e Comunicações

Rua Conselheiro Emídio Navarro, Nº1
Tel: +351 1 8317180; Fax: +351 1 8317114
Email: ccorreia@isel.pt, ncota@isel.pt

Resumo

Análise da compatibilidade espectral entre os dois sistemas pan-europeus, identificando os três principais mecanismos .de interferência:

- *Bloqueio do DECT pela estação base(BTS) DCS 1800;*
- *Emissões fora de banda do DECT, interferentes sobre os móveis DCS 1800*
- *Bloqueio dos receptores dos móveis DCS 1800 pelo DECT*

1. INTRODUÇÃO

1.1. METODOLOGIA

A metodologia utilizada para abordar os problemas de compatibilidade espectral entre o DECT e o DCS1800 é semelhante à utilizada para outros casos de sistemas de radiocomunicações operando em bandas adjacentes.

É possível definir a partir das normas, qual o nível máximo permissível de sinal interferente que é aceitável no receptor (tendo em conta os diversos mecanismos de interferência) a partir do qual se calcula o **isolamento**, i.e. a atenuação a que a fonte têm que estar sujeita, de modo a não ultrapassar o nível máximo permissível de sinal no receptor interferido.

Os isolamentos podem ser traduzidos em distâncias de interferência através da utilização de modelos de propagação adequados.

Com base nestas distancias, é possível verificar quais os casos críticos e definir as bandas de guarda entre portadoras DCS1800 e DECT.

1.2. MECANISMOS DE INTERFERÊNCIA

Foram os seguintes os mecanismoa de interferência considerados:

- *Emissões fora-de-banda* : emissão sobre uma ou várias frequências situadas fora da largura de banda necessária, mas na sua vizinhança imediata, devido ao processo de modulação, excluindo as emissões espúrias.
- *Emissões espúrias (ou não essenciais)*: emissões em uma ou várias frequências situadas fora da largura de banda útil ou de trabalho, cujo nível de potência pode ser reduzido sem afectar a transmissão da informação correspondente. Estas emissões incluem harmónicas parasitas, produtos de intermodulação e de conversão de frequência, excluindo emissões fora de banda.
- *Intermodulação* : Processo que ocorre num dispositivo ou meio de transmissão não linear onde as componentes espectrais do sinal ou sinais de entrada interagem de modo a produzir novas componentes, resultantes de combinações lineares das componentes espectrais do sinal presente à entrada.
- *Dessensibilização* : Capacidade do receptor em receber um sinal pretendido numa frequência sem que se degrade o desempenho (abaixo de um limiar), devido à presença de um sinal interferente intenso, numa frequência distinta.

As emissões fora-de-banda e espúrias são produzidas pela estação interferente; as intermodulações e dessensibilização são fenómenos que ocorrem no receptor interferido.

1.3. CENÁRIOS DE INTERFERENCIA

Observando a distribuição de frequências dos sistemas DECT/DCS1800 verifica-se que a adjacência entre estes se dá entre as portadoras do DECT e subfaixa de downlink do DCS1800, o que corresponde a uma base DCS1800 a transmitir ou um móvel DCS1800 a receber, o que corresponde aos cenários da Tabela 1.

Tabela 1.

Caso	*Interferente*	*Vitima*
1	Base DCS 1800	Base DECT
2	Base DECT	Móvel DCS 1800
3	Base DCS 1800	Base DECT(Telepoint)
4	Base DCS 1800	Móvel DECT
5	Base DECT(Telepoint)	Móvel DCS 1800

2. CÁLCULO DE ISOLAMENTOS

O isolamento é a atenuação a que a fonte vai estar sujeita, de modo a que não se ultrapasse o nível máximo permissível de sinal no receptor interferido.

Considere-se um receptor vitima, com sensibilidade S_R e possuindo uma antena cujo ganho é G_R, e uma fonte interferente, com potência de emissão P_I e ganho de antena G_I ; então, o isolamento I necessário de modo a

[1] *Digital Communication System at 1800 MHz*
[2] *Digital Enhanced Cordless Telecommunication*

não existir degradação de desempenho no receptor será dado por :

$$I = EIRP_S + G_R - S_R\,(dB), \qquad (1)$$

com $EIRP_S = P_I + G_I$, a calcular para os cinco cenários: casos 1 a 5.

Caso 1

Interferente - Base DCS 1800
Vítima - Base DECT

Com

G_{DCS} = 13 dBi (Ganho da antena da Base DCS1800)
$G_{DECT\,(Telepoint)}$ = 0 dBi (Ganho da antena da Base DECT)
$G_{DECT\,(Telepoint)}$ = -83 dBm = -113 dB (Sensibilidade da Base DECT)

- *Emissões fora de banda*

$$I = P_{fora\text{-}de\text{-}banda} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DECT} \qquad (2)$$

Segundo o standard, o menor afastamento de frequência entre portadoras DECT e DCS 1800 deverá ser de 2.2MHz.

Segundo as recomendações [1], o nível de emissões fora de banda do DCS 1800, para uma potência de emissão de 43 dBm (20W), deve estar 75 dB abaixo do sinal da portadora, para um afastamento de frequência de 2,2 MHz.

De referir, que a largura de banda utilizada para a medida deste tipo de interferência é de 100 KHz sendo a largura de banda do sinal de referência de 30 KHz. Assim obteremos:

$\Delta f = 2{,}2$ MHz
$\Rightarrow I = -60{,}24 + 13 + 113 = 65{,}76$ dB (3)

- *Emissões espúrias*

$$I = P_{espúrias} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DECT} \qquad (4)$$

A norma [1] indica que o nível de emissões espúrias é de -30 dBm (1μW), para Δf=2,2MHz.

Obteremos:

$\Delta f = 2{,}2$ MHz
$\Rightarrow I = -44{,}77 + 13 + 113 = 81{,}23$ dB (5)

- *Intermodulação do receptor*

$$I = P_{emitida} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DECT} \qquad (6)$$

com

$$P_{emitida} = 43 \text{ dBm}$$

O valor de S_{DECT} na expressão corresponde ao valor máximo interferente em canais adjacentes de modo a ter um produto de intermodulação na portadora. O nível de sinal nesses canais deve estar no máximo 33 dB acima do sinal útil, [2] considerando-se que o sinal útil está 3 dB acima da sensibilidade do receptor (-83 dBm).

$$S_{DECT} = -80\text{dBm} + 33 + 10\log\left(\frac{1\text{MHz}}{200\text{KHz}}\right) = -70\text{dB} \qquad (7)$$
$$\Rightarrow \quad I = 13 + 13 + 70 = 96\text{dB}$$

- *Dessensibilização*

$$I = P_{emitida} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DECT} \qquad (8)$$

com

$$P_{emitida} = 43 \text{ dBm}$$

O nível de dessenbilização do DECT (S_{DECT} na expressão) é de -53 dBm para afastamentos de frequência de 2,2 MHz. (1)

Caso 2

Interferente - Base DECT
Vítima - Móvel DCS1800

Com

G_{DCS} = -5 dBi (Ganho da antena do Móvel DCS1800)
G_{DECT} = 0 dBi (Ganho da antena da Base DECT)
G_{DECT} = -100 dBm = -130 dB (Sensibilidade do Móvel DCS1800)

- *Emissões fora de banda*

$$I = P_{fora\text{-}de\text{-}banda} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DCS} \qquad (9)$$

Segundo a norma o nível de emissões fora-de-banda do DECT tem que ter no máximo 1μW (-60dB) de potência, para um afastamento na frequência de 2,2MHz. Como o valor medido é para a largura de banda do DECT, 1MHz, temos de o calcular para a largura de banda do DCS, 200 KHz.

$$P_{fora\text{-}de\text{-}banda} = 1\mu \times \frac{200\times10^3}{1\times10^6} = -60dB + 10\log\frac{200\times10^3}{1\times10^6} \qquad (10)$$
$$P_{fora\text{-}de\text{-}banda} = -67dB$$

obtendo assim um isolamento de

$$I = -67 + (-5) + 0 - (-130) = 58\text{dB} \qquad (11)$$

No entanto, este isolamento por si só, não garante um correcto funcionamento do receptor, pois a relação portadora-interferência (C/I) , que no DCS1800 é de 9dB, não é mantida para todas as intensidades de sinal recebido. Assim, assumindo o pior caso, em que um móvel recebe um sinal de valor igual à sua sensibilidade, o nível de interferência terá de estar 9 dB abaixo, sendo por isso necessário adicionar 9 dB à expressão do isolamento.

$$I = 58 + 9 = 67\text{ dB} \qquad (12)$$

- *Espúrias*

$$I = P_{espúrias} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DCS} \qquad (13)$$

É especificado para o DECT que o nível de potência das emissões espúrias tem que ser ≤ -30dBm (1μW) = -60 dB, para uma largura de banda definida por estas recomendações, em função do afastamento destas da frequência central da portadora.

A largura de banda utilizada para as medições é de 30KHz, que convertida para a largura de banda do DCS 1800, 200KHz dará o seguinte para $P_{espurias}$:

$$P_{espurias} = 1\mu \times \frac{200\times10^3}{30\times10^3} = -60dB + 10\log\frac{200\times10^3}{30\times10^3} \quad (14)$$
$$P_{espurias} = -52dB$$

Donde:

$$I = -52 + (-5) + 0 - (-130) = 73dB \quad (15)$$

Como referido no caso anterior, é necessário acrescentar 9 dB à expressão do isolamento.

$$I = 73 + 9 = 82\,dB \quad (16)$$

- *Intermodulação do receptor*

$$I = P_{emitida} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DCS} \quad (17)$$
$$I = 71dB$$

- *Dessensibilização*

$$I = P_{emitida} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DCS} \quad (18)$$

Com recurso às normas ETSI [1], é possível obter o nível de dessensibilização para um afastamento na frequência de 2.2 MHz.

$$S_{DCS} = -33\,dBm = -63\,dB \quad (19)$$

No entanto, este nível é especificado para um sinal sinusóidal de frequência 200 kHz. Concluímos ser necessária uma margem adicional de 3dB para uma interferente DECT. Deste modo,

$$S_{DCS} = -33\,dBm - 3\,dB = -66\,dB \quad (20)$$

$$I = 24\,dBm - 5\,dBi + 66\,dB = 55\,dB \quad (21)$$

Caso 3

Interferente - Base DCS1800
Vítima - Base DECT (Telepoint)

Com

G_{DCS} = -13 dBi (Ganho da antena da Base DCS1800)
$G_{DECT(Telepoint)}$ = 12 dBi (Ganho da antena da Base DECT Telepoint)
$G_{DECT(Telepoint)}$ = -86 dBm = -116 dB (Sensibilidade da Base DECT Telepoint)

- *Emissões fora de banda*

$$I = P_{fora\text{-}de\text{-}banda} + G_{DCS} + G_{DECT(Telepoint)} - S_{DECT(Telepoint)} \quad (22)$$

Segundo a norma o nível de emissões fora-de-banda do DCS é de -75 dB, para um afastamento na frequência de 2,2MHz.

De referir que a largura de banda utilizada para a medida deste tipo de interferência é de 100 KHz e a largura de banda do sinal de referência é de 30 KHz.

$$\Delta f = 2{,}2\,MHz \Rightarrow I = -60{,}24 + 13 + 12 + 116 = 80{,}76\,dB \quad (23)$$

- *Emissões espúrias*

$$I = P_{espurias} + G_{DCS} + G_{DECT(telepoint)} - S_{DECT(telepoint)} \quad (24)$$

Segundo as recomendações [1], o nível de emissões espúrias é de -30 dBm (1μW), para uma largura de banda definida por estas recomendações, em função do afastamento destas da frequência central da portadora.

Obtém-se então:

$$\Delta f = 2{,}2\,MHz \Rightarrow I = -44{,}77 + 13 + 12 + 116 = 96{,}23\,dB \quad (25)$$

- *Intermodulação do receptor*

$$I = P_{emitida} + G_{DCS} + G_{DECT(telepoint)} - S_{DECT(telepoint)} \quad (26)$$

com

$$P_{emitida} = 43\,dBm$$

O valor de S_{DECT} na expressão corresponde ao valor máximo interferente em canais adjacentes de modo a ter um produto de intermodulação na portadora. [1] recomenda que o nível de sinal nesses canais deve estar no máximo 33 dB acima do sinal útil, considerando-se que o sinal útil está 3 dB acima da sensibilidade do receptor (-83 dBm).

$$S_{DECT(telepoint)} = -83dBm + 33 + 10\log\left(\frac{1\,MHz}{200\,KHz}\right) = -73\,dB$$
$$\Rightarrow I = 13 + 13 + 12 + 73 = 111\,dB \quad (27)$$

- *Dessensibilização*

$$I = P_{emitida} + G_{DCS} + G_{DECT(telepoint)} - S_{DECT(telepoint)} \quad (28)$$

com

$$P_{emitida} = 43\,dBm$$

O nível de dessensibilização do DECT (SDECT na expressão) é de -53 dBm para afastamentos de frequência de 2,2 MHz.

$$\Delta f = 2{,}2\,MHz \Rightarrow I = 13 + 13 + 12 + 86 = 124\,dB \quad (29)$$

Caso 4

Interferente - Base DCS1800
Vítima - Móvel DECT

Com

G_{DCS} = -13 dBi (Ganho da antena da Base DCS1800)
G_{DECT} = -5 dBi (Ganho da antena do Móvel DECT)
G_{DECT} = -83 dBm = -113 dB (Sensibilidade do Móvel DECT)

- *Emissões fora de banda*

$$I = P_{for\,a\text{-}de\text{-}banda} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DECT} \quad (30)$$

Segundo as recomendações [1], o nível de emissões espúrias é de -30 dBm (1μW), para uma largura de banda definida por estas recomendações, em função do afastamento destas da frequência central da portadora.

De referir que a largura de banda utilizada para a medida deste tipo de interferência è de 100 KHz e a largura de banda do sinal de referência è de 30 KHz.. Donde:

$$\Delta f = 2{,}2\,\text{MHz} \Rightarrow I = -60{,}24 + 13 - 5 + 113 = 60{,}76\,\text{dB} \quad (31)$$

- *Emissões espúrias*

$$I = P_{espurias} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DECT} \quad (32)$$

Segundo as recomendações [1], o nível de emissões espúrias é de -30 dBm (1μW), para uma largura de banda definida por estas recomendações, em função do afastamento destas da frequência central da portadora.

Então:

$$\Delta f = 2{,}2\,\text{MH} \Rightarrow I = -44{,}77 + 13 - 5 + 113 = 76{,}23\,\text{dB} \quad (33)$$

- *Intermodulação do receptor*

$$I = P_{emitida} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DECT} \quad (34)$$

com

$$P_{emitida} = 43\ \text{dBm}$$

O valor de S_{DECT} na expressão corresponde ao valor máximo interferente em canais adjacentes de modo a ter um produto de intermodulação na portadora. A norma ETSI recomenda que o nível de sinal nesses canais deve estar no máximo 33 dB acima do sinal útil, considerando-se que o sinal útil está 3 dB acima da sensibilidade do receptor (-83 dBm).

Então:

$$S_{DECT} = -80\text{dBm} + 33 + 10\log\left(\frac{1\text{MHz}}{200\text{KHz}}\right) = -70\text{dB} \Rightarrow I = 13 + 13 - 5 + 70 = 91\text{dB} \quad (35)$$

- *Dessensibilização*

$$I = P_{emitida} + G_{DCS} + G_{DECT} - S_{DECT} \quad (36)$$

com

$$P_{emitida} = 43\ \text{dBm}$$

O nível de dessensibilização do DECT (S_{DECT} na expressão) é de -53 dBm para afastamentos de frequência de 2,2 MHz, onde:

$$\Delta f = 2{,}2\,\text{MHz} \Rightarrow I = 13 + 13 - 5 + 83 = 104\,\text{dB} \quad (37)$$

Caso 5

Interferente - Base DECT Telepoint
Vítima - Móvel DCS 1800.

As Bases DECT Telepoint possuem antenas com 12dBi de ganho, em oposição ás normais Bases DECT que apresentam antenas com ganhos da ordem dos 0dBi. Deste modo, para determinar os valores de isolamento basta-nos acrescentar 12dBi aos obtidos para o Caso 2.

- *Emissões fora-de-banda*

$$I = 67 + 12 = 79\,\text{dB} \quad (38)$$

- *Espúrias*

$$I = 82 + 12 = 94\,\text{dB} \quad (39)$$

- *Intermodulação no receptor*

$$I = 71 + 12 = 83\,\text{dB} \quad (40)$$

- *Dessensibilização*

$$I = 55 + 12 = 67\,\text{dB} \quad (41)$$

3. CENÁRIOS CRITICOS de INTERFÊRENCIA

Os diferentes mecanismos de interferência citados, são mais ou menos importantes no estudo da compatibilidade entre sistemas de telecomunicações consoante apresentam uma maior ou menor probabilidade de ocorrência.

Os fenómenos de dessensibilização do receptor, devido à sua elevada probabilidade de ocorrência, são de importância vital no calculo da compatibilidade entre DECT e DCS1800.

Já os fenómenos de intermodulação do receptor são de pouca importância para este estudo, uma vez que a sua probabilidade de ocorrência é bastante reduzida, estão limitados aos últimos 20MHz da faixa de recepção dos móveis DCS1800, e podem facilmente ser resolvidos com recurso a mecanismos de handover intra-célula no DCS1800 e pela selecção dinâmica de canal no DECT.

As emissões fora de banda e espúrias, apresentam uma probabilidade de ocorrência mediana, pelo que apenas se deve ter em consideração os casos que necessitam de um maior valor de isolamento.

Assim, os cenários críticos de interferência identificados são os seguintes (por ordem de importância relativa):

I. Dessensibilização do DECT pela Base DCS, casos 1, 3, e 4
II. Emissões fora de banda e espúrias do DECT interferindo com um móvel DCS, casos 2 e 5.
III. Dessensibilização do móvel DCS a partir do DECT, casos 2 e 5

4- CÁLCULO DAS DISTÂNCIAS PARA OS CENÁRIOS CRÍTICOS E MODELOS DO ANEXO 3

Dessensibilização do DECT pela Base DCS 1800

Caso 1

Uma vez que o receptor DECT está em linha de vista com a estação base DCS, aplicando o modelo de propagação A, temos

$$d = 10^{\left(\frac{109-53}{20}\right)} \equiv 631m \quad (42)$$

No caso geral, aplicando o modelo de propagação B, temos

$$d = 10^{\left(\frac{109-73}{40}+1\right)} \cong 79m \quad (43)$$

Quando a estação base DECT está localizada no chão, aplicando o modelo de propagação C, temos

$$d = 10^{\left(\frac{109-83}{20}\right)} \cong 20m \quad (44)$$

Caso 3

Aplicando o modelo de propagação E, temos

$$d = 10^{\left(\frac{124-21}{40}\right)} \cong 376m \quad (45)$$

Caso 4

Aplicando o modelo de propagação E, temos

$$d = 10^{\left(\frac{104-68}{20}\right)} \cong 63m \quad (46)$$

Emissões fora de banda e espúrias do DECT interferindo com o móvel DCS 1800

Caso 2

Aplicando o modelo de propagação D, temos

$$d = 10^{\left(\frac{82-58}{40}+1\right)} \cong 40m \quad (47)$$

Caso 5

Aplicando o modelo de propagação F, temos

$$d = 10^{\left(\frac{92-88}{42}+2\right)} \cong 139m \quad (48)$$

Dessensibilização do móvel DCS1800 a partir do DECT

Caso 2

Aplicando o modelo de propagação D, temos

$$d = 10^{\left(\frac{55-38}{20}\right)} = 7m \quad (49)$$

Caso 5

Aplicando o modelo de propagação F, temos

$$d = 10^{\left(\frac{67-58}{30}+1\right)} \cong 20m \quad (50)$$

5. AUMENTO DA SEPARAÇÃO ENTRE PORTADORAS DECT/DCS1800

Os cenários de interferência que necessitam de um maior isolamento são os que envolvem uma base DSC1800 a interferir com uma base DECT, especialmente Telepoint

Para estes casos os mostraram que uma distancia entre bases DECT e DCS1800 da ordem dos 60m iria garantir a compatibilidade entre os dois sistemas, embora se tenha que tomar precauções adicionais quando esta distancia não é respeitada. Assim, para o caso 3, aplicando o modelo de propagação adequado, teremos :

$$I = 68 + 20 \text{ x } \log 60 = 104 \text{ dB} \quad (51)$$

logo, Δf=5MHz.

Estando a primeira portadora DECT localizada em 1881.792 MHz, a ultima portadora DCS deverá estar em 1881.792 - 5 = 1876.792 MHz, o que corresponde ao canal 869. Assim, os canais DCS isentos de problemas de compatibilidade são os que variam entre 512 e 869, ficado os restantes 16 canais inutilizados.

5.1. CALCULO DOS ISOLAMENTOS PARA Δf=5MHz (casos críticos).

Dessensibilização do DECT pela Base DCS 1800

Caso 1

Para este caso, e com o novo afastamento, o nível de dessensibilização do DECT é de -33 dBm (-63 dB), donde se tira o isolamento necessário:

$$I = 13 + 13 + 63 = 89 \text{ dB} \quad (52)$$

Caso 3

Neste caso o nível de dessensibilização é de -36 dBm (-66 dB), logo:

$$I = 13 + 13 + 12 + 66 = 104 \text{ dB} \quad (53)$$

Caso 4

Este caso, em relação ao caso 1, difere apenas no ganho da antena do receptor:

$$I = 13 + 13 - 5 + 63 = 84 \text{ dB} \quad (54)$$

Emissões espúrias do DECT interferindo com o móvel DCS 1800

Caso 2

Para este afastamento precisamos de calcular as emissões fora de banda, não sendo necessário calcular as espúrias, pois o valor calculado anteriormente já abrange os 5MHz.

Assim, e seguindo a norma do DECT, temos que em 5 canais ao lado (5MHz) no máximo 20μW (-77dB) de potência.

$$P_{fora\text{-}de\text{-}banda} = 20\mu \times \frac{200\times10^{3}}{1\times10^{6}} = -77dB + 10\log\left(\frac{200\times10^{3}}{1\times10^{6}}\right) \quad (55)$$
$$P_{fora\text{-}de\text{-}banda} = -84dB$$

obtendo assim um isolamento de

$$I = -84 + (-5) + 0 - (-130) = 41 \text{dB} \quad (56)$$

Adicionando 9 dB

$$I = 41 + 9 = 50 \text{ dB} \quad (57)$$

Caso 5

Este caso, em relação ao caso 2, difere apenas no ganho da antena do emissor :

$$I = -84 + (-5) + 12 - (-130) = 53dB \quad (58)$$

Adicionando 9 dB

$$I = 53 + 9 = 62\,dB \quad (59)$$

Dessensibilização do móvel DCS1800 a partir do DECT

Caso 2

$$S_{DCS} = -26\,dBm - 3 = -59\,dB \quad (60)$$

$$I = -24\,dBm - 5\,dBi + 59\,dB = 48\,dB \quad (61)$$

Caso 5

Este caso, em relação ao caso 2, difere apenas no ganho da antena do emissor :

$$I = 48 + 12 = 60\,dB \quad (62)$$

5.2. CÁLCULO DAS DISTÂNCIAS PARA Δf=5MHz (casos críticos)

Dessensibilização do DECT pela Base DCS 1800

Caso 1

Uma vez que o receptor DECT está em linha de vista com a estação base DCS, aplicando o modelo de propagação A, temos

$$d = 10^{\left(\frac{89-53}{20}\right)} \cong 63m \quad (63)$$

No caso geral, aplicando o modelo de propagação B, temos

$$d = 10^{\left(\frac{89-73}{40}+1\right)} \cong 25m \quad (64)$$

Quando a estação base DECT está localizada no chão, aplicando o modelo de propagação C, temos

$$d = 10^{\left(\frac{89-83}{20}\right)} \cong 2m \quad (65)$$

Caso 3

Aplicando o modelo de propagação E, temos

$$d = 10^{\left(\frac{104-68}{20}\right)} \cong 63m \quad (65)$$

Caso 4

Aplicando o modelo de propagação E, temos

$$d = 10^{\left(\frac{84-68}{20}\right)} \cong 6m \quad (66)$$

Emissões fora de banda e espúrias do DECT interferindo com o móvel DCS 1800

Caso 2

Aplicando o modelo de propagação D, temos

$$d = 10^{\left(\frac{50-38}{20}\right)} \cong 4m \quad (67)$$

Caso 5

Aplicando o modelo de propagação F, temos

$$d = 10^{\left(\frac{62-58}{32}+1\right)} \cong 14m \quad (68)$$

Dessensibilização do móvel DCS1800 a partir do DECT

Caso 2

Aplicando o modelo de propagação D, temos

$$d = 10^{\left(\frac{48-38}{20}\right)} = 3m \quad (69)$$

Caso 5

Aplicando o modelo de propagação F, temos

$$d = 10^{\left(\frac{60-58}{30}+1\right)} \cong 12m \quad (70)$$

6. CONCLUSÕES

As conclusões fundamentais a retirar, com as premissas do estudo são as seguintes:

a) A separação mínima de frequências entre o DCS1800 e as portadoras DECT é aproximadamente 2.2MHz (correspondente a aproximadamente 3.5GHz entre portadoras). Nos casos 1, 3 e 4 o isolamento relativo a bloqueio é da ordem de –56dBm para aplicação DECT *telepoint.*

b) Uma melhoria das especificações dos receptores DCS1800 no que respeita ao bloqueio, não contribui para eliminar os problemas nos casos 2 e 5, que são limitados pelas emlissões "fora de banda" do DECT.

c) Estando a primeira portadora DECT localizada em 1881.792 MHz, a ultima portadora DCS deverá estar em 1881.792 - 5 = 1876.792 MHz, o que corresponde ao canal 869. Assim, os canais DCS isentos de problemas de compatibilidade são os que variam entre 512 e 869, ficado os restantes 16 canais inutilizados.

d) A canibalisação de canais poderá ser limitada quando utilizarmos de modo sistemático:
   - *Selecção dinâmica de canal (DECT).*
   - *Frequency hopping (DCS).*
   - *Intracell handover (DCS e DECT).*
   - *Localização dos canais BCCH para Δf > 3.5GHz.*

REFERÊNCIAS

[1] ETS 300 175: "Radio Equipment and Systems (RES); Digital European Cordless Telecommunications (DECT) ".

[2] ETS 300 577 "European digital cellular telecommunications system (Phase 2); Radio transmission and reception (GSM 05.05)".

[3] ERC FM 10/SE 7 (92) 22

A CMOS SIGNAL TO NOISE MEASUREMENT CIRCUIT FOR WIRELESS APPLICATIONS

Luís Nero Alves[1,3], *Rui L. Aguiar*[1,2], *Dinis M. Santos*[1,2]

[1]Instituto de Telecomunicações, Polo de Aveiro, Campus de Santiago, 3810 Aveiro, Portugal
Tel: +351.34.377900, Fax: +351.34.377901.

[2]Dpt. Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro, Campus de Santiago, 3810 Aveiro, Portugal
Tel: +351.34.370200, Fax: +351.34.381128.

[3]Escola Superior de Tecnologia e Gestão, Instituto Politécnico de Leiria, Morro do Lena – Alto Vieiro,
2400 Leiria, Portugal, Fax: +351.44.820310.

Email: nero@av.it.pt, ruilaa@ua.pt, dms@ua.pt

RESUMO

Este artigo descreve um circuito capaz de medir a Relação Sinal Ruído em sistemas de comunicação por Infravermelhos. A relação Sinal Ruído desempenha um papel fundamental em Receptores Sectorizados por Infra-Vermelhos, pois é necessária para métodos de selecção ou combinação dos sinais vindos dos diferentes sectores ópticos. O circuito aqui descrito é capaz de estimar a razão entre a potência média do sinal adquirido pelo fotodetector e a potência de ruído presente no mesmo, apresentando uma gama dinâmica de 50dB.

ABSTRACT

This paper describes a circuit able to measure Signal to Noise ratios developed for Infrared (IR) applications. The Signal to Noise ratio is of major importance in IR Sectored Receivers because it provides the basis of selection or combining of signals coming from different optical sectors. This circuit estimates the ratio of the average optical signal sensed in the photo-detector and the average noise power present in the same photo-detector, with a 50dB output dynamic range

I. INTRODUCTION

Due to emergent wireless LAN technologies, and to the promising infrared medium, several efforts have been made in the design of optical receivers [1, 2]. The main aspect of these optical receivers is their "almost" diffuse nature of reception. However, as dominant noise sources are usually fixed (such as illumination lamps, or windows), the optical sensor is preferably composed of several photo-detectors with a small FOV, oriented in different directions. Thus most of the surrounding environment will be covered but some of the principal noise sources will still be avoided. The receiver is then responsible for processing the information from all photo-detectors in order to maximize signal while minimizing noise. This is accomplished either as selecting the best optical sector (*Best Sector*), or by combining various optical sectors (*Maximal Ratio*) [3]. This selection/combination is based on the signal to noise ratio (SNR) of each optical sector [2-6]. For a *Best Sector* receiver, the selection is based on the best SNR presented in all the sectors. *Maximal Ratio* receivers produce an output proportional to the weighted sum of the signals of all the sectors, where the weights are the SNRs of each individual sector.

Thus a measure of the optical SNR of each sector is required in both types of sectored receivers. This SNR is proportional to the ratio of the average optical power received to the average noise power present in the photo-detector, $\langle I_s \rangle / \sigma$. The noise power is $\sigma^2 = 2qI_{dc}B$, where q is the electron charge, I_{dc} is the DC current component present in the PIN photo-detector due to the various natures of noise interference, and B is the system bandwidth; $\langle I_s \rangle$ is proportional to the signal power.

II. THE OVERALL CIRCUIT IMPLEMENTATION

Current efforts in the design of IR Sectored Receivers led to the implementation of prototype versions of these systems with discrete hardware. Due to area considerations, any final version should be a low cost, low power ASIC. For cost considerations, this ASIC should be implemented with CMOS technology.

Several implementation strategies were investigated on the design phase of the SNR estimator, which requires a divider. An obvious way to implement analogue division is logarithmic techniques; however, these are not easy to implement in CMOS technologies. Another possibility is the use of translinear circuits [7]. Nevertheless, translinear circuits, although simple and very accurate, do not support the desired dynamic ranges and would further exceed the power consumption budgeted. Some studies were also done around current conveyor concepts and the synthesis of mathematical functions in this domain [8, 9]. This approach was abandoned due to the use of MOS transistors in the linear region and dynamic range limitations.

A more classical approach uses an analogue multiplier and some non-linear feedback concepts; this proved to be suitable for our design [10]. At the heart of this circuit we have three main blocks, two multipliers and one divider. Other circuits presented in Fig.1 are responsible for signal acquisition and conditioning, polarization and voltage reference. We use differential signal paths in order to increase noise immunity and to increase the common mode rejection ratio. In this way it is possible to (although probably not desirable) to accommodate both analogue and digital processing units in the same chip. Furthermore the front-ends for which this circuit was conceived have differential topologies also [2].

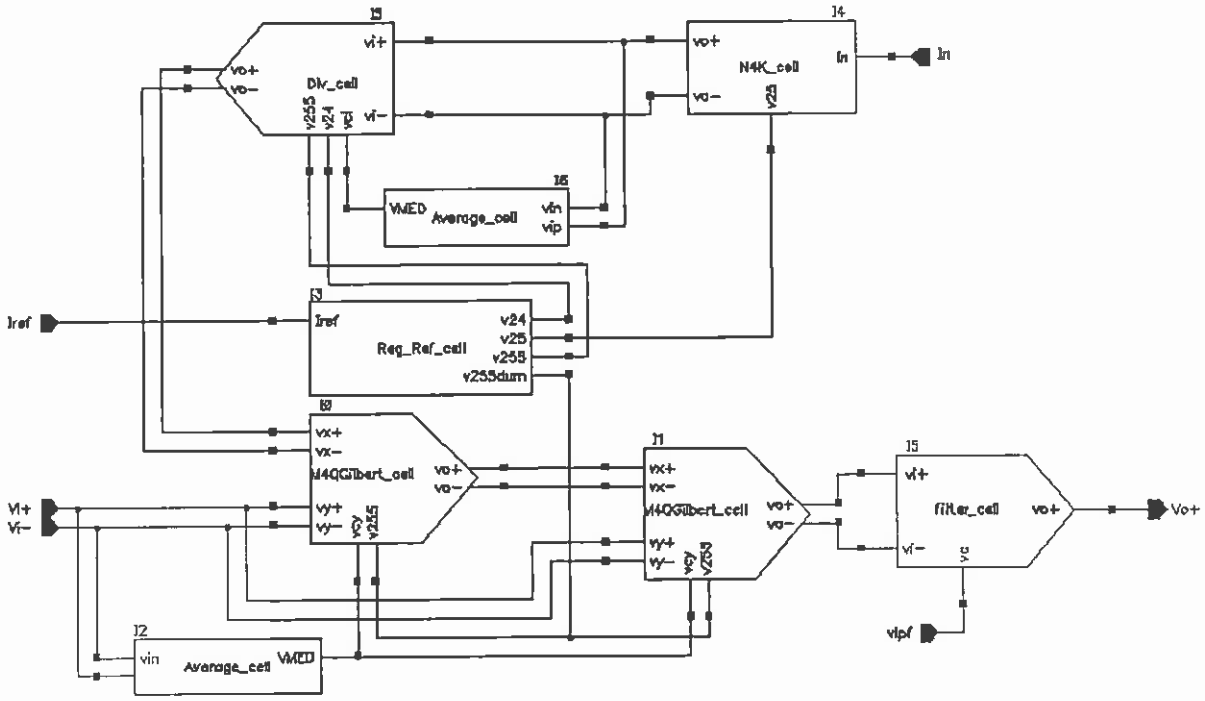


Fig. 1 Overall Circuit

The first stage, labeled *N4k_cell* in Fig.1 is a simple current to voltage converter, whose principal function is to measure the noise (roughly equal to DC component) in the photo-detector. This circuit has the function of low-pass filtering this noise current also (the cut-off frequency is near 2MHz). The acquired noise signal $\sigma^2=2qI_{dc}B$, is then fed to the divider circuit, in order to perform the $1/\sigma^2$ operation. The next step is the analogue multiplication of this pre-processed noise signal by the output signal of the front-end v_s. We assume to have a linear proportionality between the current signal I_s, at the photo-detector, and the v_s signal (which is reasonable for most front-ends). This multiplication is done twice in order to achieve v_s^2/σ^2, the square of the Signal to Noise Ratio.

There are several reasons to measure the squared SNR and not the SNR itself. First, it is not easy to implement square root extraction circuits for the whole dynamic range we have in infrared applications. Second, if this circuit is to be used in a *Best Sector* receiver, it is desirable to have unipolar quantities to simplify the discrimination step. If the target is a *Maximal Ratio* receiver, this same signal can be applied to an AGC (automatic gain controlled amplifier).

The blocks labeled *Average_cell* are responsible for the polarization of the multiplier cells. This polarization scheme is based on actual incoming signals, and makes the circuit more robust and less dependent on signal levels. Finally the block labeled *Reg_ref_cell* is responsible for all the necessary voltage references in the circuit. We choose to have these references produced inside the chip so they could be more accurate. The reference circuit is a simple series regulator, capable of a 22% regulation factor.

Finally a circuit for low-pass filtering of the final SNR squared result (*filter_cell*) is present in Fig.1. This filtering is needed to have an average expectation of the optical SNR. Furthermore, the cutoff frequency of this first order low pass filter can be adjusted externally according signals to process.

III. THE DIFFERENTIAL MULTIPLIER

The multiplier cell is basically a folded Gilbert multiplier as can be seen on Fig.2. The folded configuration was preferred to the usual form due to its larger dynamic ranges (both at the input and output). The core of the multiplier is composed of transistors NMOS M1 to M4, and PMOS M5 and M6. Transistors NMOS M7 to M10 are used with two purposes: establishing the circuit dynamic polarization and correcting the quadratic non-linearity exhibited in the fundamental Gilbert cell [11-13]. This way we could achieve a multiplier circuit with high degree of linearity inside the proposed input voltage range (1.5V to 3.5V).

The differential output current is achieved through a cross-connected current mirror. Finally, a resistor and a fixed voltage reference do the current to voltage conversion.

IV. THE DIVIDER CIRCUIT

The divider circuit is a classical example of non-linear feedback theory. Analogue division can be achieved through the use of a multiplier placed in the feedback loop of an operational amplifier, as showed on Fig.3. The design of this circuit was a major problem due to its natural tendency to exhibit oscillations. This was corrected through the reduction of the bandwidth and gain

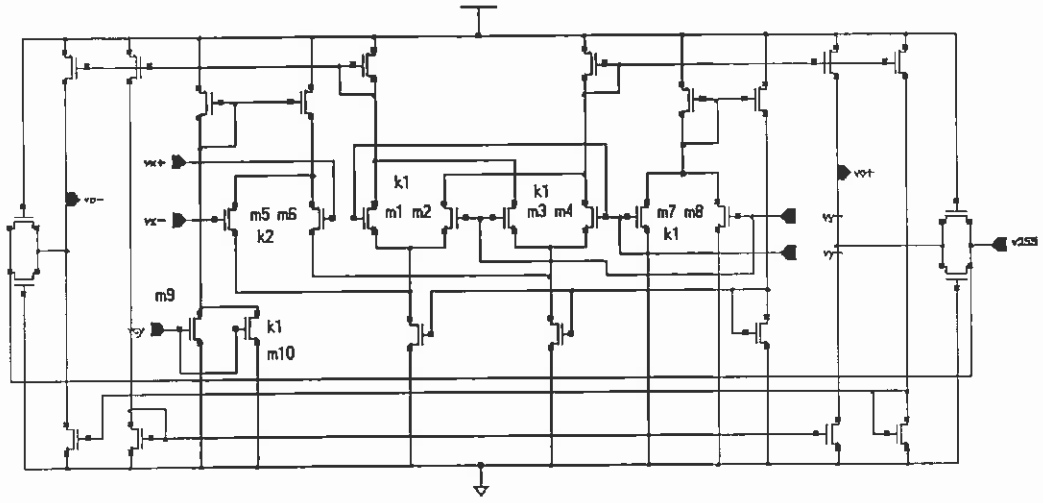


Fig. 2 Differential multiplier based on the Gilbert Multiplier cell

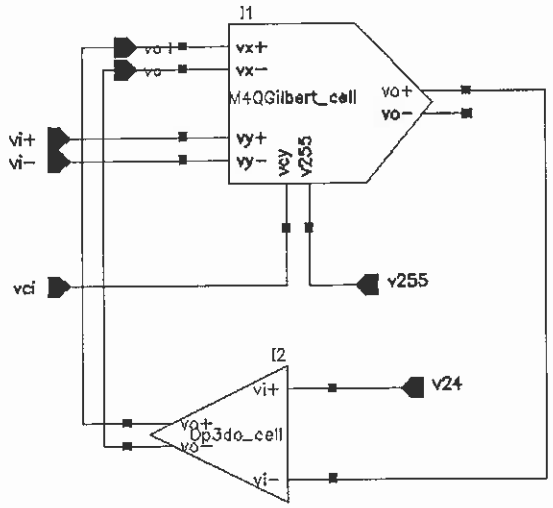


Fig. 3 Divider circuit

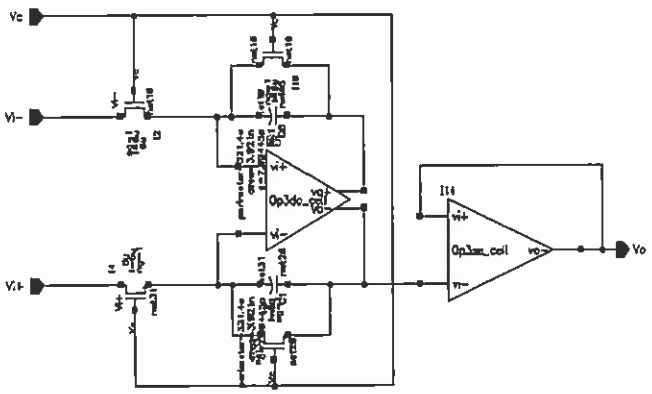


Fig. 4 Low pass Filter

of the operational amplifier to values of 40 dB and 700KHz.

V. The Low Pass Filter

The low pass filter is needed to smooth the output signal. The input signals may exhibit several duty cycle specifications, according to the type of code used (e.g. 25% for 4-PPM signals), so this filter should permit a cutoff adjustment. This feature is accomplished trough the variable feedback configuration represented in Fig. 4 [14]. The cutoff adjustment is controlled solely by one external voltage (v_c), and permits an almost one decade span, from near 100KHz to 1MHz.

VI. Simulation Results

This circuit was implemented in AMS 0.8µm CMOS double poly, double metal technology, using the Cadence DFII environment and the SpectreS simulator, and is currently in fabrication. The following sections show the simulation results achieved.

A. The Multiplier

Fig. 5 shows the good linearity of the multiplier transient response. This figure represents the AM product of two waves: a square wave (the carrier) at 1MHz, with amplitude of 1V and offset of 2.5V, and a sine wave (the modulating signal) at 100kHz with amplitude of 500mV and offset of 2.5V. The product of these two waves is an AM signal with almost 1V of amplitude and offset near 2.5V. We should point out that in our target application (keeping this AM analogy) the carrier is the PPM signal at the output of the optical front end, and the modulating signal is the measured average noise present at the systems input.

In Fig. 6 we show both signal excursions, at the input 1.5V to 3.5V and at the output 1.5V to 3.5V. The expected input dynamic range is about 20dB (the output signal from the front end lies in the range of 80mV to 1V with 2.5V of offset). The output dynamic range can span more than 50dB (from 3mV to 1V). Outside the referred output range the values will not be of interest to IR

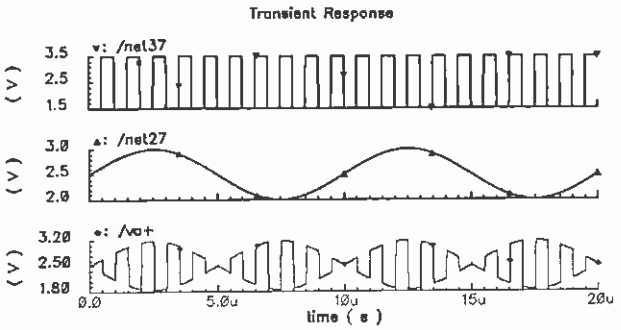


Fig. 5 Multiplier Transient Response

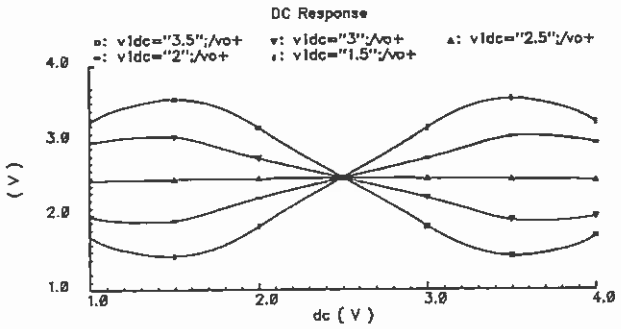


Fig. 6 Multiplier DC Response

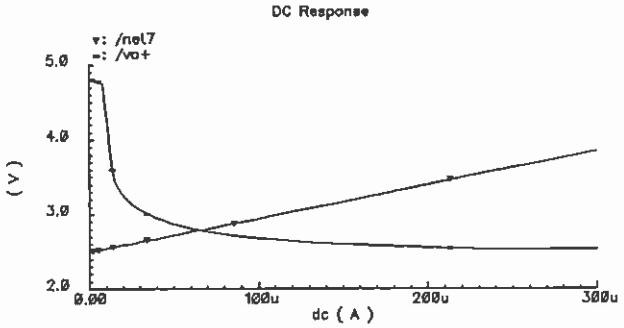


Fig. 7 Divider DC Response

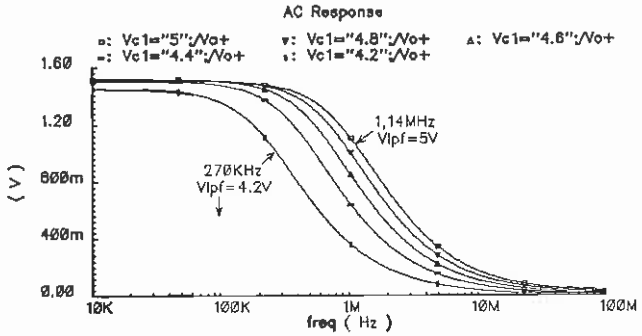


Fig. 8 Low Pass Filter AC Response

applications: these would signify either extremely good or extremely poor SNR, and thus further signal processing in such sectors is immediate.

We also measured the rise time exhibited by this multiplier. Both rise and fall times fall in the range of 7ns to 10ns. The circuit bandwidth is always superior to 20MHz, and shows the expected small variations with the input signal amplitude. These values exceed the maximum requirements presented in the wireless LAN applications we targeted.

B. The Divider

The divider DC response is depicted in Fig. 7 where we can see the approximated 1/x function. The input and output excursions are respectively 1µA to 300µA (50dB) and 2.5V to 4V (50dB). The divider's bandwidth is limited to 2MHz. This limit is imposed by two factors: i) it is desirable to have a filtering effect over the measured input noise, and ii) the system may become unstable with larger bandwidths.

C. The Low Pass Filter

Fig. 8 shows the AC response of the low pass filter. There can be seen several cutoff frequencies depending on the output control voltage *Vlpf*. For values of *Vlpf* in the range of 4V to 5V, the corresponding cutoff frequency varies from 100KHz to 1.14MHz, slightly more than one decade of adjustment.

D. The SNR Measurement Circuit

Fig. 9 (in the following page) shows the overall system performance, when the input signal has constant amplitude (*/net9*), and noise has a trapezoidal periodic pattern (*/I4/In*). The desired squared SNR is represented in signals */net25* and */net27*, as a differential signal. The signal /net6 represents the filtered output, with a cutoff frequency off 800KHz.

The circuit was simulated with different models (worst speed, worst power) and proved to be robust to process changes. Some simulations were made adding noise to the power lines and with extreme input signals; in these extreme situations the circuit still produced useful outputs.

The power consumption is expected to be in the range of 36mW and the layout area of 1000µm×500µm (see Fig. 10). For an eight-sector IR receiver, total power would be in the 270mW range.

VII. Conclusions

This paper describes a SNR measurement system for optical sectored receivers, with a 50dB output dynamic range. We discussed the basic blocks of the system and several design constraints. The final result is a circuit implemented with a divider in the feedback loop, with a fairly good linear response. The desired SNR evaluation is achieved even in the extreme cases found in IR networks.

VIII. Acknowledgements

The authors thank António M. R. Tavares for his constructive comments to the first part of this article.

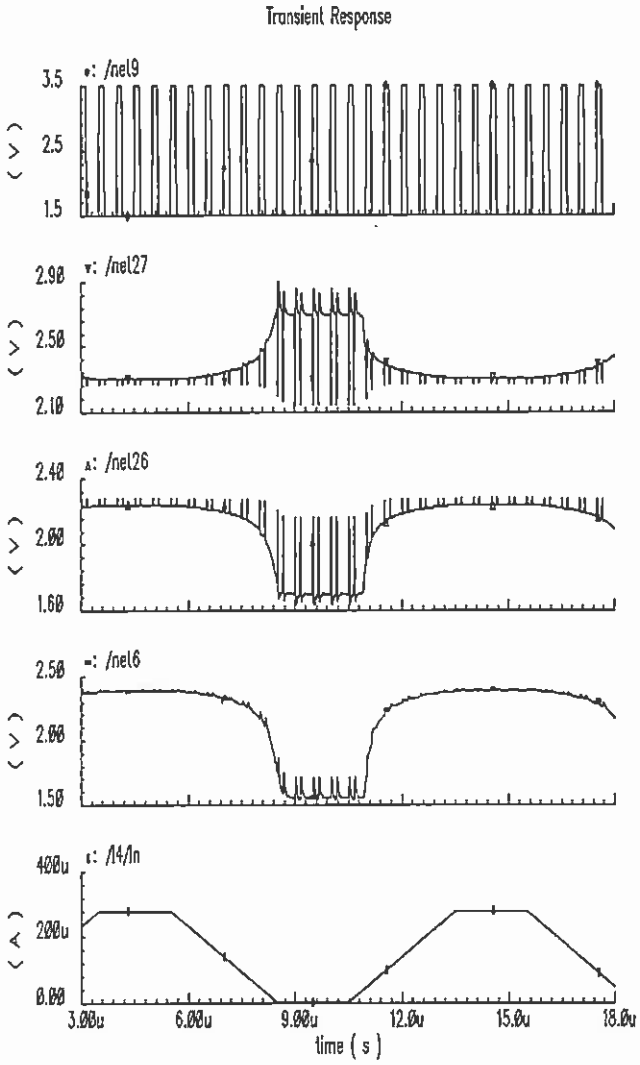


Fig. 9 Overall Circuit Transient Response

REFERENCES

[1] Joseph M. Khan, John R. Barry, "Wireless Infrared Communications", Proceedings of the IEEE, Vol. 85, N°2, February 97.

[2] Rui L. Aguiar, António Tavares, José L. Cura, Eduardo de Vasconcelos, Luis Nero Alves, Rui Valadas, Dinis M. Santos, "Considerations on the design of transceivers for wireless optical LANs", IEE Colloquium on Optical Wireless Communications, London, England, Jun 99.

[3] Rui J. M. T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Sectored receivers for indoor wireless optical communication systems", Proceedings of the Fifth IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'94), The Hague, Netherlands, 94.

[4] Rui J. M. T. Valadas, "Redes de Comunicações de Área Local não- cabladas por raios Infravermelhos", Phd Thesis, Universidade de Aveiro, November 95.

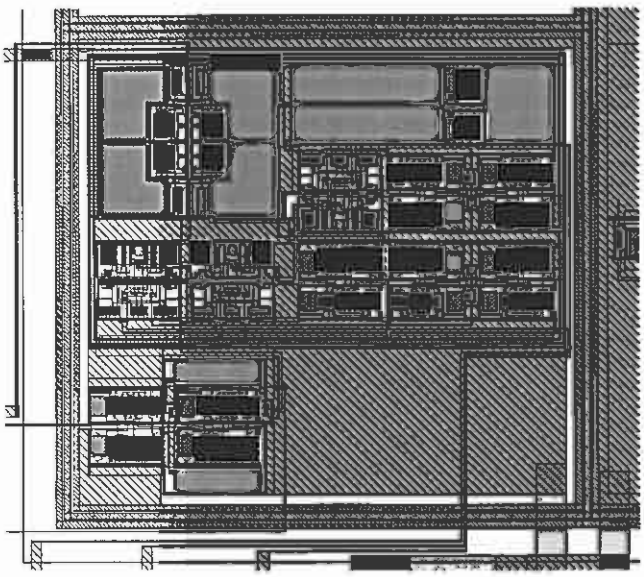


Fig. 10 Circuit Layout

[5] António M. R. Tavares, Rui J. M. T. Valadas, A. M. de Oliveira Duarte, "Design and Implementation of a Maximal ratio angle-diversity Receiver for Optical Wireless Communication Systems.", Wireless Technologies and Systems: Millimeter-wave and Optical, Proceedings of SPIE, vol..3232, Dallas, Texas,Nov. 5, 97.

[6] Rui J. M. T. Valadas, António M. R. Tavares, A. M. de Oliveira Duarte, "Angle Diversity to Combat Ambient Noise in Indoor Optical Wireless Communication Systems", International Journal of Wireless Information Networks, Vol. 4, N° 4, 1997.

[7] R.J.Wiegerink, E. Seevinck, "Analysis and Synthesis of MOS Translinear Circuits", Kluwer Academic Publishers, 1993.

[8] S.-L. Liu, J.-J. Chen, "Realisation of a Analogue Divider using Current Feedback Amplifiers", IEEE Proceedings on Circuits Devices and Systems, Vol. 142, N°1, February 95.

[9] W. Chiu, S.-L. Liu, H.-W. Tsao, J.-J. Chen, "CMOS Differential Difference Current Conveyors and their Applications", IEEE Proceedings on Circuits Devices and Systems, Vol. 143, N°2, April 96.

[10] Luís Nero Alves, "Implementação de um Circuito para Medição de Relação Sinal Ruído em Receptores Ópticos", Internal Report, Instituto de Telecomunicações, Aveiro, December 98.

[11] Carver Mead, "Analog VLSI and Neural Systems", Addison-Wesley, 1989.

[12] R. Gregorian, G. C. Temes, "Analog Mos Integrated Circuits for Signal Processing", John Wiley & Sons 86.

[13] W. Sansen, J. H. Huijsing, R. J. van der Plassche, " Analog Circuit Design, MOST RF circuits, Sigma-Delta converters, and Translinear circuits", Kluwer Academic Press, 1996.

[14] José E. Franca, Yannis Tsividis, " Design of Analog-Digital VLSI Circuits for Telecommunications and Signal Processing", 2ed, Prentice Hall, 1994

Agregados Impressos - Passivo e Activo - para 3 GHz

Pedro Miguel Ferreira Pires Correia[1], Luís Carlos Barruncho dos Santos Gonçalves[1],
Henrique José da Silva[1], Fernando Fortes[1]
Custódio Peixeiro[2], Maria João do Rosário[2]

[1]Instituto Superior de Engenharia de Lisboa,
Rua Conselheiro Emídio Navarro,
1949-014, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8317209; Fax: +351.1.8317114
email: hjs@isel.pt

[2]Instituto Superior Técnico
Av Rovisco Pais,
1049-001, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8418167; Fax: +351.1.8418472
email: custodio.peixeiro@lx.it.pt

Resumo

Apresenta-se neste artigo o estudo e testes de um agregado de 3 antenas impressas para funcionar a 3 GHz. Determina-se a impedância de entrada e o diagrama de radiação de um elemento isolado. Projecta-se a adaptação de entrada do agregado passivo de 3 elementos e comparam-se os diagramas de radiação para posicionamentos do agregado na vertical e na horizontal, e simultaneamente com o diagrama da antena simples. Apresenta-se finalmente o estudo e testes do agregado activo, resultante da inserção de um elemento amplificador em cada antena, e discutem-se as vantagens e características desta nova estrutura radiante.

I. INTRODUÇÃO

É repetidamente referido, tanto em artigos publicados em conferências e revistas, como em livros da especialidade, o enorme crescimento das rádio comunicações, e em associação a importância das antenas impressas [1] - [3] (figura 1), nomeadamente no domínio das microondas e ondas milimétricas. Na verdade, nestas bandas de frequência, a pequena dimensão, a forma compacta e o baixo custo de produção conferem a este tipo de antenas nítidas vantagens relativamente às antenas convencionais.

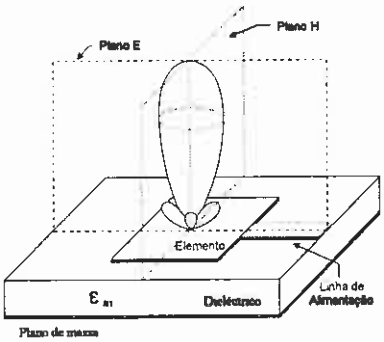


Figura 1: Elemento impresso radiante e respectivo diagrama de radiação

No modo fundamental, os elementos impressos têm dimensão ressonante da ordem do meio comprimento de onda efectivo da estrutura homogénea equivalente. Apresentam directividade relativamente baixa, 5 a 6 dBi, com larguras de feixe de meia potência da ordem dos 70 a 90 graus.

Para algumas aplicações, como por exemplo as comunicações no interior de edifícios onde se requerem diagramas de radiação de grande abertura, pode ser aplicada uma antena com a estrutura descrita. No entanto, noutros sistemas de comunicação exigem-se directividades elevadas, ou seja, diagramas muito estreitos. Consegue-se aumentar a directividade, recorrendo a agregados, normalmente lineares ou planos, dependendo da aplicação.

Outra perspectiva de grande importância, é a possibilidade e facilidade de integrar nas antenas impressas uma grande variedade de elementos activos, como díodos, transístores e circuitos integrados, permitindo uma melhoria significativa das características da antena [4], [5]. O ganho, a largura de banda e a impedância de entrada são os exemplos mais divulgados. No entanto, o projecto de antenas activas, permite ainda uma diminuição do factor de ruído do sistema em que está inserida, o controlo automático do ganho da antena e a sua aplicação em agregados adaptativos (antenas inteligentes). Apresenta-se neste artigo o estudo e teste de cada uma das estruturas mencionados anteriormente.

II. ANTENA SIMPLES

A antena simples, representada na figura 2, é constituída por um único elemento quadrado de 23 mm de lado, alimentado por uma linha impressa com impedância característica de 50 Ω.

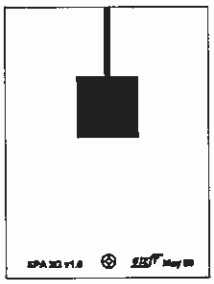


Figura 2: Elemento impresso radiante

O substrato utilizado com uma espessura de 1.5 mm apresenta uma constante dieléctrica efectiva igual a 4.7.

A dimensão do elemento é determinada com base na expressão aproximada:

$$a = \frac{c}{2 \times f \times \sqrt{\varepsilon_{reff}}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 3 \times 10^9 \times \sqrt{4.7}} = 23\ mm \qquad (1)$$

Na figura 3 apresentam-se os valores medidos para a impedância do elemento entre os 2.8 GHz e 3.2 GHz. A 3 GHz o valor encontrado está próximo do valor estimado e é igual a 240 Ω.

O diagrama de radiação para esta antena está representado na figura 4 e foi obtido na câmara anecóica instalada na Secção de Propagação e Radiação do

Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores do Instituto Superior Técnico (figura 5). Apresenta boa rejeição à polarização cruzada (PE_CROS, PH_CROS), principalmente no plano E. Como esperado, para a polarização copolar, o diagrama no plano E apresenta-se ligeiramente mais largo que no plano H.

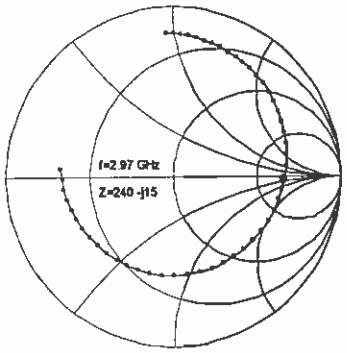


Figura 3: Impedância de entrada do elemento impresso

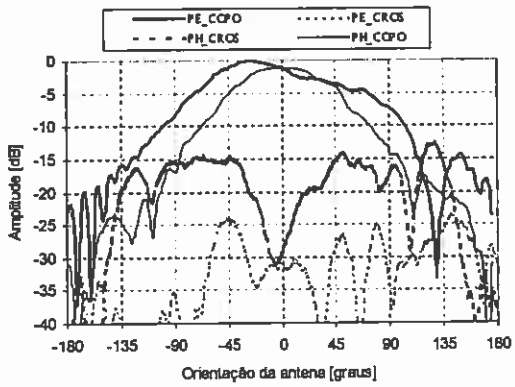


Figura 4: Diagramas de radiação do elemento impresso medidos nos dois planos E e H

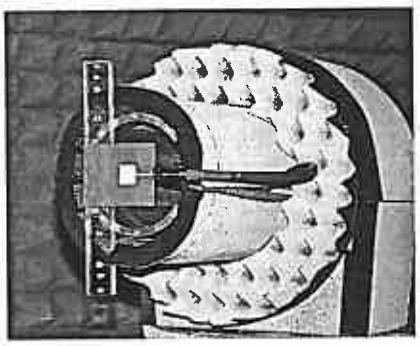


Figura 5: Medida da antena na câmara anecóica do IST

III. AGREGADO IMPRESSO

O agregado passivo é do tipo linear (figura 6), apresenta três elementos quadrados, com a mesma dimensão e distanciados de meio comprimento de onda (em espaço livre). É também alimentado por linhas impressas que são cuidadosamente estudadas por forma a fazer a adaptação do agregado à impedância pretendida de 50 Ω de entrada. Utilizam-se para o efeito transformadores de um quarto de comprimento de onda e toma-se em consideração a impedância de entrada da antena simples. Para a frequência 3 GHz a impedância de entrada do agregado, (figura 7), é igual a 48 Ω, o que representa uma boa adaptação.

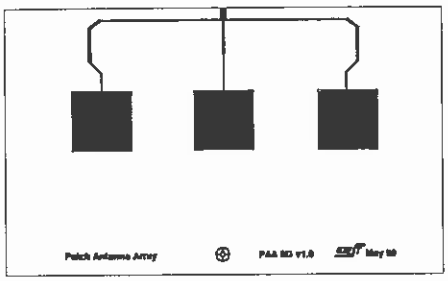


Figura 6: Agregado passivo de 3 elementos impressos

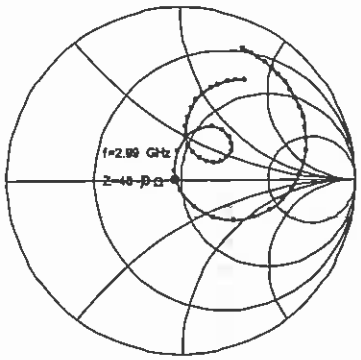


Figura 7: Impedância de entrada do agregado passivo

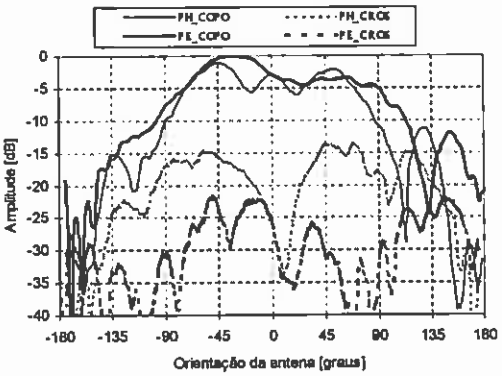


Figura 8: Diagrama de radiação do agregado. Planos E e H

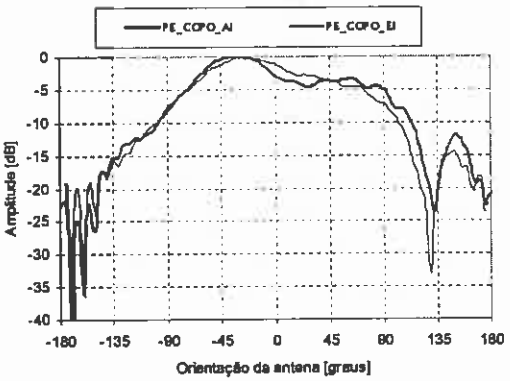


Figura 9: Diagrama de radiação da antena simples e do agregado – Plano E

Em termos de diagrama de radiação patente na figura 8, o agregado apresenta igualmente uma boa rejeição para polarização cruzada.

No plano E os diagramas da antena simples e do agregado, comparados na figura 9, são praticamente coincidentes. No plano H, encontram-se algumas diferenças, nomeadamente na maior directividade do lobo principal do agregado, o que aliás era esperado. Esta

característica é no entanto prejudicada pela presença de dois fortes lobos secundários segundo as direcções aproximadas de ±45°, como se pode observar na figura 10. A existência destes lobos é concordante com o diagrama teórico, se se considerar que os elementos laterais não são alimentados com a mesma fase do elemento central. Como as linhas de alimentação dos elementos laterais foram cuidadosamente dimensionadas, para que tal não acontecesse, os erros encontrados só podem ser justificados se as características do substrato utilizado, forem diferentes das consideradas, apresentando por exemplo uma constante dieléctrica diferente.

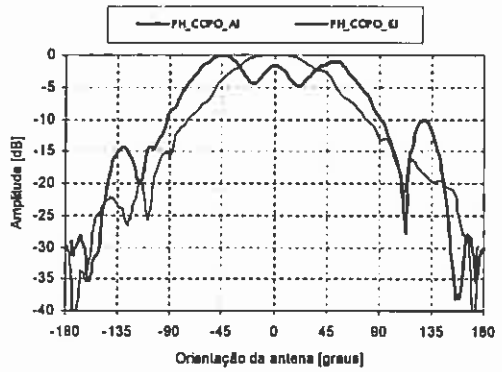


Figura 10: Diagrama de radiação da antena simples e do agregado – Plano H

Nas figuras 11 e 12, comparam-se os resultados obtidos nas medidas efectuadas no IST e as medidas efectuadas com um sistema de medida, mais simples, instalado no Laboratório de Sistemas de Telecomunicções do DEEC-ISEL. Verifica-se a boa concordância dos diagramas no plano H do elemento isolado (figura 11).

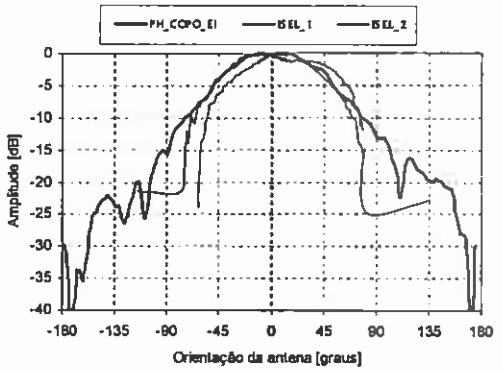


Figura 11: Diagrama do elemento isolado. IST/ISEL

Na figura 12 mostra-se por outro lado a comparação entre as medidas efectuadas para o agregado passivo de três elementos no IST e para o agregado passivo de apenas dois elementos efectuadas no ISEL. Este agregado passivo de dois elementos é composto apenas pelos elementos laterais do agregado anterior. Esta foi a forma encontrada de tornear o problema referido anteriormente e de garantir uma alimentação em fase do agregado.

A comparação dos dois diagramas realça a maior directividade do agregado com uma boa coincidência dos lobos principais. A existência dos lobos secundários no agregado de dois elementos era agora esperado por ser característico deste tipo de estrutura quando se considera um afastamento entre os elementos de λ.

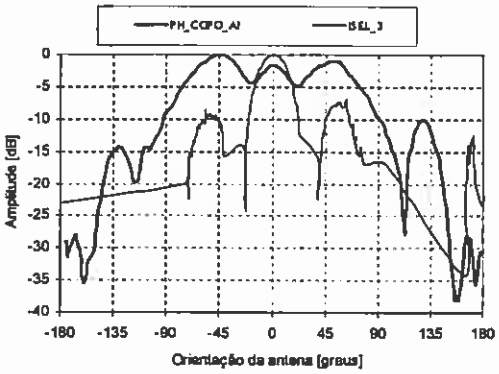


Figura 12: Diagrama do agregado passivo. IST/ISEL

IV. AGREGADO ACTIVO

O agregado activo, é em termos estruturais idêntico ao agregado passivo (fotografia da figura 18).

Em cada um dos elementos é integrado um sistema de amplificação concretizado com um transístor comercial que apresenta a 3 GHz um ganho de 7 dB e um factor de reflexão de saída da ordem dos -14 dB numa carga de 50 Ω. A adaptação do agregado activo (figura 13), sofre algumas alterações, tomando em consideração a nova impedância de cada elemento activo.

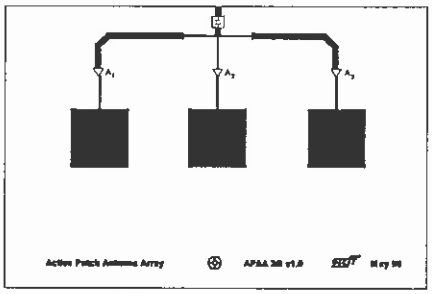


Figura 13: Agregado impresso activo

Na figura 14, mostra-se o factor de reflexão de saída do transístor utilizado, nas situações ON 'S_{22ON}' e OFF 'S_{22OFF}', e para a banda 0.1 GHz a 5 GHz. Variando a polarização, este parâmetro varia entre -9 dB e -14 dB o que representa uma razoável dependência com a polarização. No entanto, estes valores levam a que a impedância do agregado não sofra grandes alterações quando os transístores são simultaneamente polarizados ao corte, ou à condução (figura 15).

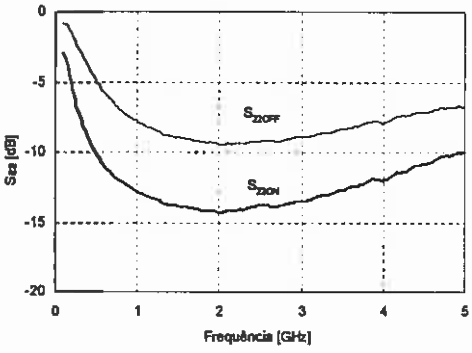


Figura 14: Parâmetros S22 do transístor nas situações ON e OFF.

Na figura 16 testa-se a influência de cada transístor na impedância de entrada do agregado.

Começa-se por observar que as curvas de impedância da figura 16 são idênticas às da figura 15 o que reforça a independência da impedância do agregado com a polarização dos dispositivos activos. Constata-se por outro lado que a influência de dois dos transístores é idêntica diferindo de um terceiro.

Perante os resultados expostos, conclui-se que a adaptação do agregado activo à carga de 50 Ω, não é tão boa como a adaptação conseguida com o agregado passivo. Os valores medidos do factor de reflexão de entrada são, ainda assim, no pior caso -8 dB.

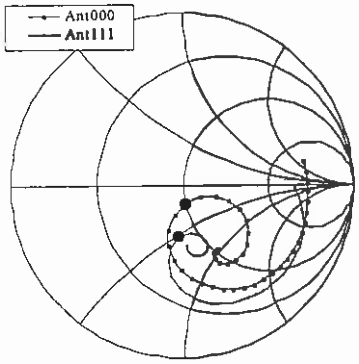


Figura 15: Impedância de entrada do agregado activo com todos os transistores ON (Ant111) e todos os transistores OFF (Ant000)

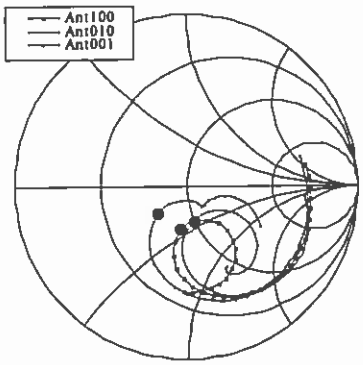


Figura 16: Impedância de entrada do agregado activo com cada um dos transistores ON

Na figura 17 apresenta-se uma fotografia do agregado activo posicionado na plataforma de medida disponível no Laboratório de Sistemas de Telecomunicações do ISEL.

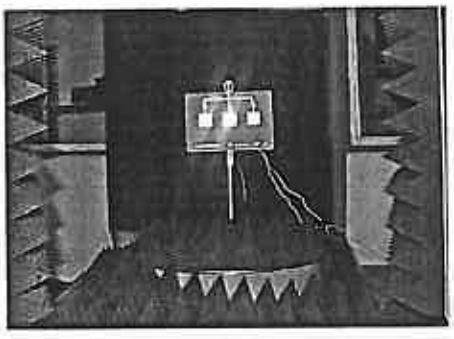


Figura 17: Agregado impresso activo posicionado na plataforma de medida do ISEL

Por razões análogas às apresentadas para o agregado passivo o traçado do diagrama de radiação deste agregado foi efectuado apenas com os dois elementos laterais activos. No gráfico da figura 19, apresentam-se os resultados obtidos quando apenas um dos elementos, da direita 'Act_D' ou da esquerda 'Act_E', está activo, e quando estão ambos os elementos activos, 'Act_tot'.

Nota-se de imediato o maior ganho obtido quando os dois elementos estão activos, cerca de 5 dB acima do ganho obtido para cada um dos elementos. Verifica-se igualmente que os diagramas de cada um dos elementos não apresentam um máximo de radiação na direcção 0°, mas segundo direcções que num dos casos se aproxima dos 45°. Estes resultados devem-se a desvios de fase introduzidos pelos transístores.

É efectivamente à custa de circuitos desfasadores que se consegue em agregados de antenas dirigir o lobo principal do diagrama de radiação na direcção desejada. O resultado aqui apresentado ainda que não tenha sido provocado de forma intencional, permite no entanto ilustrar a possibilidade do desvio de direcção mencionado. Os lobos principais dos diagramas de cada elemento são também menos directivos.

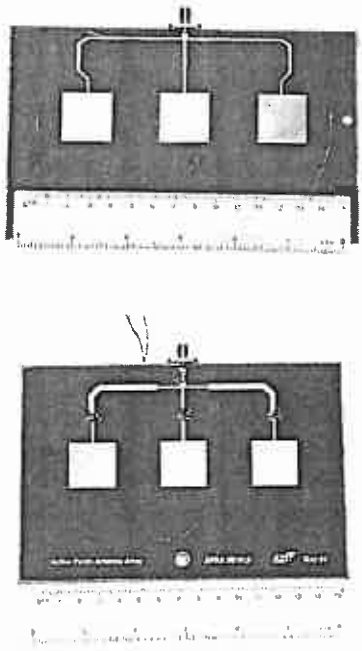


Figura 18: Fotografia dos agregados passivo e activo, mostrando-se as dimensões reais

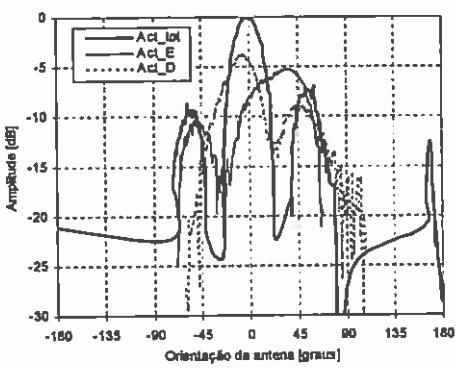


Figura 19: Diagramas do agregado activo.

Actuando em simultâneo no ganho dos dois elementos consegue-se um aumento ou diminuição do ganho. Os resultados obtidos para três ganhos diferentes, 'Act_G1', 'Act_G3' e 'Act_tot', estão presentes na figura 20. A directividade da antena não se altera e o máximo de radiação está sempre dirigido na direcção 0°, se a variação do ganho for feita de forma equilibrada entre os dois elementos, isto é, se ambos os elementos radiarem com a mesma intensidade e em fase.

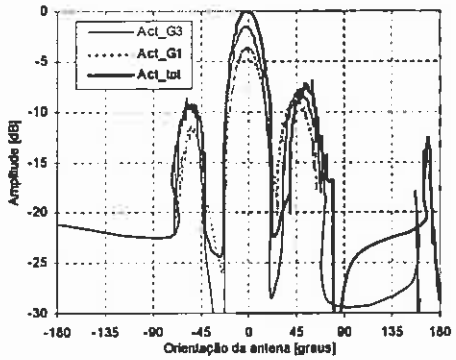


Figura 20: Variação do ganho do agregado activo mantendo a directividade e orientação do lobo principal

V. CONCLUSÕES

Apresentaram-se neste artigo as estruturas e os resultados obtidos para três antenas impressas, sendo uma primeira constituída por um único elemento, a segunda por um agregado linear de três elementos e a terceira igual à anterior tendo-se no entanto adicionado a cada um dos elementos um circuito activo que permite o controlo do ganho respectivo.

Mostraram-se algumas dificuldades relacionadas com o facto das características do substrato não serem conhecidas com rigor e do número ímpar de elementos não permitir uma geometria simétrica em termos da alimentação dos elementos em fase (figura 21).

Os objectivos propostos foram no entanto atingidos podendo as dificuldades encontradas serem facilmente superadas em trabalho futuro pela aquisição de um substrato mais apropriado de características perfeitamente conhecidas, e pela construção de um agregado com uma estrutura de alimentação simétrica.

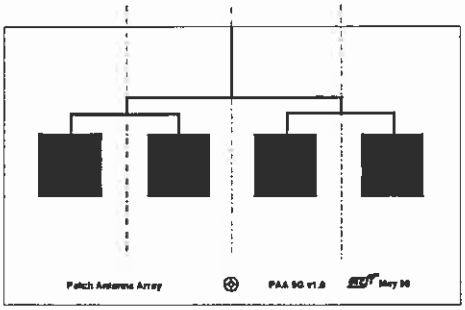


Figura 21: Antena impressa com um número par de elementos, em fase, dada a simetria das linhas de alimentação

No gráfico da figura 22 apresentam-se e comparam-se, finalmente, os resultados obtidos para cada uma das antenas e que mostram de forma clara as diferenças e as vantagens de cada uma das estruturas. A um único elemento está associada uma construção mais simples, de menores dimensões, mas um diagrama de radiação mais largo, podendo por isso esta antena ser aplicada em situações para as quais se pretende radiar sobre uma área significativa. A constituição do agregado permite diminuir a largura de feixe no plano H. Esta antena posicionada com os elementos na vertical cobre um grande horizonte sendo no entanto estreita na vertical. O diagrama aproxima-se de um leque posicionado no plano horizontal. Se a antena estiver posicionada com os elementos na horizontal passa a ter um comportamento do tipo das antenas de radar, ou seja, o seu diagrama de radiação aproxima-se de um leque posicionado no plano vertical.

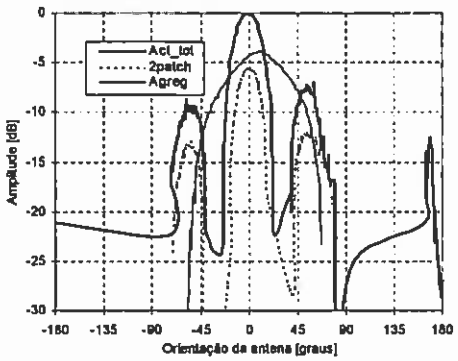


Figura 22: Diagrama de radiação das três antenas estudadas

O diagrama da antena activa apresenta-se idêntico ao do agregado passivo. Com esta antena consegue-se essencialmente um controlo, manual ou automático, do ganho da antena. A antena adapta-se por esta via às diferenças de amplitude do sinal recebido podendo dentro de certos limites apresentar na sua saída uma amplitude constante. Associando ao controlo de ganho um controlo de fase a direcção do lobo principal pode igualmente ser controlada captando a antena um sinal proveniente de uma direcção desejada, adaptando-se a esse sinal e a essa direcção.

A actuação simultânea do ganho e da fase de cada elemento da antena permite ainda melhorar o nível de lobos secundários.

REFERÊNCIAS

[1] Zürcher, Jean François and Fred E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*, Artech House, Londres, 1995.

[2] *Microstrip Antennas – The Analysis and Design of Microstrip Antennas*, Pozar, David M., and Scaub, Daniel H., IEEE Antennas & Propagation, IEEE PRESS, 1995.

[3] *Handbook of Microstrip Antennas*, James, J. R., and Hall, P. S., Volume 1, Peter Peregrinus Ltd, Londres, 1995.

[4] *Tatsuo Itoh, "Active Antennas-Integration of Microwave Circuits with Antennas"*, curso, APMC_98, *Yokohama, Japão, 1998.*

[5] Henrique José da Silva, Maria João Rosário, Custódio Peixeiro, "X Band Active Microstrip Antenna", *actas da APMC-98*, Vol 2, pp 483-487, Yokohama, Japão, Dezembro, 1998.

ANTENA IMPRESSA PARA GPS

Giulio Salvatori, Custódio Peixeiro

Instituto de Telecomunicações
Instituto Superior Técnico
Av. Rovisco Pais, 1
1049-001 Lisboa, Portugal

Tel.: (01)8418167 Fax: (01)8418472 e-mail: custodio.peixeiro@lx.it.pt

RESUMO

Nesta comunicação descreve-se o projecto, fabrico e teste de uma antena impressa quadrada para utilização num receptor de GPS em 1575 MHz. A antena proporciona um diagrama de radiação quase hemisférico com polarização circular direita.

INTRODUÇÃO

As antenas impressas apresentam vantagens importantes nomeadamente: configuração plana de perfil baixo e de grande leveza, robustez mecânica, baixo custo de fabrico, e grande flexibilidade no diagrama de radiação, ganho e polarização que se podem obter. Naturalmente também apresentam algumas desvantagens tais como pequena largura de banda e rendimento relativamente baixo. No entanto desde o seu aparecimento, há cerca de 25 anos, têm vindo a ser propostas soluções para ultrapassar, ou pelos menos atenuar, algumas das desvantagens mais limitativas. É por esse motivo, no campo das antenas, uma das áreas mais activas onde se continua a desenvolver um grande esforço de investigação e desenvolvimento. A investigação está actualmente concentrada sobretudo nas antenas activas e nas antenas inteligentes. O desenvolvimento chegou à produção em massa sobretudo na área das telecomunicações.

O sistema de posicionamento global, GPS, fornece continuamente, com grande precisão, informação relativa à posição tridimensional (longitude, latitude e altitude) e velocidade do utilizador. O GPS é composto por três segmentos: a constelação de 24 satélites, a rede de controlo e monitorização e os terminais de recepção. Desde o seu aparecimento, o GPS, tem vindo a ganhar uma enorme importância mesmo em termos de aplicações comerciais. De facto existem inumeras aplicações de GPS em sistemas de navegação aérea, marítima e terrestre. As principais especificações para as antenas a utilizar nos terminais dos receptores de GPS são, para além da frequência (1575 MHz ou 1227 MHz), um digarama de radiação com cobertura praticamente hemisférica e polarização circular direita.

Neste trabalho apresenta-se um elemento impresso quadrado que exibe as características especificadas para um terminal receptor de GPS na frequência de 1575 MHz. A blindagem do plano de terra garante uma radiação pouco significativa no hemisfério inferior. A polarização circular é conseguida utlizando linhas de alimentação impressas ligadas aos lados adjacentes perpendiculares com comprimentos que proporcionam a desejável diferença de fase de 90 graus.

PROJECTO DA ANTENA

Foram estudadas as configurações de antenas impressas capazes de proporcionar polarização circular, representadas na figura 1.

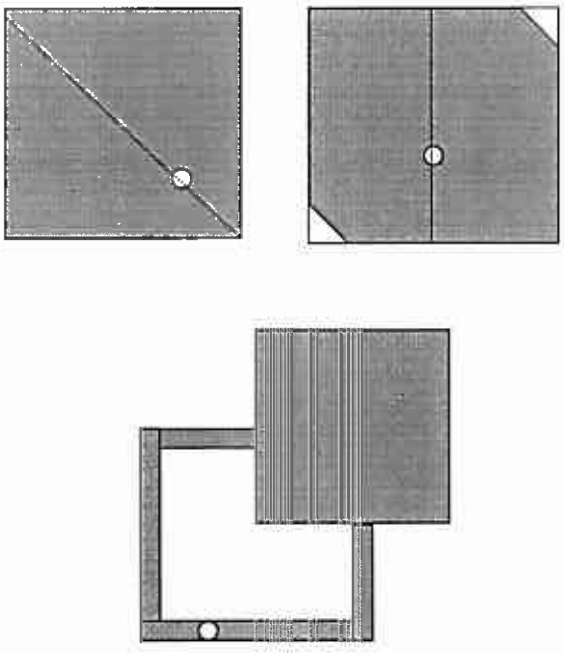


Figura 1 Antenas impressas com polarização circular

Começou-se por considerar os casos com um só ponto de alimentação, nomeadamente o elemento rectangular (quase quadrado) com excitação na diagonal e o elemento quadrado com os dois vértices opostos cortados e excitação central [1]. Também se analisou o elemento quadrado com dois pontos de excitação com linha impressa ligada aos lados adjacentes perpendiculares.

A análise e projecto foram realizadas a partir dos resultados fornecidos pelo programa ENSEMBLE [2]. Trata-se de uma ferramenta de projecto assistido por computador desenvolvida a partir de um modelo rigoroso de estruturas planas impressas. O modelo utiliza uma formulação baseada numa equação integral de corrente e na sua resolução pelo método dos momentos [3].

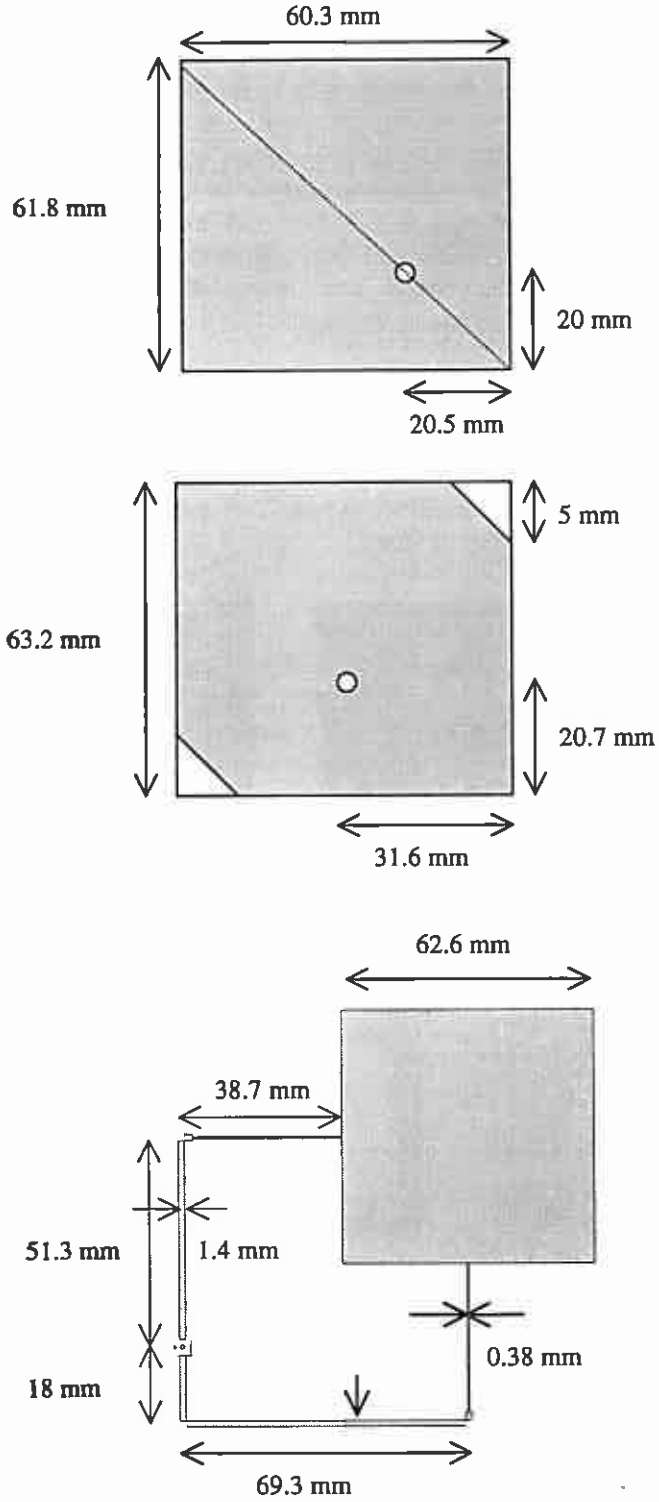


Figura 2 Dimensões dos elementos impressos

Utilizou-se o substrato RT/Duroid 5880 (ε_r = 2.20) com 1.57 mm de espessura. As dimensões dos elementos impressos estão indicadas na figura 2.

Na figura 3 estão representados os factores de reflexão à entrada das antenas para as três configurações analisadas. Como se pode verificar a antena com os dois pontos de alimentação é a que está melhor adaptada e apresenta maior largura de banda.

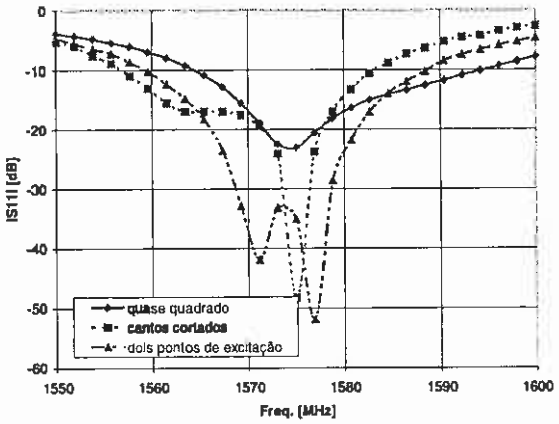


Figura 3 Factor de reflexão à entrada das antenas

A relação axial (RA) pode ser definida como [4]

$$RA = \frac{1+P^2+\sqrt{1+P^4+2P^2\cos(2\phi)}}{1+P^2-\sqrt{1+P^4+2P^2\cos(2\phi)}} \qquad (1)$$

onde P representa a amplitude da razão de polarização que é dada por E_θ/E_φ, e Φ é a diferença de fase entre estas mesmas componentes ortogonais. Para o caso de polarização circular tem-se AR = 1 (0 dB). Valores elevados de AR correspondem a ondas muito distantes da polarização circular.

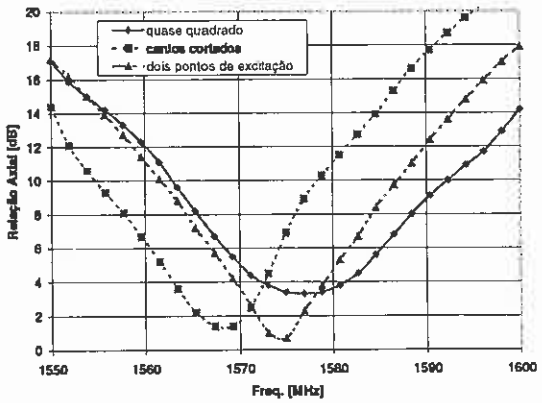


Figura 4 Relação axial na direcção de radiação máxima

Na figura 4 está representada a relação axial, na direcção de radiação máxima, prevista teoricamente para as três configurações analisadas. Também do ponto de vista de polarização a antena impressa com dois pontos de excitação é a que garante melhor desempenho. De facto a relação axial é quase 0 dB a 1575 MHz e mantem-se abaixo de 5 dB entre aproximadamente 1568 MHz e 1580 MHz.

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Atendendo aos resultados teóricos obtidos com o simulador ENSEMBLE a antena constituida pelo elemento quadrado com dois pontos de excitação com linha impressa ligada aos lados adjacentes perpendiculares foi selecionada para fabrico. Utilizou-se o processo fotolitográfico convencional para fabrico de circuitos impressos. Na figura 5 está representado o protótipo fabricado.

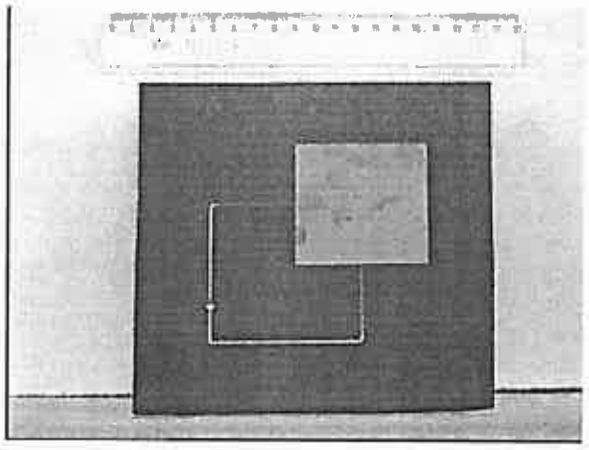


Figura 5 Fotografia do protótipo fabricado

Procedeu-se à medição da impedância de entrada e do diagrama de radiação do elemento fabricado. O factor de reflexão à entrada foi obtido com o analisador de redes vectorial HP 8720. O resultado está representado na figura 6. Verifica-se uma concordância razoável entre resultados teóricos e experimentais. A diferença mais significativa ocorre na zona onde as simulações prevêm um factor de reflexão muito pequeno. A largura de banda onde o factor de reflexão está abaixo de –10 dB é cerca de 22 MHz (1.4%). As simulações indicam uma largura de banda de 29 MHz (1.8%).

Procedeu-se à medição do diagrama de radiação nas frequências de 1570 MHz, 1575 MHz e 1580 MHz. As medidas foram efectuadas no sistema de medidas de antenas da Secção de Propagação e Radiação do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores do Instituto Superior Técnico. Trata-se de um sistema de medidas constituido por uma câmara anecóica e pelo correspondente equipamento de controlo e aquisição.

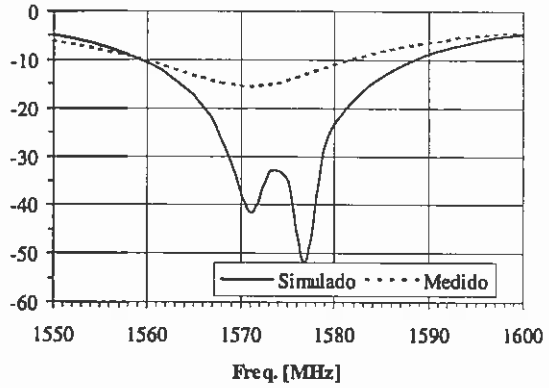


Figura 6 Factor de reflexão à entrada do elemento

Na figura 7 estão representadas respectivamente a antena em teste e a corneta padrão montadas nas torres de suporte do sistema de medida.

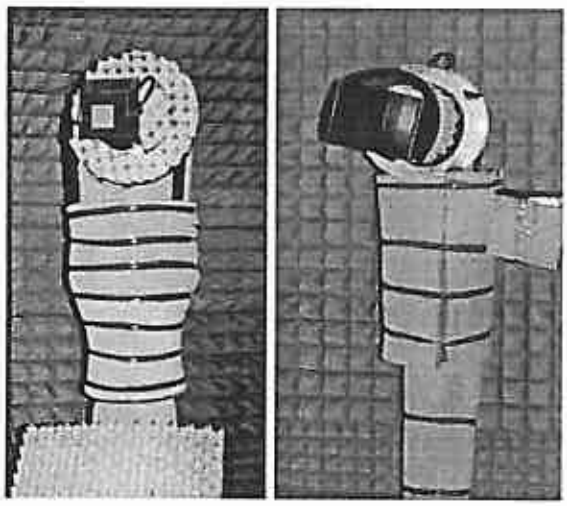


Figura 7 Antena em teste e corneta padrão no interior da câmara anecóica

Cortes nos planos P1 e P2 do diagrama de radiação a 1575 MHz estão representados na figura 8. Os planos P1 e P2 são perpendiculares ao plano da antena e contém as direcções definidas pelas linhas impressas de alimentação. Como se pode verificar os diagramas de radiação são razoavelemente simétricos e pouco directivos nos dois planos. Todo o hemisfério superior, com excepção de cerca de 20 graus acima do horizonte, é coberto com um nível de radiação acima de –10 dB do máximo. Na tabela 1 estão representadas as larguras de feixe nos planos P1 e P2.

Table 1 Larguras de feixe do diagrama de radiação

Larguras de Feixe [Grau]	Plano P1	Plano P2
- 3 dB	70	70
- 5 dB	105	110
-10 dB	160	140

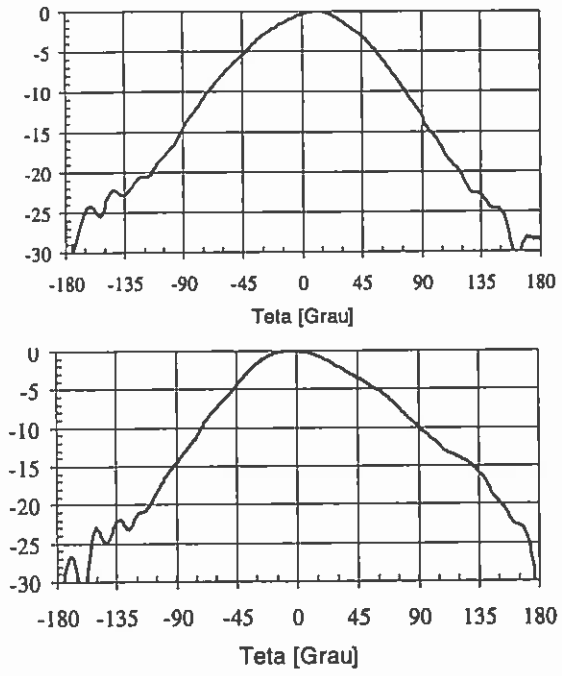


Figura 8 Diagramas de radiação nos planos P1 e P2

Na figura 9 faz-se a comparação entre resultados teóricos e experimentais da relação axial, na direcção de máximo, em função da frequência. Verifica-se uma boa concordância.

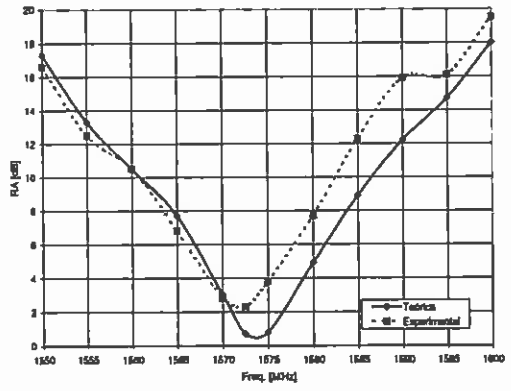


Figura 9 Relação axial em função da frequência

Na figura 10 está representada a relação axial, no plano P1, em função do ângulo θ (ângulo medido a partir da direcção perpendicular ao plano da antena), para a frequência de 1575 MHz. Tal como esperado e previsto teoricamente verifica-se uma notável degradação da relação axial com o afastamento da direcção de radiação máxima. Para $|\theta| < \alpha_{-3\ dB}/2$ tem-se RA < 5 dB. No entanto para $|\theta| < \alpha_{-10\ dB}/2$ tem-se RA < 13 dB o que corresponde já a uma grande desadaptação de polarizações.

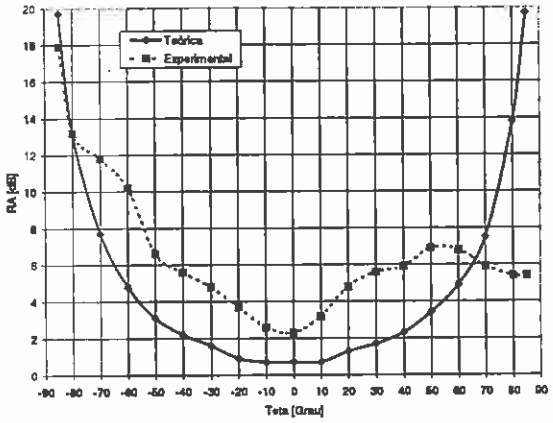


Figura 10 Relação axial no plano P1 (f = 1575 MHz)

CONCLUSÕES

Nesta comunicação descreve-se o projecto, fabrico e teste de uma antena impressa quadrada para utilização num receptor de GPS em 1575 MHz. Analisam-se três configurações simples diferentes. Duas com um só ponto de alimentação e uma com dois pontos de alimentação. A análise e o processo de optimização for a m baseados nos resultados de um programa de simulação numérica que resolve a equação integral de corrente pelo método dos momentos. Verifcou-se que o elemento com dois pontos de alimentação está melhor adaptado, tem banda mais larga e melhor relação axial. Este elemento foi fabricado utilizando o processo fotolitográfico convencional. Procedeu-se à medição da impedância de entrada e do diagrama de radiação. Verificou-se, de uma forma geral, uma boa concordância entre resultados experimentais e previsões teóricas. O protótipo fabricado proporciona uma cobertura quase completa do hemisfério superior. Excluem-se aproximadamente os 20 graus acima do horizonte. A polarização circular degrada-se para direcções afastadas da perpendicular ao plano da antena.

REFERÊNCIAS

1. P. S. Hall, "Review of Techniques for Dual and Circularly Polarised Microstrip Antennas" em *The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, editado por D. M. Pozar and D. H. Schaubert, IEEE Press, Nova York, 1995.
2. *ENSEMBLE, Design, Review, & 1D Array Synthesis*, Version 5.1, User's Guide, Ansoft Corporation, E. U. A., Janeiro de 1998.
3. J. R. Mosig, "Arbitrarily Shaped Microstrip Structures and their Analysis with a Mixed Potential Equation", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 36, pp. 314-323, Fevereiro de 1988.
4. C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2ª edição, John Wiley, Nova York, 1997.

Tetra - Standard digital para redes de rádio com recursos partilhados

Amioto Costa
Novondex-Telecomunicações e Electrónica, LDA.
Av. Gomes Ferreira N°11- Salas 32-34
1495- Algés

REDES DE RECURSOS PARTILHADOS

Os primeiros sistemas de rádio serviam grupos fechados, eram analógicos, modulação FM e canal aberto. Estes sistemas foram evoluindo para sistemas mais complexos com utilização de sinalização para permitir chamadas selectivas e posteriormente, para permitir maior tráfego e/ou estender as áreas de cobertura, foram utilizados sanners e sistemas de votação. A separação entre grupos diferentes de utilizadores era feito por divisão de frequência, visto que cada grupo tinha a ou as suas frequências. A interligação de utilizadores pertencentes a grupos com frequências diferentes só era possível através de um processo manual com a intervenção do operador. O crescimento destas redes começou a levantar alguns problemas nomeadamente na disponibilidade de espectro. A simples distribuição fixa de grupos de utilizadores por frequências era extremamente ineficiente. Para manter um determinado grau de qualidade que se mede em termos de tempo médio de espera na hora de maior tráfego, eram necessários cada vez mais canais embora estes estivessem livres uma grande parte do tempo .
Para aumentar a eficiência na utilização dos canais sem degradar a qualidade de serviço apareceram sistemas de concentração de canais onde estes recursos estavam disponíveis para todos, sendo atribuídos quando solicitados. Estes sistemas são conhecidos como de recursos partilhados ou "trunking".

Princípios de funcionamento

A introdução de sistemas trunking em comunicações por rádio trouxe necessariamente um aumento de complexidade no sistema de sinalização, processamento e gestão. A utilização das facilidades de processamento cada vez mais sofisticadas permitiu ainda a introdução de novas facilidades, utilizando a mesma infra-estrutura, nomeadamente serviços de dados em conjunto com o sistema de sinalização ou independente dele.
Apareceram vários sistemas proprietários utilizando estes princípios. Todos os grandes fornecedores tinham sistemas proprietários para oferecer que tinha a grande desvantagem de serem incompatíveis entre eles. Se se optava por um desses sistemas o operador ficava "amarrado" ao fornecedor quer em termos de infra-estrutura quer em termos de terminais.

Em finais da década passada apareceram na Inglaterra um conjunto de especificações que visavam definir um sistema aberto de sinalização para sistemas trunking, especificações essas que tiveram uma grande aceitação e se estenderam para toda a Europa. Ficaram conhecidas por Sistemas Trunking MPT13XX.
Embora nos próximos parágrafos se aborde concretamente os sistemas MPT13XX em termos gerais os mesmos princípios se aplicam aos sistemas proprietários atrás referidos. A primeira grande diferença em relação aos sistemas convencionais foi a utilização de um canal comum dedicado para a troca de sinalização entre o sistema e todos os utilizadores. A este canal chamou-se canal de controle sendo os restantes chamados canais de tráfego. O canal de controle(CC) é um canal de dados aos quais todos os terminais estão ligados quando em repouso e através do qual se trocam informações relativas aos procedimentos de estabelecimento de chamadas de entrada e saída. É ainda através do CC que são veiculadas informações relativas às mensagens de estado e mensagens de texto com até 184 bits. O sistema permite, ainda que de uma forma limitada, a interligação dos terminais móveis à rede PSTN.O CC funciona a 1200 bits/s sendo os dados modulados em FFSK numa sub-portadora de áudio antes da modulação na portadora final de RF. A transmissão dos dados no CC é feita de forma síncrona no sentido descendente e assíncrono no sentido ascendente. A forma de acesso no sentido ascendente é numa configuração "slotted Aloha" como uma estrutura de tramas de dimensão variável mas múltipla da unidade básica de 128 bits e duração de 106,7 ms.
A segunda diferença em relação aos sistemas convencionais diz respeito ao modelo utilizado para cálculo do tráfego. Enquanto que os sistemas convencionais se baseavam num sistema de perda, ou seja uma chamada que encontrava o canal ocupado era simplesmente perdida, nos sistema trunking quando uma chamada encontra o canal ocupado ela é colocada numa fila de espera sendo posteriormente processada quando os recursos necessários ficarem disponíveis, modelo Erlang-C.
A terceira diferença em relação aos sistemas convencionais diz respeito à existência de uma base dados central de assinantes permitindo desta maneira implementar um sistema flexível com várias estações de cobertura. Quando um assinante se desloca para fora do sua estação de cobertura informa ao controlador central da sua nova posição facilitando desta maneira o encaminhamento das chamadas de entrada e permitindo fazer chamadas de saída fora da sua área.

A transmissão de dados em redes trunking MPT1327 pode ser feito de 2 maneiras. A primeira, já referida anteriormente, faz-se utilizando a capacidade de transmissão de dados do canal de controlo. É só utilizada para mensagens curtas até 184 bits. A segunda via é realizada através de um terminal de dados DTE ligado directamente ao rádio através de uma porta série e comunicando com este via protocolo MAP 27. Esta norma define as regras para o estabelecimento de uma chamada, transferência de dados e controlo do rádio pelo DTE. Para a transferência de dados utilizando um canal de tráfego será necessário adicionalmente um modem para rádio.

Os sistema trunking MPT 13XX têm sido utilizados quer como redes privativas de uma empresa quer como redes públicas. Em qualquer dos casos ela permite a configuração de grupos de utilizadores fechados e funcionalmente independentes uns dos outros . Apesar de funcionalmente independentes, os diferentes grupos utilizam recursos comuns aumentando significativamente a sua eficiência. A atribuição de recursos é feita centralmente e o seu dimensionamento obedece a critérios de qualidade definidos previamente.

Apesar de todas as facilidades de transmissão de dados que estes sistemas oferecem, a modulação é analógica, a qualidade do sinal não é constante variando conforme as condições de propagação e a localização geográfica.

DESCRIÇÃO DOS SISTEMAS TETRA

Introdução

Utilizando a experiência ganha no desenvolvimento das especificações do sistema móvel GSM, a organização europeia ETSI definiu as especificações para um sistema de rádio com recursos partilhados que englobasse serviços de voz e de dados e que servisse as organizações de utilidade pública nomeadamente serviços de segurança, emergência, transportes, etc., assim como grandes operadores públicos. À semelhança com o sistema GSM, as especificações são do domínio publico dando assim possibilidade aos utilizadores de escolher os fornecedores de terminais e aos operadores os fornecedores de infra-estrutura que melhor lhes servisse. As especificações básicas foram aprovadas em 1995.

O sistema Tetra utiliza uma estrutura de canais muito semelhante aos sistemas convencionais, nomeadamente canais de rádio com largura de 25 KHz, fornece todos os serviços básicos de voz que os sistemas de gerações anteriores forneciam, acrescenta algumas facilidades básicas nomeadamente a encriptação do áudio, o que é facilitado pelo facto do processamento deste ser digitalizado e adiciona facilidades opcionais, todas elas estandardizadas. Os serviços básicos de dados incluem as mensagens de estado, mensagens curtas com até 256 bytes, transmissão de dados em modo circuito dedicado com velocidades de 2,4 a 28,8 Kbits/s e o serviço de dados por pacotes.

O que torna o Tetra diferente do GSM? Em primeiro lugar o tempo de estabelecimento de uma chamada, inferior a 300 ms. Em segundo lugar as facilidades de chamadas de grupo que são uma exigência em determinados serviços. Além destas 2 diferenças básicas podem ser numeradas muitas outras a nível funcional sendo de salientar o funcionamento em modo directo sem utilização da infra-estrutura e uma maior eficiência em termos de utilização do espectro. Tem em comum com os sistemas trunking analógicos as facilidades normais de chamadas de grupo (embora a qualidade do áudio seja melhor e constante dentro da zona de cobertura), facilidades de interligação com redes telefónicas externas nomeadamente PSTN e ISDN e especialmente introduz inovações significativas em relação à interligação através de gateways aos vários serviços de dados existentes ou a criar. Suporta protocolos comuns como protocolo IP e o PPP.

Sendo um sistema aberto tem um conjunto de interfaces perfeitamente definidos nomeadamente:

Interface aéreo vulgarmente conhecido com "air interface" ou AI

Interface com equipamento periférico ou PEI

Interface entre sistemas ou ISI

Interface em modo directo ou DMO

Interface aéreo para modo de pacotes optimizado ou PDO.

Tetra Air Interface

O AI do Tetra corresponde aos três níveis mais baixos do modelo ISO/OSI ou seja os níveis físico, de ligação de dados e de rede. Na figura1 apresentamos uma representação do referido protocolo como definido pela ETSI [1].

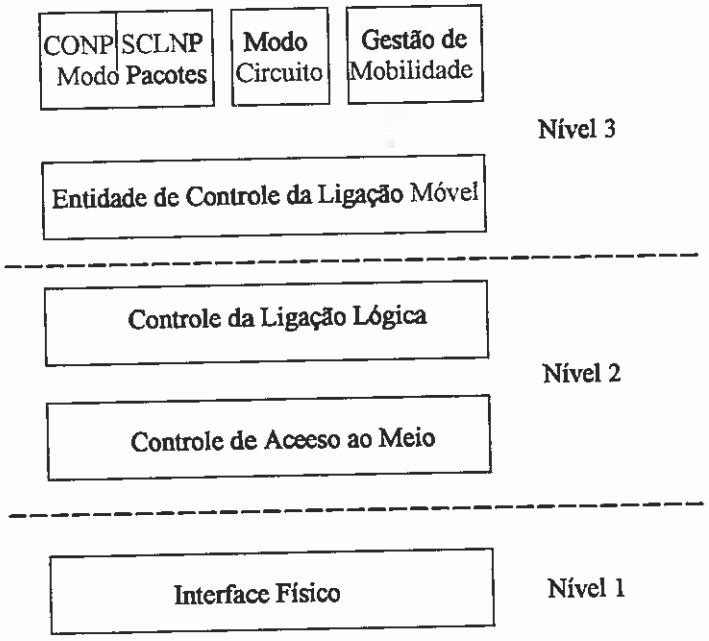


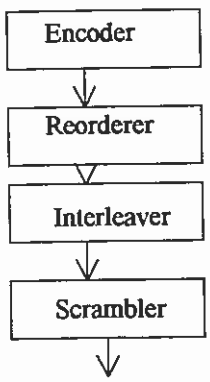
Figura1-Stack do protocolo do AI

O nível físico está encarregue das funções relacionadas com o equipamento de rádio nomeadamente a modulação e desmodulação, a comutação entre recepção e transmissão, a sintonia do canal, o envio da informação relacionada com a intensidade de campo medida, o sincronismo quer a nível de frequência quer a nível de símbolos e bursts, o controle de potência de emissão e finalmente as funções de criptografia.

O nível 2 do AI pode ser dividido em 2 sub-níveis nomeadamente o controle de aceeso ao meio ou MAC e o controle da ligação lógica ou LLC. O MAC faz a gestão do acesso ao canal de rádio assim como dos seus recursos nomeadamente a codificação do canal, o sincronismo a nível das tramas, a construção das multitramas e hipertramas, os procedimentos para acesso aleatório, a multiplexagem e desmultiplexagem dos canais lógicos, as medidas de BER e BLER, a monitorização da célula que está a utilizar e das células vizinhas, gestão da potência do emissor, estabelecimento da frequência e time slot TS de acordo com a informação recebida do nível 3, armazenamento da informação até ser transmitida, interligação com as fontes de informação ou seja com o Codec da voz ou fonte de dados em modo circuito. O sub-nível LLC controla as ligações lógicas entre a estação móvel, MS, e a estação base, BS, garantindo o fluxo de informações de controle quer na ligação básica que não necessita de ser estabelecida e utiliza mensagens singulares com protecção simples contra erros, quer na ligação avançada que é estabelecida a pedido, permite a segmentação das mensagens e tem uma protecção estendida contra erros .

O nível 3 coordena os procedimentos a nível da rede através da discriminação de protocolos, gestão de identidades, selecção da qualidade de serviço, gestão de mobilidade, registo e autenticação, selecção da rede, serviço de mensagens curtas, SDS , processamento dos pacotes de dados quer com o protocolo de rede orientado para uma ligação virtual, CONP, quer com o protocolo de rede orientado para uma transação sem ligação virtual, CLNP.

A figura 2 [2] representa uma configuração de referência para o rádio nele se podem do ver as suas partes constituintes do ponto de vista funcional.



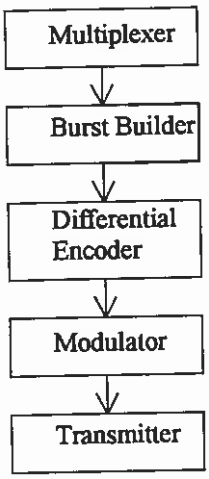
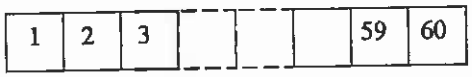


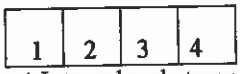
Figura 2-Blocos funcionais do rádio

A figura 3 apresenta a estrutura de intervalos de tempo (time slots), tramas , multitramas e hipertramas [2]. O intervalo de tempo é dividido em 2 sub-intervalos cada um deles com 255 bits.



Hipertrama=60 multitramas=61,2 s

Multitrama=18 TDMA tramas=1,02 s



Trama TDMA=4 Intervalos de tempo=170/3 ms

Intervalo de Tempo=510 bits=85/6 ms

Figura 3-Estrutura TDMA do Tetra

Numa portadora de RF há 4 canais físicos correspondentes aos 4 intervalos de tempo, TS, transportando informação, que irá modular a portadora, a uma velocidade de 36 Kbit/s. Os canais físicos poderão ser utilizados como canais de controle, como canais de tráfego ou não estarem atribuídos. Um mesmo canal físico utilizará sempre o mesmo TS na trama TDMA. O conteúdo do TS é transportado num burst que quando construído é constituído por 255 símbolos onde cada símbolo tem dois bits consecutivos dos 510 bits que constituem um TS. Quando um burst é transmitido é acrescentado no início um símbolo adicional sem significado e que serve como referência de fase no modulador diferencial. Existem 8 tipos diferentes de bursts havendo diferenças no número de símbolos e nos

atrasos provocados pelo período dedicado à linearização do amplificador de potência. Alguns dos bursts contêm informações especiais para ajuste de fase e/ou para correcção de frequência assim como sequências de treino para sincronismo do próprio burst.

Do ponto de vista lógico existem dois tipos de canais nomeadamente canais de tráfego ou TCH e canais de controle ou CCH. Os canais de tráfego são utilizados para transporte da voz ou de dados em modo circuito. Neste último caso podem funcionar a velocidades de 7,2 Kbit/s, 4,8 Kbit/s ou 2,4 Kbit/s dependendo do grau de protecção que se pretende. Havendo necessidade de maiores velocidades poder-se-ão associar varias TS e atingir velocidades até 28,8 Kbit/s. Existem 5 tipos diferentes de canais de controle conhecidos como de Difusão ou BCCH, de linearização ou LCH, de sinalização ou SCH, de atribuição de acesso ou AACH e no canal de tráfego ou STCH.

O AACH transporta indicações referentes ao tipo de utilização de cada canal fisico, o STCH está associado a cada canal de tráfego utilizando mesmo alguns bits deste, o BCCH é apenas na direcção base-móvel podendo difundir informações da rede BNCH ou de sincronismo BSCH. O LCH pode ser em qualquer das 2 direcções independentemente e portanto são 2 canais CLCH na direcção MS-BS e BLCH na direcção BS-MS. O SCH diz respeito a 3 tipos de canais, SCH/F bidirecional ,SCH/HD na direcção BS-MS e SCH/HU na direcção MS-BS.

A modulação é feita a 36 Kbit/s utilizando um modulador $\pi/4$-DQPSK. Desta maneira se consegue uma redução significativa dos lóbulos laterais. Como se referiu anteriormente cada dois bits consecutivos definem um símbolo, estes estão numerados de 1 a n ,S(1) a S(n),sendo n o último no burst, introduzindo-se sempre no início do burst um símbolo com a ordem 0 para servir como referência de fase. Assim sendo $1 <= k <= n$ um símbolo no burst resultante da codificação diferencial teremos

$S(k)=S(k-1).e^{jD\Phi(k)}$

$S(0)=1$

Onde $D\Phi(k)$ toma os seguintes valores conforme os valores dos dois bits que constituem o símbolo s(k):

Bit impar	Bit par	$D\Phi(k)$
1	1	$-3\Pi/4$
0	1	$+3\Pi/4$
0	0	$+\Pi/4$
1	0	$-\Pi/4$

A expressão do sinal modulado no domínio do tempo é dado por:

$S(t)=Re[s(t).e^{j2\pi ft+\phi}]$

Onde f é a frequência da portadora, s(t) é o sinal modulado dado por:

$s(t)=\Sigma\ S(k).g(t-t_i)$ para i=0 até k e onde k é o número máximo de símbolos, T a duração do símbolo, $t_k=kT$ o tempo correspondente ao símbolo s(k) e g(t) ao sinal obtido pela transformada inversa de Fourrier do espectro definido pelo coseno erguido cuja expressão é:

$|G(f)|= 1$ se $0 <= |f| <= (1-\alpha)/2T$

$= SQRT[0,5.(1-sen(\pi(2.|f|.T-1)/2.\alpha))]$ se $(1-\alpha/2T) < |f| <= (1+\alpha)/2T$

$=0$ se $|f| >= (1+\alpha)/2T$

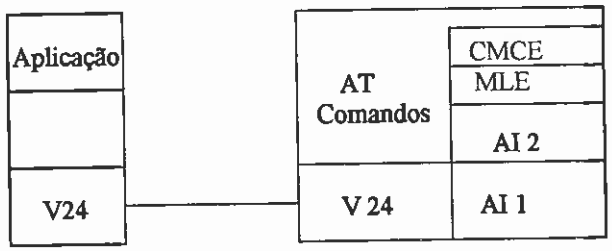
O valor da factor α de "roll-off"que determina a largura da banda de transmissão é de 0,35.

A codificação e o controle de erros é feita a nível de cada canal lógico obtendo-se níveis de protecção diferentes conforme as respectivas necessidades. Por exemplo, o canal lógico TCH quando utilizado em modo circuito para transmissão da dados, dependente do nível de transmissão pode ter velocidades de 2,4 Kbit/s,4,8 Kbit/s ou /,2 Kbit/s.

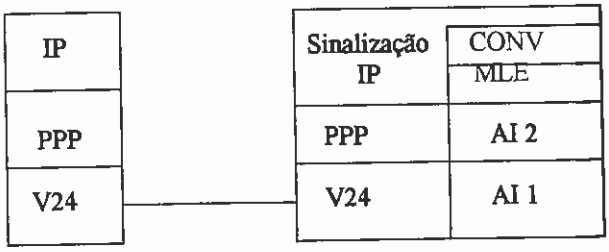
Interface PEI

Este interface permite a interligação de um terminal de dados a uma unidade móvel ou a uma estação fixa e através dele aceder a`rede Tetra. Através deste interface o DTE fica com possibilidades de controlar não só as chamadas de dados em modo circuito ou em modo pacotes como até as próprias chamadas de voz. Assim existem três modos de funcionamento deste interface nomeadamente Comandos AT, PPP/Dados em Pacotes e PPP/controle remoto do rádio. No modo comandos AT pode-se aceder aos serviços de mensagens de estado, mensagens curtas em texto livre ou SDS e à própria configuração do rádio.

A figura 4 representa o funcionamento do protocolo em cada um dos modos. O nível fisico é sempre V24.



Modo Comandos AT



Modo IP

Figura 4- Interface PEI

No terceiro modo de funcionamento o protocolo IP é substituído pelo protocolo TNP1 permitindo o controle remoto do rádio.

CONCLUSÔES

As redes Tetra deixaram de existir apenas nas especificações e começaram a ser uma realidade. Até 1997 a nível piloto e depois disso começaram a aparecer em regime comercial. Algumas redes são privativas mas no horizonte Europeu já hà operadores públicos a investir neste tipo de redes com visto a vender serviços a grupos fechados de utilizadores. Muitas das especificações do sistema Tetra ainda estão em desenvolvimento outras foram aprovadas nos últimos 3 meses e a sua implementação ainda não está disponível a nível comercial.

O sistema Tetra prevê desde o início a possibilidade de interligação com outros sistema quer Tetra quer não Tetra como PSTN, ISDN ou redes de Dados.

As especificações do Tetra PDO irão permitir uma rede de dados por pacotes a velocidades cada vez maiores e optimizados para transmissão via rádio.

REFERÊNCIAS

[1]-ETSI ETS 300 392 Tetra Voice plus Data, Part 1 - General Network Design

[2]-ETSI ETS 300 392 Tetra Voice plus Data, Part 2 - Air Interface (AI)

Análise do Comportamento e Evolução da Rede Banyan Aplicada ao Roteamento de Células ATM

Carlos Antônio Ruggiero
Universidade de São Paulo - USP
Instituto de Física de São Carlos
Av. Dr. Carlos Botelho, 1465 - São Carlos – CEP 13.560-300
Estado: São Paulo - Brasil
Telefone: (016) 273.9879 Universidade de São Paulo
(016) 672.9867 Residência
Email: toto@if.sc.usp.br

Angelo Cesar Colombini
Universidade de Franca - UNIFRAN
Av. Dr. Armando Salles Oliveira, 201 – CxP. 082
Estado: São Paulo - Brasil
Parque Universitário – Franca – SP – CEP 14.404-600
Telefone: (016)724.2211 – Fax – (016)722.0086
Email: angelo@unifran.br

Resumo: Nos últimos 10 - 15 anos a realização de *Multicast* em chaves ATM tem chamado a atenção de muitos pesquisadores, por ser este um requisito fundamental para dar suporte aos serviços das redes digitais integradas em banda larga (B-ISDN). Este trabalho apresenta os resultados obtidos em simulação de uma alteração na rede *Banyan* aplicada a estrutura de roteamento em uma chave ATM, onde uma separação quase que completa do tráfego *Unicast* e *Multicast* é obtida dentro da mesma estrutura de roteamento. Os resultados desta simulação levaram em conta os seguintes problemas: contenção de saída, ou seja, duas ou mais células com destino a mesma porta de saída chegam juntas ao estágio final da estrutura de roteamento; e disputa, ocasionada pelo fato de as redes *Banyan* possuírem apenas N^2 pontos de cruzamento, poderem levar células com destinos diferentes a disputarem o mesmo *link* de saída da MIN. Como a solução imediata para os problemas mencionados recaírem quase sempre na utilização de alguma estratégia de *buffer*, que trás como conseqüência imediata o aumento do custo da chave além de uma possível redução do seu *throughput* e a adição do problema do *head-of-line-blocking*, comuns em chaves que utilizam *buffers* de entrada ou internos à estrutura de roteamento. Os resultados obtidos através desta simulação permitem uma análise crítica da necessidade ou não de *buffer* em função da aplicação e do tipo de tráfego a que se destina a chave ATM.

1 Introdução

Redes Digitais de Serviços Integrados em Banda Larga (BISDN's), são esperados para suportar vários tipos de serviços, tais como voz, dados, teleconferencia, vídeo entretenimento e processamento de dados distribuídos. Muitas destas aplicações requerem conexões ponto-para-multiponto ou multiponto-para-multiponto. Isto torna imprescindível que a chave ATM suporte *multicast*.

Muitos pesquisadores vêm trabalhando com ATM, e sobretudo na busca de tornar mais eficiente o tráfego *multicast* nas chaves ATM. Alguns deles empregam a abordagem da duplicação de células, nas quais as células *multicast* são duplicadas e encaminhadas como células *unicast*, ao passo que, outros utilizam o compartilhamento de *buffer* na saída da estrutura de roteamento como uma forma de atender o *multicast* [1]. Com base nos métodos de replicação de pacotes utilizados, a arquitetura de chaves *multicast* pode ser divida em dois grandes grupos: O primeiro grupo chamado de árvore de *multicast* e o segundo grupo classificado como *broadcast* por [2].

As chaves baseadas no princípio árvore de *multicast*, consistem de dois estágios. Sendo o primeiro uma rede de cópia para a replicação de células e o segundo uma rede de roteamento com o propósito de conduzir as células *unicast* e cópias *multicast* para as saídas desejadas. A rede utilizada para cópia de células *multicast* se encontram no primeiro estágio da estrutura de roteamento. Sua função é realizar tantas cópias quantas forem necessárias para que o pedido *multicast* possa ser atendido. Seu inconveniente é o fato de que ela irá adicionar ao tráfego *unicast* as cópias feitas para atender os pedidos *multicast*, aumentando assim a probabilidade de colisão e a necessidade de se utilizar alguma estratégia de *buffer* ao longo da estrutura de roteamento. Outro ponto importante a considerar é a restrição ao número de células com destino a mesma porta de saída. Quando mais de uma célula tem como objetivo a mesma porta de saída, com certeza, uma situação de disputa ocorrerá em algum ponto da rede *Banyan*. Para solucionar este problema foram feitas várias propostas, como em [3-7].

Nas chaves *multicast* tipo *broadcast*, cada célula que entra na estrutura de roteamento é enviada em *broadcast* para todas as portas de saída. Um projeto muito conhecido e que emprega com muita propriedade este conceito é a MOBAS de [8], que nada mais é que uma chave *Knockout* modificada.

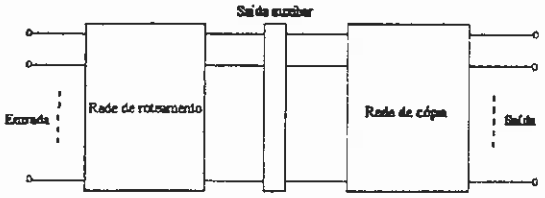


Figura 1: Diagrama em blocos da arquitetura básica proposta

Este artigo propõe uma arquitetura de chave de alta performance, que resolve muitos dos problemas anteriormente citados. A estrutura de roteamento utilizada é altamente modular, e propõe que a rede de cópia ocupe uma posição posterior a rede de roteamento. A figura 1 mostra um esquema em diagrama de blocos da arquitetura proposta, sugerindo que antes da realização das cópias das células destinadas a atender um pedido *multicast*, seja feito o roteamento das células *unicast*. A análise dos resultados provenientes da simulação, mostram que a probabilidade de perdas de células é facilmente controlada pela adição controlada do número de estágios de roteamento.

2 Arquitetura da chave

A arquitetura proposta como mostra a figura 2 é composta por elementos de chaveamento, *links* de roteamento e *links* de expansão. Células com mesmo destino podem seguir por rotas paralelas sem incorrer em qualquer disputa ao longo da estrutura de roteamento.

Uma rede *Banyan* como N entradas e N saídas (N x N). é definida como um conjunto em cascata de $n = log_2 N$ estágios de elementos de chaveamento (SE's). Cada SE possui d entradas e d saídas (d x d), com N/d SE's em cada estágio. A figura 2 mostra a arquitetura composta por N = 8, d = 2 e $\varepsilon = 2$ (expansão). Note que finalizando a rede de roteamento e iniciando a rede de cópia existe uma região chamada de saída intermediária, com o objetivo de dar vazão às células que atingiram a saída desejada. A região de saídas corresponde ao último estágio da rede de cópia e mais dois estágios decorrentes de $\varepsilon = 2$.

A arquitetura proposta pode ser dimensionada através do seguinte equacionamento: $n_r = log_2 N + \varepsilon/2$ (n_r número de estágios na rede de roteamento) quando ε for par e $n_r = log_2 N + (\varepsilon + 1)/2$ quando ε for impar; e na rede de cópia o número de estágios é dado por $n_c = log_2 N + \varepsilon$ (n_c número de estágios na rede de cópia); o total de estágios n será dado por $n = n_r + n_c$.

No primeiro bloco as células são roteadas através da rede *Banyan* como se fossem células *unicast*, sem que cópias de células *multicast*, acrescentem tráfego a rede. Neste bloco as células *unicast* disputam em cada *link* sua porta destino. Quando uma situação de disputa ocorre, a primeira tentativa é seguir pelo caminho auxiliar (paralelo a rota que seria ideal). Pode acontecer casos em que nem mesmo o caminho auxiliar esteja disponível. Neste caso, a

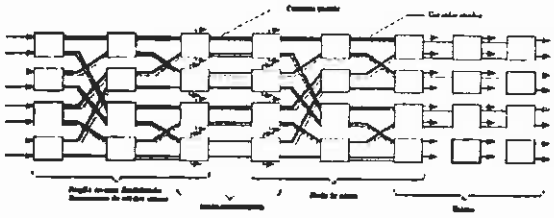


Figura 2: Diagrama em blocos da arquitetura proposta

célula é desviada para uma rota alternativa e só voltara a disputar seu *link* de saída no segundo bloco da estrutura de roteamento.

Os pontos que são considerados mais relevantes neste bloco é a flexibilidade na disputa por um *link* de saída, reduzindo a taxa de perdas de células a níveis próximos de zero. Outro ponto relevante é a ausência de cópias de células *multicast* congestionando a estrutura. O segundo bloco possui algumas características diferentes do primeiro. É nele que são feitas as cópias das células *multicast*, agora com o tráfego reduzido, devido a entrega de grande parte das células *unicast* terem ocorrido no primeiro bloco. As colisões recebem um tratamento diferenciado. Quando ocorre uma disputa por um determinado *link* de saída, a única alternativa é o caminho auxiliar, não sendo mais permitido o desvio para uma rota alternativa. Este bloco pode também ser chamado de bloco de convergência, pois as células necessariamente devem convergir para seus *links* de saída. Na impossibilidade de ser atendida, a célula será descartada.

Esta estrutura é totalmente modular e não utiliza *buffer* em seus *links* internos, permitindo um ganho considerável em performance e na redução dos custos. Neste trabalho não foi levado em conta o módulo de saída da chave, pois como as células deixam a estrutura de roteamento em pontos diferentes, ela tem como inconveniente a possibilidade da perda de seqüência, a qual precisa ser tratada no módulo de saída.

A figura 3 a seguir mostra uma representação em diagrama de blocos do módulo padrão e módulo de saídas auxiliares, utilizados no roteamento das células.

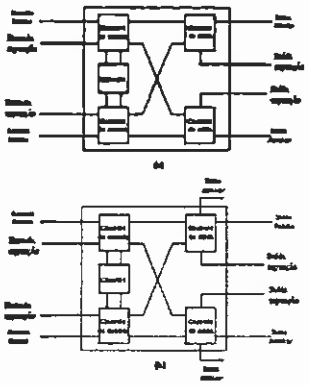


Figura 3: Representação em diagrama de blocos do módulo de roteamento padrão (a) e o módulo com saídas auxiliares (b)

3 Descrição do simulador

A figura 4 apresenta em diagramas de blocos as principais classes empregadas na composição do simulador, e a forma como elas se relacionam. As classes C_STATUS, C_CELULA e C_ATM tratam a célula ATM; a classe GERAENTRADA é a responsável pela geração dos dados de entrada; e as classes MODULO_HARDWARE, MODULO_HARD_DEF_ ENTRA_SAI e MODULO_HARD_MONTA_TAB_ROT compõem a estrutura interna do HARDWARE; e por fim a classe TAB_ROTEAMENTO reúne as três classes anteriores para formar a estrutura de roteamento proposta.

3.1 A célula ATM

A célula ATM é representada pelas classes C_STATUS, C_CELULA e C_ATM, conforme mostra a figura 5 a seguir. A classe GERAENTRADA e será a classe responsável pela geração dos dados de entrada. A forma como estas classes se relacionam será descrita a seguir:

a) Classe C_STATUS: é a responsável pela composição do cabeçalho da célula ATM, e pelo controle da conexão.
b) Classe C_CELULA: juntamente com a classe C_STATUS compõem o cabeçalho da célula ATM.
c) Classe CELULA_ATM: é derivada das classes C_STATUS e C_CELULA, e a responsável pela composição final da célula ATM e dos dispositivos de controle utilizados na simulação.
c) Classe GERAENTRADA: reúne todas as anteriores sendo a responsável pela geração dos dados de entrada.

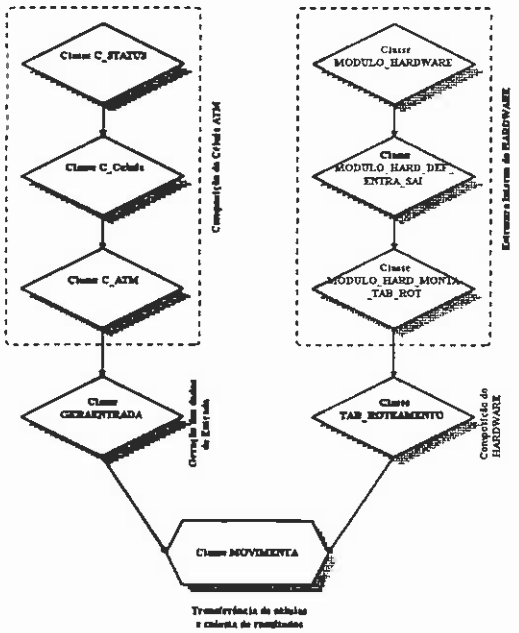


Figura 4: Diagrama de blocos do simulador

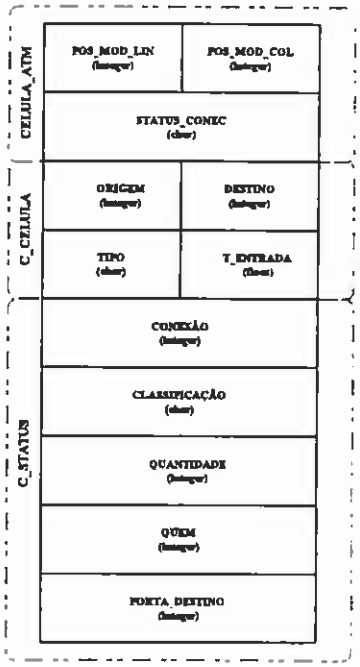


Figura 5: Representação da uma célula ATM utilizada para testes de simulação

3.2 O Hardware

O *hardware* que compõe a estrutura de roteamento é formado pelas classes MODULO_HARDWARE, MODULO_HARD_DEF_ENTRA_SAI e MODULO_ HARD_MONTA_TAB_ROT. A classe TAB_ ROTEAMENTO é a responsável pela composição da estrutura física do *hardware*, reunindo as classes anteriores. Estas classes se relacionam conforme o descrito a seguir:

a) Classe MODULO_HARDWARE: define o aspecto externo de cada módulo no interior da estrutura de roteamento.
b) Classe MODULO_HARD_DEF_ENTRA_SAI: a partir da posição e do número de portas entrada/saída estabelecidos na classe MODULO_HARDWARE, define-se quem são estas portas. A figura 6 a seguir mostra o módulo de chaveamento, visto como uma caixa preta, assinalando as entradas e saídas padrão e auxiliar.

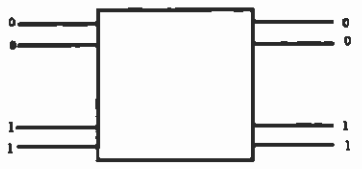


Figura 6: Visualização da duplicidade de rotas no módulo de comutação

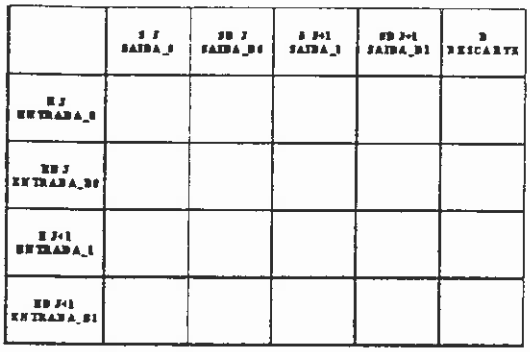


Figura 11: Tabela de roteamento interno a cada objeto do tipo MODULO_HARD_DEF_ENTRA_SAI, referência para o roteamento de células entre a porta

c) Classe MODULO_HARD_MONTA_TAB_ROT: esta classe monta uma tabela 4x5 (tabela de roteamento interno), na qual as possibilidades de rotas disponíveis para uma célula no interior do módulo de chaveamento estão mapeadas.

d) Classe TAB_ROTEAMENTO: é a classe que reúne todas as anteriores representando a estrutura de roteamento conforme figura 2 (representação esquemática das regiões da estrutura de roteamento).

3.3 A movimentação das células na estrutura de roteamento:

A movimentação das células e coleta de resultados ao longo da estrutura de roteamento é de responsabilidade da classe MOVIMENTA, que integra através de seus membros privados as duas hierarquias de classes descritas anteriormente, compondo desta forma as partes do simulador.

4 Simulação e análise dos resultados

A simulação foi dividida em duas partes sendo a primeira destinada a atender apenas pedidos *unicast* e a segunda, atendendo pedidos *unicast* e *multicast*. Cada unidade de simulação é composta por 11 arquivos totalizando 1.280.000 células ATM. A estrutura de roteamento empregada na simulação possui: 16 portas entrada/saída e $\varepsilon = 2$. Os resultados destas simulações foram agrupados em tabelas e gráficos para uma melhor visualização.

4.1 Simulação de células *unicast*: nesta simulação 100% das células úteis que percorrem a estrutura de roteamento são do tipo *unicast*. Não houve um controle dos dados gerados, a menos da conversão dos pedidos *multicast* para *unicast*.

As células perdidas nesta simulação, foram decorrentes de uma demanda excessiva de células com destino à mesma porta de saída em um mesmo ciclo.

No segundo grupo de simulação *unicast* foi imposta a condição de que todas as 16 entradas da estrutura de roteamento fossem submetidas a uma solicitação *unicast*.

Tabela 1: Simulação *unicast*: nesta simulação todos os pedidos multicast foram substituídos por pedidos *unicast*

Simulação	Células Geradas	Células Úteis	Sucesso	Perdas
1	16.000	4.979	4.979	0
2	32.000	9.865	9.865	0
3	48.000	14.809	14.809	0
4	64.000	19.771	19.770	1
5	80.000	24.749	24.749	0
6	96.000	29.624	29.624	0
7	112.000	34.648	34.648	0
8	128 000	39 470	39 469	1
9	144.000	44.456	44.456	0
10	160.000	49.452	49.452	0
11	400.000	123.561	123.561	0
Total	1.280.000	395.384	395.382	2

O objetivo desta simulação é submeter a estrutura de roteamento a um caso crítico, onde todas as suas portas, a todo instante estarão recebendo células. Por outro lado não houve restrição com respeito as portas de saída. Isto permitiu que em um mesmo ciclo houvesse um número elevado de células com destino a mesma porta de saída. É interessante observar o aumento no número de colisões ocasionados pela disputa de um mesmo *link* no interior da estrutura de roteamento.

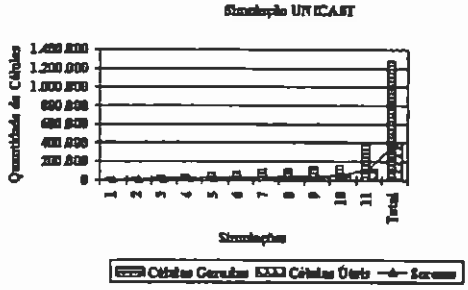


Figura 8: Simulação *unicast* livre do controle dos dados de entrada

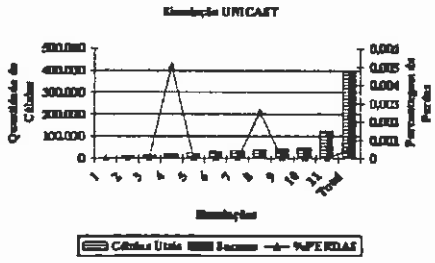


Figura 9: Perdas de células em relação ao total de células úteis

Tabela 2: Simulação *unicast*, considerando tráfego constante nas 16 portas da chave

Simulação	Células Geradas	Células Úteis	Sucesso	Perdas
1	16.000	16.000	15.976	24
2	32.000	32.000	31.975	25
3	48.000	48.000	47.952	48
4	64.000	64 000	63.925	75
5	80.000	80.000	79.950	50
6	96.000	96.000	95.927	73
7	112.000	112.000	111.901	99
8	128.000	128.000	127.927	73
9	144.000	144.000	143.755	245
10	160 000	160 000	159 777	223
11	400.000	400.000	399.628	372
Total	1.280.000	1.280.000	1.278.693	1.307

Embora a porcentagem de perdas de células tenha subido de 0,0005% para 0,1021%, o motivo detectado foi o mesmo, ou seja, uma quantidade excessiva de células com destino a mesma porta de saída no mesmo ciclo.

4.2 Simulação de células *multicast*: nesta simulação, as células que percorrem a estrutura de roteamento atendem a solicitações tanto *unicast* quanto *multicast*, não havendo controle prévio dos dados gerados. Isto permitiu que múltiplos pedidos *multicast* fossem atendidos em um mesmo ciclo. É interessante observar a grande quantidade de perdas de células ocasionado pelo aumento excessivo de células percorrendo a segunda parte da estrutura de roteamento (região de conversão), em função da grande quantidade de cópias de células *multicast* geradas.

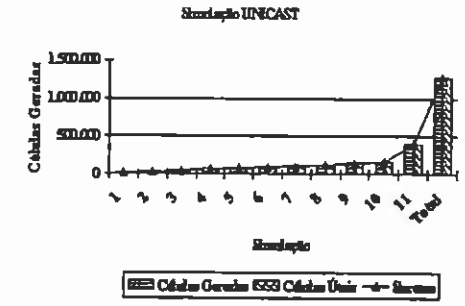


Figura 10: Simulação *unicast* tráfego constante em todas as portas da chave

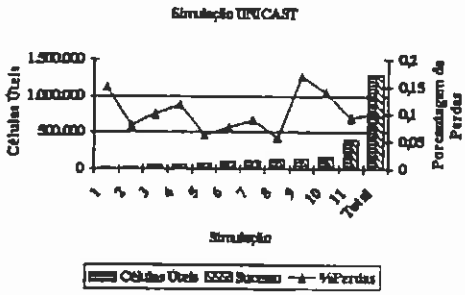


Figura 11: Porcentagem de perdas de células em relação a quantidade de células úteis geradas

Tabela 3: Simulação *multicast*, sem restrição por ciclo

Simulação	Células Geradas	Células UNICAST	Células MULTICAST	Células Filhas	Total de Células	Sucesso	Perda UNICAST	Perda MULTICAST
1	16 000	4 438	465	1 429	6.332	6 319	1	12
2	32 000	8 883	955	2 903	12.741	12.712	1	28
3	48.000	13.452	1.395	4.231	19.078	19.045	1	32
4	64.000	17.829	1 885	5 652	25.365	25.303	2	60
5	80.000	21 628	2 989	8 995	33.612	33.461	7	144
6	96.000	26.812	2 831	8 477	38.120	38.051	2	67
7	112.000	31.309	3 259	9 794	44.362	44 273	3	86
8	128 000	35 768	3 760	11 344	50 872	50 723	8	141
9	144 000	40 331	4 205	12 702	57.238	57 055	11	172
10	160.000	44.707	4 682	14.058	63.447	63.294	7	146
11	400 000	111 778	11 707	34 960	158.445	158.034	13	398
Total	1 280 000	356 934	38 133	114 545	509.612	508 270	56	1.286

Apesar da quantidade de células perdidas ter crescido, ela não foi decorrente dos pedidos *multicast* de uma forma direta, e sim da quantidade excessiva de pedidos *multicast* em um mesmo ciclo. Para se ter uma idéia, no pior caso constatado nesta simulação, de 12 entradas ativas na estrutura de roteamento 8 estavam destinadas a atender células *multicast*.

No segundo grupo de simulação *multicast* foi imposta a condição de que apenas um pedido *multicast* fosse aceito a cada ciclo. Outro ponto importante foi a imposição de que todo ciclo de simulação válido, necessariamente deveria conter uma solicitação *multicast*. Nenhuma restrição com respeito as portas de saída foi imposta. É interessante observar o aumento no número de células percorrendo a estrutura de roteamento e a redução de colisões tanto *unicast* quanto *multicast*, o que caracteriza a separação do tráfego *unicast/multicast*.

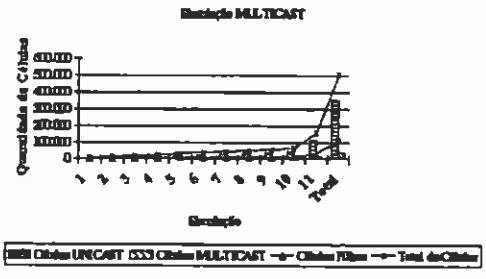


Figura 12: Restrição de pedidos *multicast* por ciclo

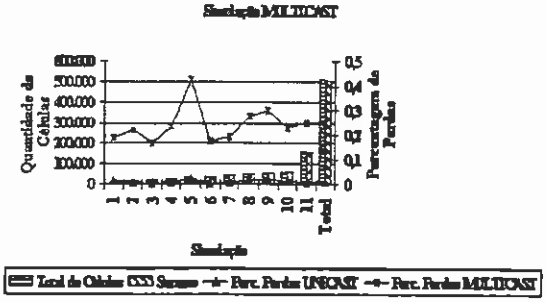


Figura 13: Porcentagem de perdas de células em relação ao total de células úteis

Tabela 4: Simulação *multicast* impondo que um e somente um pedido *multicast* esteja presente em cada ciclo

Simulação	Células Geradas	Células UNICAST	Células MULTICAST	Células Filhas	Total de Células	Sucesso	Perda UNICAST	Perda MULTICAST
1	16.000	3.867	998	3.021	7.886	7.886	0	0
2	32.000	7.728	1.994	6.014	15.736	15.736	0	0
3	48.000	11.456	2.988	8.985	23.429	23.429	0	0
4	64.000	15.599	3.993	11.998	31.590	31.590	0	0
5	80.000	19.455	4.981	14.976	39.412	39.412	0	0
6	96.000	23.281	5.986	17.952	47.219	47.219	0	0
7	112.000	27.170	6.974	21.042	55.186	55.186	0	0
8	128.000	30.958	7.979	23.920	62.857	62.857	0	0
9	144.000	34.542	8.973	26.874	70.389	70.389	0	0
10	160.000	38.732	9.974	29.972	78.678	78.678	0	0
11	400.000	96.793	24.921	74.923	196.637	196.635	2	0
Total	1.280.000	309.581	79.761	239.677	629.019	629.017	2	0

Esta simulação vem constatar as observações feitas na simulação anterior. Embora o número de células que percorrem a estrutura tenha crescido de 509.612 para 629.019, o total de células perdidas baixou de 1.342 para 2 células. E a outra constatação importante foi que as células *unicast* em função de sua vazão no primeiro estágio da estrutura de roteamento não interferem no roteamento das células *multicast*.

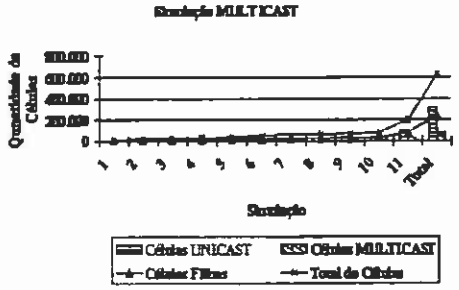


Figura 14: Simulação *multicast* atendendo uma solicitação por ciclo

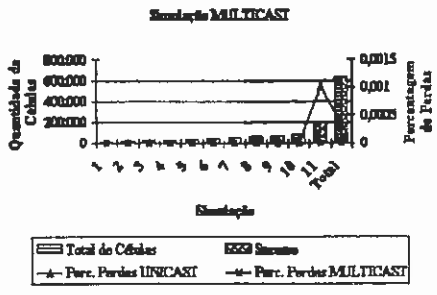


Figura 15: Porcentagem de perdas em relação ao total de células úteis

5 Conclusão

Os resultados da simulação indicam que a estrutura de roteamento embora flexível é ainda fortemente dependente dos dados de entrada.

As saídas auxiliares nas colunas 3 e 4 permitem um intenso escoamento das células *unicast*. A cópia das células *multicast* no segundo estágio da estrutura de roteamento garante uma reduzida taxa de perdas, pouco influindo no tráfego das células *unicast*.

O gerador randômico utilizado na geração dos dados de entrada não condiz com a realidade do tráfego na qual uma chave ATM será submetida. Além disso, se mostrou "muito viciado", com relação a geração das portas de saída e o tipo de célula, o que de uma certa forma acabou sendo muito interessante, pois submeteu a estrutura de roteamento a testes muito mais rigorosos do que aqueles que se conseguiria com os valores esperados na prática.

Um ponto interessante a ser considerado na estrutura de roteamento é o fato de ser ela toda construída com elementos simples. A ausência de *buffer*, além de reduzir os custos, reduz também a complexidade dos mecanismos de gerenciamento e controle, aumentando o *throughput*.

Sendo assim, os resultados apontam para uma estrutura robusta que, com muito pouco controle pode levar a taxa de perdas de células a valores muito próximos de zero senão zero, é o que se pode constatar nas tabelas 1 e 4.

6 Referências

[1] PRYCKER, M. de *Asynchronous transfer mode solution for broadband ISDN*. 2. Ed. New York: Ellis Horwood, 1994.

[2] CHAN, S. K. et al. Clos-Knockout: a large-scale modular multicast ATM switch, *IEICE Trans. Commun.*, v. E81-B, n. 2, p. 120-137, Feb., 1998.

[3] OBARA, H. Design of a multistage self-routing switch with a distributed cell sequence control, *Electronics and Communications in Japan*, part 1, v. 73, n. 10, p. 14-27, Sep., 1990.

[4] COPPO, P. et al. Optmal cost/performance design of ATM switches, *IEEE/ACM Transactions on Networking*, v. 1, n. 5, p. 566-575, Oct., 1993.

[5] BYUN, J. W., Lee, T. T. The design and analysis of an ATM multicast switch with adaptative traffic controller, *IEEE/ACM Transactions on Networking*, v. 2, n. 3, p. 288-298, Jun., 1994.

[6] TURNER, J., Yamanaka, N. Architectural choices in large scale ATM switches, *IEICE Trans. Commun.*, v. E81-B, n. 2, p. 120-137, Feb., 1998.

[7] URUSHIDANI, S., et al. A hig-performance multicast switch and its feasibility study, *IEICE Trans. Commun.*, v. E81-B, n. 2, p. 284-296, Feb., 1998.

[8] CHAO, H. J., Choe, B. S. Design and analysis of a large-scale multicast output buffered ATM switch, *IEEE/ACM Transactions on Networking*, v. 3, n. 2, p. 126-138, Apr., 1995.

Sessão de Posters I

Poster Session I

Controlo de Sistemas Distribuídos usando Redes de Petri de Alto Nível e Agentes Móveis

Nuno Santos A. Walter Colombo
Grupo de Sistemas Robóticos e CIM, DEE - FCT - UNL
Quinta da Torre, 2825-114 Monte de Caparica
telef.:2948519 e-mail: wc@uninova.pt

SUMÁRIO

O desenho, análise, validação e implementação do controlo de sistemas distribuídos deve incluir tanto as especificações do próprio sistema distribuído como aquelas da lógica de controlo. Para concretizar estes objectivos propõe-se neste trabalho uma abordagem baseada no uso de Redes de Petri de Alto Nível. Recorre-se ao uso de Agentes Móveis como tecnologia de comunicação entre o sistema de controlo e os outros recursos do sistema distribuído.

INTRODUÇÃO

Um sistema distribuído possui um conjunto de características, tais como, a utilização de recursos partilháveis, a existência de funções síncronas e assíncronas entre componentes, etc. Tais características podem ser encontradas, por exemplo, em sistemas de comunicações, sistemas de computadores e sistemas de produção integrada [6]. Cada uma das fases de desenho, análise, validação e implementação do controlo deste tipo de sistemas é realizado actualmente de uma forma totalmente separada, o que origina erros normalmente gerados na fase de implementação do controlo, que geralmente devem ser corrigidos no local, o que gera perigo para os componentes do sistema distribuído e um aumento dos custos em tempo e dinheiro [8].

Em [4] é proposta uma nova metodologia para unir ambos os processos, nesta o desenho e implementação de sistemas de produção integrados e de seus sistemas hierárquicos de controlo, baseia-se no uso de Redes de Petri de Alto Nível (H-L-PN). Os resultados da aplicação de tal metodologia foram satisfatórios quando a implementação do sistema de controlo hierárquico se baseava num sistema de produção em pequena escala. Quando os sistemas de produção ou similares sistemas distribuídos crescem no número de componentes, a implementação centralizada do controlo lógico começa a perder eficácia em termos temporais, sobretudo na reacção ao aparecimento de problemas não previstos.

Neste trabalho os autores propõem duas extensões à metodologia mencionada em cima, com as quais se podem resolver os problemas aí citados (Figura 1):

1. Uma partição da topologia de controlo presente na Rede de Petri de Alto Nível, de acordo com as diferentes partições que se podem considerar na estrutura do sistema distribuído (mantendo todas as especificações do conjunto e gerando novas para cada parte).
2. A distribuição das partes da topologia de controlo a componentes da estrutura do sistema distribuído real, é implementada através de agentes móveis [10].

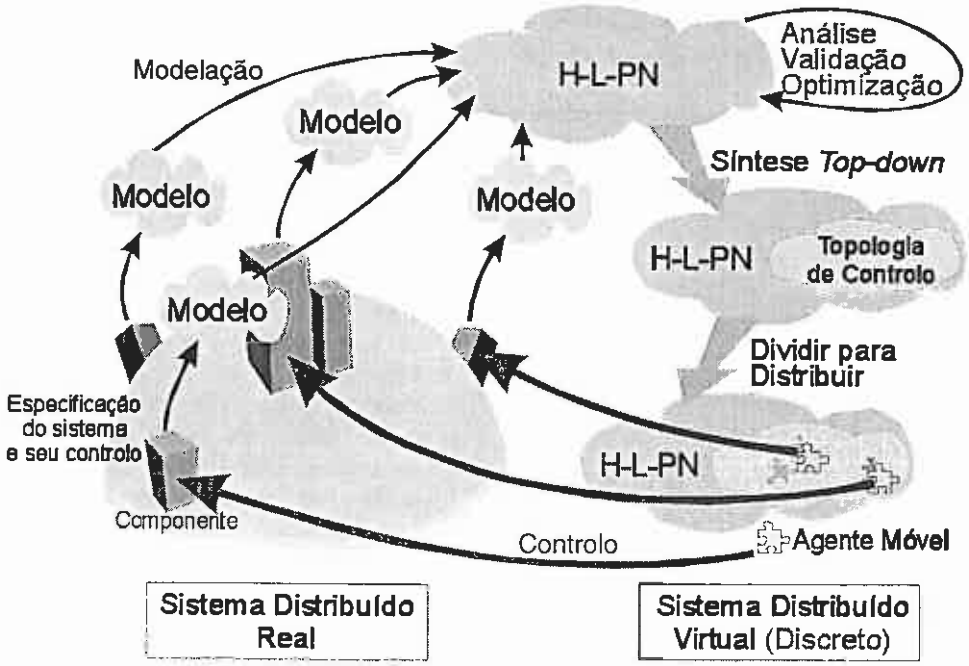


Figura 1 - Sistema Distribuído usando Redes de Petri de Alto Nível e Agentes Móveis.

DESENHO DO CONTROLO DISCRETO DE SISTEMAS DISTRIBUÍDOS

Realizar o controlo de um sistema distribuído, significa solucionar em tempo real os problemas típicos de operação de tais sistemas, caracterizados por situações de sincronização de operações, relações de concorrência e cooperação entre recursos, aplicação de prioridades, solução de conflitos transitórios, etc. [6].

A análise de ferramentas existentes no mercado, destinadas à geração de programas lógicos de controlo de Sistemas Distribuídos mostra a existência de um profundo desacoplamento entre a fase de desenho/programação e a fase de teste e optimização dos programas de controlo. Isto deve-se a que ambas as fases são desenvolvidas por departamentos distintos dentro da empresa dedicada à criação do software de controlo [4].

Em regra geral o software de controlo é testado e optimizado durante a implementação do sistema distribuído. A detecção e correcção de erros nesta fase geram riscos para os componentes do sistema distribuído, o que origina um acréscimo dos custos (Figura 2).

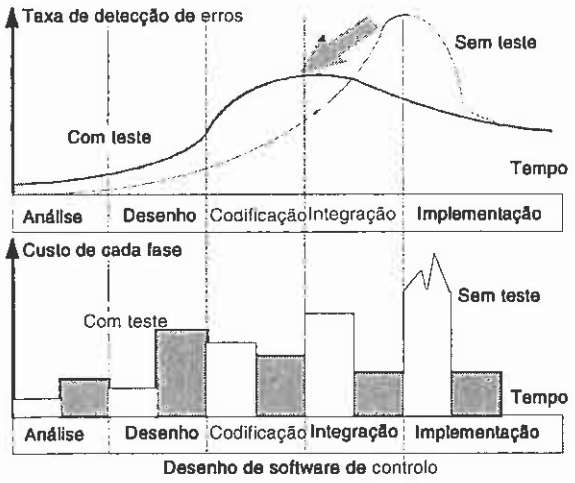


Figura 2: Detecção e correcção de erros em software de controlo.

Aplicação das Redes de Petri:

Uma tendência das empresas lideres de mercado, na criação de software de controlo de sistemas distribuídos, é a aplicação de novas ferramentas gráfico/matemáticas que permitam unificar a detecção e correcção de erros de programação na fase de desenho/programação. Isto é, durante o desenho do sistema lógico de controlo, as regras usadas garantem a qualidade do programa.

Neste trabalho propõem-se a aplicação como ferramenta gráfico/matemática uma extensão das Redes de Petri, com funcionalidades para desenhar e implementar sistemas de controlo discreto (Figura 3) [4].

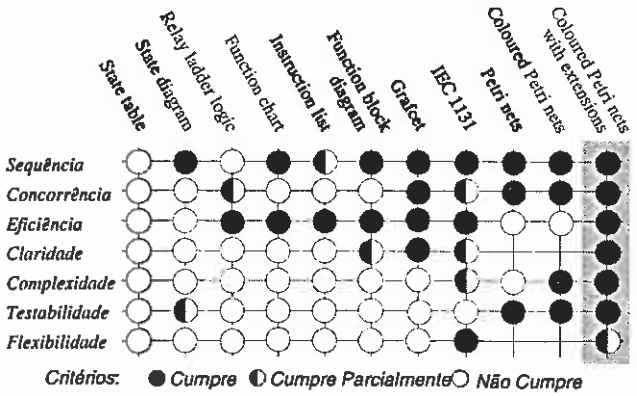


Figura 3: Selecção de ferramentas de desenho e programação de software de controlo.

As Rede de Petri, na sua versão original foram concebidas para desenho e analise de sistemas de computação e outros tipos similares de sistemas distribuídos. A sua estrutura gráfica, permite a representação de estados (através de lugares) e operações (com o uso de transições). A dinâmica destes sistemas é totalmente modelada através de marcas (tokens), que se deslocam através da rede [7], [11].

A topologia de uma Rede de Petri representa de uma forma intrínseca as características dos sistemas distribuídos que foram citados em cima, sobre uma forma gráfica. Mas, a maior potencialidade desta ferramenta reside na sua análise matemática. Pois existe um isomorfismo entre o gráfico e uma representação matricial do mesmo. A aplicação de conceitos de Álgebra Linear permite analisar a matriz representante de uma Rede de Petri. As propriedades das matrizes são analisadas e por meio de um processo de validação, pode-se encontrar as propriedades dos sistemas modelados. O processo resume-se da seguinte maneira: Cada especificação do sistema modelado pode ser validada através da análise da propriedade correspondente na matriz da Rede de Petri. A Figura 4 representa uma aplicação da metodologia mencionada em cima, para modelar, analisar e validar sistemas distribuídos com Redes de Petri [2], [3].

Quando os sistemas distribuídos em consideração, são de elevado tamanho, com muitos recursos inter-relacionados e muitas operações simultâneas, a aplicação de Redes de Petri, tal como são conhecidas na sua versão original, deixa de ser comportável. Visto o gráfico possui muitos nós, a topologia da rede deixa de ser interpretável e analisável através de meios informático comuns, em tempo útil. Uma forma de obviar tais desvantagens é a utilização de Redes de Petri de Alto Nível (H-L-PN), tais como as Redes de Petri Coloridas (CPN) [2], [5]. Neste tipo de redes, existe uma simplificação da topologia, menos nós, e uma ampliação da informação que contêm as marcas. Numa Rede de Petri generalizada [7], as marcas são simplesmente pontos negros ou números naturais. No caso das Rede de Petri Coloridas, as marcas são n-uplos cujas componentes representam informação relacionada com recursos, operações, componentes dos sistemas modelados, etc. A Figura 5 mostra um exemplo destes conceitos.

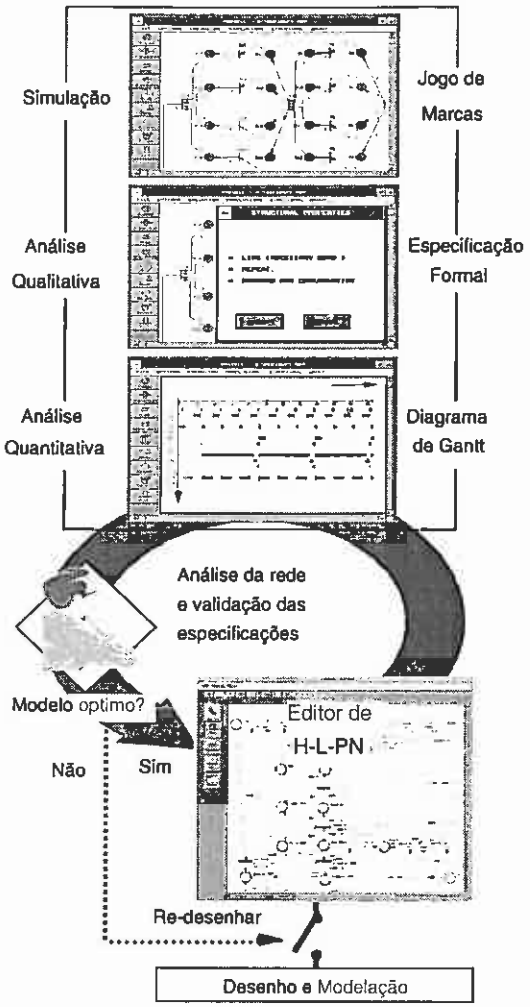


Figura 4: Aplicação de uma Rede de Petri para Modelação e Análise de Sistemas Distribuídos.

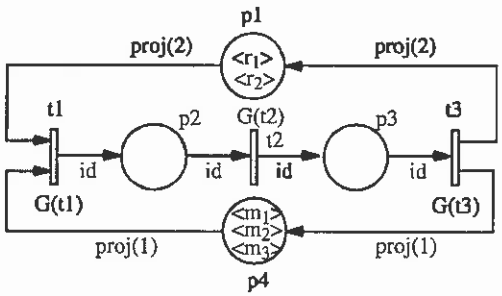


Figura 5: Rede de Petri de Alto Nível.

Em [4] é apresentada uma metodologia para estender a funcionalidade de uma rede de Petri, podendo gerar com esta o código de controlo discreto de sistemas de produção flexíveis. Para utilizar uma rede de Petri de Alto Nível como arquitectura base de um sistema de controlo discreto, devem ser feitos alguns ajustes na mesma. Isto é, uma transição, ou modo de disparo de uma transição (cor de disparo), que modela uma operação do sistema distribuído deve ser refinado para gerar uma subrede com a topologia da lógica de controlo.

A topologia das subredes apresenta novos parâmetros associados à transição da rede. Os parâmetros permitem sincronizar a evolução da rede com os recursos do sistema distribuído real. Através de um intercâmbio de sinais entre uma subrede e a interface do sistema real, o jogo de marcas da rede é sincronizado em tempo real com a evolução dos componentes do sistema distribuído real. A Figura 6 apresenta um esquema deste tipo de metodologia de controlo.

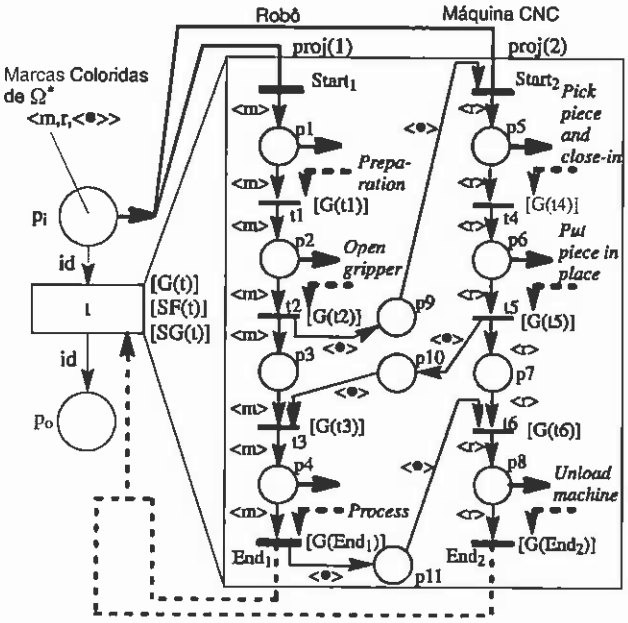


Figura 6: Controlo discreto com uma Rede de Petri de Alto Nível.

UMA ABORDAGEM DE IMPLEMENTAÇÃO USANDO AGENTES MÓVEIS.

Depois de sintetizada a topologia de controlo, é efectuada a sua partição, mantendo todas as especificações do conjunto e gerando novas para cada parte.

Neste trabalho propõe-se realizar a partição da rede, que representa o processo e a topologia de controlo, a partir dos resultados da análise estrutural da mesma. Tendo em conta a base do espaço vectorial anulador direito da rede, pode-se considerar cada vector como uma partição possível.

Na fase de implementação do sistema de controlo, propõe-se a utilização de tecnologia de agentes móveis [1], [9]. Isto é, cada partição é atribuída a um agente responsável pela sua execução. Como juntamente com a partição são especificados os recursos do sistema distribuído que esta usa, permite que o agente se desloque até estes recursos e efectue o especificado na topologia de controlo [10].

No processo de atribuição da topologia de controlo, pode-se optar por uma de duas abordagens:

- Como primeira abordagem, usam-se dois tipos de agentes, relacionado em forma hierárquica. Um agente de baixo nível, encarrega-se do controlo do recurso,

designando-se para tal por agente de controlo. Num nível superior outro agente, que se designa por agente de processo, o qual se desloca de recurso em recurso, com o objectivo de cumprir o processo que lhe foi atribuído. Para tal, um agente de processo tem a capacidade de habilitar agentes de controlo.

Como exemplo pode-se recorrer à Figura 7, a qual ilustra dois recursos, que poderiam ser uma máquina de controlo numérico (CNC) e um robô, nos quais residem dois agentes de controlo, existe ainda um agente de processo, o qual pode representar, por exemplo, uma matéria prima. Quando o agente de processo se desloca até ao recuso 2 (robô), comunica com o agente de controlo, por habilitação de uma das suas transições da Rede de Petri, o que permite que o agente de controlo execute uma funcionalidade, como por exemplo pegar na matéria prima e coloca-la no alimentador automático da máquina CNC. Posteriormente o agente de processo desloca-se até à máquina CNC e igualmente como na situação anterior, o agente habilita uma transição do agente de controlo, de modo a que este execute uma função, como por exemplo abrir uma rosca na matéria prima.

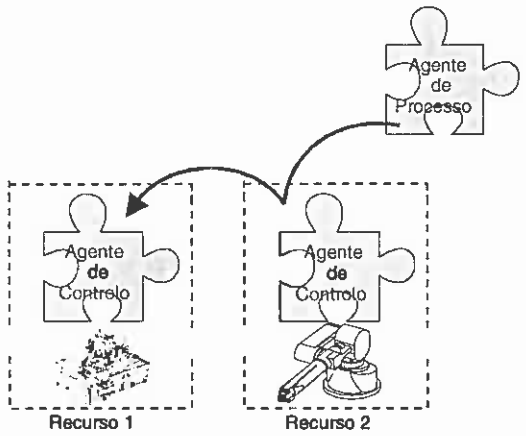


Figura 7 – Abordagem com hierarquia de agentes móveis

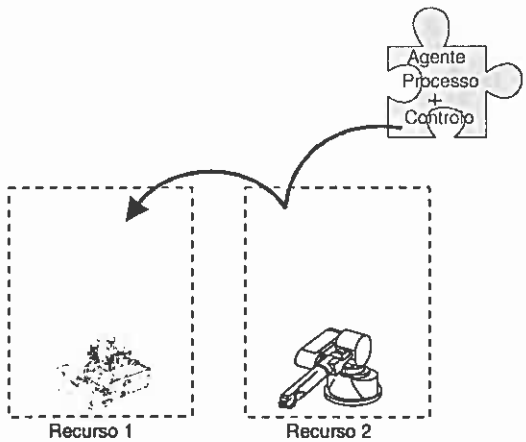


Figura 8 – Abordagem centralizada

- Como segunda abordagem, são criados agentes que efectuam as duas funções, isto é, a função de processo e de controlo, em forma centralizada.

A Figura 8 ilustra esta abordagem, na qual um agente se desloca até ao recurso, com a finalidade de obter uma determinada funcionalidade deste, e é o próprio agente que executa o controlo desta funcionalidade.

Cada uma das abordagens tem vantagens e desvantagem, por exemplo a primeira abordagem tem a vantagem de não sobrecarregar o meio de comunicação que liga todos os recursos, visto os agentes de processo serem bastante pequenos, em comparação com os agentes da segunda abordagem, os quais contêm também a Rede de Petri de controlo do recurso. Em contrapartida a segunda abordagem torna-se mais flexível, visto que na primeira o agente de controlo teria de implementar todas as funcionalidades que os agentes de processo necessitariam, enquanto na segunda abordagem é o próprio agente que deve implementar todas as funcionalidades, de processo e de controlo, que pretendam de um recurso.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

O software de controlo de um sistema distribuído deve ser capaz de resolver todos os problemas relacionados com as características principais de funcionamento de tal tipo de sistema. Neste trabalho propõe-se uma abordagem para o desenho e implementação do sistema de controlo discreto (software de controlo) de sistemas distribuídos reais tais como sistemas de produção, sistemas de computação, sistemas de tráfico aéreo, etc.

A lógica e a topologia de controlo propostas são obtidas a partir de uma extensão de Redes de Petri designadas por Redes de Petri de Alto Nível.

Após o desenho e validação propõe-se duas formas de implementação baseadas no uso da tecnologia de agentes móveis.

O trabalho conclui como uma primeira avaliação da proposta. A formalização e implementação dos conceitos apresentados são objectivo de posteriores trabalhos.

REFERÊNCIAS

[1] Camarinha-Matos, L. M.; Vieira, W., "Mobile Agents and Remote Operation", Proc. of the IEEE-INES'97, pp. 463-468, 1997.

[2] Colombo, A. W., Carelli, R., "Petri Nets for Designing Manufacturing Systems", Spyros G. Tzafestas (ed) Computer-Assisted Management and Control of Manufacturing Systems, Springer, London, chap. 11, 1996.

[3] Colombo, A. W., Carelli, R., Kuchen, B., "A temporized Petri net approach for design, modelling and analysis of flexible production systems", Int. Journal of Advanced Manufacturing Technology (IJAMT), vol. 13 (3): pp 214–226, 1997.

[4] Colombo, A. W., "Development and Implementation of Hierarchical Control Structures of Flexible

Production Systems Using High-Level Petri Nets", Fertigungstechnik-Series, N° 82; K. Feldmann (Ed). Meisenbach-Verlag, Bamberg, 1998.
[5] Jensen, K., "Coloured Petri Nets. Basic Concepts, Analysis Methods and Practical Use", Vol. 2. Springer Verlag, 1995.
[6] Monsef, Y., "Modelling and simulation of complex systems / concepts, methods and tool", Kerckhoffs, E., Lehmann, H., Pierreval, H., Zobel, R. (eds.), Frontiers in Simulation Series, SCS Press, Erlangen/Ghent, 1997.
[7] Murata, T., "Petri nets: properties, analysis and applications", Proc. of the IEEE, 77 (4): pp 541-580, 1989.
[8] Pritschow, G.; Spur, G.; Weck, M., "Leit- und Steuerungstechnik in flexiblen Produktionsanlagen", Fortschritte der Fertigung auf Werkzeugmaschinen, Hanser Verlag München Wien, 1991.
[9] Vieira, W.; Camarinha-Matos, L. M., "Execution Monitoring in Adaptive Mobile Agents", M. Klush, O. Sheoty, G. Weiss (eds.), Cooperative Information Agents III, LNAI, vol. 1625, Springer-Verlag, Berlín, pp. 220-231, 1999.
[10] White, J. E., "Mobile Agents", Bradshaw, J. M. (eds.), Software Agents, MIT Press, pp. 437-472, 1997.
[11] Zhou, M., "Petri Nets in Flexible and Agile Automation", Kluvier Academic Publishers, Boston, 1995.

Desenho e Controlo de Sistemas de Manufactura usando Simulação baseada em Redes de Petri

Paulo Compadrinho Rui Gonçalves A. Walter Colombo

Grupo de Sistemas Robóticos e CIM, DEE - FCT - UNL
Quinta da Torre, 2825-114 Monte de Caparica
telef.:2948519 / fax: 2941253 / e-mail: wc@uninova.pt

RESUMO: Nesta comunicação, é apresentada uma metodologia para desenho e controlo de sistemas de manufactura usando Redes de Petri. Baseado nas especificações do processo de um sistema de manufactura, desenha-se um modelo estendido de Redes de Petri, que após a sua análise, permite validar as especificações do sistema de manufactura. Para mostrar a metodologia proposta, apresenta-se um exemplo de um sistema flexível de produção. Como extensão dos resultados, apresenta-se a possibilidade de utilizar o modelo de processo para obter a lógica de controlo discreto.

INTRODUÇÃO

A concorrência de países nos quais a mão de obra é mais barata, a quebra das barreiras económicas internacionais, as novas exigências dos consumidores, e outros factores económicos exigem por parte das empresas uma maior qualidade dos produtos, prazos de entrega mais curtos, satisfação das exigências específicas dos clientes, e um menor ciclo de vida dos produtos. Estes factores por sua vez, exigem sistemas de produção mais flexíveis [4].

Os sistemas de produção são cada vez mais complexos, nomeadamente quando se trata de linhas de montagem automatizadas, baseadas em tapetes e robôs. O principal objectivo destes sistemas é minimizar o tempo de paragem e aumentar a produção destas linhas, em suma diminuir o tempo de ciclo e optimizar o funcionamento das componentes de *software* e *hardware*. Factores como: o número e velocidade dos tapetes, máquinas, e robôs; *layout* das linhas, integração dos sistemas, divisão de tarefas, *software* de controlo sem erros, etc., contribuem para essa optimização. Contudo, existem dificuldades no desenho destes sistemas para atingir a máxima produtividade, a qual é definida pela utilização óptima dos seus recursos, matérias primas, máquinas, energia, meios financeiros, trabalho e tecnologia, tendo o trabalho dos operadores/hora de ser maximizado em todas as fases do processo de fabrico. Para que se estude o impacto que certos efeitos possam ter como: as mudanças no design do produto; as mudanças nos tipos de matérias primas a usar bem como nos seus preços e os novos métodos de produção; a utilização de diferentes estratégias de controlo e supervisão, etc., pode-se desenhar, optimizar e implementar um sistema de manufactura recorrendo à simulação baseada em Redes de Petri [7].

A simulação permite que todos os custos, os métodos de trabalho, a estrutura, os produtos desenvolvidos e o software de controlo e supervisão de um sistema de manufactura sejam equacionados, especificados formalmente, melhorados, optimizados e implementados, como se mostra na figura 1. Considerando um sistema de manufactura como um sistema dinâmico de eventos discretos (DEDS), todos os factores referidos anteriormente contribuem para este processo de desenho – optimização – implementação.

O resumo da metodologia que se apresenta neste trabalho, baseada na utilização em Redes de Petri (RdP) como ferramenta de especificação formal de DEDS, é o seguinte [3], [7]:

- Numa primeira abordagem, a ênfase é colocada na transformação das especificações do sistema de produção, na sua representação através de um modelo grafo-matemático com características de um sistema dinâmico de eventos discretos.
- Na segunda, a ênfase é colocada nas técnicas de tradução do modelo, que permitirão obter uma implementação do sistema a partir da sua representação (especificação formal do sistema de produção e do seu software de controlo em ambiente integrado).
- Finalmente, utilizando os modelos de simulação do sistema de produção e o software de controlo, pode-se realizar monitorização e outras funções de supervisão de operações em tempo real.

Uma extensão a todo o processo de simulação, permite que de uma forma directa e automática, seja possível gerar a lógica de controlo discreto para aplicação directa no sistema modelado.

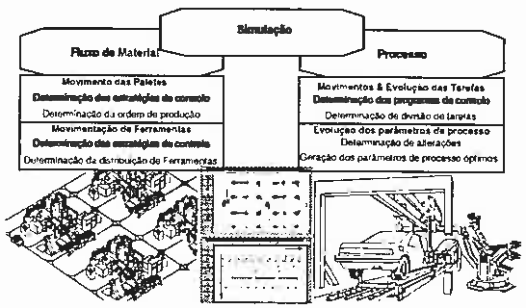


Fig. 1 - Desenho do sistema de produção

DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE PRODUÇÃO

Como exemplo para o desenho e validação de sistemas de produção flexíveis, usando simulação e análise estrutural de modelos baseados em Redes de Petri, usámos o sistema de produção representado na figura 2.

O sistema de produção usado é composto por:

- um *buffer* (FIFO) de entrada;
- um robô que irá fazer a transferência do material;
- duas máquinas que irão efectuar o processamento desse material;
- dois *buffers* (FIFO)de saída.

O robô é usado para efectuar a transferência de material do *buffer* de entrada para uma das máquinas disponíveis, e de cada uma das máquinas para o seu respectivo *buffer* de saída.

DESENHO DA REDE DE PETRI

Para o desenho, validação e simulação do sistema de produção apresentado, utilizámos o simulador PASCELL v. 2.0[2]. Como veremos de seguida, este programa permite efectuar a edição, a análise estrutural e a validação de RdP.

Na figura 3, está representada a RdP correspondente ao sistema de produção mostrado na figura 2.

Todas as transições da nossa RdP usam a distribuição determinística que consiste na atribuição de unidades de tempo para que estas disparem, e os arcos têm todos peso unitário.

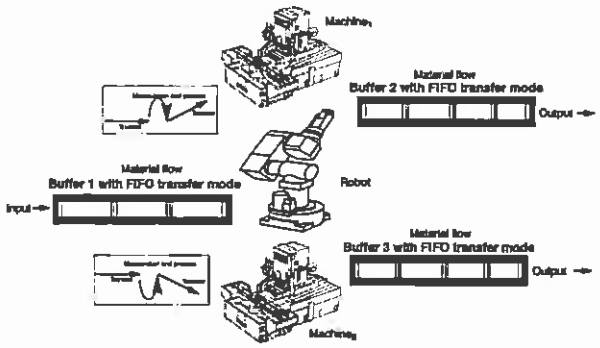


Fig. 2 - Desenho do sistema de produção

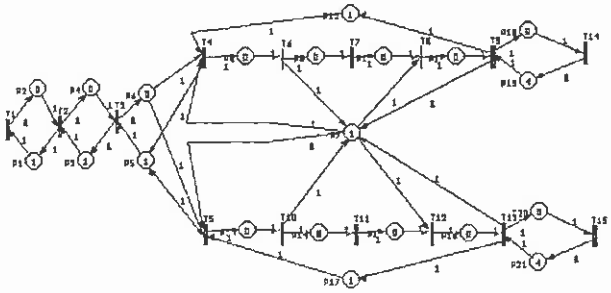


Fig. 3 - RdP correspondente ao sistema de produção

O estado inicial das marcas foi definido da seguinte forma:

- todos os lugares do *buffer* de entrada estão livres, o que significa que P_1, P_3 e P_5 estão marcados, e os lugares P_2, P_4 e P_6 não o estão.
- o robô está livre, o que significa que P_7 está marcado.
- as duas máquinas estão livres, o que significa que P_{12} e P_{17} estão marcados
- todos os lugares dos *buffers* de saída estão livres, o que significa que P_{19} e P_{21} têm quatro marcas cada, e P_{18} e P_{20} não têm marcas.

Após o desenho da rede, é pode-se analisar a sua representação em termos de matrizes. Assim, é possível visualizar as ligações de entrada, para cada uma das transições provenientes de cada um dos lugares, na forma de uma matriz denominada Matriz de entrada. Como se pode observar na tabela seguinte, existe por exemplo uma entrada de T_1 proveniente do lugar P_1.

Tabela 1 - Matriz de entrada

	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_9	T_{10}	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14}	T_{15}
P_1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_2	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_3	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_4	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_5	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_6	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_7	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0
P_8	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_9	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
P_{10}	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...

A análise das ligações de saída, para cada um dos lugares provenientes de cada uma das transições, é feita observando a Matriz de saída. Como se pode observar na tabela seguinte, existe por exemplo uma saída de T_1 para P_2.

Tabela 2 - Matriz de saída

	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_9	T_{10}	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14}	T_{15}
P_1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_3	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_4	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_5	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_6	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_7	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0
P_8	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_9	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_{10}	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...

A subtracção da Matriz saída pela Matriz entrada origina a Matriz incidência, ou seja:

Matriz incidência = matriz saída – matriz entrada (1)

assim, os valores negativos desta matriz representam o número de marcas que irão ser retiradas aos lugares, quando cada uma das transições for disparada. Os valores

positivos desta matriz representam o número de marcas que irão ser colocadas nos lugares, quando cada uma das transições for disparada.

Como se pode observar na tabela seguinte, existe por exemplo uma transição T_1 que ao ser disparada, irá consumir uma marca de P_1, e irá colocar uma marca em P_2.

Tabela 3 - Matriz de incidência

	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_9	T_{10}	T_{11}	T_{12}	T_{13}	T_{14}	T_{15}
P_1	-1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_2	1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_3	0	-1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_4	0	1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_5	0	0	-1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_6	0	0	1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_7	0	0	0	-1	-1	1	0	-1	1	1	0	-1	1	0	0
P_8	0	0	0	1	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_9	0	0	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0
P_{10}	0	0	0	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	0	0	0
...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...	...

ANÁLISE ESTRUTURAL E VALIDAÇÃO FORMAL DA RDP

Após a fase de desenho, passa-se à fase de análise estrutural da rede e à fase de validação do sistema modelado.

A análise estrutural da RdP tem como objectivo determinar todas as propriedades desta, que reflectem a funcionalidade do sistema modelado, numa perspectiva de determinar possíveis falhas tais como *deadlocks*, zonas de exclusão mútua, ciclos de trabalho, sequências de operações, etc.. Esta análise é baseada nas características algébricas da matriz de incidência [6].

O *P-Flow* é traduzido por uma matriz (tabela), onde estão representados os conjuntos de lugares com as mesmas especificações, ou seja, conjuntos de lugares que trocam marcas entre si.

Como se pode observar na matriz seguinte, existe uma troca de marcas entre os lugares P_3 e P_4, significando isto, que as suas marcas encontram-se em relação de exclusão mútua. Tendo em conta a relação entre o modelo e o sistema real, o facto de só um dos lugares P_3 e P_4 poder estar marcado, significa que o segundo lugar do *buffer* de entrada só tem dois estados: ocupado por uma palete, ou livre.

Tabela 4 - P-Flow

	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8	P_9	P_{10}	P_{11}	P_{12}	P_{13}	P_{14}	...
Pf_1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...
Pf_2	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	...
Pf_3	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	...
Pf_4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...
Pf_5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	...
Pf_6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...
Pf_7	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	...
Pf_8	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...

O *T-Flow* é traduzido por uma matriz, onde estão representados os conjuntos de transições relacionados por sequência de operações. Esta matriz pode ser apresentada da seguinte forma:

T1	T2	T3	T5	T10	T11	T12	T13	T15
T1	T2	T3	T4	T6	T7	T8	T9	T14

Como se pode observar, existem duas sequências, o que significa que temos dois caminhos para o fluxo de materiais, ou seja, o produto irá ser encaminhado por um deles.

A fase de validação do sistema modelado, tem como objectivo a verificação da funcionalidade da rede, relativamente ao sistema real.

Assim, a função *Structural properties* permite a análise das propriedades da rede, e chegou à conclusão que esta rede é:

- Viva (condição necessária): Significa que a rede nunca entra em *deadlock*. Na prática quer dizer que o produto nunca fica parado definitivamente num dos locais do sistema.
- Repetitiva: Significa que a rede volta ao estado inicial. Na prática quer dizer que existem ciclos de trabalho bem definidos.
- Conservativa e limitada: Significa que não se criam nem se destroem marcas da rede. Na prática quer dizer que não aparecem nem desaparecem paletes do sistema. Além do mais, o número de recursos é limitado (paletes, maquinas, lugares de transporte, etc.).

Sendo esta uma rede limitada, o número máximo de marcas em cada lugar é o seguinte:

P_1 a P_{17} = 1 marca
P_{18} a P_{21} = 4 marcas

VALIDAÇÃO DAS ESPECIFICAÇÕES USANDO SIMULAÇÃO – TEMPO

Nesta fase, o objectivo será a minimização dos tempos de ciclo e utilização dos equipamentos, tendo como base os diagramas de Gantt e a percentagem de utilização dos equipamentos [1].

Abordagem inicial

Numa primeira abordagem, os parâmetros temporais da rede foram primeiramente configurados tendo em consideração o funcionamento normal do sistema. Como exemplos utilizamos:

- uma unidade de tempo para o transporte da palete de um lugar do *buffer* de entrada para outro.
- duas unidades de tempo para o transporte da palete do *buffer* de entrada para uma das máquinas.
- cinco unidades de tempo para a primeira máquina.
- duas unidades de tempo para a segunda máquina.

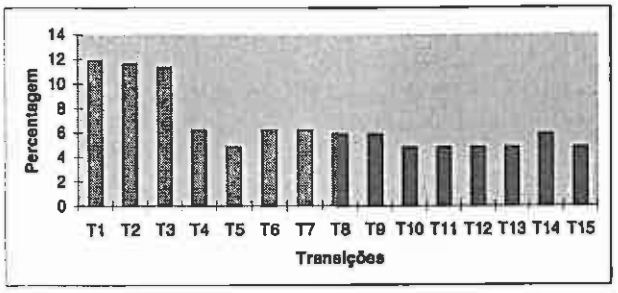


Fig. 4 - Percentagem de disparos das transições

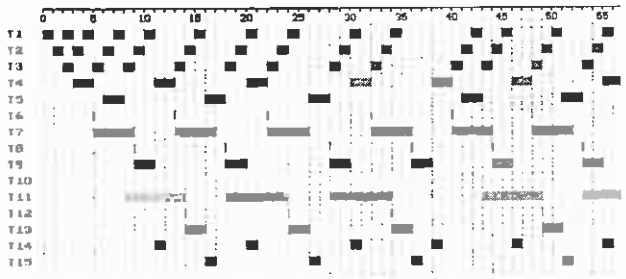


Fig. 5 - Diagrama de Gantt inicial

Após a simulação do sistema, sendo que as transições representam acções, num ciclo de trabalho a percentagem de disparos não é igual para todas as transições, podendo-se assim concluir a saturação ou folga da utilização dos equipamentos. O gráfico da figura 4 mostra a percentagem de utilização dos componentes do sistema.

Como se pode verificar, as primeiras três transições disparam muito mais vezes (aproximadamente o dobro) visto que este tapete alimenta as duas máquinas e os dois tapetes de saída.

O facto da primeira máquina ser mais rápida que a segunda (T_6, T_7 e T_8) reflecte-se na maior utilização desta.

Para a obtenção dos diagramas de Gantt (figura 5) parámos a simulação ao fim de 60 unidades de tempo.

Analisando o diagrama, podemos observar que:

- o tempo de transição da palete no transportador é de uma unidade de tempo, não podendo T1 disparar, enquanto T2 não disparar.
- podemos confirmar que o robô só executa uma acção de cada vez.
- é evidente a existência de ciclos de trabalho, pela repetitibilidade do diagrama.
- podemos fazer uma distinção clara do tempo de trabalho de cada uma das máquinas.
- consegue-se identificar as dependências entre as operações.

Optimização do sistema

Por forma a verificar o comportamento do sistema em várias abordagens, e com o objectivo final de o optimizar, foram realizadas três modificações nos tempos das operações e obtidos os respectivos diagramas de Gantt.

Assim, a primeira alteração foi colocar a máquina 2 muito mais lenta (20 unidades de tempo), do que o estabelecido de início, e como se pode verificar pela figura 6, o desempenho do sistema é muito inferior, não podendo sem dúvida uma máquina tão lenta trabalhar neste sistema.

A segunda alteração foi colocar o tapete 2 mais longe da máquina, representando um aumento no tempo de transporte do produto da máquina 1 para o tapete 2, e originando um tempo de utilização muito maior do robô.

Como se pode verificar na figura 7, o sistema pára completamente quando o robô transporta o produto da máquina 1 para o tapete 2. O problema poderia ser resolvido com uma simples mudança do *layout*.

A terceira alteração foi colocar o tapete 1 mais lento, o que significa que o produto irá demorar mais tempo neste tapete, como se pode ver na figura 8.

Uma hipótese para a resolução deste problema seria a utilização de um motor com maior velocidade.

Com estas alterações, pode-se verificar claramente quais as vantagens em termos de tempo, de colocar uma máquina mais rápida, ou de colocar um tapete mais rápido.

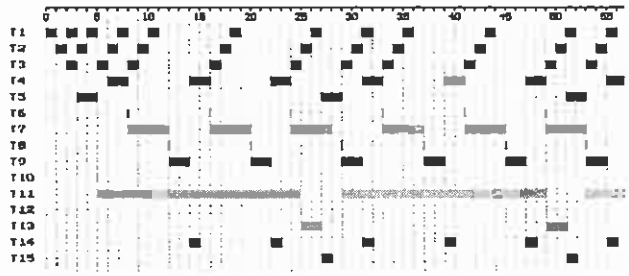


Fig. 6 - Diagrama de Gantt da máquina 2 muito lenta

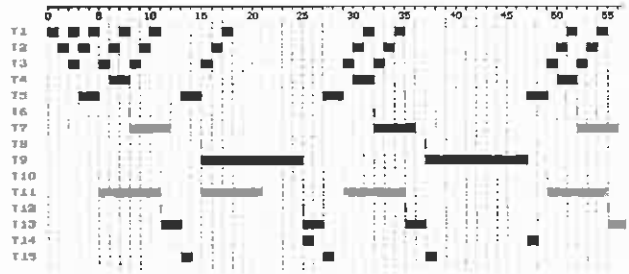


Fig. 7 - Diagrama de Gantt do tapete 2 longe

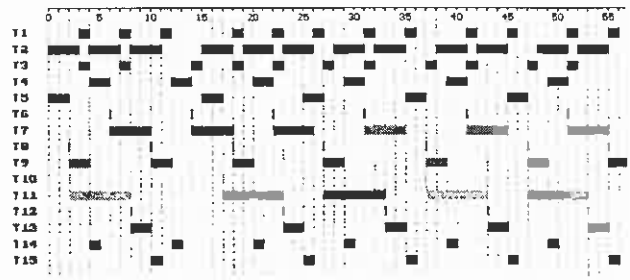


Fig. 8 - Diagrama de Gantt do tapete 1 lento

UTILIZAÇÃO DO MODELO EM RDP PARA CONTROLO DE SISTEMAS DISCRETOS

Além das claras vantagens que aqui foram demostradas, relativamente à utilização de Redes de Petri para desenho, análise (simulação e estrutural) e validação de sistemas de produção, também podemos utilizar as RdP para controlar directamente o sistema real. Deste modo, após a validação do modelo, e após verificarmos que o comportamento do sistema em simulação é o desejado, podemos utilizar o modelo como controlador do sistema de produção real [3].

O controlo do sistema é possível, se substituirmos os tempos associados às transições, por acções com o mundo real, como está exemplificado na figura 9.

Agregado ao controlo vem a monitorização, isto porque é possível, através da observação da marcação dos lugares, saber como está o sistema em qualquer instante.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

As Redes de Petri são uma ferramenta de grande utilidade para a modelação, desenho, validação e optimização de sistemas de produção, de uma forma simples e fácil, implicando uma redução nos custos de implementação, isto porque as conclusões que se tiram da análise temporal, poderão ajudar no aumento da produtividade do sistema, por forma a obter uma maior rentabilidade dos equipamentos utilizados.

Com a tendência para uma grande flexibilidade dos sistemas, o uso de análise desprendida da realidade permite uma maior simplificação.

O controlo e a monitorização são novas formas de utilizar as Redes de Petri, que trazem grandes vantagens, nomeadamente na rapidez de implementação, e na ausência de erros quando as fases anteriores são bem executadas.

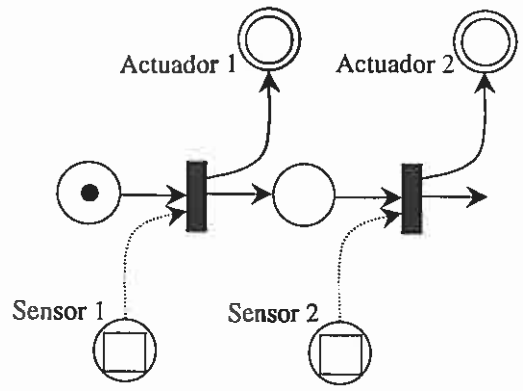


Fig. 9 - Controlo de sistemas de produção usando RdP

REFERÊNCIAS

[1] Colombo, A. W., R. Carelli, "Petri nets for designing manufacturing systems", Computer-Assisted Management and Control of Manufacturing Systems, cap. 11, (S. G. Tzafestas (Ed.)), Springer Verlag, London, 1996.

[2] Colombo, A. W., R. Carelli, B. Kuchen, "A temporised Petri net approach for design, modelling and analysis of flexible production systems", Int. Journal of Advanced Manufacturing Technology (IJAMT), vol. 13, pp. 214-226, Springer Verlag, London, 1997.

[3] Colombo, A. W., "Development and implementation of hierarchical control structures of flexible production systems using high-level Petri nets", Serie Fertigungstechnik Erlangen, vol. 82. (K. Feldmann (Ed.)), Meisenbach Verlag Bamberg, Germany, 1998.

[4] Desrochers A, Silva M, "Introduction to the Special Issue on Computer Integrated Manufacturing", IEEE Trans, On Rob. and Aut., 10 (2), pp 85-87, 1994.

[5] Murata, T. , "Petri Nets: Properties, Analysis and Applications", Proceedings of the IEEE, vol. 77, nº 4, p.p. 541-580, 1989.

[6] Silva, M., "Las Redes de Petri en la Automatica y la Informatica", Madrid, España, AC, 1985.

[7] Zhou, M., "Petri Nets in flexible and agile automation", New Jersey Institute of Technology, Kluvier Academic Publishers, 1995.

ALGORITMOS GENÉTICOS SOBRE O TREADMARKS

António Teófilo
Departamento da Engenharia da Electrónica e das Telecomunicações
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa,
R. Conselheiro Emídio Navarro, nº1, 1949-014 Lisboa
Tel: +351.1.8317211, Fax: +351.1.8317114, email: ateofilo@isel.pt

ABSTRACT - RESUMO

Este artigo apresenta uma implementação de um Algoritmo Genético (IGEA) sobre o sistema de memória partilhada distribuída denominado de TreadMarks.

Dada a natureza paralela dos algoritmos genéticos e os seus grandes requisitos computacionais, a sua paralelização pode viabilizar o seu uso para problemas de grande dimensão.

O sistema TreadMarks disponibiliza uma plataforma de computação distribuída implementada por consistência (Lazy) no libertar. Usa um protocolo de Multiple Writers de modo a evitar o "False Sharing", e usa a técnica de "Lazy Diff Creation" de modo a reduzir as transferências do protocolo referido.

O algoritmo genético utilizado é o Infected Genes Evolutionary Algorithm (IGEA) que utiliza informação do contexto de aplicação para condicionar a incidência dos vários operadores. O contexto de aplicação do algoritmo genético é o problema das rainhas do xadrez.

São apresentados resultados de ensaios envolvendo 1, 2, 3, 4 e 5 máquinas, para puzzles com 100, 1000 e 10000 rainhas. São apresentadas duas versões do operador de cruzamento e os seus resultados.

Os testes efectuados com 10000 rainhas revelaram um ganho de performance de 1.9, 2.7, 3.4 e 4.1, relativamente à execução sequencial, para 2, 3 ,4 e 5 máquinas.

Palavras-chave: algoritmos genéticos, memória partilhada distribuída, modelos de consistência.

1. INTRODUÇÃO

INTRODUÇÃO AOS ALGORITMOS GENÉTICOS

Os algoritmos genéticos [3] são um algoritmo de optimização que opera sobre um conjunto de instâncias de um problema. Em cada iteração aplicam-se operadores sobre o conjunto das instâncias, dando origem a novas instâncias que serão utilizadas na próxima iteração. A inspiração genética destes algoritmos modela as suas estruturas assim como os seus operadores. Assim cada instância do problema é denominada de indivíduo e a sua estrutura interna é interpretada como o seu conjunto de genes. Cada gene pode ser uma entidade indivisível, por exemplo um bit (ex.: parte de uma coordenada), ou uma entidade divisível, por exemplo um inteiro (ex.: uma coordenada, ou uma estrutura de atributos). O gene é a unidade estrutural com que os operadores lidam com os indivíduos. Os operadores mais clássicos são a mutação, o cruzamento, a avaliação e a selecção. O operador mutação quando activado altera um gene. O operador de cruzamento quando activado sobre dois indivíduos efectua a troca entre eles de alguns dos seus genes. O operador avaliação analisa o indivíduo e mede o seu mérito ou grau de sucesso (sobrevivência). O operador selecção determina quais os indivíduos que sobrevivem, ou seja que transitam para a próxima iteração, e os que não sobrevivem, ou seja, que são eliminados.

PARALELIZAÇÃO DOS ALGORITMOS GENÉTICOS

Do ponto de vista da computação estes algoritmos processam os indivíduos através dos seus operadores. Uma vez que as populações podem ter uma centena ou mais de indivíduos, que sobre cada indivíduo são aplicados os vários operadores, e como o algoritmo pode ter que iterar milhares de vezes até atingir uma efectiva solução do problema, o algoritmo pode requerer uma intensa computação para atingir o objectivo final. O tempo de execução do algoritmo pode ser portanto um factor que inviabiliza a aplicação do mesmo. A redução no tempo de execução pode ser atingida com o processamento em paralelo da população. Com várias "réplicas" de um operador pode-se "aplicar", simultaneamente, esse operador a vários indivíduos. A paralelização do algoritmo consistirá, portanto, em permitir o processamento simultâneo dos seus indivíduos.

PROCESSAMENTO DISTRIBUÍDO

Os paradigmas mais comuns para o processamento distribuído são : paralelização por passagem de mensagens (message passing) [11]; e paralelização por memória partilhada distribuída (distributed shared memory) [6].

O paradigma de paralelização por passagem de mensagens requer que o programador faça explicitamente a divisão dos dados, pelos vários executantes, e a gestão da comunicação entre eles.

O paradigma de memória partilhada distribuída requer que o acesso à memória partilhada seja coerente com o modelo de consistência utilizado.

Este último facilita a paralelização de aplicações pois a coerência pretendida pelo modelo de consistência é obtida com o acréscimo de sincronismo, o que é mais simples de efectuar que a gestão da divisão e comunicação (quando, para quem e o quê) de dados que é necessário realizar no paradigma de passagem de mensagens.

SISTEMAS DE MEMÓRIA DISTRIBUÍDA PARTILHADA

Existem sistemas que implementam memória partilhada distribuída em: hardware; em hardware e software; e somente em software. Dos sistemas que implementam memória partilhada em software ainda os podemos dividir em sistemas implementados a nível do kernel do sistema operativo, o que implica a alteração do mesmo, e nos sistemas que são inteiramente implementados fora do kernel, ou seja, em modo utilizador. Os sistemas implementados em modo utilizador têm a vantagem de serem facilmente portáveis entre sistemas operativos, mesmos heterogéneos, desde que estes disponibilizem as primitivas necessárias para proteger e detectar acessos à memória. Assim, estes sistemas são meros processos sobre o sistema operativo e podem operar na infra-estrutura computacional básica que se encontra nos laboratórios de sistemas computacionais. Estes sistema têm portanto a vantagem de não necessitar de hardware específico nem de alterações ao kernel dos sistemas operativos, permitindo a sua fácil instalação e uso

MODELOS DE CONSISTÊNCIA

Um sistema de memória partilhada distribuída disponibiliza um espaço global de memória acessível pelos vários processos. Essa memória é suportada de forma distribuída pelos vários computadores. O acesso à memória partilhada poderá implicar transferências pela rede, para actualizar as cópias locais, originando uma grande latência no acesso à informação e uma saturação da rede, principalmente, se cada cópia tiver que ser actualizada por cada acesso de escrita. Se esse for o caso o modo (modelo) de consistência da memória denomina-se de "Last Value Written", que define que uma leitura deve sempre devolver o último valor escrito. Este modelo fica algo impreciso num sistema distribuído, onde podem ocorrer vários acessos simultaneamente. Um modelo mais preciso é o denominado de consistência sequencial (Sequential Consistency) [5], onde os acessos à memória são executados por uma ordem qualquer, com acordo entre todos os processos, que verifica a ordem interna de cada processo. De modo a reduzir a comunicação necessária, pode-se relaxar o requisito do "último valor escrito". O modelo denominado de consistência no libertar "Release Consistency" [2] define que um processo pode atrasar a visibilidade das alterações na memória partilhada para os outros processos até executar um acção de sincronismo. Neste modelo o acesso concorrencial à memória partilhada deverá ser efectuado com o uso de sincronismo de início de acesso (Acquire) e de fim de acesso (Release). Uma variante deste modelo denominada de Lazy Release Consistency [4] define que as alterações de um Release só devem ficar visíveis para o processo que fizer o Acquire. Tal premissa reflecte a coerência de acesso concorrencial, uma vez que um processo para saber se um Release foi efectuado terá que fazer um Acquire relacionado.

RESUMO DA ESTRUTURA DO ARTIGO

Este trabalho apresenta a paralelização de um algoritmo genético sobre um sistema de computação distribuída por memória partilhada denominado de TreadMarks. Este é um sistema que implementa o paradigma de memória partilhada distribuída pelo modelo Lazy [4] de consistência no libertar.

A estrutura deste artigo segue os seguintes passos: a secção 2 efectua uma introdução ao TreadMarks; a secção 3 descreve o algoritmo genético utilizado assim como o contexto em que é aplicado; a secção 4 apresenta a paralelização do algoritmo; a secção 5 apresenta os resultados da paralelização do algoritmo, com ensaios com 3 e 5 máquinas; a secção 5 apresenta as reflexões finais sobre a paralelização realizada.

2. INTRODUÇÃO AO TREADMARKS

O sistema TreadMarks [8] é um sistema de memória partilhada distribuída que utiliza o modelo de consistência "Lazy Release Consistency". Este sistema também utiliza o protocolo Multiple Writers [1] de forma a evitar a falsa partilha (False Sharing), ou seja, o efeito de "ping-pong" que uma página pode ter entre dois processos em acesso à mesma página mas em zonas distintas. O protocolo Multiple Writers permite o acesso múltiplo uma vez que cada processo identifica as alterações realizadas sobre cada página comparando a página final com uma cópia (Twin) dela própria antes dos acessos de escrita. Tais alterações são guardadas numa estrutura denominada de "Diff" (diferença). Quando houver um sincronismo entre os processos as várias Diffs são transferidas e integradas na página. Se houver alterações em conflito o sistema termina a aplicação sinalizando-a com um erro. A criação das Diffs é retardada o mais possível (Lazy Diff Creation) evitando acções desnecessárias, como no caso em que o último processo volta a aceder à mesma página. Assim quando um processo realiza um Acquire recebe um notificação (Write-Notice) das páginas alteradas, ficando essas páginas localmente bloqueadas (Invalidate Protocol) e quando efectuar um acesso sobre elas o sistema então pede, ao processo que efectuou o Release, para lhe fornecer a respectiva Diff, que será então criada, transferida e incorporada na cópia local. Uma vez que as páginas são actualizadas por incorporação das Diffs torna-se necessário aplicar todas as Diffs criadas desde a última actualização local. A ordenação das Diffs é baseada na ordenação de intervalos de execução, sendo criado um intervalo por para

cada Acquire ou Release. Os intervalos são parcialmente ordenados: os intervalos de um processo são totalmente ordenados pela ordem do programa; um intervalo de um processo p precede um intervalo no processo q se o intervalo em q começa com um Acquire correspondente ao Release do intervalo de p. Esta ordenação parcial è implementada recorrendo a vectores de Timestamps [9], sendo atribuído um vector a cada intervalo. Cada vector contém uma entrada por cada processo com o índice do seu intervalo mais recente, segundo a ordem parcial. Em resposta a um pedido de um Acquire é enviado o vector timestamp do processo que efectuou o Release, que assim determina, por comparação com o seu último vector quais os intervalos que terá que incorporar.

MODELO COMPUTACIONAL

O sincronismo pode ser realizado por Locks ou por barreiras (Barriers). Os locks traduzem directamente as acções de Acquire e Release. As barreiras são mecanismos que envolvem todos os processos e podem ser modeladas como um Release, do processo, quando chega à barreira e um Acquire na partida da mesma. Cada barreira tem um Manager que realiza Acquires para todos os processos e depois das acções internas à barreira, como o controle da chegada de todos os processos, efectua um Release para todos eles.

3. O ALGORITMO GENÉTICO

O algoritmo genético utilizado é o Infected genes Evolutionary Algorithm [10]. Este algoritmo utiliza informação retirada de cada indivíduo para condicionar a aplicação dos vários operadores sobre ele.

Cada gene tem um valor de energia associado que é resultado da sua avaliação corrente e passada, e que condiciona os operadores permitindo ou inibindo a sua aplicação sobre ele. Neste artigo os operadores poderão transformar os genes designados de desprotegidos, sobre os outros genes, designados de protegidos[1], não poderão alterar.

A estrutura do algoritmo base será acrescida de uma função de observação que analisa o fenótipo, ou seja a instância do problema representada pelo indivíduo, determinando quais os genes que devem ser penalizados (retirar energia) e os que devem ser beneficiados (adicionar energia). De seguida esses valores são aplicados aos valores de energia por intermédio de uma função de actualização. A protecção final de cada gene, que condiciona a aplicação dos operadores ou de cada operador será calculada por uma função designada de função de protecção. Os genes com pouca energia tenderão a ficar desprotegidos, enquanto que os genes com bastante energia tenderão a ficar protegidos. Os operadores de mutação e cruzamento condicionam a sua aplicação pelos resultados da protecção de cada gene. O operador de mutação altera aleatoriamente um ou mais genes desprotegidos. O operador de cruzamento efectua a troca apenas sobre alguns dos genes desprotegidos

O CONTEXTO NQUEENS

O contexto de aplicação do algoritmo genético é o conhecido problema do puzzle das rainhas de xadrez. Este problema consiste em descobrir uma colocação, num tabuleiro de N*N posições, para as N rainhas, de modo a que não haja possibilidade de qualquer ataque entre elas.

OPÇÕES DE IMPLEMENTAÇÃO

O algoritmo opera sobre uma população constante de 100 indivíduos. O operador de cruzamento é multiponto aleatório, ou seja troca os genes seleccionados por uma máscara. A máscara é o resultado da intersecção de um valor aleatório com os genes desprotegidos do indivíduo de menor mérito. O operador de mutação utilizado realiza a mutação sobre um gene desprotegido, seleccionado aleatoriamente. Tanto o operador de cruzamento como de mutação são aplicados a todos os indivíduos da população.
A avaliação devolve o número de rainhas sem conflitos de cada indivíduo, sendo referido como o seu valor de mérito. A selecção é estacionária, probabilística, com elitismo de 1 indivíduo, sendo o valor de mérito corrigido por uma função de transformação [10].

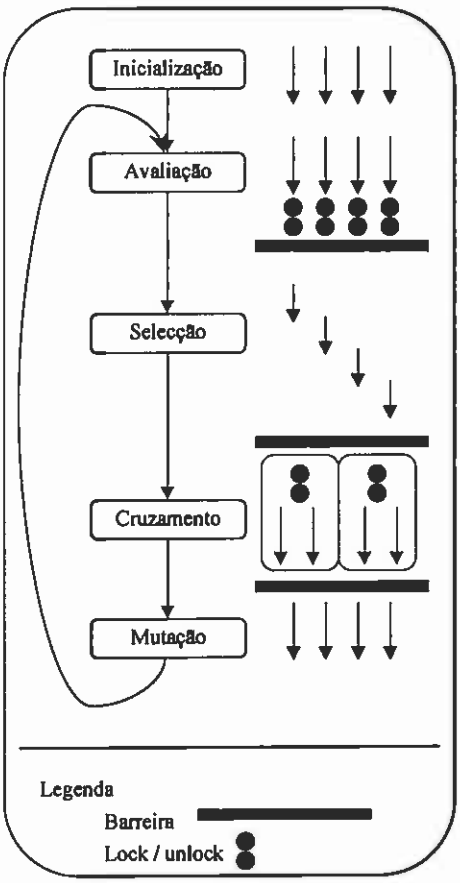


Figura 1 - Algoritmo genético paralelizado

[1] No artigo [10], os desprotegidos são designados de infectados, e os protegidos de não infectados.

4. PARALELIZAÇÃO DO ALGORITMO GENÉTICO

A paralelização do algoritmo sobre o TreadMarks foi realizada por colocação de toda a população e dos parâmetros do algoritmo em memória partilhada. Dado que cada processo no TreadMarks fica com um identificador de 0 ao n.º de processos menos um, foi distribuído por cada processo os indivíduos com índice *proc_id+n*nprocs*. Esta afectação é permanente de modo a minimizar as deslocações dos indivíduos, visto que estas se traduzem em deslocações de dados pela rede. Seguidamente descreve-se os blocos funcionais do algoritmo e a sua paralelização. A inicialização, avaliação e a mutação são operações realizadas independentemente sobre cada indivíduo e são executadas segundo os índices da expressão já descrita. A selecção, que implica determinar quais os indivíduos que sobrevivem para a geração seguinte, quais as suas réplicas, e executar a actualização da nova população, foi implementada em modo sequencial e atribuída ao processo 0. O cruzamento, que implica a selecção de dois indivíduos, tem duas implementações: a primeira (cros1) que escolhe um deles prioritariamente pela expressão já descrita e o outro é seleccionado aleatoriamente na população; a segunda implementação (cros2) escolhe os dois sempre pela expressão. A segunda implementação não altera a natureza do operador, uma vez que a selecção gera uma população onde não há correlação entre as posições dos indivíduos sobreviventes na nova população e as suas posições na população anterior. Assim é desnecessário efectuar nova escolha aleatória, basta seleccionar quaisquer dois. Neste caso escolheram-se dois que sejam locais aos processos.

Na transição entre fases de processamento independente dos indivíduos locais para processamento de indivíduos que não fazem parte da expressão local, é necessário sincronizar os processos para que as tarefas sejam iniciadas com valores estáveis. Tal sincronismo é realizado recorrendo a barreiras. A configuração da computação paralela do algoritmo pode ser observada na figura 1. Com a utilização do operador Cros2 não é necessária a barreira entre o cruzamento e a mutação, visto que cada processo opera com os seus indivíduos e logo os processos, como não partilham quaisquer dados, podem ter tempos de execução completamente distintos.

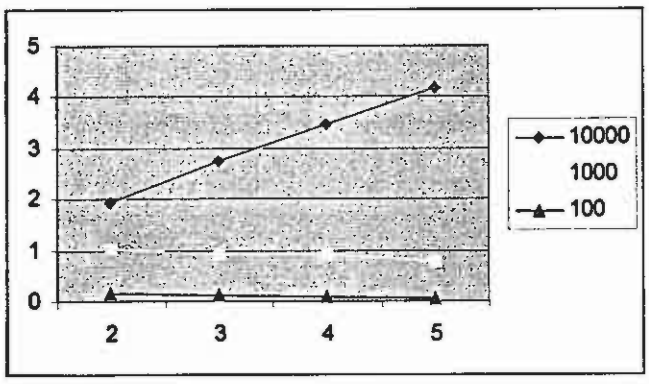


Figura 2 - Tempos totais relativos à execução sequencial

5. RESULTADOS

Os testes foram realizados sobre 5 computadores com Pentiums Celeron a 333MHz com 32Mbytes de memória Ram, com placa Ethernet de 10Mbits, com o sistema operativo Windows NT4. De modo a permitir estudar os efeitos da comunicação face à computação realizaram-se testes com puzzles de 100, 1000 e 10000 rainhas. A população para 100 rainhas ocupa cerca de 95Kbytes, para 1000 rainhas ocupa cerca 913Kbytes e para 10000 rainhas ocupa cerca de 9Mbytes. Os testes foram efectuados com 5 iterações do algoritmo. O operador de cruzamento utilizado nestes ensaios foi o designado por Cros1.

Na figura 2 encontram-se os resultados dos tempos totais de execução do algoritmo, para 2, 3, 4 e 5 máquinas, sendo esta a ordem de apresentação dos resultados. Os tempos são relativos ao tempo de execução sequencial, ou seja, ao tempo de execução do algoritmo, para 1 máquina, sem as chamadas ao TreadMarks. Pela figura, pode-se observar que o ganho obtido para 10000 foi quase linear, sendo de 1.9, 2.7, 3.4 e 4.1, que face à linearidade correspondem a 95%, 90%, 86% e 82%. Para 1000 rainhas a performance obtida, face à linearidade, foi de 50%, 31%, 22% e 15%. Para 100 rainhas a performance obtida, face à linearidade, foi de 7.5%, 2.9%, 1.5% e 0.9%.

Pela tabela 1 pode-se verificar que o decréscimo de performance, com a diminuição do puzzle, é devido ao aumento do sincronismo e do acesso geral à rede, por unidade de tempo. Nos puzzles mais pequenos, e uma vez que o processamento do indivíduos executa-se muito mais rapidamente, a frequência de acesso à rede é muito maior. Ainda que as transferências sejam de menor dimensão, o aumento da taxa de acesso à rede, que é cerca de 5 vezes entre cada puzzle, traduz-se por um decréscimo de performance.

Tabela 1 - Resultados estatísticos do TreadMarks

NQ	Nmaq	Barreiras / sec	Acq / sec	Bytes / sec	Mess / sec
10,000	3	0.04	0.81	78,476	43
	5	0.07	1.25	165,265	91
1,000	3	1.49	27.68	450,324	387
	5	1.24	23.24	687,614	542
100	3	12.24	227.21	540,126	1,596
	5	6.60	123.90	602,208	1,863

Com a introdução de barreiras entre as várias operações obteve-se a tabela 2, que contem os tempos médios da inicialização (init), da avaliação (eval), da selecção (sel), do cruzamento (cros) e da mutação (mut), para 10000, 1000 e 100 rainhas, com 1, 3 e 5 máquinas.

Tabela 2 - Resultados temporais

NQ	Naq	Init	Eval	Sel	Cros	Mut
10,000	1	330	467,497	178	236	0
	3	3,215	161,499	6,539	5,480	434
	5	3,876	97,187	9,009	8,582	469
1,000	1	30	4,667	20	22	0
	3	541	2,884	362	1,867	235
	5	1,222	1,761	469	4,180	265
100	1	0	50	2	2	0
	3	180	244	0	383	24
	5	331	342	4	844	40

Verifica-se que, para o puzzle de maior dimensão, a operação mais exigente é a avaliação. O que seria de esperar pois neste bloco além do cálculo do mérito do indivíduo, o que implica verificar o conflito entre todas as rainhas, também são executadas as funções de observação e de actualização dos valores de protecção. A selecção realiza a cópia integral dos indivíduos seleccionados para uma população auxiliar, em memória local ao processo 0, seguida de outra cópia para a população em memória distribuída. De notar que a cópia para memória local implica o acesso a toda a população e logo toda essa memória terá que chegar até ao processo 0. A cópia da população local para a população em memória partilhada deixará, no processo 0, as alterações à memória distribuída, que serão transferidas quando os outros processo as solicitarem, o que ocorrerá quando acederem à população. O operador de cruzamento ao aceder aos indivíduos desencadeia a sua transferência e o seu respectivo processamento. A mutação que só efectua uma transformação (mutação) por indivíduo pode ser uma operação bastante rápida, principalmente se for aplicada sobre um indivíduo local[2],. Mas como o operador de cruzamento permite a um processo actuar sobre indivíduos que não são locais[2], então a aplicação do operador de mutação pode ter que proceder à actualização local de indivíduos.

O OPERADOR CROS2

A segunda versão, do operador de cruzamento, denominada de Cros2 selecciona para cruzamento apenas os indivíduos locais a cada processo. Além de melhorar a eficiência do cruzamento, também melhora o desempenho do operador de mutação, uma vez que este irá processar os indivíduos que o cruzamento já actualizou localmente (do ponto de vista da memória). Os resultados dos ensaios com este operador encontram-se na tabelas 3 e 4. A tabela 3 mostra os resultados temporais de cada operação, que são apresentados como ganhos relativos ao operador Cros1 (TCros1/TCros2). Na tabela 4 são apresentadas as estatísticas sobre o TreadMarks.

[2] Locais no sentido que são afectos ao processo pela expressão já descrita

Da coluna do tempo total (Tot), da tabela 3, observa-se que só houve ganhos significativos para o puzzle de 1000 rainhas, de 25% com 3 máquinas e 46% com 5 máquinas.

Tabela 3 - Resultados de tempos do operador Cros2, ganhos relativos aos tempos com o operador Cros1 (tabela 2)

NQ	Nmaq	Init	Eval	Sel	Cros	Mut	TOT
10,000	3	1.00	1.00	0.95	1.59	1.86	1.01
	5	1.00	1.00	0.86	1.72	2.52	1.01
1,000	3	0.98	1.07	1.00	1.92	1.43	1.25
	5	1.82	0.75	0.55	4.08	1.65	1.46
100	3	0.95	1.04	0.00	2.14	0.44	1.31
	5	0.97	0.59	2.00	2.11	0.22	1.01

Por operador, houve ganhos significativos para o cruzamento e para a mutação. Pelo facto de a mutação operar com indivíduos que o cruzamento já processou, implica que o processamento é realizado com indivíduos que já são locais ao processos. Como não existe transferências pela rede, resulta num aumento de desempenho. O operador de cruzamento deve a sua melhoria de performance ao facto de não necessitar de sincronismo para escolher os indivíduos a processar. Tal é devido à escolha ser baseada na expressão já descrita, que não tem problemas de concorrência entre os vários processos. No puzzle maior, os ganhos da mutação e os do cruzamento traduzem-se em 1% no ganho final, devido à reduzida influência que estes operadores têm no conjunto total das operações.

Tabela 4 - Resultados estatísticos do TreadMarks, com o operador Cros2

NQC	NMAQ	Barreiras / sec	Acq / sec	Bytes / sec	Mess / sec
10,000	3	0.04	0.58	65,609	36
	5	0.07	0.89	124,602	68
1,000	3	1.86	24.59	404,324	345
	5	1.80	23.83	506,436	427
100	3	16.05	212.20	686,477	1,737
	5	6.66	88.03	594,727	1,992

Da observação da tabela 4, e para o puzzle de 10000, verifica-se uma diminuição da taxa de Acquires, de bytes transferidos e de mensagens, o que confirma o melhor desempenho do operador cros2. Para os puzzles menores a redução dos tempos de execução leva a maiores taxas de utilização da rede.

6. REFLEXÕES FINAIS

Neste artigo é apresentada a paralelização do algoritmo genético IGEA, sobre o sistema TreadMarks. Este algoritmo tem as suas particularidades, mas como a sua configuração computacional é a mesma dos algoritmos genéticos tradicionais [3], a sua utilização neste artigo pretende ser representativa desses algoritmos. A sua paralelização foi

executada sem grandes acréscimos ao código sequencial, consistindo principalmente na alteração de certos ciclos de processamento e na adição de sincronismo, no acesso à memória partilhada, recorrendo a barreiras e locks. O desempenho final do sistema, para o puzzle maior, foi quase linear com o aumento do número de máquinas (1.9, 2.7, 3.4 e 4.1 para 2,.3,4 e 5 máquinas). Para os puzzles de menor dimensão, o sistema acusa a maior taxa de utilização da rede face ao processamento, pelo que apresenta performances bastante degradadas. Dado que a selecção altera completamente os indivíduos, porque os muda de lugar ou porque os substituí, cada geração é completamente independente da anterior, o que parece favorecer o protocolo de invalidação do TreadMarks. Seria portanto interessante verificar a veracidade da afirmação com a utilização de um protocolo de Update[7].

A resolução integral do problema das rainhas com uma dimensão de 100 foi resolvido com 332 iterações do algoritmo (média de 100 ensaios), e com dimensão de 1000 foi resolvido com 2335 iterações (média de 5 ensaios).

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Departamento de Engenharia da Electrónicas e das Comunicações, do ISEL, pela utilização dos meios computacionais e por outras facilidades logísticas necessárias à realização deste trabalho. Agradeço ao Prof. Dr. Paulo Guedes a quem devo a realização deste trabalho. Agradeço ao Prof. Dr. Willy Zwaenepoel pela utilização do TreadMarks.

REFERÊNCIAS

[1] J. Carter, J. Bennett, e W. Zwaenepoel, "Implementation and performance of Munin", em Proceedings of the 13th ACM Symposium on Operating Systems Principles, pp. 152-164, Outubro de 1991

[2] K. Gharachorloo, D. Lenoski, J. Laudon, P. Gibbons, A. Gupta, e J. Hennessy, "Memory consistency and event ordering in scalable shared-memory multiprocessors, em proceedings of the 17th Annual International Symposium on Computer Architectures, pp. 15-26, Maio de 1990

[3] D. Goldberg, "Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning", Addison-Wesley, 1989

[4] P. Keleher, A. L. Cox, e W. Zwaenepoel, "Lazy Release Consistency for software distributed shared memory", em proceedings of the 19th Annual International Symposium on Computer Architectures, pp. 13-21, Maio de 1992

[5] L. Lamport. "How to make a multiprocessor computer that correctly executes multiprocess programs", em IEEE Transactions on Computers, pp. 690-691, C-28(9), Setembro de 1979

[6] K. Li, e P. Hudak, "Memory coerence in shared virtual memory systems", ACM Transactions on Computer Systems, pp. 321-359, 7(4), Novembro de 1989

[7] P.Keleher, "Lazy Release Consistency for Distributed Shared Memory", PhD. Tesis, Rice Universty, Dezembro de 1994

[8] P. Keleher, A. Cox, S. Dwarhadas, e W. Zwaenepoel, "TreadMarks: Distributed Shared Memory on Standard Workstations and Operating Systems", em Proceedings of the Winter 94 Usenix Conference, pp. 115-131, Janeiro de 1994

[9] F. Mattern, "Virtual time and global states of distributed systems", em Parallel & Distributed Algorithms, Elsevier Science Publishers, 1989

[10] R. Tavares, A. Teófilo, P. Sousa, e A. Rosa, "Infected Genes Evolutionary Algorithm", em proceedings of ACM SAC 99, pp. 333-338, 1999

[11] V. Sunderam, "PVM: A framework for parallel distributed computing", em Concurrency: Practice and Experience, pp 315-339, 2(4), Dezembro de 1990

Turista Virtual

Marco Soares Pascoal Martins Ricardo Pereira Nuno Pereira
Marco Grácio Nuno Guerreiro Carlos Sebastião Vítor Almeida[1]
ISEL – Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro, nº1, 1949-014 Lisboa
e-mail {msoares,pascoalm,rpereira,npereira,cbastiao,valmeida}@isel.pt, bfe2025@mail.telepac.pt, mgracio@mail.pt

RESUMO

O objectivo deste projecto, englobado no programa Leonardo da Vinci ("chance 21"), é poder fornecer aos estudantes a possibilidade de treinarem os conhecimentos adquiridos ao longo da sua formação académica. Optou-se assim por um projecto que envolve conhecimentos leccionados em várias disciplinas e que, para além dos objectivos em termos didácticos, permitisse algum "gozo" na sua concretização. O projecto proposto foi designado por **"Turista Virtual"**.

Resumindo trata-se duma plataforma móvel que inclui uma câmara de vídeo e que pode ser controlada a partir de qualquer PC ligado à Internet e que possua um *browser*.

Qualquer pessoa que disponha de uma ligação à Internet pode fazer "turismo virtual" passeando o *robot* através da área pretendida. A área que pode ser visitada está limitada ao espaço coberto pela tecnologia *wireless* [1] utilizada e pela duração das baterias do móvel.

Para a realização deste projecto foram utilizadas ferramentas e técnicas nas quais se incluem:

- Comunicação *wireless* (*Ethernet*)
- Captação e envio de imagem em tempo real através da Internet
- C++
- Java
- Servidores *Web*
- Protocolos de comunicações

Palavras Chave: Internet, *Wireless*, *Robot*, Java, C++, Vídeo, *Browser*

INTRODUÇÃO

A realização do presente trabalho teve como principais objectivos permitir aos alunos lidar com novas tecnologias consolidando também os conhecimentos adquiridos ao longo da sua formação académica (nas áreas de Redes de Comunicação, Programação, Sistemas Operativos e Microprocessadores) e provar que se podem criar novos produtos num ambiente académico.

O projecto proposto consiste basicamente no controlo de um dispositivo móvel (*robot*) através de uma rede utilizando protocolos da família TCP/IP. Com o desenvolvimento crescente da Internet, banaliza-se a possibilidade de comunicação entre sistemas, razão pela qual se alargou a possibilidade de controle do *robot* a toda a Internet. Desta forma é possível a qualquer utilizador, com acesso à Internet, controlar o *robot*.

DESCRIÇÃO

A concepção do projecto foi dividida em várias fases, as quais passamos a descrever nos pontos seguintes.

Neste projecto estiveram envolvidos dois grupos distintos com liberdade para poderem realizar abordagens diferentes. Tal deu origem a que existam alguns pontos com abordagens distintas.

ANÁLISE

Realizou-se um estudo inicial do sistema por forma a compreender e definir os vários meios envolvidos bem como as especificações do sistema. Cada um dos grupos envolvidos no projecto realizou uma abordagem do problema, da qual resultaram as seguintes especificações em comum:

- a entidade móvel (*robot*) tem que ser autónoma, quer do ponto de vista da alimentação, quer da rede de comunicação, por forma a permitir a maior mobilidade possível. A tecnologia de comunicação entre o *robot* e a rede de comunicação terá que ser *wireless*, estando o raio de acção deste limitado pelas características dessa tecnologia;
- a mobilidade do *robot* é controlada a partir de um *browser* comum, de forma a ser independente da localização do cliente;
- é necessária a existência de um módulo de reconhecimento do ambiente envolvente (através da recolha de imagem), por forma a permitir um controlo mais preciso;
- todos os clientes têm acesso à informação do meio onde o *robot* se encontra, através da imagem.

Para além das especificações em comum, de cada uma das abordagens resultaram outras especificações diferentes:

Grupo 1:

- podem existir vários clientes com ligação estabelecida , no entanto apenas um tem o controlo sobre o dispositivo;
- a ligação dos clientes é feita de forma ordenada, pelo que, no caso de desistência do cliente que possui o

[1] Professor Adjunto do DEEC do ISEL

controlo do *robot*, o cliente com a ligação mais antiga passará a controlar o dispositivo;
- para evitar a monopolização do controlo do *robot*, no caso de existirem vários clientes com ligação estabelecida, o tempo de controlo é limitado (programável no servidor), pelo que existe um processo rotativo permitindo a todos os clientes a possibilidade controlarem o dispositivo;
- todos os clientes têm acesso à informação do meio onde o *robot* se encontra, através da imagem, e de informação do estado do *robot* (ex: velocidade, posição, sonares, etc.).

Grupo 2:

- existe apenas um cliente com ligação ao servidor do *robot* (tendo este o controlo sobre o mesmo), podendo, no entanto, todos os outros receber imagem do meio envolvente.

De forma resumida pode-se descrever o sistema como um dispositivo móvel que inclui uma câmara de vídeo, podendo ser controlado a partir de qualquer PC ligado à Internet que possua um *browser*. O cliente pode "passear" o *robot*, sendo o seu raio de acção limitado ao espaço coberto pela tecnologia *wireless* utilizada e pela duração das baterias.

PROJECTO

As especificações do projecto foram elaboradas a partir da informação produzida na análise.

Por forma a minimizar o tempo de implementação realizou-se um processo de pesquisa com o objectivo de obter maior quantidade de informação e componentes já existentes que satisfizessem os requisitos e especificações do sistema.

A pesquisa incidiu essencialmente sobre três aspectos chave:

- **unidade móvel**: as soluções encontradas foram a utilização de um carro telecomandado ou a utilização de um *robot* com os mesmos objectivos. A solução adoptada foi a segunda, sendo o *robot* adquirido designado por *Pioneer II* [2]. Os elementos que nos levaram a descartar a primeira opção foram a inexistência de autonomia em termos de alimentação e de uma unidade de controlo de movimentos, o que nos obrigaria a suportar um custo de implementação demasiado elevado. Por outro lado, para além do *robot* ser autónomo e de possuir uma interface de controlo, dispõe ainda de um conjunto de dispositivos de detecção de obstáculos, nomeadamente 8 sonares, a uma distância entre os 15cm e os 5m. Um outro aspecto importante foi a disponibilização de uma biblioteca, em linguagem C, de funções de acesso ao *robot*.
- **comunicação *wireless***: das várias soluções analisadas salientam-se duas: *wireless Ethernet* e *wireless* modem. Após analisarmos as características de ambas decidiu-se utilizar *wireless Ethernet*, sendo o principal factor de escolha a diferença de largura de banda verificada, cerca de 2 Mbps no caso da tecnologia *wireless Ethernet* e 64 Kbps no caso dos *wireless* modems. A largura de banda é uma característica bastante importante visto que se pretende transmitir vídeo em tempo real e, num futuro próximo, áudio.
- **recolha de imagem** : Tal como foi mencionado anteriormente, o *robot* já possui um mecanismo de detecção de obstáculos, no entanto este não produz informação suficiente que permita um controlo intuitivo do mesmo. Desta forma optou-se pela utilização de uma câmara de vídeo (*WebCam*), a qual possibilita ao utilizador a visualização do ambiente envolvente. A câmara de vídeo utilizada comunica através da porta paralela de um PC. Optou-se por um software independente do dispositivo de recolha de imagem, o que permite uma fácil substituição do mesmo (por exemplo em caso de avaria ou de evolução tecnológica do dispositivo). Por outro lado o software, designado por InetCam [3], tem baixo custo de aquisição.
- **interface com a unidade móvel**: a unidade móvel (robot) é controlada através de uma porta série. Uma vez que a comunicação entre o robot e a rede (entenda-se por rede como um ponto de acesso que pode ser uma máquina ou a própria rede local) se efectua via *wireless Ethernet*, é necessário um agente "inteligente" que saiba comunicar utilizando protocolos da família TCP/IP sobre *Ethernet* e converte-lo para o formato de comunicação suportado pelo carro e vice-versa (aplicação servidora). Como se pretende que a comunicação entre o carro e a rede seja *wireless* é obrigatório o uso de uma máquina local ao robot. Qualquer uma das situações anteriormente descritas obriga ao uso de um PC que esteja solidário com o robot, a solução encontrada foi o uso de um portátil.

Foi na fase de Projecto que se definiram todos os subsistemas, bem como as suas interfaces e a forma como interagem entre si. Definiu-se ainda as ferramentas a utilizar, nas quais se incluem Java, C++, servidores Web e protocolos de comunicação e respectiva interface (*sockets*).

Podem-se salientar os seguintes subsistemas:

- *robot*, que disponibiliza uma interface de controlo de movimentos e sonares;
- InetCam, constituído por um servidor, instalado no portátil, que obtém as imagens directamente da câmara, e por uma *applet*, que obtém as imagens a partir do servidor;
- aplicação cliente, uma *applet* (implementada em Java) a correr sobre um *browser* a partir da qual o

utilizador pode controlar o carro e ter acesso a informação de *status* do *robot*;

- a *applet* do InetCam e a da aplicação cliente foram englobadas numa página *HTML*, a qual é disponibilizada através de um *WebServer* instalado no portátil;
- aplicação servidor (foram utilizadas abordagens diferentes por cada um dos grupos):

Grupo 1:

Tem como principais funções a gestão de ligações de clientes, atender comandos dos mesmos, enviar informação de *status* (em cada 0,5 s), gerir o tempo de controlo de cada utilizador, assim como controlar os movimentos do *robot* de modo a evitar que este colida (através da informação obtida pelos sonares).

A linguagem de programação adoptada para a implementação do servidor foi o Java. A principal razão desta opção foi o facto do cliente ser também implementado em Java, pelo que, a utilização de outra linguagem de programação obrigava a um custo de implementação adicional, uma vez que era necessário realizar os processos de *marshalling* e *unmarshalling*, devido às diferenças de representação dos tipos básicos.

Grupo 2:

Tem como principal função a gestão das ligações, tendo, no entanto, como principal diferença o facto de só permitir uma ligação de cada vez.

Tem também a responsabilidade de receber os comandos do utilizador e gerar as ordens correspondentes para o robot, assim como enviar para o utilizador todos os dados correspondentes ao *status* do *robot* (velocidade, direcção, velocidade de rotação e carga da bateria).

O servidor também tira partido dos sonares, parando o carro quando este se aproxima demasiado de um obstáculo. Na presença de um obstáculo, o *robot* ignora todas as ordens para andar para a frente, aceitando apenas os comandos para virar ou andar para trás.

A linguagem de programação utilizada no desenvolvimento deste módulo, foi o C++, uma vez que as bibliotecas de funções fornecidas para controle do *robot* são em ANSI C, e a plataforma em que este vai ser executado não muda.

Em ambas as abordagens o servidor irá correr sobre o PC portátil, servindo de elo de ligação entre o cliente e o *robot*, convertendo os comandos do cliente (protocolo por nós definido) em comandos definidos na interface do dispositivo móvel. A interacção entre o servidor e o *robot* é feita através da porta série disponibilizada neste último. A comunicação servidor-cliente é realizada com base no protocolo IP sobre *Ethernet*. Uma abordagem utilizou TCP (Grupo 1) e a outra UDP (Grupo 2).

IMPLEMENTAÇÃO

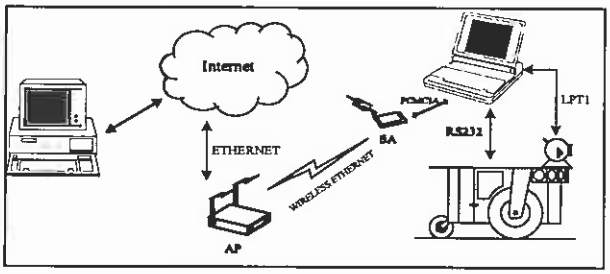


Figura 1 – Interligação dos Módulos do Sistema

Na fase de implementação também existiram duas abordagens diferentes, as quais passamos a descrever.

Grupo 1 :

O servidor consiste basicamente em três *threads*:

- uma que se encarrega da gestão das ligações dos clientes, inserindo-os num contentor;
- *thread* de *status*, cujo objectivo é enviar a informação de *status* para cada um dos clientes que se encontram ligados. Esta informação é obtida com base em primitivas da interface disponibilizada pelo *robot*. É da sua responsabilidade controlar os movimentos do *robot* de modo a evitar que este colida, recorrendo para tal aos sonares virtualizados através da classe SonarCtrl. Tem ainda como funcionalidade adicional realizar o controlo temporal, *time-slice*, entre os clientes, o que permite retirar o controlo a um cliente (sem fechar a página), colocando-o no fim do vector de ligações e dando a possibilidade ao utilizador seguinte de, também ele, controlar o *robot*.
- *thread* de comandos, que recebe comandos do utilizador, e os executa ou não mediante a informação de *status* (sonares).

O cliente é uma *applet*, sendo constituída por uma *thread*, que se encarrega da recepção da informação de *status*. Esta disponibiliza a interface gráfica para os comandos de controlo sobre o *robot*, nomeadamente os comandos de movimento, ligar e desligar os sonares bem como fazer *reset* às variáveis que indicam a posição do *robot*, e a interface para a informação de *status*. A interface de comandos disponibilizada é constituída por botões, no entanto também é possível controlar o carro utilizando as teclas cursoras, para movimentos direccionais, e a tecla dos espaços para parar o *robot*.

Figura 2 – Interface do Cliente (Grupo1)

A interacção entre o servidor e o *robot* é realizada através de um conjunto de funções em C++, designadas por P.A.I. (*Pioneer Application Interface*), que foram disponibilizadas pelo construtor do Pioneer II. A partir destas foi gerada uma DLL com a interface necessária, recorrendo para tal à ferramenta Visual Studio C++. Como a interface existente está em C++ e o servidor em Java foi necessário recorrer ao *JNI – Java Native Interface*, que permite invocar código nativo (exemplo C ou C++) a partir do Java.

Por forma a controlarmos os movimentos do *robot* (através da informação fornecida pelos sonares), foram definidos três níveis, designados por *GREEN*, *YELLOW* e *RED*, com um significado idêntico ao de um semáforo de trânsito. Assim quando os sonares indicarem:

- um nível *GREEN* (distância > 600 mm) não existe qualquer tipo de limitação nos movimentos do *robot*;
- um nível *YELLOW* (300 mm < distância ≤ 600 mm), a velocidade do *robot* é limitada a um valor máximo (Z mm/s), pelo que se o utilizador desejar aumentar a velocidade, os respectivos comandos só são processados enquanto essa velocidade máxima não for atingida;
- um nível *RED* (distância ≤ 300 mm), os movimentos do *robot* são limitados, sendo parado no caso de indicação pelos sonares frontais. Por outro lado, se o aviso for lateral, os comandos de direcção são ignorados, dependendo da situação.

Os valores X, Y e Z podem ser definidos no servidor.

A figura 2 exemplifica a interface do cliente.

Grupo 2 :

O servidor é constituído por quatro *threads*

- a *thread* principal 'serverThread' é responsável pela gestão das ligações, assim como pela recepção e execução dos comandos enviados pelo cliente;
- a *thread* 'statusThread' é responsável pelo envio, a cada 500ms, da informação de *status* para o cliente;
- a *thread* 'avoidColisionThread' monitoriza o estado dos sonares e pára o *robot*, se este se encontrar demasiado próximo de algum obstáculo;
- como a comunicação entre o servidor e o cliente foi implementada utilizando UDP, não existe nenhuma forma automática de detectar se o cliente ainda se encontra activo ou não. Por essa razão o cliente envia, a cada 8 segundos, uma trama de 'keep alive' para o servidor, por forma a sinalizar o seu estado. A *thread* 'whatchDogThread' verifica se existiu alguma trama enviada pelo cliente nos 8 segundos anteriores. Se não foi recebida nenhuma mensagem, o carro é parado de imediato, ficando no entanto receptivo, a comandos do mesmo utilizador. Se não for recebida mais nenhuma mensagem nos 48 segundos seguintes, a ligação com o cliente é quebrada e o servidor fica disponível para aceitar novas ligações.

A razão da escolha de UDP para a comunicação entre o cliente e o servidor encontra-se no facto de que este sistema é de 'tempo real' e portanto cada uma das acções executadas pelo cliente está enquadrada num determinado contexto (a posição e velocidade do carro em cada instante), por isso quando uma mensagem se perde não deve ser recuperada (porque poderia demorar demasiado tempo e chegaria fora de contexto). O uso de comunicação sem correcção de erros delega no utilizador a nova acção a tomar, função do novo contexto em que o carro se encontre.

Uma vez que no protocolo de comunicação não se garante a sequencialidade das mensagens, foi necessário implementar esta funcionalidade. Esta implementação usa uma numeração nas tramas de modo a ter-se a noção da ordem por que foram enviadas. Como não existe informação sobre o estado de uma trama anterior a uma outra recebida fora de ordem (não se sabe se esta se perdeu ou se atrasou), assume-se que esta última é a mais actualizada e que todas as outras anteriores se perderam. Nas situações em que existiu apenas um atraso nas tramas anteriores, o procedimento usado é descarta-las quando da sua recepção, porque se assume que estão desactualizadas.

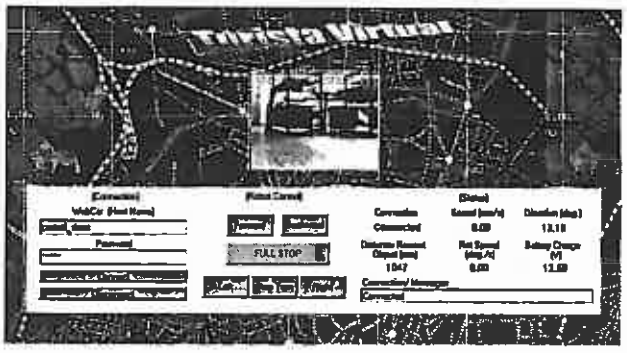


Figura 3 – Interface do Cliente (Grupo2)

A *applet* cliente encontra-se dividida em três partes. Uma permite a um utilizador estabelecer ou terminar uma ligação ao servidor. Outra permite o controlo do carro através de uma série de botões de direcção. E a terceira permite a visualização de várias informações respeitantes ao carro, tais como a sua velocidade, direcção de movimento, estado da bateria, etc.

O controlo é efectuado através de sucessões de comandos, os quais repetidos provocam uma movimentação mais ou menos rápida do carro consoante estes respectivamente reforcem ou o contradigam o movimento actual.

A cada 8 segundos é enviada ao servidor a trama de '*keep alive*' de modo a informá-lo do estado de funcionamento do cliente.

As mensagens do servidor também são monitorizadas, se nenhuma for recebida durante um determinado intervalo de tempo, assume-se que o servidor deixou de estar acessível e a ligação é quebrada.

TESTES

Na fase de testes validaram-se as opções de projecto tendo-se as abordagens dos dois grupos revelado válidas.

Forçaram-se as mais variadas situações para verificar qual a reacção de todo o sistema às mesmas. Ajustaram-se as distâncias de paragem do *robot*, medidas pelos sonares, de forma a evitar colisões, acidentais ou não, do mesmo com obstáculos. Verificou-se qual a distância máxima alcançada pela tecnologia *wireless* utilizada e qual o comportamento do *robot* quando no limite da distância.

Mediu-se o débito binário necessário para a utilização deste sistema. Assim verificou-se que, embora num ambiente de rede local baseado em *Ethernet* a 10Mbps não exista qualquer problema, a utilização do sistema através de modems de banda canal, mesmo a 56Kbps, não é possível dado a transmissão de imagem em tempo real implicar a necessidade de um débito na ordem dos 75Kbps.

A autonomia do "turista virtual" em termos temporais é limitada pela duração da carga da bateria do PC portátil utilizado, cerca de duas horas, dado que a possibilidade do *robot* utilizar três baterias dá a este uma autonomia de várias horas.

CONCLUSÕES

Considera-se que o objectivo inicial integrar um conjunto de novas tecnologias num produto inovador e num tempo de desenvolvimento curto, por um conjunto de alunos finalistas de um curso de engenharia é possível. Para o baixo tempo de desenvolvimento, poucas semanas se excluirmos o tempo de espera relacionado com a aquisição do *robot*, contribuiu a utilização de módulos de *hardware* e *software* já existentes no mercado e passíveis de serem utilizados com custos aceitáveis.

A abordagem efectuada teve como objectivo um tempo de desenvolvimento curto o que implicou, como já foi referido, a utilização de alguns módulos existentes no mercado como, por exemplo, o *robot*. Isto encarece todo o sistema elevando o seu custo a várias centenas de milhares de escudos repartidos pelo *robot*, PC portátil, câmara de vídeo, *software* InetCam e módulos de comunicação *Wireless Ethernet*.

Face à sua concepção com módulos de fácil aquisição no mercado, este sistema pode ser reproduzido em qualquer quantidade num tempo muito curto.

EVOLUÇÃO

Pretende-se implementar o "turista virtual" tendo como objectivo poder vir a ser industrializado e comercializado a baixo custo (poucas dezenas de contos). Isto irá implicar a necessidade de utilização de uma plataforma móvel do tipo carro telecomandado (brinquedo) e o desenvolvimento de um sistema que inclua o controlo de motores, o suporte para a ligação da câmara de vídeo e as comunicações. Assume-se que a ligação à Internet e o processamento de imagem será efectuado num PC fixo que suportará a maioria do trabalho necessário e que comunicará com a plataforma móvel através de uma tecnologia à escolha, *wireless Ethernet*, *wireless* modem, DECT, Tetra ou outra.

Para além das facilidades implementadas pretende-se também vir a incluir áudio bidireccional.

REFERÊNCIAS

[1] – "BreezeCOM – Wireless Access Solutions", documentação disponível em: http://www.breezecom.com

[2] – "Pioneer Robots from ActivMedia Robotics", fontes e documentação disponíveis em : http://www.activrobots.com

[3] – "InetCam", *software* e documentação disponíveis em: http://www.inetcam.com

Reconhecimento Óptico de Dígitos Impressos

Miguel P. Campilho Gomes
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Centro de Estudos e Desenvolvimento de Electrónica e Telecomunicações
email: mpcg@isel.pt
tel: 8317 237
fax: 8317114

1. INTRODUÇÃO

A vulgarização do documento electrónico não eliminou nem diminuiu o uso do documento em papel. De facto, o volume de documentos em papel continua a aumentar apesar da crescente utilização de documentos electrónicos e das suas inúmeras vantagens sobre o documento em papel [1]. O armazenamento, a procura, a actualização, a edição, o transporte (ou transmissão) e a acessibilidade do documento electrónico são manifestamente mais céleres, simples e eficientes, o que nos dá a certeza de que este veio para ficar. Assim sendo, a conversão do documento em papel para documento electrónico tornou-se um dos temas primordiais para o desenvolvimento de aplicações de várias áreas de investigação, nomeadamente da visão por computador e do reconhecimento de padrões.

O reconhecimento automático de documentos é uma área complexa, ainda em franco desenvolvimento e sujeita a intensa investigação. Os tipos de documentos sobre os quais o esforço de investigação e desenvolvimento hoje recai é muito variado, incluindo documentos financeiros normalizados, formulários com inúmeros formatos para os mais variados fins, artigos técnicos, documentos postais normalizados, mapas geográficos, esquemas, desenhos técnicos, partituras musicais, etc.

1.1 Reconhecimento Óptico de Caracteres

Um dos módulos que habitualmente compõem um sistema de reconhecimento de documentos é um identificador de caracteres, vulgarmente designado "reconhecedor óptico de caracteres". Este módulo é responsável pelo processamento das regiões do documento cujo conteúdo é supostamente composto unicamente por texto, seja este impresso ou manuscrito, e tem como função final a identificação dos caracteres ali contidos.

1.1.1 Arquitectura típica

De uma forma genérica, o processamento realizado no reconhecimento óptico de caracteres engloba sempre as seguintes três etapas: pré-processamento, classificação e pós-processamento. Estas etapas são habitualmente precedidas por uma outra, na qual é realizada a aquisição da imagem a ser processada (figura 1).

A etapa de pré-processamento trabalha sobre uma imagem do documento previamente adquirida, habitualmente por um *scanner*.

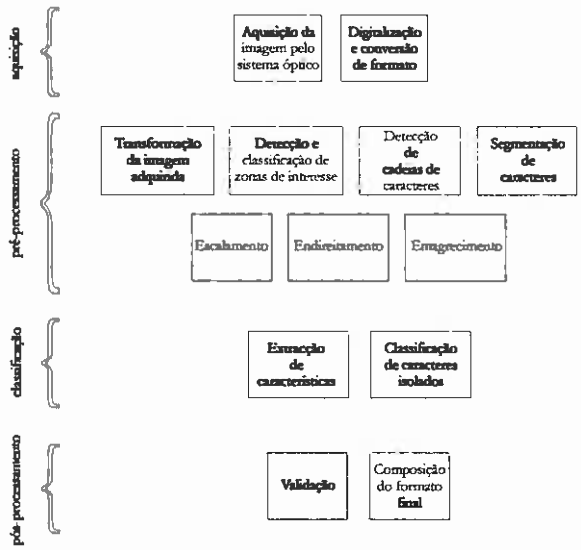


Figura 1: Etapas e fases que compõem um processo típico de reconhecimento de caracteres.

Nesta etapa é primeiro realizada uma procura de zonas da imagem que contenham caracteres, resultando assim a delimitação de várias partes da imagem, que constituem um grupo de novas imagens sobre as quais incidirá o processamento posterior.

De seguida são realizadas várias transformações às imagens resultantes, com o intuito de facilitar a tarefa da etapa seguinte, a classificação. Destas transformações há a destacar, como mais comuns e relevantes, a binarização da imagem, o emagrecimento do traço, a correcção da inclinação e a extracção de características.

Na etapa de classificação é feito o reconhecimento propriamente dito, ou seja, são identificados os caracteres contidos na imagem e, eventualmente, determinadas várias características associadas, tais como o tipo de letra usado, o tamanho, o estilo, etc. Quando o reconhecimento é orientado para caracteres, a saída desta fase poderá ser uma cadeia de caracteres representados num código pré-determinado, por exemplo o código ASCII. Se o processamento for orientado à palavra, a saída desta fase poderá ser um único código identificador da palavra numa biblioteca de palavras associada ao classificador.

Na etapa de pós-processamento, é feita a interligação da saída do classificador com a aplicação

em que o reconhecedor se integra e poderá ser realizada uma validação do(s) resultado(s) do classificador face ao contexto da zona do documento a ser processada. Por exemplo, se esta zona for uma tabela numérica não fará sentido aceitar como saída da fase de classificação uma cadeia de letras, sendo este resultado naturalmente rejeitado.

2. CLASSIFICADOR PARA RECONHECIMENTO ÓPTICO DE DÍGITOS IMPRESSOS

Neste artigo são apresentados alguns resultados obtidos com um classificador desenvolvido para integração num reconhecedor óptico de caracteres [2]. Este classificador é baseado em redes neuronais artificiais, mais concretamente em perceptrões multicamada, e destina-se ao reconhecimento de caracteres impressos. Não sendo dedicado a nenhum tipo de letra em particular, o classificador deveria funcionar correctamente com diversos tipos de letra, com diversos tamanhos e estilos, devendo ainda suportar vários meios de impressão de documentos. Pretendeu-se também minimizar o pré-processamento necessário, nomeadamente no que se refere à extracção de características, ao emagrecimento do traço e à binarização da imagem. Refira-se que o tempo consumido pela fase de pré-processamento é, por vezes, superior em várias ordens de grandeza ao tempo consumido na fase de classificação [3]. A extracção de características não foi realizada explicitamente por um extractor de características pré-determinadas, como é comum nos reconhecedores clássicos [4-9], mas sim de forma implícita pela rede neuronal do classificador. A motivação para a eliminação das etapas de emagrecimento do traço e de binarização da imagem foi, não só diminuir o peso do pré-processamento, mas também evitar a eventual perda de informação inerente a estes processos [10, 11], sem prejuízo relevante para o peso computacional do processamento das imagens resultantes. A aplicação-tipo a que se destinará um reconhecedor óptico de caracteres que incorpore este classificador será um sistema de processamento automático de documentos impressos, tipicamente de documentos financeiros normalizados, formulários diversos, talões de pagamento, etc.

2.1 Reconhecimento de caracteres impressos

A complexidade do reconhecimento óptico de caracteres impressos depende essencialmente da diversidade de tipos de letra que se pretende que o sistema seja capaz de reconhecer. De uma forma geral, um reconhecedor dedicado apenas a um tipo de letra é mais fácil de desenvolver do que um reconhecedor de caracteres impressos em vários tipos de letra. A possibilidade de variação do tamanho dos caracteres e do respectivo estilo[1] também aumenta, de forma considerável, a complexidade do problema [12, 13]. Quando são mínimas as restrições ao tipo de letra, tamanho e estilo dos caracteres que um determinado sistema deve identificar, respeitando apenas um mínimo razoável de legibilidade do texto, o problema do reconhecimento de caracteres impressos apresenta uma complexidade semelhante à do reconhecimento de caracteres manuscritos isolados se estes resultarem de um tipo de escrita regrado, por exemplo, pela grelha de um formulário. A dificuldade aumenta para o caso de caracteres manuscritos agrupados em palavras, culminando na escrita cursiva.

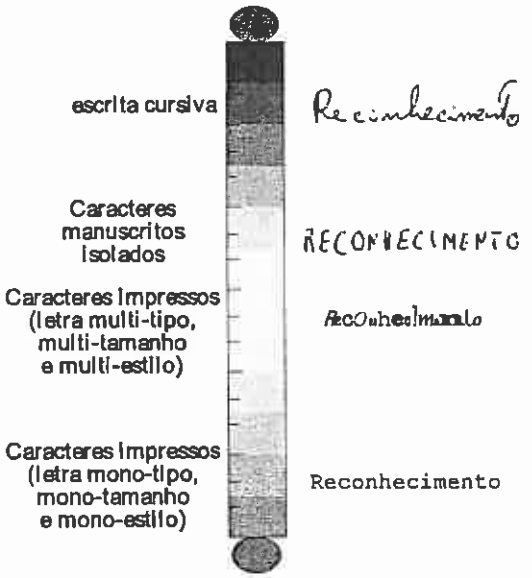


Figura 1: Ilustração da complexidade relativa do reconhecimento de caracteres impressos e manuscritos.

O reconhecimento da escrita cursiva é o mais complexo de todos, sendo o seu estudo de grande importância pois é um estilo manuscrito que o ser humano usa naturalmente quando não há restrições impostas, excepto a de haver legibilidade para o leitor. O reconhecimento de caracteres impressos é, ainda hoje, alvo do interesse de muitos grupos de investigação, motivado pelo elevado número de aplicações que dele necessitam [13, 14].

2.2 Reconhecimento de caracteres isolados e de palavras

O reconhecimento de caracteres isolados e o reconhecimento de palavras são problemas com características distintas. De um ponto de vista histórico, o reconhecimento de caracteres isolados foi abordado primeiro, seguido do reconhecimento de palavras com caracteres impressos; só depois surgiram as tentativas de reconhecimento de palavras resultantes de escrita cursiva. A aproximação mais comum ao reconhecimento de palavras é baseada no reconhecimento individual de cada um dos caracteres

[1] Neste contexto o termo "estilo" refere-se às variantes possíveis de um tipo de letra habitualmente designadas por "estilo itálico", "estilo carregado" e "estilo itálico-carregado".

que a compõem, ou seja, o reconhecimento é realizado sobre o conjunto de caracteres resultantes da segmentação. Nos casos em que a segmentação se torna muito complexa, passando a ser a fase com maior responsabilidade pelos erros do sistema [15], nomeadamente no reconhecimento de escrita cursiva, alguns autores sugerem como alternativa uma aproximação mais global, ao nível da palavra e não do carácter [16].

O reconhecimento de caracteres isolados é considerado um problema menos complexo do que o reconhecimento de palavras, essencialmente porque envolve um tipo de segmentação mais simples. No entanto, há algumas situações em que o reconhecimento de caracteres isolados pode tornar-se mais difícil. Tal é o caso de caracteres deformados, seja por uma impressão deficiente ou por um estilo cursivo menos inteligível, que apresentam ambiguidades apenas dissipáveis por uma análise contextual [17]. Refira-se que quando o reconhecimento é realizado ao nível da palavra e não do carácter, pode não ser feita uma identificação isolada de todos os caracteres que compõem a palavra. De qualquer forma, em muitas aplicações é indispensável haver reconhecimento de caracteres isolados mesmo quando apresentados agrupados, de que é exemplo o caso clássico dos códigos postais em que apesar de existirem vários caracteres agrupados para formarem um número com vários algarismos, continua a ser necessário identificar cada um deles para ser possível o reconhecimento correcto desse número [7, 18, 19]. O classificador estudado neste trabalho é dedicado ao reconhecimento de caracteres isolados, devendo portanto ser precedido por um segmentador se for aplicado ao reconhecimento de palavras.

2.2.1 Reconhecimento de dígitos

Nas fases iniciais de estudo de classificadores para reconhecimento óptico de caracteres é frequente utilizar-se um número reduzido de caracteres que constitui um subconjunto do universo de símbolos que interessa reconhecer na fase final. Quando este universo é o alfabeto, este subconjunto é por vezes composto apenas pelos algarismos. Não só por este motivo mas também porque em muitas aplicações se pretende que o reconhecimento seja realizado essencialmente sobre algarismos, há muitos trabalhos publicados na área do reconhecimento óptico de caracteres nos quais apenas este conjunto de caracteres é utilizado nos ensaios efectuados [4, 6, 7, 9, 20-22]. Também no presente trabalho o classificador estudado foi treinado para reconhecer apenas os dez algarismos do alfabeto, não sendo no entanto difícil conceber a sua expansão para reconhecimento de maior número de padrões.

2.3 Base de Dados

A geração da base de dados reveste-se de grande importância pois as características do universo de padrões disponíveis para a criação dos conjuntos de treino, teste e validação são alguns dos factores que delimitam de forma sensível o sucesso de um classificador baseado no algoritmo de retropropagação.

2.3.1 Geração do Universo de Padrões.

O processo que foi utilizado na geração do universo de padrões disponíveis para a criação dos conjuntos de treino, validação e teste pode ser dividido em cinco fases distintas:

- Na primeira fase, a fase de impressão, foi impressa uma colecção de folhas de vários tipos de papel, utilizando-se diversos meios de impressão, contendo tabelas com sequências dos dez algarismos da numeração árabe, impressos em múltiplos tipos de letra.

- Na segunda fase, a fase de aquisição, a colecção de folhas foi digitalizada, ou seja, foi adquirida uma imagem de cada folha com um sistema óptico de aquisição de imagens (*scanner*), tendo sido posteriormente armazenada na forma de ficheiro informático.

- Na terceira fase, a fase de segmentação, as imagens resultantes foram segmentadas de modo a isolar cada algarismo representado nas folhas.

- Na quarta fase, a fase de endireitamento, foi realizada uma transformação dos caracteres com o fim de aproximar o estilo itálico do estilo normal.

- Na quinta e última fase, a imagem resultante de cada algarismo foi convertida numa nova imagem de dimensões normalizadas de 12 por 18 pontos, sendo então representada e armazenada no formato usado pelos padrões de entrada das redes simuladas. O conjunto de padrões assim obtidos constituiu o universo disponível para estudo daquelas redes.

As impressoras escolhidas respeitaram um critério de representatividade, atendendo ao universo de impressoras mais usadas hoje em dia. Similarmente, foram usados caracteres dos tipos de letra mais comuns, que se considerou serem de boa legibilidade e representativos do universo constituído pelos tipos que compõem os documentos passíveis de processamento por aplicações que incorporem as redes estudadas neste trabalho como engenho de reconhecimento de caracteres. Na tabela 1 são apresentados os meios de impressão utilizados.

A qualidade gráfica de um documento depende não só do processo de impressão mas também do tipo de papel usado. Assim, para se conseguir independência do reconhecedor relativamente ao tipo de papel poderiam ter sido utilizados diversos tipos de papel para cada um dos meios de impressão que participaram na geração da base de dados. No entanto, este procedimento originaria um aumento da dimensão da base de dados que seria incomportável devido a restrições impostas pela capacidade de armazenamento dos meios de

suporte magnético disponíveis.

Tabela 1: Meios de impressão utilizados na base de dados.

Meio de impressão			Tipos de letra	Estilos	Nº de tamanhos	Linhas / estilo	Caract./ linha	N. de caract.	%
Impressora de 9 agulhas			3	4	4	5	10	2400	9.6%
Impressora de 24 agulhas			3	4	4	5	10	2400	9.6%
Impressora laser	*true type fonts*	conj. 1	10	4	3	1	10	1200	4.8%
		conj. 2	38	4	3	1	10	4560	18.3%
	postscript fonts	conj. 3	11	4	3	1	10	1320	5.3%
Facsimile		conj. 2	38	4	3	1	10	4560	18.3%
Impressora de impacto			1	3	1	38	10	1140	4.6%
Maquina de escrever			1	2	1	14	10	280	1.1%
Fotocopiadora	papel normal	conj. 1	10	4	3	1	10	1200	4.8%
		conj. 3	11	4	3	1	10	1320	5.3%
	papel encetado	conj. 2	38	4	3	1	10	4560	18.3%
Totais								24940	100%

Assim, em vez de se usar todas as combinações possíveis entre tipos de papel e meios de impressão, optou-se por associar a cada meio de impressão um tipo de papel que se considerou ser representativo dos tipos mais frequentemente usados em documentos impressos desta forma. Os conjuntos de treino, validação e teste utilizados na fase final da parte experimental deste trabalho são subconjuntos do universo de padrões gerado a partir dos 24940 caracteres impressos pelos meios descritos anteriormente.

2.3.2 Erros de segmentação

Com o intuito de diminuir a sensibilidade a pequenos erros de segmentação e, consequentemente, aumentar a capacidade de extrapolação das redes simuladas, foi usado sobre os conjuntos de treino e validação um processo de ampliação da base de dados.

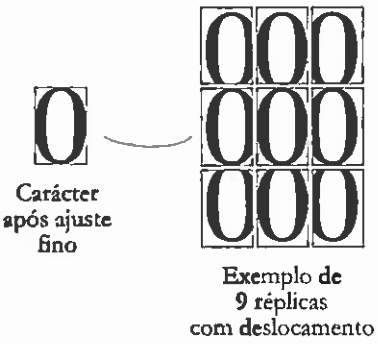


Figura 2 : Exemplo de nove réplicas do carácter zero.

Este processo consiste em replicar várias vezes a imagem do carácter, antes de ser realizado o escalamento, com pequenos deslocamentos em relação à imagem original, de modo que cada carácter forneça vários padrões para a base de dados que correspondem a possíveis resultados da segmentação desse carácter. Os deslocamentos podem ser absolutos, definidos em número de pontos, ou relativos, definidos em percentagem das dimensões da imagem original. Testes preliminares mostraram que este procedimento melhora significativamente o desempenho das redes simuladas, que constitui um resultado também obtido por outros autores [12, 23].

2.3.3 Conjuntos de validação e de teste

Os conjuntos de teste são habitualmente gerados de forma semelhante ao conjunto de validação, ou seja, são subconjuntos do universo de padrões disponíveis criados por escolha aleatória de determinado número de padrões, não necessariamente igual para ambos. No entanto, em vários estudos preliminares, constatou-se que os resultados obtidos nos conjuntos de validação e teste assim obtidos eram idênticos, ocorrendo sistematicamente a situação curiosa de não ser possível distingui-los pelas percentagens de padrões correctamente classificados conseguidas com cada um. Este resultado deve-se, possivelmente, à grande dimensão dos conjuntos envolvidos e à eficiência da distribuição aleatória dos padrões nos vários conjuntos. Assim sendo, optou-se por considerar o conjunto de validação como um conjunto de validação-teste, atribuindo-lhe desta forma a função de teste aos meios de impressão e tipos de letra que participaram no conjunto de treino.

3. DESEMPENHO DO CLASSIFICADOR

Na generalidade dos ensaios foram utilizadas redes com pesos partilhados. Diversos autores com trabalhos publicados sobre reconhecimento de caracteres usam este tipo de topologias em redes treinadas com o algoritmo de rectropropagação. Tendo sido originalmente propostas por Rumelhart [24], foram os trabalhos de Le Cun que de facto divulgaram estas topologias [3, 6, 9]. O uso de pesos partilhados na estrutura de uma rede é essencialmente motivado pela diminuição do número de parâmetros livres que origina, mantendo um elevado número de ligações (sinapses), o que permite a construção de topologias complexas e com grande número de neurónios sem perda significativa da capacidade de generalização. A utilização de métodos de criação de restrições à conectividade entre camadas através do uso de pesos partilhados é frequente em redes para processamento de imagens, pois estes conduzem à formação de detectores (ou extractores) de características com propriedades espacialmente invariantes. Estes métodos são especialmente bem sucedidos quando há regularidades espaciais bem definidas nos padrões de entrada da rede, o que é usual no processamento de imagem e particularmente relevante quando se trata de imagens de caracteres [25].

As redes com pesos partilhados testadas usam topologias que são variantes das apresentadas por Le Cun em diversos trabalhos publicados. Dadas as restrições de espaço inerentes à natureza do presente artigo, a estrutura destas redes não será aqui apresentada, sendo o leitor remetido para a consulta da bibliografia [2].

3.1 Exemplos de alguns resultados experimentais

Em testes preliminares realizados em conjuntos contendo caracteres com um mínimo de pré-processamento, designadamente sem correcção de inclinação, nunca foram conseguidas taxas de erro percentual inferiores a 1% para o conjunto de treino e 8% para o conjunto de validação. Realizando o endireitamento dos caracteres, as taxas de erro (de treino e validação) diminuíram sensivelmente em todos os casos testados, tendo sido sempre inferiores a 1%, ocorrendo por vezes taxas de erro nulas (em ambos os conjuntos).

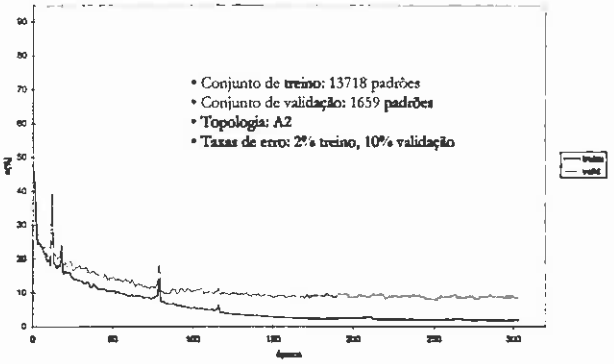


Figura 3: Erros percentuais (caracteres sem endireitamento).

Como exemplo, na figura 3 é apresentada a evolução das taxas de erro percentual de treino e validação obtidas num treino com um destes conjuntos e na figura 4 é apresentado o resultado obtido quando aqueles caracteres foram pré-processados por um algoritmo de endireitamento.

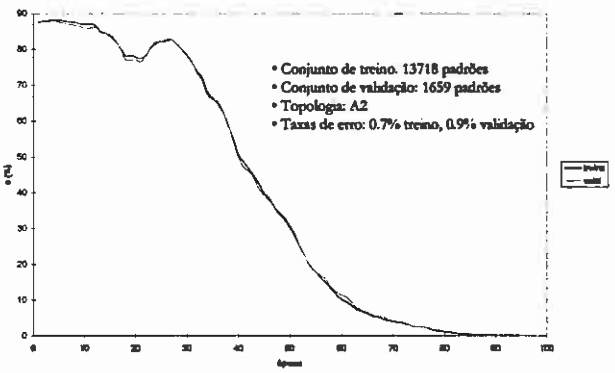


Figura 4: Erros percentuais (caracteres com endireitamento).

Dada a clara melhoria de desempenho demonstrada pelas redes treinadas com caracteres "endireitados", optou-se pela inclusão desta forma de normalização na fase de pré-processamento do sistema em estudo. Deste modo esta fase ficou composta por dois algoritmos: um primeiro de endireitamento de caracteres e um segundo de escalamento destes para uma imagem de tamanho normalizado de 12 por 18 pontos que constitui a entrada das redes estudadas. Todo o pré-processamento foi realizado sobre imagens com 256 níveis de cinzento, com a densidade de 300 pontos por polegada.

Uma vez estabelecida qual a "quantidade" de pré-processamento que seria utilizada, foram realizados diversos treinos com redes de diversas topologias mas agora com conjuntos de maior dimensão. Por exemplo, na figura 5 é apresentada a evolução dos erros percentuais obtidos por uma rede treinada com 88890 padrões. Para este caso, o erro percentual obtido no conjunto de treino foi de 0.02% e de 0.22% no conjunto de validação composto por 9930 caracteres.

Em diversos outros treinos com conjuntos da mesma dimensão, foram obtidas taxas de erro da mesma ordem de grandeza, havendo inclusive casos de redes com erros de treino nulos.

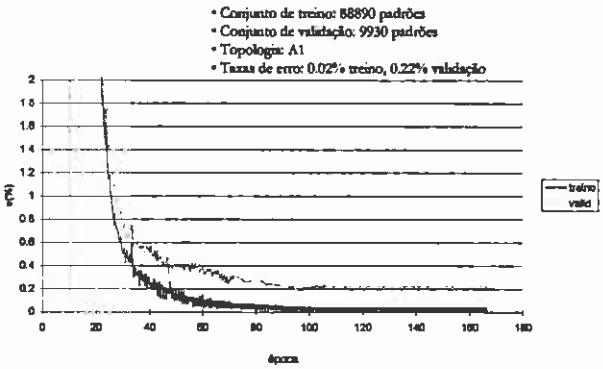


Figura 5: Evolução dos erros percentuais.

Sendo os conjuntos utilizados compostos por dados reais[2] e tendo em consideração a dimensão dos conjuntos utilizados, os resultados obtidos sugerem que o classificador estudado é compatível com uma utilização prática, eventualmente ao nível comercial.

3.2 Algumas considerações finais

Neste artigo são apresentados alguns resultados obtidos num trabalho no qual se desenvolveu um classificador baseado em redes neuronais artificiais para reconhecimento de dígitos impressos [2]. Sendo impossível referir aqui a totalidade daqueles resultados, pretendeu-se relatar a obtenção de taxas de erro demonstrativas da utilidade prática do classificador. Saliente-se ainda a rapidez do reconhecimento que, embora dependa da plataforma de desenvolvimento, é sobretudo devida à minimização do pré-processamento, reduzido ao endireitamento e escalamento dos caracteres, e à celeridade na fase de reconhecimento da rede neuronal.

Na observação de caracteres mal classificados ou rejeitados que ocorreram nos testes às redes estudadas, constatou-se várias vezes a confusão entre os caracteres " 7 " (Sete) e " 1 " (Um). Após a aplicação do algoritmo de endireitamento, estes caracteres ficam frequentemente quase indistinguíveis de um ponto de vista gráfico, uma vez que o dígito Um sofre uma

[2] No contexto da geração de bases de dados para reconhecimento óptico de caracteres, o termo "dados reais" indica que os padrões são gerados a partir de imagens reais, neste caso de caracteres isolados, obtidas por uma câmara, *scanner* ou outro meio óptico de aquisição.

pequena inclinação que o "italiciza" um pouco e o dígito Sete sofre uma inclinação contrária, ficando por vezes muito semelhantes, como neste exemplo: " 7 " (Sete) e " *1* " (Um). Este efeito é mais relevante em determinados tipos de letra do que noutros e ocorre em caracteres impressos em qualquer dos quatro estilos. Estes dados sugerem que, embora o algoritmo de endireitamento tenha sido extremamente importante para a diminuição das taxas de erro das redes testadas, pode haver alguns casos em que a sua aplicação seja indesejável, ou que, alternativamente, poderia ser útil fornecer alguma informação à rede acerca da "quantidade de endireitamento" que o carácter sofreu na fase de pré-processamento. Assim, uma alteração possível seria considerar como entradas adicionais da rede variáveis provenientes da fase de endireitamento que contenham aquela informação.

4. REFERÊNCIAS

1. Jain, A.K. and B. Yu, *Document Representations and Its Application to Page Decomposition.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1998. **20**(3): p. 294-308.
2. Gomes, M.P.C., *Reconhecimento de Dígitos Impressos com Redes Neuronais*, . 1999, Instituto Superior Técnico: Lisboa. p. 169.
3. Le Cun, Y., *et al. Optical Character Recognition and Neural-Net Chips.* in *International Neural Network Conference.* 1990. Paris, France: IEEE.
4. Denker, J.S., *et al., Neural Network Recognizer for Hand-Written Zip Code Digits*, in *Advances in neural information processing systems*, D.S. Touretzky, Editor. 1989, M. Kaufmann Publishers: San Mateo, Ca.
5. Krishnan, G. and D. Walters. *Psychologically Plausible Features For Shape Recognition in a Neural-Network.* in *IEEE International Conference on Neural Networks.* 1988. San Diego, CA: IEEE.
6. Le Cun, Y., *et al., Handwritten Digit Recognition: Applications of Neural Net Chips and Automatic Learning*, in *Neurocomputing*, F.F. Soulié and J. Hérault, Editors. 1990, Springer-Verlag: Heidelberg.
7. Franke, J., *Isolated Handprinted Digit Recognition*, in *Handbook of Character Recognition and Document Image Analysis*, H. Bunke and P.S.P. Wang, Editors. 1997, World Scientific: Singapore. p. 103-121.
8. Kressel, U. and J. Schümann, *Pattern Classification Techniques Based on Function Approximation*, in *Handbook of Character Recognition and Document Image Analysis*, H. Bunke and P.S.P. Wang, Editors. 1997, World Scientific: Singapore. p. 49-78.
9. Le Cun, Y., *et al., Handwritten Digit Recognition with a Back-Propagation Network*, in *Advances in neural information processing systems*, D.S. Touretzky, Editor. 1990, M. Kaufmann Publishers.
10. Lee, S.-W., D.-J. Lee, and H.-S. Park, *A New Methodology for Gray-Scale Character Segmentation and Recognition.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1996. **18**(10): p. 1045-1050.
11. Liou, C.-Y. and H.-C. Yang, *Handprinted Character Recognition Based on Spatial Topology Distance Measurement.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1996. **18**(9): p. 941-944.
12. Avi-Itzhak, H.I., T.A. Diep, and H. Garland, *High Accuracy Optical Character Recognition Using Neural Networks Dithering.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1995. **17**(2): p. 218-224.
13. Ho, T.K. and H.S. Baird, *Large-Scale Simulation Studies in Pattern Image Pattern Recognition.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1997. **19**(10): p. 1067-1079.
14. Niyogi, D., S.N. Srihari, and V. Govindaraju, *Analysis of Printed Forms*, in *Handbook of Character Recognition and Document Image Analysis*, H. Bunke and P.S.P. Wang, Editors. 1997, World Scientific: Singapore. p. 485-502.
15. Casey, R.G. and E. Lecolinet, *A Survey of Methods and Strategies in Character Segmentation.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1996. **18**(7): p. 690-706.
16. Parisse, C., *Global Word Shape Processing in Off-Line Recognition of Handwriting.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1996. **18**(4): p. 460-464.
17. Mohamed, M. and P. Gader, *Handwritten Word Recognition Using Segmentation-Free Hidden Markov Modeling and Segmentation-Based Dynamic Programming Techniques.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1996. **18**(5): p. 548-554.
18. Rocha, J. and T. Pavlidis, *Character Recognition Without Segmentation.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1995. **17**(9): p. 903-909.
19. Shridhar, M. and F. Kimura, *Segmentation-Based Cursive Handwriting Recognition*, in *Handbook of Character Recognition and Document Image Analysis*, H. Bunke and P.S.P. Wang, Editors. 1997, World Scientific: Singapore. p. 123-156.
20. Bailey, R.R. and M. Srinath, *Orthogonal Moment Features for Use With Parametric and Non-Parametric Classifiers.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1996. 18(4): p. 389-399.
21. Huang, Y.S. and C.Y. Suen, *A Method of Combining Multiple Experts for the Recognition of Unconstrained Handwritten Numerals.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1995. **17**(1): p. 90-94.
22. Martin, G.L. and J.A. Pittman, *Recognizing Hand-Printed Letters and Digits Using Backpropagation Learning*, in *Neural computation.* 1991, MIT Press: Cambridge, Mass. p. 258-267.
23. Silva, F.M. and L.B. Almeida, *Comunicação pessoal*, . 1993.
24. Rumelhart, D.E., G.E. Hinton, and R.J. Williams, *Learning Internal Representations By Error Propagation*, in *Parallel Distributed Processing: Explorations in the Microstructures of Cognition*, D.E. Rumelhart and J.L. McClelland, Editors. 1986, MIT Press: Cambridge, MA.
25. Lee, S.-W., *Off-Line Recognition of Totally Unconstrained Handwritten Numerals Using Multilayer Cluster Network.* IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1996. **18**(6): p. 648-652.

Desenvolvimento de uma Biblioteca para Sistemas Criptográficos Baseados na Teoria dos Números *

Pedro Félix
Centro de Cálculo
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro 1, 1900-014 Lisboa, Portugal
pfelix@isel.pt, tel: +351 1 8317188

RESUMO

Apresentam-se aspectos do desenvolvimento e optimização de uma biblioteca para a realização de sistemas criptográficos baseados na Teoria dos Números. Descreve-se a arquitectura *software*, os algoritmos utilizados e as optimizações realizadas especificamente para os processadores *Pentium* e *Pentium II*. Apresentam-se resultados obtidos para as operações de exponenciação modular e multiplicação de Montgomery.

Palavras chave: Criptografia, Aritmética de Precisão Estendida, Microprocessadores.

INTRODUÇÃO

A confidencialidade e autenticidade de informação são atributos necessários nos sistemas de comunicação actuais e futuros. Esta necessidade abrange um conjunto heterogéneo de domínios, onde se salientam as comunicações móveis, o comércio electrónico e as redes privadas virtuais. A instanciação destes atributos em redes abertas com elevado número de elementos só é completamente satisfatória com o recurso à utilização de sistemas criptográficos assimétricos, também designados de chave pública. A necessidade crescente deste tipo de sistemas é espelhada no actual esforço de normalização, patente em *standards* como o IEEE P1363 *Standard Specifications For Public Key Cryptography* (ainda em versão *draft*) ou a *Public-Key Infrastructure* definida pelo *Internet Engineering Task Force* (IETF) e baseada na norma ISO X.509.

A maioria dos sistemas criptográficos de chave pública tem como característica comum serem baseados em problemas da Teoria dos Números, nomeadamente a factorização de inteiros (IF) e o cálculo de logaritmos discretos (DL). Esta base leva a que a sua implementação implique a realização de operações sobre inteiros, normalmente com centenas de dígitos, nomeadamente: aritmética modular, exponenciação, algoritmos euclidianos e testes probabilísticos de primalidade.

A presente comunicação apresenta o desenvolvimento e optimização de uma biblioteca, designada por EPZ (*Extended Precision* $\mathcal{Z}$), para a realização de operações sobre inteiros com precisão estendida. O seu propósito principal é permitir a fácil realização e optimização de grande parte dos sistemas criptográficos de chave pública actualmente propostos, nomeadamente os baseados nos problemas IF e DL sobre campos finitos do tipo $GF(p)$ com p primo. São exemplo destas duas classes os sistemas de: Rivest-Shamir-Adleman [1]; Rabin [2]; Diffie-Hellman [3] e ElGamal [4].

Foram igualmente critérios de desenho da biblioteca EPZ: a minimização do tempo de processamento associado a cada operação; a facilidade de integração e optimização em plataformas computacionais heterogéneas, nomeadamente processadores de uso genérico, processadores vocacionados para processamento digital de sinal e microcontroladores.

A secção ARQUITECTURA *SOFTWARE* apresenta a estrutura da biblioteca enfatizando os seguintes aspectos: representação dos inteiros; funcionalidade disponível; gestão de memória; organização interna. Na secção ALGORITMOS E OPTIMIZAÇÕES apresentam-se os algoritmos utilizados na versão portável da biblioteca e discutem-se optimizações. Especial atenção é dada às operações de aritmética modular e exponenciação. A secção OPTIMIZAÇÕES NÃO PORTÁVEIS descreve a optimização da biblioteca, realizada em *assembly*, para os processadores *Pentium* e *Pentium II*. Apresentam-se, na última secção, conclusões deste trabalho e realiza-se a comparação com outras bibliotecas similares.

ARQUITECTURA *SOFTWARE*

Apresentam-se nesta secção os aspectos arquitecturais da biblioteca com influência directa no desempenho e portabilidade. A biblioteca EPZ é constituída por uma versão portável, totalmente escrita na linguagem C. Esta escolha foi determinada pelos seguintes factores: existência de ferramentas de desenvolvimento para as plataformas computacionais de interesse; facilidade de integração nas aplicações e eficiência do código gerado. A adopção da linguagem C++, que apresentaria vantagens na facilidade de utilização da biblioteca, foi igualmente considerada. A sua não utilização ficou a dever-se à indisponibilidade de ambientes de desenvolvimento para certas plataformas, nomeadamente processadores vocacionados para processamento de sinal.

*Este trabalho foi suportado parcialmente pela Sociedade Interbancária de Serviços.

```
typedef struct{
  size_t N; /* Numero de digitos */
  place* d; /* ponteiro para os digitos */
  int s;    /* sinal {-1,1} */
  size_t space /* Dimensao do array d */
  ...
}_epz_struct;
typedef _epz_struct epz_t[1];
```

Figura 1: Representação de um inteiro através do tipo `epz_t`.

Representação dos inteiros

Os inteiros com precisão múltipla são representados pelo tipo `epz_t`, cuja declaração se apresenta na figura 1. Utiliza-se uma representação *sinal-magnitude*, sendo o valor de um `epz_t` dado por

$$s.(d_{N-1},\ldots,d_0)_B = s\sum_{i=0}^{N-1} d_i B^i \qquad (1)$$

em que B é a base de representação e os dígitos d_i respeitam: $0 < d_{N-1} < B$, $0 \leq d_i < B$ para $i = 0,\ldots,N-2$. O inteiro 0 é representado com $N = 0$.

A utilização deste tipo de representação, em detrimento da utilização de códigos de complemento, simplifica a realização das operações de multiplicação e divisão inteira.

A escolha da base B, e consequentemente do tipo `place`, depende do processador e do compilador utilizado, devendo ser configurada na fase de compilação da biblioteca. Por forma a maximizar o desempenho, a base B deve ser escolhida tendo em conta os seguintes critérios:

1. Realização eficiente das operações xB^k, $\lfloor x/B^k \rfloor$ e $x \bmod B^k$, em que x é um epz e k um inteiro não negativo.

2. Realização eficiente das operações aritméticas sobre dígitos, designadas de precisão simples, de preferência numa só instrução do processador.

3. Maximização da base B por forma a minimizar o número de dígitos e consequentemente o número de operações com precisão simples.

4. Existência de tipo de dados para a manipulação de inteiros pertencentes ao intervalo $\{0,\ldots,B^2-1\}$ (precisão dupla). Este tipo de dados é necessário para conter o resultado do produto de dois dígitos.

Em função dos critérios apresentados, a base B deve ser uma potência inteira de dois, $B = 2^k$, em que k é a dimensão em *bit* da palavra *natural* do processador. Esta escolha está limitada à existência de um tipo inteiro não negativo com $2k$ *bit*, designado por `dplace`.

Para cada plataforma computacional, processador e compilador, a configuração da biblioteca consiste na definição dos tipos `place` e `dplace`, e na definição de constantes com: o máximo valor de um `place`, o número de *bit* do tipo `char` e a forma de disposição dos inteiros na memória (*Big Endian* ou *Little Endian*). A utilização exclusiva de tipos e constantes próprias, na implementação das operações em precisão estendida, é essencial para a portabilidade da biblioteca.

Funcionalidade disponível

As funções incluídas na biblioteca, divididas em dois grupos, reflectem o objectivo principal desta: permitir a fácil implementação de sistemas criptográficos baseados em aritmética modular. No primeiro grupo, designado de baixo nível, encontram-se as funções para a realização das operações aritméticas básicas sobre inteiros definidos com precisão múltipla: adição, subtracção, multiplicação e divisão inteira. Estão igualmente presentes neste grupo funções para a manipulação de *bits* e aritmética modular. O grupo de alto nível, realizado com recurso às funções de baixo nível, inclui:

- Exponenciação modular sobre inteiros: $a^e \bmod m$, com $a, e \in \mathbb{Z}$ e $e \in \mathbb{N}$ (esta função está na base da maior parte dos sistemas criptográficos assimétricos).

- Cálculo do maior divisor comum entre dois inteiros e algoritmo de Euclides estendido.

- Cálculo do inverso modular (necessária, por exemplo, no cálculo do expoente privado no sistema RSA).

- Resolução de sistemas de congruências através do Teorema Chinês do Resto (utilizado na optimização da operação privada do sistema RSA, proposta em [5]).

- Símbolo de Jacobi (necessário na implementação do sistema de assinatura digital de Rabin modificado, definido na norma ISO/IEC 9796).

- Testes probabilísticos de primalidade (necessários para a geração dos parâmetros primos).

A biblioteca disponibiliza ainda um conjunto de funções para conversão entre o tipo `epz_t` e alguns tipos básicos da linguagem C (`int`, `unsigned`), bem como para *strings* de caracteres e vectores de *byte*.

Gestão de memória

A memória para conter os dígitos de cada `epz_t` é gerida dinamicamente, em tempo de execução, em função do espaço necessário. Antes de afectar os dígitos de um `epz_t`, cada função verifica se a dimensão de memória reservada, presente no atributo `space`, é suficiente. Caso não o seja, é pedido ao gestor de memória o realojamento do bloco para a dimensão necessária, sendo o processo invisivel ao utilizador.

A utilização, em alternativa, de blocos estáticos contidos dentro dos `epz_t` apresenta várias desvantagens, salientando-se: necessidade do conhecimento, na

fase de compilação, da maior dimensão necessária e maior desperdício de espaço. O tempo de processamento adicional, imposto pela gestão dinâmica, é desprezável face à complexidade das operações em precisão múltipla.

Todas as actividades de gestão de memória (alojamento, realojamento e desalojamento) são feitas através de funções próprias da biblioteca EPZ. A utilização de gestor próprio permite adaptar a política de gestão de memória, nos aspectos de segurança e desempenho, ao cenário aplicacional.

Organização interna

A biblioteca encontra-se dividida em duas camadas. A primeira camada, designada por PV (*Place Vector*), disponibiliza as operações aritméticas básicas, realizadas com precisão múltipla, sobre números inteiros não negativos. A representação destes é feita através do par ordenado (`place *, size_t`), em que o primeiro elemento é o ponteiro para o `array` de dígitos, do tipo `place`, e o segundo é a dimensão do `array`. As funções desta camada assumem que não existem erros e que o espaço reservado para cada número é suficiente.

A camada superior, designada de EPZ, implementa todas as operações anteriormente enunciadas sobre o tipo `epz_t`, utilizando a funcionalidade da camada PV. As operações de baixo nível (aritmética básica e aritmética modular) sobre inteiros são realizadas com recurso às funções sobre números naturais disponibilizadas pela camada PV, não existindo manipulação individual dos dígitos. A camada EPZ é ainda responsável por detectar a existência de erros e reservar a memória suficiente, para cada operação, antes da evocação das funções pertencentes à PV.

Na utilização normal da biblioteca são utilizadas exclusivamente funções da camada EPZ. Havendo necessidade de melhor desempenho, o utilizador pode aceder directamente à camada PV, sendo contudo responsável por garantir as correctas condições para a sua execução.

A separação adoptada isola a manipulação em precisão múltipla, realizada ao nível dos dígitos, dos restantes algoritmos. Apresenta várias vantagens, donde se destacam: facilidade da reescrita, em linguagem *assembly*, das funções da camada PV; possibilidade de reutilização da camada PV noutra biblioteca e isolamento entre as actividades de gestão de memória e os algoritmos para a aritmética em precisão estendida.

ALGORITMOS E OPTIMIZAÇÕES

Apresentam-se em seguida os algoritmos e as optimizações utilizadas na escrita da versão portável da biblioteca EPZ. A sua selecção teve como principal critério a eficiência das implementações, em linguagem C, para operandos entre os 512 *bit* e os 4096 *bit* de dimensão. Estas dimensões são as tipicamente utilizadas nos actuais sistemas criptográficos de chave pública.

A escolha dos algoritmos em função do processador, para alguns casos de interesse, é realizada em secção posterior.

Aritmética básica

A implementação, em precisão múltipla, das operações aritméticas básicas segue os algoritmos clássicos, presentes em [6] (Algoritmos 4.3.1A, 4.3.1S, 4.3.1M e 4.3.1D). A complexidade dos algoritmos para a adição e subtracção é de $O(N)$, enquanto que para a multiplicação e divisão inteira é de $O(N^2)$. Para as dimensões normalmente usadas na biblioteca, concluise que o tempo de execução dos dois primeiros algoritmos é desprezável face ao dos dois últimos. Assim, o esforço de optimização residiu exclusivamente na multiplicação e divisão inteira. Saliente-se que, apesar de terem complexidades assimptóticas idênticas, o algoritmo clássico para a divisão inteira apresenta um tempo de execução superior ao da multiplicação.

O caso particular da multiplicação de dois números iguais, designado por *squaring*, foi optimizado, conseguindo-se uma redução assimptótica de 50% no tempo de processamento. A frequência de utilização da operação de *squaring* na realização de exponenciações, justifica a implementação desta optimização.

Aritmética modular

A implementação da aritmética modular é realizada com recurso às operações aritméticas básicas e à operação de redução (cálculo do resto da divisão inteira). Esta última utiliza uma versão do algoritmo clássico de divisão inteira em que o quociente não é memorizado.

Em cálculos onde é necessária a realização de grande número de operações modulares básicas com módulo constante, como é o caso da exponenciação, é utilizado o método de optimização proposto por P. Montgomery em [7]. Este baseia-se numa representação não *standard* de classes de resíduos módulo m, designada de representação de Montgomery. Seja m o módulo considerado, em que $2^{k-1} \leq m < 2^k$, e $r = 2^k$ tál que $\gcd(m, r) = 1$ (m tem de ser ímpar). O representante da classe de resíduos que contém o inteiro a é o número $\overline{a} = a.r \bmod m$. O conjunto de todos os representantes $\mathcal{R}_m = \{a.r \bmod n : 0 \leq a < m\}$, é um sistema completo de resíduos, existindo uma relação de um para um com o conjunto $\{0, \ldots, m-1\}$. A multiplicação de duas classes de resíduos, representadas por $\overline{a}$ e $\overline{b}$, é realizada através da operação $\overline{a}.\overline{b}.r^{-1} \bmod m$, designada por multiplicação de Montgomery. A adição de classes de resíduos, nesta representação, é igual à adição modular clássica.

A vantagem decorrente da utilização desta representação advém da existência de algoritmos para realização da operação $x.r^{-1} \bmod m$, qualquer que seja x pertencente a $\mathcal{R}_m$, sem recurso à divisão inteira.

Em [8] são apresentados vários métodos para a realização da multiplicação de Montgomery. A

Tabela 1: Número de operações e espaço de memória necessários para os algorimos de exponenciação considerados.

Alg	Operações		Pré-comp.		Memória
	$\mathcal{M}$	$\mathcal{S}$	$\mathcal{M}$	S	
EA1	$\nu(e)-1$	$l-1$	0	0	1
EA2	$\nu_M(e)$	$(j-1)k$	$M/2-1$	1	$M/2-1$
EA3	$\omega_M(e)$	$(j-1)k$	$M/2-1$	1	$M/2-1$

versão da biblioteca em linguagem C utiliza o método SOS (*Separated Operand Scanning*). A utilização de outros métodos, nas versões optimizadas para cada plataforma, é discutida posteriormente.

A biblioteca EPZ integra funções para conversão entre a representação de Montgomery e a representação clássica, e para a realização da multiplicação e *squaring* de Montgomery.

Exponenciação

A realização da operação de exponenciação modular, para expoentes elevados, requer elevado número de multiplicações e *squarings* modulares, sendo o módulo constante. Neste cenário, a utilização da representação de Montgomery é preferível à utilização da aritmética modular clássica. Assim, o cálculo de $b = a^e \bmod m$ é feito através da seguinte sequência de passos: *i*) calcular o representante de a: $\overline{a} = a.r \bmod m$; *ii*) realizar a operação $\overline{b} = \overline{a}^e$, utilizando a representação de Montgomery; *iii*) calcular $b = \overline{b}.r^{-1} \bmod m$.

Os algoritmos de exponenciação implementados foram:

1. (EA1) Método binário, da esquerda para a direita, definido em [9] (Algoritmo 1.2.3).
2. (EA2) Método M-ário optimizado, com M óptimo em função da dimensão, em *bit*, do expoente, definido em [9] (Algoritmo 1.2.4).
3. (EA3) Método de janela deslizante (não nula) com dimensão constante, definido em [10] (Algoritmo CLNW). A dimensão da janela é escolhida em função da dimensão, em *bit*, do expoente.

A tabela 1 compara a eficiência e os requisitos de memória de cada algoritmo, para a realização da operação $a^e \bmod m$, em que $e = (e_{l-1}, \ldots, e_0)_2 = (e'_{j-1}, \ldots, e'_0)_M$ com $M = 2^k$. O número de *bits* e_i diferentes de zero é representado por $\nu(e)$. O número de dígitos e'_i diferentes de zero é representado por $\nu_M(e)$. O número de janelas não nulas, com dimensão M, de e é dado por $\omega_M(e)$ (ver [10] para a determinação do valor médio de $\omega_M(e)$). O número de multiplicações modulares é representado por $\mathcal{M}$. O número de *squarings* modulares é representado por $\mathcal{S}$.

A tabela 2 apresenta tempos médios para a execução dos algoritmos adoptados, para várias dimensões de operandos, num processador *Pentium II* a 300 MHz. As funções utilizadas para a aritmética na representação de Montgomey foram escritas em *assembly* (ver próxima secção).

Tabela 2: Tempo de execução, em milisegundos, para várias dimensões do expoente. A dimensão da base e do módulo é igual à do expoente.

Algoritmo	$l = 512$		$l = 1024$		$l = 2048$	
	$\mathcal{T}$	%	$\mathcal{T}$	%	$\mathcal{T}$	%
EA1	15	100	87	100	574	100
EA2	12	80	70	80	442	77
EA3	12	80	68	78	431	75

Algoritmos Euclideanos

O cálculo do máximo divisor comum é realizado através do algoritmo binário, presente em [9] (Algoritmo 1.3.5). A implementação do algoritmo de Euclides estendido é a clássica (ver [9], Algoritmo 1.3.6). O cálculo de inversos modulares, quando existem, é realizado com recurso ao Algoritmo de Euclides Estendido.

A resolução de sistemas de congruências utiliza a versão de Garner do Teorema Chinês do Resto (ver [9], algoritmo 1.3.11).

O cálculo do símbolo de Jacobi é realizado através do algoritmo binário, presente em [9] (Algoritmo 1.4.12).

Testes probabilísticos de primalidade

O teste de primalidade é realizado em dois passos. Primeiro, é verificado se o candidato é divisível por algum elemento do conjunto $P_t = \{p : p \leq t \text{ e } p \text{ é número primo}\}$, constituído pelos números primos menores que t. Este teste, realizado através de uma versão simplificada do algoritmo da divisão inteira em que o dividendo possui precisão simples, elimina rapidamente todos os candidatos que são divisíveis por números primos pequenos. Por fim é utilizado o teste probabilístico de Rabin-Miller, descrito em [9] (algoritmo 8.2.2), utilizando bases pseudo-aleatórias com precisão simples. O tempo de execução por iteração deste algoritmo é aproximadamente igual ao da execução da operação $a^q \bmod p$, em que a é a base escolhida, p é o candidato e q é tal que $p - 1 = 2^k q$, com k inteiro não negativo. A base utilizada na primeira iteração é sempre o inteiro 2, segundo ideia proposta por J. Dhem em [11]. Esta escolha é justificada por: a probabilidade de um inteiro composto aleatório passar o teste de Rabin-Miller, com esta base, ser muito pequena; o cálculo da exponenciação com base 2 ser realizável de forma mais eficiente do que no caso geral. Assim, quando o candidato é composto, o teste de Rabin-Miller termina quase sempre após a primeira iteração, executada mais rapidamente que as seguintes.

A biblioteca EPZ suporta a configuração do número máximo de iterações do algoritmo de Rabin-Miller e do limite t.

OPTIMIZAÇÕES NÃO PORTÁVEIS

Na maior parte dos sistemas criptográficos considerados, o cálculo das exponenciações representa a

quase totalidade do tempo necessário para a realização das operações públicas e privadas. O mesmo se verifica na geração dos parâmetros primos.

Para as dimensões de operandos consideradas neste trabalho, o tempo de processamento da exponenciação é aproximadamente igual à soma dos tempos das operações de multiplicação e *squaring* de Montgomery, em precisão estendida. Na presente secção apresentam-se optimizações, dependentes do processador utilizado, para estas duas últimas operações. Tendo complexidade $O(N^2)$, o seu desempenho é essencialmente dependente do número de ciclos necessário para executar os *loops* internos. Estes assumem duas formas distintas, em função do método utilizado (ver [8]): *Operand Scanning* (OS) ou *Product Scanning* (PS). No primeiro método, os *loops* internos são idênticos aos do algoritmo clássico para a multiplicação, sendo constituidos por duas leituras de memória; uma multiplicação em precisão simples; duas adições em precisão dupla; uma escrita em memória e um deslocamento em precisão dupla. No método PS, cada *loop* é um somatório de convolução, sendo constituido por duas leituras de memória; uma multiplicação em precisão simples e uma adição. A precisão em que esta se realiza depende de N. Para as dimensões consideradas ($N < 256$) é suficiente a utilização de um acumulador com $(\lg(B^2) + 8)$ *bit*.

As optimizações consideradas envolveram a escrita, em linguagem *assembly*, de funções da camada PV. Estas possuem uma interface idêntica à das realizadas em linguagem C, pelo que a camada EPZ não necessita de alterações.

Processador *Pentium*

O processador Pentium concretiza a arquitectura IA-32 com organização superescalar, donde se salientam os seguintes aspectos (ver [12]): dois *pipelines* para a execução de intruções inteiras; escalonamento estático; possibilidade de execução paralela nos dois *pipelines* mediante regras de pareamento de instruções; instrução de multiplicação inteira não pareável; instruções de multiplicação e adição em vírgula flutuante pareáveis com a intrução `fxch`; multiplicador inteiro com latência de 10 ciclos não *pipelined* (*throughput* de uma operação em cada 10 ciclos); multiplicador em vírgula flutuante com latência de 3 ciclos e *throughput* de uma operação em cada dois ciclos.

Foi realizado o escalonamento óptimo das intruções para ambos os tipos de *loop* interno, sendo o número de ciclos necessários de: $10 + 6$ ciclos no método OS e de $10 + 4$ no método PS (o termo 10 representa o número de ciclos da multiplicação). O número de ciclos necessário para cada iteração é dominado pela multiplicação (71% no método PS), em resultado da ineficiência desta operação no *Pentium*.

Em [13], M. Scott propõe a utilização do multiplicador em vírgula flutuante como forma de optimização, dado que esta operação apenas ocupa um ciclo. Também neste caso a utilização do método PS é preferível, dado não requerer a rotação no *loop* interno, cuja execução em vírgula flutuante é ineficiente. Como a dimensão da mantissa nos registos de vírgula flutuante internos é de 64 *bit*, a base adoptada é $B = 2^{28}$. Outras das vantagens existentes na utilização de vírgula flutuante é a possibilidade de se integrar dois somatórios de convolução num só, devido à disponibilidade de registos para servirem de ponteiros.

Tabela 3: Número de ciclos necessários para a execução da multiplicação de Montgomery para várias implementações, com operandos a 1024 *bit*. Compilador: Microsoft C/C++ Compiler v. 11.00.7022; opções: *maximize speed*.

Algoritmo	Pentium	Pentium II
SOS (linguagem C)	47878	36253
SOS (assembly)	31629	20255
PS (vírgula fixa)	30293	19895
PS (vírgula flutuante)	19882	15943
PS (vírgula fixa c/ LU)	30904	17442

Por forma a que a latência da multiplicação não atrase a execução da adicão foi utilizado o método de *software pipeline*, proposto em [12]. O número de ciclos necessário para cada iteração, que integra agora dois somatórios de convolução, é de nove.

A tabela 3 apresenta o número de ciclos necessários para a execução da operação de multiplicação de Montgomery com operandos de 1024 *bit*, para os vários algoritmos considerados (assume-se que os operandos estão em *cache*).

Processador *Pentium II*

O processador *Pentium II* utiliza uma organização com execução especulativa e escalonamento dinâmico [12]. Como características importantes salientam-se: multiplicador inteiro *pipelined* (*throughput* de uma operação por ciclo) e com latência de 4 ciclos; multiplicador em vírgula flutuante *pipelined* (*throughput* de uma operação em cada dois ciclos) e com latência de 5 ciclos; leitura da *cache* L1 com latência de 3 ciclos.

A utilização do método PS em vírgula flutuante apresenta maior eficiência, como se pode verificar na tabela 3, apesar do multiplicador inteiro ser mais eficiente que o de vírgula flutuante. Essa diferença de desempenho nos multiplicadores é compensada no passo de acumulação que, utilizando registos inteiros, necessita de quatro microoperações enquanto que, em vírgula flutuante, necessita de apenas uma microinstrução.

Por forma a maximizar a eficiência do escalonamento dinâmico e reduzir o peso adicional do controle do *loop*, foi realizado o *loop unrolling* (LU) com factor de quatro. Como se verifica na tabela 3, esta técnica apresenta vantagens quando utilizada no *Pentium II*, continuando a ter, contudo, desempenho inferior ao da utilização de vírgula flutuante.

Tabela 4: Tempos médios, em milisegundos, necessário para a realização da operação de exponenciação modular com operandos a 1024 *bit*.

Processador	C	Assembly	%
Pentium a 150 MHz	360	170	47
Pentium II a 300 MHz	136	68	50
Pentium III a 450 MHz	90	45	50
Alpha 21164 a 450 MHz	202	-	-

Tabela 5: Tempos médios, em milisegundos, necessários para a realização da operação de exponenciação modular com operandos a 1024 *bit*, para outras bibliotecas.

Biblioteca	Processador	Tempo	Obs.
PrimeInk [14]	Pentium	279	assembly
Cryptomathic	a 133 MHz	1422	C
CMP [15]	Pentium	446	assembly
	a 120 MHz	1618	C
MIRACL	Pentium	353	assembly
[13]	a 60 MHz		
	Pentium II	80	assembly
	a 233 MHz		
[16]	Pentium	760	assembly
	a 60 MHz	3270	C

COMENTÁRIOS E PERSPECTIVAS

O desempenho da biblioteca EPZ é superior ou igual ao de bibliotecas similares, como se constata da análise das tabelas 4 e 5. A utilização de optimizações em *assembly* apresenta ganhos consideráveis, pelo que devem ser adoptadas e refinadas.

Constata-se que a riqueza funcional da biblioteca se traduz na facilidade de desenvolvimento de sistemas criptográficos assimétricos, mesmo para utilizadores não familiarizados com os necessários algoritmos da Teoria dos Números.

A portabilidade da biblioteca foi verificada em plataformas com características diversas: processadores de 16, 32 e 64 *bit*; com alinhamento *Big Endian* e *Little Endian*; tipo char com dimensão um e dois *byte*.

A continuação do presente trabalho perspectiva-se em duas direcções: inclusão de funções para a realização de sistemas criptográficos baseados em curvas elípticas; optimização para arquitecturas *Single Instruction Multiple Data* (SIMD).

REFERÊNCIAS

[1] R. Rivest, A. Shamir, and A. Adleman. A method for obtaining digital signatures and public-key cryptosystems. *Commun. ACM*, 21(2):120–126, 1978.

[2] M. Rabin. Digitalized signatures and public-key functions as intractable as factorization. Technical Report MIT/LCS/TR-212, Massachusetts Institute of Technology, 1979.

[3] W. Diffie and M. Hellman. New directions in cryptography. *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-22(6), November 1976.

[4] T. ElGamal. A public key cryptosystem and a signature scheme based on discrete logarithms. *IEEE Transactions on Information Theory*, 31:469–472, 1985.

[5] J-J Quisquater and C. Couvreur. Fast decipherment algorithm for RSA public-key cryptosystem. *Electronics Letters*, 18(21):905–907, 1982.

[6] D. Knuth. *The Art of Computer Programming, Vol 2: Seminumerical Algorithms.* Addison-Wesley, Reading, Mass., 1981.

[7] P. Montgomery. Modular multiplication without trial division. *Mathematics of Computation*, 44, 1985.

[8] Ç. Koç, T. Acar, and B. Kaliski. Analyzing and comparing montgomery multiplication algorithms. *IEEE Micro*, pages 26–33, Junho 1996.

[9] H. Cohen. *A Course in Computational Algebraic Number Theory.* Springer-Verlag, 1993.

[10] Ç. Koç. Analysis of sliding window techniques for exponentiation. *Computers and Mathematics with Applications*, 10(30):17–24, 1995.

[11] Jean-François DHEM. *Design of an efficient public-key cryptographic library for RISC-based smart cards.* PhD thesis, Faculté des Sciences Appliquées, Université Catholique de Louvain, 1998.

[12] Intel Corporation. *Intel Architecture Optimization Manual*, 1999.

[13] M. Scott. Comparison of methods for modular exponentiation on 32-bit intel 80x86 processors. ftp://ftp.compapp.dcu.ie/pub/crypto/timings.ps, June 1996.

[14] Cryptomathic. Primeink technical pages. http://www.cryptomathic.dk/technical/specs.ps, April 1998.

[15] T. Acar. *High-Speed Algorithms and Architectures for Number-theoretic cryptosystems.* PhD thesis, Oregon State University, 1998.

[16] A. Bosselaers, R. Govaerts, and J Vandewalle. A fast and flexible software library for large integer arithmetic. In *Proceedings of the 15th Symposium on Information Theory in the Benelux*, 1994.

Sistema de Supervisão e Base de Dados para uma Célula de Fabrico Flexível

Jorge G. Silva
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
E-mail: jgs@isel.pt

Jorge S. Marques
Instituto Superior Técnico
Instituto de Sistemas e Robótica
E-mail: jsm@isr.ist.utl.pt

Sumário
Neste artigo apresentam-se um sistema de supervisão inteligente e uma base de dados de uma célula de fabrico flexível, desenvolvidos no âmbito do projecto EUROFORM 034/RLVT. O sistema de supervisão permite o escalonamento da produção, a monitorização, controlo e simulação do processo de fabrico, a gestão de alarmes e a manutenção de um histórico de fabrico. A base de dados centraliza a informação proveniente das várias unidades e postos de trabalho, permitindo a integração dos diversos sistemas na célula de fabrico flexível. Foram utilizados um sistema pericial programdo em linguagem LISP e uma base de dados relacional de arquitectura cliente/servidor. São abordadas neste artigo as questões da concorrência entre diversas peças em fabrico simultâneo e da seriação de mensagens provenientes dos equipamentos fabris. O sistema desenvolvido foi integrado numa célula de fabrico flexível.

1. INTRODUÇÃO

Este artigo descreve o desenviolvimento de um sistema de supervisão inteligente e uma base de dados para uma célula de fabrico flexível. Este trabalho foi realizado no âmbito do projecto EUROFORM 034/RLVT, no qual foi desenvolvida também a célula de fabrico flexível, com características industriais, destinada a formação profissional na área da metalomecânica. A célula permite o projecto e produção de peças de acrílico, aço ou alumínio maquinadas.

O sistema de supervisão desenvolvido neste trabalho permite o escalonamento da produção, monitorização, controlo e simulação do processo de fabrico, gestão de alarmes e histórico. A supervisão baseia-se num sistema pericial e inclui uma interface gráfica.

Todos os dados relevantes para o processo são mantidos numa base de dados central, que funciona como elemento integrador de todo o sistema de informação da célula, garantindo tolerância a falhas, segurança e coerência dos dados. É também na base de dados que o módulo de projecto deposita os resultados do seu processamento, fornecendo ao centro de fabrico os dados de que este necessita sobre os produtos a executar.

Para além dos módulos apresentados nesta comunicação, a célula é ainda constituída por um centro de fabrico com máquinas CNC equipadas com sistema de alimentação automática, um sistema de transporte, um centro de projecto CAD/CAM, unidades de paletização e um centro de inspecção para controlo de qualidade.

Em seguida, descreve-se sucintamente a célula de fabrico flexível, bem como os módulos de supervisão e base de dados desenvolvidos neste trabalho. Estes módulos estão tratados mais pormenorizadamente em [1].

2. DESCRIÇÃO GERAL

Arquitectura física
Na Figura 1 pode ver-se uma perspectiva geral da célula. A célula inclui um centro de produção equipado com máquinas CNC (uma unidade de fresagem e uma unidade de torneamento). Existe também um posto de paletização e um sistema de inspecção visual para controlo de qualidade, bem como um sistema de transporte por carro deslocando-se sobre carris, o qual permite a movimentação de peças com peso máximo de 100 Kg.

O sistema de transporte tem 15 *buffers* para armazenamento de paletes com blocos em bruto ou peças maquinadas. Um dos *buffers* serve para as entradas e saídas de paletes e outro para saída de peças rejeitadas pelo controlo de qualidade. Cada máquina está associada a um par de *buffers* para cargas e descargas. Estão ainda reservados 2 *buffers* para uma eventual terceira máquina CNC, deixando livres 7 *buffers* para efeitos de armazenamento temporário.

Em determinadas posições do sistema de transporte estão colocados leitores de códigos de barras para identificação unívoca dos produtos. Estas posições são nomeadamente o *buffer* de entradas/saídas e os *buffers* das unidades de produção, os quais correspondem a

Figura 1 - Aspecto da célula de fabrico

pontos críticos do processo (entrada em fabrico e entrada em maquinagem).

Arquitectura de controlo

A célula tem uma estrutura de controlo hierárquica, baseada em três níveis:

- Controlo local;
- Controlo de unidade;
- Supervisão.

O controlo local é responsável pelas operações de baixo nível dos componentes de cada unidade. Referimo-nos, por exemplo, aos controladores das máquinas CNC ou aos autómatos programáveis que controlam os sistemas de alimentação automática e os movimentos do sistema de transporte.

O controlo de unidade assegura a coordenação entre estes componentes, bem como a interface com o operador e com o exterior, através da rede local. Embora algumas das unidades possam funcionar em modo totalmente automático, previram-se consolas para operadores em todas as unidades que permitem conhecer o estado de funcionamento da unidade, responder a solicitações da supervisão ou interromper a execução de operações, se necessário.

A supervisão gere o processo de fabrico a um nível mais alto, recebendo informação proveniente dos controlos das unidades.

Cada nível comunica apenas com aquele que lhe está imediatamente acima ou abaixo. Por exemplo, não há comunicação directa entre os PLC's das máquinas e a supervisão.

Para dar ênfase à independência entre níveis diferentes de controlo foi prevista na célula uma unidade de produção virtual, onde não existe ainda qualquer máquina. A unidade virtual corresponde a um espaço onde poderá ser colocada mais uma unidade de produção, sem necessidade de reconfiguração do sistema a nível global.

Arquitectura computacional

O sistema funciona num ambiente baseado em computadores IBM/PC compatíveis, ligados através de rede local *Ethernet*, estando um dos computadores configurado como servidor de rede. Do ponto de vista do fluxo de informação, a célula compõe-se de um conjunto de módulos que utilizam a base de dados para trocar sinais e dados (ver Figura 2). Esses módulos são a supervisão, a base de dados, os postos das unidades de produção e do sistema de transporte, o sistema de inspecção visual e os diversos postos de projecto CAD/CAM.

A comunicação é centralizada na base de dados sobre o suporte físico da rede, através de consultas e actualizações de tabelas da base de dados que mantêm permanentemente actualizado o estado de todos os módulos da célula. Este é uma das formas possíveis de utilizar a base de dados para integração dos sistemas [2].

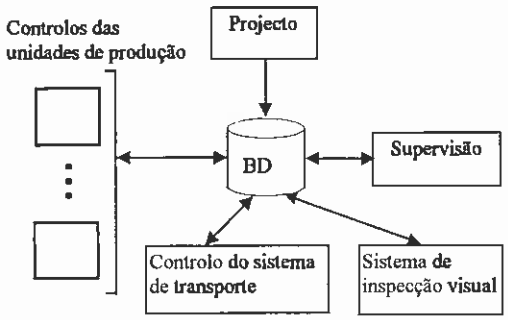


Figura 2 - Fluxo de informação

3. SUPERVISÃO

O módulo de supervisão da célula de fabrico tem as seguintes atribuições:

- Escalonamento da produção.
- Monitorização e controlo da planta fabril.
- Simulação do processo de fabrico.
- Gestão de alarmes e histórico.

Escalonamento
O escalonamento é feito ordenando os pedidos de fabrico por prioridades, as quais são atribuídas pelo operador com base em critérios de urgência, disponibilidade das máquinas e tempos de maquinação.

Esta operação decompõe-se em duas fases. Primeiro é feito um sequenciamento provisório com base unicamente nas prioridades, o qual é depositado na base de dados e disponibilizado a todas as unidades da célula. Com base neste primeiro sequenciamento provisório, os postos de controlo da paletização e das unidades de produção comunicam se estão ou não em condições de satisfazer cada pedido de fabrico, ou se é necessário efectuar preparações específicas (por exemplo uma mudança de ferramenta numa máquina) com eventuais paragens no processo.

Em segundo lugar, a supervisão processa as indicações provenientes dos postos, mostrando-as ao operador, o qual toma então a decisão de ratificar ou não cada produto, transferindo-o para o sequenciamento definitivo.

Não é possível ratificar produtos para os quais os postos tenham manifestado impossibilidade de produção, mas é possível ratificar aqueles que necessitem de preparação específica. Neste segundo caso, no entanto, a supervisão coloca automaticamente na base de dados informação marcando esses produtos como casos que requerem tratamento especial nos postos de paletização e/ou produção. Além disso, os produtos marcados para preparação específica podem ser ultrapassados por outros no sequenciamento definitivo, para evitar tempos mortos como paragens de máquinas para mudança de ferramentas.

Modos de funcionamento
A supervisão pode funcionar em modo de monitorização ou de comando. Em modo de monitorização a célula funciona autonomamente, sendo o fluxo de operações desencadeado pelos controlos das unidades com base em informação local. A supervisão limita-se a monitorizar estas operações e a actuar em casos de alarme. No modo de comando é a supervisão a comandar a sequência de operações envolvidas no fabrico de cada peça, enquanto os controlos das unidades se limitam a um papel de execução e confirmação de cada passo.

Processo de fabrico e gestão de regras
A célula é controlada tendo em conta um fluxograma do processo que representa o ciclo de vida de um produto. Isto significa que cada produto deve seguir uma sequência de operações determinada e deve verificar as condições necessárias antes de cada mudança de estado. Note-se que em condições normais de funcionamento existirão vários produtos simultaneamente na célula, em diferentes estágios de fabrico, o que aumenta a complexidade do problema.

O controlo do processo é efectuado por um gestor de regras, o qual faz parte da supervisão. Por gestor de regras entende-se um ambiente de programação onde é possível definir os estados presentes no fluxograma do processo, assim como as condições de transição entre esses mesmos estados. Esse *software* foi feito no ambiente desenvolvimento de sistemas periciais GoldWorks, programável em linguagem LISP e com um motor de inferência próprio.

Há diversas vantagens na opção por um sistema pericial como base de desenvolvimento: evita-se a explosão combinatória que poderia surgir se fossem usadas técnicas mais convencionais; permite dispôr de um ambiente de criação e alteração de regras em *run-time* e integrado na supervisão; simplifica o diagnóstico de problemas dado ser possível rastrear,

em *run-time*, todas as decisões tomadas pelo motor de inferência.

Existe correspondência directa entre a informação presente em base de dados e em base de conhecimento do sistema pericial, através de um processo constante de actualização.

A base de conhecimento consiste no conjunto dos factos conhecidos sobre a célula de fabrico. Existem duas formas de organizar a base de conhecimento: estruturada e não-estruturada [3]. Neste projecto optou-se por uma base de conhecimento estruturada, obedecendo a uma programação orientada por objectos com herança múltipla e polimorfismo.

Existem determinadas combinações de factos que dão origem a novos factos e/ou acções a tomar. No sistema pericial usado estas combinações tomam a forma de regras.

É com base nos factos recolhidos na célula e nas regras pré-definidas na fase de desenvolvimento que o motor de inferência segue o cumprimento do fluxograma do processo e toma decisões.

Concorrência
O fabrico simultâneo de diversas peças na célula introduz o problema da competição por recursos partilhados (por exemplo *buffers* e máquinas). Foram identificados os seguintes pontos de concorrência:

- Entrada de peça;
- Saída de peça fabricada;
- Saída de peça para controlo de qualidade;
- Início de maquinagem;
- Início de inspecção;
- Descarga de peça maquinada.

A questão foi abordada por meio de regras específicas do sistema pericial [1], destinadas a impôr exclusão mútua nestes pontos de concorrência, através da asserção e retracção dos antecedentes.

Simulação
Para além de monitorizar e controlar o processo de fabrico, a supervisão tem a capacidade de o simular. Esta característica é possível graças ao desacoplamento entre os diferentes níveis hierárquicos de controlo da célula e ao papel centralizador da base de dados. Desta forma a supervisão pode substituir-se aos outros módulos da célula de fabrico no envio de informação para a base de dados.

A simulação está integrada na interface gráfica da supervisão. O seu propósito é por um lado didáctico, permitindo explicar todo o processo produtivo da célula sem comprometer o equipamento fabril. Por outro lado a simulação tem o papel de facilitar o diagnóstico de problemas, sejam eles no funcionamento da célula ou no próprio *software* de supervisão.

Alarmes
É gerado um alarme sempre que se detecta na base de conhecimento (a qual reflecte a informação presente em base de dados) um facto que viole o fluxograma do processo de fabrico. Neste caso, o operador do posto de supervisão é avisado e procede-se ao registo do alarme na base de dados detalhando a data, hora, nível de gravidade, posto de ocorrência e tipo do alarme. Dependendo da natureza do alarme podem ainda ser desencadeados procedimentos correctivos.

Histórico
O histórico é o lugar onde se mantém um registo de todos produtos fabricados, contendo informações como data e hora de fabrico, tempos de maquinação, resultados da inspecção, materiais e ferramentas utilizados. Estas informações são utilizadas para tratamento estatístico e para análise do processo de fabrico com vista ao seu aperfeiçoamento.

Sempre que um produto completa o seu ciclo de vida na célula, a supervisão acrescenta ao histórico uma entrada contendo todos os dados acima referidos. Uma vez que o histórico se encontra armazenado em base de dados, o mecanismo de actualização é idêntico ao dos restantes módulos.

4. BASE DE DADOS

Este módulo é responsável por manter toda a informação relativa ao funcionamento da célula, nomeadamente:

- Encomendas e sequenciamento de fabrico;
- Situação de produtos entrados em fabrico;
- Características técnicas e de projecto dos produtos;
- Estado das máquinas;
- Movimentos do sistema de transporte e ocupação dos *buffers*;
- Existências e localização de ferramentas e materiais;
- Características técnicas de ferramentas e materiais;
- Alarmes;
- Histórico de fabrico.

Foram tidos em conta os seguintes requisitos técnicos para a base de dados:

- Mecanismos transaccionais para garantir tolerância a faltas;
- Manutenção da integridade referencial dos dados;
- Segurança e acesso controlado por nome de utilizador e senha;
- Desempenho em termos de rapidez no acesso ao dados.

A base de dados foi desenvolvida recorrendo ao DBMS (*DataBase Management System*) relacional Sybase System 10, a qual dispõe de características compatíveis com os requisitos enunciados. Este DBMS utiliza a linguagem SQL, e está vocacionado para a arquitectura cliente/servidor. O acesso à informação tem lugar através de instruções, ou *queries*, programadas em linguagem SQL e encaminhadas via rede para o servidor.

Seriação de mensagens

A ordem cronológica das mensagens provenientes do equipamento fabril é importante para o correcto funcionamento da célula [4]. Assim, o sistema de troca de informações entre os diversos módulos deve respeitar essa mesma ordem cronológica.

Uma vez que a base de dados é o sistema utilizado para troca de informações, foi neste nível que se criou o mecanismo responsável por manter a ordem das mensagens. Este mecanismo consiste num procedimento armazenado que gera um número único sequencial por cada operação de escrita na base de dados [1].

5. REALIZAÇÃO DO PROJECTO

No decurso do projecto foram tomadas diversas opções quanto à plataforma em que seria desenvolvido o sistema de informação da célula flexível, tanto em termos de *hardware* como de *software*.

Decidiu-se usar uma rede *Ethernet* de PC's, com um servidor correndo Novell Netware 4.0 e vários postos com Windows for Workgroups 3.11 sobre o sistema operativo MS-DOS. Esta decisão influenciou também a escolha dos produtos a utilizar para a supervisão e a base de dados.

A supervisão foi desenvolvida com o sistema pericial GoldWorks III para Windows, o qual permite programação orientada a objectos em linguagem LISP e dispõe de módulos de comunicação via DDE (*Dynamic Data Exchange*) e ligação a bases de dados remotas.

O DBMS escolhido foi o System 10 da Sybase para a plataforma Novell Netware, o que significa que o servidor de rede funciona também como servidor de base de dados.

Os *front-ends* de acesso à base de dados, bem como a interface gráfica da supervisão (da qual se mostra um

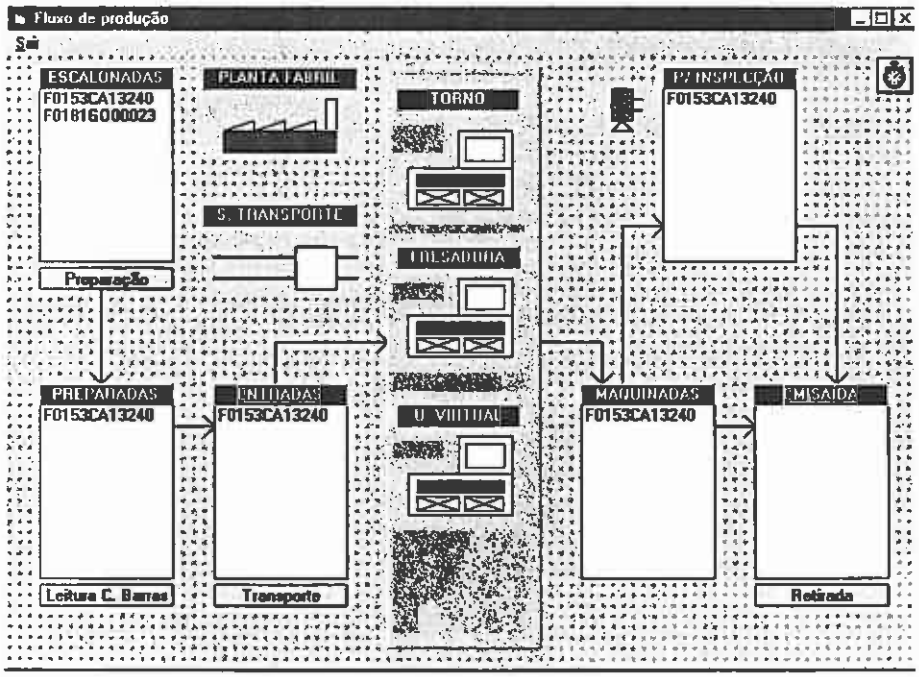


Figura 3 - Aspecto da interface gráfica de utilizador

exemplo na Figura 3), foram desenvolvidos em Microsoft Visual Basic 3.0 Professional, que tem incorporadas funcionalidades de acesso a bases de dados via ODBC (*Open DataBase Connectivity*), um *standard* da Microsoft. Existem disponíveis *drivers* ODBC para o System 10, bem como bibliotecas de desenvolvimento em linguagem C.

Uma vez desenvolvidos os componentes do sistema de informação procedeu-se à sua instalação e integração na célula. Houve preocupação em manter um espectro de compatibilidade o mais alargado possível, para que o conjunto dos módulos formasse um sistema aberto [5].

6. CONCLUSÕES

Nesta comunicação foram descritos os módulos de supervisão e base de dados do sistema de informação de uma célula flexível de produção vocacionada para a formação e demonstração de conceitos CIM na área da indústria metalomecânica.

A supervisão cumpre as funções de: escalonamento da produção; monitorização, controlo e simulação do processo de fabrico; gestão de alarmes e histórico. Para a gestão de regras utilizou-se um sistema pericial programável em LISP, o qual permite reconfigurar a supervisão por forma a adaptar-se a eventuais modificações no processos de fabrico.

A base de dados desempenha um papel integrador de todo o sistema de informação, centralizando o acesso aos dados por parte dos restantes módulos da célula.

Foi possível desenvolver e integrar os módulos de supervisão e base de dados no resto da célula, mantendo o sistema de informação global aberto a eventuais modificações e compatível com as normas *de facto* do mercado.

Foram completados testes de integração dos módulos de supervisão e base de dados no seio da célula, incluindo todas as sequências de escalonamento, transporte, fabrico e inspecção de peças reais, tanto em acrílico como em alumínio. O protótipo resultante foi entregue aos restantes parceiros do projecto para posterior desenvolvimento. Devido à experiência adquirida este projecto poderá servir de embrião a outras iniciativas, porventura de maior dimensão.

7. AGRADECIMENTOS

Os autores desejam expressar o seu reconhecimento aos restantes parceiros do projecto EUROFORM 034/RLVT, em especial aos Engºs José Felício, José Fonseca, Paulo Rodrigues, Rafael Quitério e José Reis do CENFIM, pela colaboração prestada.

Também se agradece o apoio do Prof. João Lemos do INESC, a quem se deve o envolvimento neste projecto, e ao Engº Rui Vilela a colaboração na utilização do sistema pericial GoldWorks III.

O trabalho de Jorge G. Silva foi apoiado por uma bolsa PRAXIS XXI da JNICT.

8. REFERÊNCIAS

[1] Silva, Jorge, "Sistema de Supervisão e Base de Dados para uma Célula de Fabrico Flexível", Dissertação de Mestrado, 1999.

[2] Carneiro, L., Gouveia, J., Mendonça, J., "The Use of Databases in SME's Systems Integration", Esprit CIM-Europe 1990.

[3] Durkin, J., "Expert Systems Design and Development", Prentice-Hall 1994.

[4] Veríssimo, P., Melro, S., Casimiro, A., Silva, L., "Distributed Industrial Information Systems: Design and Experience", Proceedings of the 2nd IEEE/ECLA/IFIP International Conference on Architectures and Design Methods for Balanced Automation Systems (BASYS'96), Lisboa, Portugal 1996.

[5] McCarthy, S., Mendonça, J., Shulte, J., "Real-time shop-floor control: modular system and integration tools", Esprit CIM-Europe 1993.

ALGORITMOS GENÉTICOS

V. M. F. Mendes
Instituto Superior Engenharia de Lisboa, Portugal
vfmendes@isel.pt
telf: 8317107

P. A. L. Anastácio
Instituto Superior Engenharia de Lisboa, Portugal
pan@deea.isel.pt
telf: 2041442

RESUMO

Este artigo apresenta o funcionamento detalhado da técnica designada por Algoritmos Genéticos, salientando a sua estrutura, os seus operadores, os parâmetros mais importantes e os critérios que devem ser adoptados para o seu correcto funcionamento.

PALAVRAS CHAVE

Algoritmos Evolucionários, função "Fitness", operador "Selection", operador "Crossover", operador "Mutation", cromossoma, gene.

1. INTRODUÇÃO

O aparecimento dos AGs, Algoritmos Genéticos teve como origem da ideia de utilizar as estratégias usadas com sucesso pela natureza (Evolução Darwiniana) e aplicar estas ideias na optimização de problemas reais.
Na década de 50 surgiram os primeiros AGs, quando alguns biólogos os usaram para simular em computador, sistemas biológicos. Nas décadas de 60 e 70 na Universidade de Michigan, John Holland desenvolveu a ideia e descreveu como aplicar estas estratégias de evolução natural aos problemas de optimização, tendo obtido uma primeira estrutura que viria a ser o Algoritmo Genético. Na década de 80 David Goldberg, aluno de Holland, obteve as primeiras aplicações com sucesso a nível industrial.
Em 1989, surge o livro que é considerado uma referência sobre os AGs, escrito por Goldberg [1]. O interesse por esta técnica de optimização cresceu rapidamente, surgindo diversos encontros e congressos sobre esta técnica com centenas de participantes. Nos anos 90 os AGs são aplicados em diversas áreas da Ciência e da Engenharia, como por exemplo: busca em bases de dados, compressão de dados, controlo de robots, desenho de VLSI, etc [1-3, 5-9].

2. ADAPTAÇÃO DA TEORIA DA EVOLUÇÃO

Na natureza os indivíduos competem entre si para obterem recursos essenciais à sua sobrevivência, como por exemplo: alimentação, recursos naturais, abrigo, etc. Entre estes indivíduos, aqueles que não tiverem êxito nessa competição tendem provavelmente a ter um número reduzido de descendentes, ou até mesmo nenhum, o que impossibilita que os seus genes sejam maioritariamente herdados pelas futuras gerações. Com os AGs, vai acontecer exactamente o mesmo, os indivíduos representados por cromossomas vão sofrer um processo de evolução semelhante ao da natureza. Devido a este processo os AGs são designados como algoritmos de optimização baseados em mecanismos de selecção natural e da genética.

3. CARACTERISTICAS GERAIS

Os AGs, que pertencem ao grupo dos Algoritmos Evolucionários, funcionam de maneira a executarem uma procura paralela e estruturada, maioritariamente aleatória e com o objectivo de reforçar a existência de indivíduos capazes de gerar outros indivíduos, que possam ser soluções admissíveis do problema onde estão inseridos. Além de serem maioritariamente aleatórios, os AGs são também determinísticos, são baseados em dados provenientes de indivíduos seus antecessores, gerações anteriores, para que possam gerar indivíduos com uma "melhor aptidão". O seu funcionamento assegura que nenhum ponto do espaço de solução tem a probabilidade zero de ser analisado. Em cada geração, operadores genéticos ("Selection", "Crossover", "Mutation") são aplicados a uma população de indivíduos, que pode variar de acordo com o problema de programação matemático a resolver. Os indivíduos com "melhor aptidão" terão maior probabilidade de conseguirem gerar outros indivíduos para a próxima geração.
A "aptidão" de cada indivíduo mede a sua adaptação no problema onde está inserido.
A resolução dos problemas de programação matemática baseados só em técnicas de optimização determinística começa com um único indivíduo candidato a óptimo. Contrariamente, os AGs, que são técnicas de computação evolucionárias, operam sob uma população de indivíduos. Por trabalhar com vários indivíduos em paralelo, o algoritmo consegue abranger aleatoriamente diversas áreas do espaço de solução.
Os AGs são bastante eficientes na procura de soluções óptimas ou perto de óptimas, ditas subóptimas, de uma grande diversidade de problemas, devido ao facto de permitirem anular muitos inconvenientes que surgem no uso das técnicas de optimização tradicionais quer determinísticas quer aleatórias.
Muitos problemas tem por base funções do tipo da indicada na fig. 3.1, em que ao longo do seu percurso surgem vários óptimos locais e claro o óptimo global.
Para muitas técnicas de optimização que são baseadas no gradiente para a direcção da sua busca, este tipo de funções origina falsas convergências para ou óptimo local.

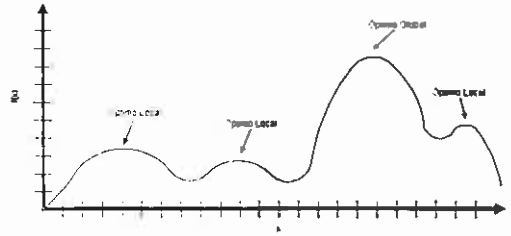


Fig. 3.1 – Função objectivo com diversos óptimos locais.

Com a técnica dos AGs isso já não acontece, o algoritmo vai evoluir ao longo de toda a função e mesmo funções com descontinuidades e de difícil análise como a da fig. 3.2, podem ser usadas.

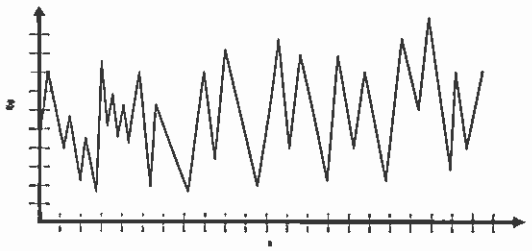


Fig. 3.2 – Função objectivo demasiado instável.

4. FUNCIONAMENTO DO ALGORITMO

Os AGs tem por base um procedimento do tipo passo-a-passo, que leva à evolução da população até que o critério de finalização seja satisfeito [2,3,9].

Procedure algoritmo genético (AG)

begin
  $t \leftarrow 0$
  inicia_população $P(t)$
  avalia $P(t)$
  while (critério de finalização não satisfeito) **do**
  begin
    $t \leftarrow t+1$
    selecciona_pais de $P(t-1)$
    recombina $P(t)$
    muta $P(t)$
    avalia $P(t)$
  end
end

onde:

$t \rightarrow$ tempo actual
$t-1 \rightarrow$ tempo anterior
$P \rightarrow$ população

Fig. 4.1 - Procedimento dos Algoritmos Genéticos

4.1. Representação

Para aplicar a técnica dos AGs, de maneira que possam trabalhar adequadamente, tem-se primeiro que escolher uma estrutura genética adequada ao problema especifico, de maneira a relacionar o AG com o problema. A essa estrutura, que é partilhada por todos os cromossomas, chamamos representação genética. A maioria das representações em Algoritmos Evolucionários são genotipicas, utilizam vectores de tamanho finito num alfabeto também finito. Por exemplo na representação binária, cada elemento é constituído por genes (bits) que podem tomar o valor 0 (ausência de uma determinada característica), ou 1 (existência de uma determinada característica). Em genética a estrutura que é o cromossoma é designada por genótipo, contém as informações necessárias que fazem o indivíduo, conhecido por fenótipo.

4.2. População Inicial

Visto a representação binária ser a mais utilizada, a população inicial, ou primeira geração será os primeiros conjuntos de genes (bits), aleatoriamente obtidos, com um comprimento adequado ao problema. Esta população deverá ter as suas características diversificadas, de maneira a que cubra todo o espaço de solução. O ideal seria que todos os genes estivessem presentes nessa população, o que não se pode garantir totalmente devido à aleatoriedade do sistema, a solução passa por aumentar o número de indivíduos pertencentes à população.

$v_1 = \{01001110\}_2$,
$v_2 = \{01010010\}_2$,
...
$v_i = \{11001111\}_2$,

onde $i = tamanho_população$.

4.3. Função "Fitness"

A função "Fitness" é a função que mede a "adaptação" dos indivíduos, associando a eles um valor numérico que os caracteriza. Esse valor é proporcional à sua "utilidade" ou "habilidade" na formação de outras gerações de indivíduos e está directamente ligada à função objectivo, sendo:

$$eval(v_i) = f(x_i), \qquad (1)$$

onde $i = (1,....tamanho_população)$;
x = *identificação do indivíduo ou valor adaptado.*

Sendo a população:

$v_1 = \{01001110\}_2$,
$v_2 = \{01010010\}_2$,
...
$v_i = \{11001111\}_2$,

onde $i = tamanho_população$ e por exemplo: $x_1 = 78$, $x_2 = 82$, $x_i = 207$.

Admitindo que a função objectivo, $f(x) = \frac{x^2}{2}$, a "Fitness"(1) de cada indivíduo, será:

$eval(v_1) = f(x_1) = 3042$,
$eval(v_2) = f(x_2) = 3362$,
...
$eval(v_i) = f(x_i) = 21424{,}5$,

onde $i = tamanho_população$.

A maior parte dos problemas tratados com sucesso pelos AGs, têm funções objectivo não lineares, como por exemplo:

$$f(x) = \left[(2x.\cos(6.180.x) + 5) + \left(\tfrac{1}{4}.sen(x) + 1\right)\right].$$

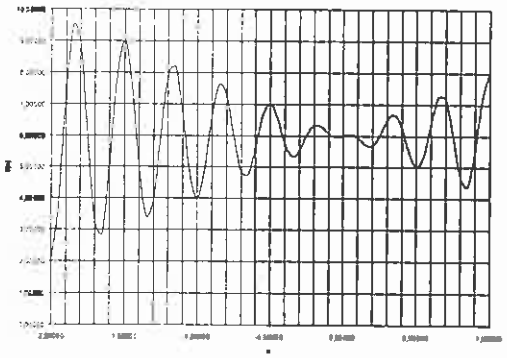


Fig. 4.2 – Função objectivo não linear.

Para obter soluções como $x = 0{,}325017$, uma precisão da resposta de várias casas decimais, obriga que a função $f(x)$ seja adaptada a uma nova função objectivo:

$$x = f(\min._f(x) + x'.\frac{comp.\text{int}.\text{var}.}{2^{número_de_bits} - 1})$$

Por exemplo um determinado valor de $x' = \{1100011001100110\}_2 = 50790$ implicará um $x = 0{,}325017$.

A "Fitness" total será para ambos os casos a soma das "Fitness" (1) de cada indivíduo, ou seja:

$$F = \sum_{i=1}^{tamanho_população} eval(v_i), \qquad (2)$$

onde $i = (1,...,tamanho_população)$.

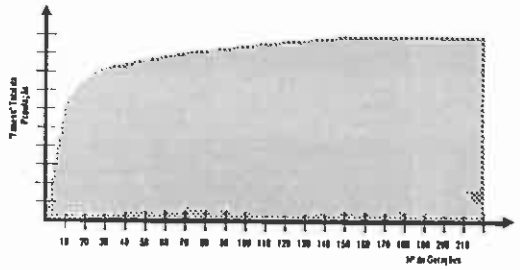


Fig. 4.3 – Exemplo teórico da evolução da função "Fitness" ao longo de sucessivas gerações.

4.4. Operadores Genéticos

4.4.1. Operador "Selection"

Este operador vai fazer uma selecção de indivíduos que farão parte da próxima geração, assim como poderão gerar novos indivíduos mais aptos em prosseguir até ao objectivo final. Esta escolha passa assim a depender da "Fitness"(1) de cada um, será dada preferência aos melhores indivíduos, permitindo assim que os seus genes passem para as futuras gerações, criando ainda melhores indivíduos. É bom relembrar que não só os melhores indivíduos são escolhidos, visto que esta selecção é em parte aleatória, no entanto é óbvio que os melhores tenham mais probabilidade de serem escolhidos. Um dos métodos de selecção, talvez o mais utilizado, denominado método da roleta, vai fazer a selecção dos indivíduos para participarem activamente com as suas características nas próximas gerações.

A probabilidade p_i de cada indivíduo ser seleccionado é dada por :

$$p_i = \frac{eval(v_i)}{F}, \qquad (3)$$

onde $i = (1,...,tamanho_população)$; F *a* "Fitness" total.

A probabilidade acumulada q_i de cada indivíduo ser seleccionado é dada por :

$$q_i = \sum_{j=1}^{i} p_i, \qquad (4)$$

onde $i = (1,...,tamanho_população)$; p *a* probabilidade de cada indivíduo.

Se gerarmos um número r, i vezes cujo valor varia no intervalo [0..1], caso $r < q_1$, o indivíduo v_1 é escolhido. Se $q_{i-1} < r \leq q_i$ é escolhido o indivíduo de índice i, v_i. Todo este processo aleatório é baseado no funcionamento de uma simples roleta.

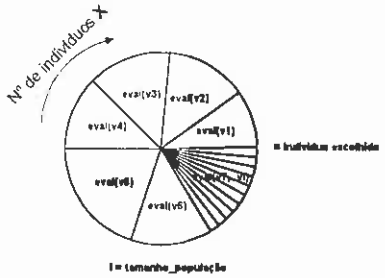


Fig. 4.4 – Escolha do indivíduo, analogia com o funcionamento de uma roleta.

Cada indivíduo é representado numa parte da roleta que é proporcional à sua "Fitness"(1), é de fácil observação que até os indivíduos com "menor aptidão" podem ser escolhidos. O número de vezes que a roleta vai girar depende do número de indivíduos da população.

4.4.2. Operador "Crossover"

A função deste operador é de fazer uma permuta das características dos indivíduos anteriormente seleccionados, permitindo assim que as futuras gerações herdem essas características.
Este operador é considerado o mais importante mecanismo do algoritmo, terá uma taxa de aplicação, p_c, que deverá ser superior à taxa de aplicação do operador "Mutation". Ao número de genes (bits) anteriores ao ponto de "Crossover" designamos por "site", esse número é escolhido aleatoriamente e pode ser fixo ou variável ao longo do decorrer do algoritmo pelas diversas gerações de indivíduos. Um dos métodos de aplicar este operador é o "Crossover" de um ponto, no cromossoma existe um ponto de "Crossover" e é a partir desse ponto que a recombinação das características dos indivíduos será feita. Dois indivíduos são seleccionados para formarem outros dois, com características (genes) dos seus antecessores.

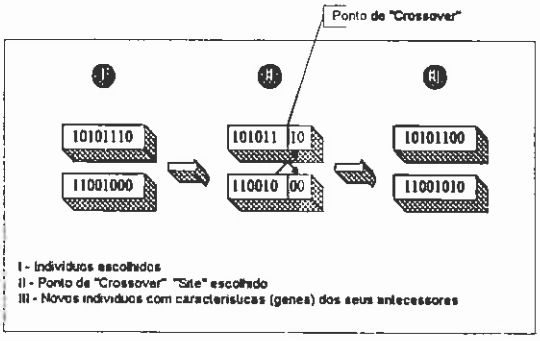


Fig. 4.5 – Processo do operador "Crossover" de um ponto na representação binária.

Outras técnicas de aplicar o operador "Crossover" são: "Crossover" multipontos e "Crossover" uniforme, como se observa pelas figuras seguintes.

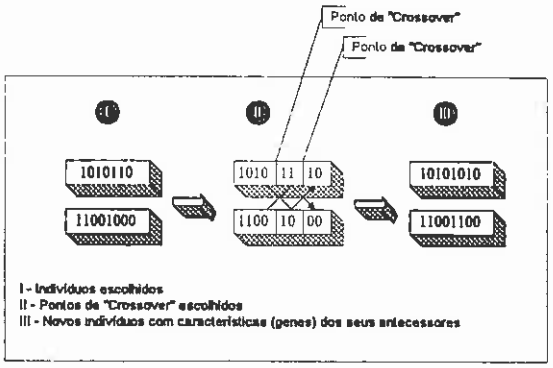


Fig. 4.6 – Processo do operador "Crossover" multi-pontos na representação binária.

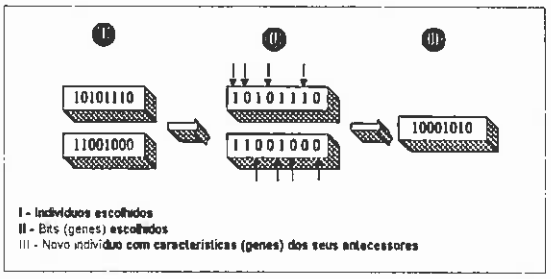


Fig. 4.7 – Processo do operador "Crossover" uniforme na representação binária.

No "Crossover" multi-pontos vai existir uma grande quantidade de troca de informação, através de pontos de "Crossover" situados ao longo do cromossoma. Como no caso do "Crossover" de um ponto, dois indivíduos são seleccionados para formarem outros dois, com características (genes) dos seus antecessores.
No "Crossover" uniforme não vai existir pontos de "Crossover", mas sim uma escolha aleatória de genes dos dois indivíduos. Apenas um indivíduo é formado.

4.4.3. Operador "Mutation"

O operador "Mutation" devido à necessidade de diversificar o espaço de solução de uma população introduzirá uma diversidade genética na população.
O operador "Mutation" arbitrariamente irá fazer uma alteração de um ou mais genes de um cromossoma, garante assim a probabilidade de o algoritmo chegar a qualquer parte do espaço de solução nunca seja nula, produzindo novos indivíduos numa outra parte do espaço de solução e fazendo aparecer parte importante de material genético perdido anteriormente. Podemos dizer que o efeito deste operador é em certa maneira antagonista ao efeito do operador "Selection", com este operador conseguimos contornar o problema da população convergir para um óptimo local, alterando a direcção da busca.

Ao contrário do operador "Crossover", este operador é considerado um operador genético secundário, não deixando por isso de ser importante devido ao facto do que se relatou. O operador "Mutation" é aplicado aos indivíduos através de uma taxa de aplicação, p_m, de valor muito reduzido.
O número de genes que sofrem alterações é variável, podendo assim alterar um ou mais componentes de uma estrutura escolhida.

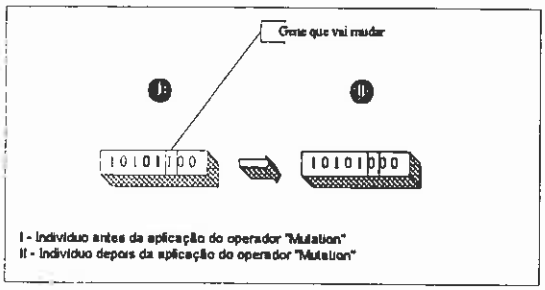


Fig. 4.8 – Processo do operador "Mutation" na representação binária.

No caso da representação binária, os genes (bits) que são alterados pelo operador "Mutation", passam de "0" para "1" ou o contrário como na fig. 4.8.
No caso da representação escolhida, o funcionamento deste operador é baseado numa roleta que irá rodar para cada gene (bit), dos indivíduos pertencentes à população. Se o número gerado pela roleta, $r < p_c$, então esse gene (bit) será alterado, caso contrário, manter-se-á como anteriormente.

4.5. Parâmetros genéticos

4.5.1. Tamanho do cromossoma

O tamanho do cromossoma depende do problema a resolver, por exemplo se o problema tiver uma função objectivo que seja tratada directamente pelo AG e necessite de um espaço de solução compreendido entre [0,16000], teremos que ter uma população com cromossomas de 14 genes (vector binário de 14 bits), para que seja possível fazer a representação de todos o indivíduos, que variam unitariamente, ou seja:

$$v_1 = \{00000000000001\}_2,$$
$$v_2 = \{00000000000010\}_2,$$
$$v_3 = \{00000000000011\}_2,$$
$$\ldots$$
$$v_{16000} = \{11111010000000\}_2.$$

Se pelo contrário, a precisão da resposta é maior, indivíduos que são representados com diversas casas decimais, teremos possivelmente que ter um maior tamanho do cromossoma e veremos a nossa função objectivo adaptada, como se disse anteriormente.

4.5.2. Tamanho da população

O tamanho da população é outro parâmetro que tem que ser bem ponderado, devido aos efeitos que pode implicar no correcto funcionamento do algoritmo. A definição deste parâmetro é bastante importante, factores como: desempenho do algoritmo, espaço de solução, convergência correcta e recursos computacionais, variam e são influenciados com o valor do tamanho da população.
Nos trabalhos efectuados nesta área [1-3], chegou-se à conclusão que quando temos tamanhos de população elevados, os resultados obtidos são melhores, existe uma maior cobertura do espaço de solução eliminando falsas convergências, mas o desempenho do algoritmo é inferior, obrigando a recursos computacionais mais elevados, no entanto apartir dos anos 90 com o aumento das capacidades dos computadores esta ocupação de recursos computacionais já não é significativa..
Por outro lado, optando por uma pequena população, a cobertura do espaço de solução é inferior o que pode fazer com que haja falsas convergências para óptimos locais.

4.5.3. Critério de finalização

O AG é um processo de vários patamares, não se pode esperar que assim que ele encontre o óptimo global, deixe de evoluir. Então, tem que se decidir quando parar a evolução do algoritmo.
Existem vários critérios que podem ser obtidos, fazendo depois parar o funcionamento continuo do algoritmo:

- determinado número de gerações,
- valor de "Fitness"(1) de um indivíduo,
- convergência da população.

A forma mais simples de para o algoritmo é sem dúvida a de definir um número máximo de gerações, assim que essa geração é obtida o algoritmo deixa de desenvolver e é obtida a melhor solução até ai encontrada. Esta forma não é a ideal porque em futuras gerações o algoritmo poderia levar ao surgimento de melhores soluções.

Outra forma será, fazer a paragem do algoritmo assim que um indivíduo tenha atingido um determinado valor de "Fitness"(1). Também não será a melhor solução visto que provavelmente poderíamos ir mais além desse valor.

A ultima forma, será esperar que a população seja homogénea, esperar que os indivíduos tenham um grau de adaptação idêntico, deixando assim desenvolver o algoritmo para a convergência. O acto do algoritmo estar a convergir, significa que a maioria da população deixou para trás parte da informação genética dos seus antecessores e deixou de existir uma diversidade na população.

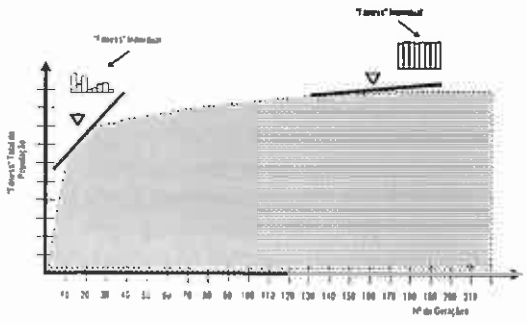


Fig. 4.9 – Convergência da população.

Se o AG foi correctamente implementado, a sua população convergirá para o óptimo global, estando no final do funcionamento do algoritmo a maioria da população com o mesmo valor de "Fitness"(1).
O algoritmo pode achar boas soluções, pode até nem achar a solução óptima do problema, teremos que decidir se essa solução nos serve.

4.5.4. Taxas de aplicação dos operadores genéticos

Os operadores "Crossover" e "Mutation" têm taxas de aplicação que podem variar no intervalo [0...1], estas taxas vão influenciar o correcto funcionamento do algoritmo. Sendo o operador "Crossover" considerando o mais importante do funcionamento dos AGs, a sua taxa de aplicação, p_c, tem que ser bem ponderada, já que influi no comportamento do algoritmo. A escolha de uma taxa de aplicação do operador "Crossover" de valor elevado, implica um aparecimento rápido de novos indivíduos mais evoluídos na população, enquanto que com uma taxa de baixo valor esses indivíduos surgem com menor frequência e torna o algoritmo lento. A taxa de aplicação do operador "Mutation", de baixo valor, consegue garantir que a população não fique estagnada num determinado valor (óptimo local), garantindo assim uma larga busca, aumentando o espaço de solução. Se pelo contrário a taxa de aplicação do operador "Mutation" tiver valor elevado, o algoritmo passa a ser demasiado instável no que diz respeito à direcção da sua evolução e fica essencialmente aleatório, o que contradiz com uma característica essencial dos Ags: "apesar de aleatórios, são direccionados".
A ausência da aplicação do operador "Mutation" faz com que o algoritmo estagne rapidamente num valor, perdendo diversidade e deixando assim de evoluir correctamente.

5. CONCLUSÕES

Os AGs são bastante eficientes na procura de soluções numa grande diversidade de problemas, como naqueles em que os métodos tradicionais não se aplicam.
O desempenho desta técnica depende de forma vital da correcta aplicação dos operadores genéticos "Selection", "Crossover" e "Mutation", mais propriamente da escolha das taxas que regem a aplicação destes dois últimos operadores. Os valores dos parâmetros genéticos, como: tamanho do cromossoma, tamanho da população e critério de finalização do algoritmo são também de extrema importância. É bom mencionar que, como nos outros métodos aleatórios, os AGs não garantem o surgimento da melhor solução para o problema, é razoável o surgimento de uma solução aceitável.
Ao contrário das técnicas de optimização tradicionais que iniciam a sua procura com um único candidato, e são de complexa implementação informática, as técnicas de computação evolucionárias onde se encontram inseridos os AGs operam sob uma população de candidatos em paralelo, podendo assim aumentar o espaço de solução.
Os AGs diferem dos métodos tradicionais, principalmente em quatro aspectos:

1. Os AGs trabalham com uma codificação do conjunto de parâmetros e não com os próprios parâmetros.
2. Os AGs trabalham com uma população e não com um único ponto.
3. Os AGs utilizam informações obtidas através da função "Fitness"(1) e não derivadas ou outro conhecimento auxiliar, para influenciar a direcção da busca.
4. Os AGs utilizam regras de transição probabilísticas e não determinísticas.

6. REFERÊNCIAS

[1] Goldberb, David E., Genetic Algorithms in Search, Optimization & Machine Learning, Addison-Wesley, 1989.
[2] Michalewicz, Zbigniew, Genetic Algorithms+Data Structures=Evolution Programs, extended edition, Springer-Verlag, 1994.
[3] Michalewicz, Zbigniew, Genetic Algorithms+Data Structures=Evolution Programs, 3rd rev. and extended edition, Springer-Verlag, 1996.
[4] Spiegel, Murray R., Estatistica, 2ª edição, McGraw-Hill, 1985.
[5] D. Quagliarella, J. Périaux, C. Poloni, G. Winter, Genetic Algorithms and Evolution Strategies in Engineering and Computer Science – Recent Advances and Industrial Applications, John Wiley & Sons, 1998.
[6] D. Dasguptal, Z. Michalewicz, Evolutionary Algorithms in Engineering Applications, Springer, 1997.
[7] W. Banzhaf, P. Nordin, R. E. Keller, F. D. Francone, Genetic Programing – An Introduction on the Automatic Evolution of Computer Programs and its Applications, Morgan Kaufmann Publishers, 1998.
[8] Mitchell, Melaine, An Introduction to Genetic Algorithms, The fifth printing Mit Press, 1999.
[9] A. M. S. Zalzala, P. J. Fleming, Genetic Algorithms in Engineering Systems, I.E.E., 1997.
[10] P.M.S. Carvalho, 'Planeamento de Redes de Distribuição de Energia Eléctrica: Computação Evolucionária e Convergência de Decisão' Tese de Doutoramento, Instituto Superior Técnico, Julho 1999.

Navegação baseada em Visão para Robots Móveis

Vitor Costa
Instituto de Sistemas e Robótica, Centro de Estudos e Desenvolvimento de Electrónica e Telecomunicações, Instituto de Engenharia de Lisboa / DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro nº1 1900 Lisboa
Tel.: 351-1-8317238
Email: vsc@isel.pt

José Santos Victor
Instituto de Sistemas e Robótica, Instituto Superior Técnico
Av. Rovisco Pais nº1, Torre Norte 7ºpiso
1096 Lisboa Codex
Tel.: 351-1-8418294
Email: jasv@isr.ist.utl.pt

RESUMO

A implementação de sistemas robóticos com capacidades de navegação assume particular importância em espaços com formas específicas como sejam corredores ou estradas (para citar ambientes interiores ou exteriores). Neste trabalho é proposto e implementado um sistema de navegação robótica, a funcionar em tempo real, baseado em visão para ambientes interiores.

A proposta apresentada consiste em conduzir um robot utilizando a informação obtida por uma câmara com um sistema de espelhos, colocada na frente do robot, que permite obter as zonas periféricas do campo visual, zonas laterais à direcção da navegação (estéreo divergente). Destas zonas do campo visual é extraída a informação qualitativa do Fluxo Óptico (movimento observado no plano de imagem). A utilização desta informação qualitativa permite controlar o robot em espaços similares a um corredor de forma relativamente robusta.

É relacionado o Fluxo Óptico referente à zona lateral direita com o referente à zona lateral esquerda, obtendo-se um erro proporcional ao desvio do robot em relação ao centro do corredor. Com este erro é possível implementar um controlador que controla a direcção do robot móvel. Outro erro é extraído da informação obtida para a implementação dum controlador para a velocidade linear do robot, esse erro é função da proximidade das paredes do corredor em relação ao robot, tendo o controlador como objectivo reduzir a velocidade quando as paredes se encontram mais próximas do robot e vice-versa.

Este trabalho enquadra-se nos paradigmas da Visão Activa e Visão por objectivos. Apenas a informação relevante para o objectivo pretendido é processada, estando a percepção e a acção ligadas por um objectivo concreto. O sistema aqui proposto tem como inspiração estudos efectuados sobre o comportamento das abelhas e mecanismos utilizados por estas na realização de tarefas de navegação.

Uma plataforma móvel foi equipada com uma câmara com um sistema de espelhos que permite obter as zonas periféricas do campo visual (coincidentes com as zonas visualizadas pelos olhos das abelhas) e dois controladores, baseados na informação obtida em tempo real do Fluxo Óptico, foram implementados. É ainda incorporado um sistema de sustentação para aumentar a robustez do sistema face a ausências de paredes ou de textura. São apresentados resultados com o sistema a funcionar em tempo real em diferentes cenários.

INTRODUÇÃO

Muito trabalho tem sido desenvolvido no âmbito da obtenção de sistemas de navegação robóticos. Alguns desses sistemas são baseados em informação obtida através da visão.

Em [12] é apresentado um sistema de navegação para um ambiente exterior, navegação numa estrada. Em [7] e [16], apresentam-se sistemas de navegação para ambientes interiores (navegação em corredores). Finalmente em [2] é proposto um sistema de navegação para ambientes interiores menos estruturados, sendo no entanto necessário conhecimento prévio acerca destes (imagens adquiridas previamente). Neste artigo é proposto um sistema que vem no seguimento do trabalho realizado em [16][11].

A investigação em visão por computador tem adoptado muitas vezes soluções motivadas pelos seres vivos. A estrutura do sistema visual humano tem sido muitas vezes utilizado como modelo "natural" dos sistemas de visão artificial [17]. Parte-se da ideia que com o "entendimento da visão humana" pode-se obter uma solução "geral" para o processo visual, e eventualmente ser-se capaz de desenvolver um "sistema visual de aplicação geral". No entanto, um sistema deste tipo não existe, e muito se pode ganhar e compreender através do estudo de sistemas biológicos mais simples. Além de que, analisando com mais cuidado o sistema visual humano, pode-se concluir que não se trata de um sistema de "aplicação geral", devido ao seu reduzido desempenho em muitas situações e meios ambientes (como por exemplo, debaixo de água) [17].

Através destas ideias, pode-se dizer que o objectivo de um sistema de visão num agente "vivo" não é generalidade mas sim especificidade : estrutura física e percepção motora [1][3][4]. Estes conceitos deram origem ao que se designa por Visão Activa e Visão por Objectivos.

Dentro deste contexto pode-se tecer algumas conclusões acerca da estrutura física dos sistemas visuais. Pode-se afirmar que a posição frontal dos olhos (com um campo binocular maior) é essencialmente motivada pela necessidade de manipulação. Se pelo contrário desejarmos um sistema para controlo de navegação, uma posição potencialmente mais eficaz dos olhos é a adoptada pelas moscas, abelhas e outros insectos voadores, com os olhos a apontar lateralmente. Nesta última situação o campo visual é alargado através da

união dos campos visuais dos dois olhos, sem que para isso seja necessário um aumento da capacidade de computação. Por outro lado, o aumento do campo visual binocular permite utilizar estéreo para medidas de profundidade, aumentando a capacidade para tarefas de manipulação.

A estes factos é estranho que biologicamente, que a posição dos olhos para as diferentes espécies torne-se mais frontal à medida que as capacidades de manipulação aumentam (não é por acaso que os humanos e os primatas têm, de entre todas as espécies, o campo visual binocular maior e a posição dos olhos mais frontal.

De tal modo isto é importante que o ser humano desenvolveu um mecanismo de vergência dos olhos, por forma a aumentar o campo visual binocular [5]. De notar ainda que a retina tem uma resolução não uniforme, atribuindo o sistema maior importância à zona central do campo visual de cada sensor, onde a resolução é bastante superior [5].

A solução proposta baseia-se no trabalho de investigação realizado em [15] sobre o comportamento das abelhas, quando estas percorrem um corredor em direcção a uma fonte de alimento. Durante este estudo as abelhas foram treinadas para navegar ao longo dum corredor para conseguirem chegar ao alimento. Através da observação do seu comportamento, registou-se que mesmo que o corredor fosse suficientemente largo de forma a proporcionar trajectórias irregulares, as abelhas voavam de facto em linha recta e no centro do corredor. Face a isto, em [15] concluiu-se que estas utilizam a informação da velocidade obtida através dos olhos esquerdo e direito para se manterem, durante o voo, no meio do corredor. Um simples mecanismo de controlo minimiza o erro entre a informação da velocidade obtida pelos olhos esquerdo e direito, erro nulo significa que as abelhas voam no centro do corredor (chamado reflexo de centralização [15]).

Neste artigo é descrito um sistema visual de navegação, que pretende simular o reflexo de centralização das abelhas [16]. É utilizado um sensor óptico (ver Figura 1) composto por uma câmara, apontando para a frente, com um sistema de espelhos montado, por forma a obtermos campos visuais semelhantes aos obtidos pelos olhos das abelhas [10].

SENSOR ÓPTICO

Várias soluções se colocam para a obtenção dos campos visuais periféricos, simulando os campos visuais obtidos pelos olhos das abelhas. A solução mais óbvia é a utilização de duas câmaras apontando lateralmente, tal como estão posicionados os olhos das abelhas (solução utilizada em [16]). No entanto, esta solução apresenta-se dispendiosa em termos de *hardware*.

Figura 1: Imagem do sensor óptico utilizado.

Outra solução é utilizar uma câmara com um ângulo de visão bastante alargado (utilização de uma lente olho de peixe), processando as regiões periféricas da imagem (solução usada em [8]). Esta solução apresenta como inconveniente a distorção que normalmente aparece nas zonas superiores e inferiores da imagem [14], que só podem ser evitadas utilizando lentes bastante dispendiosas.

Uma solução deste tipo foi experimentada ao longo deste trabalho utilizando uma lente de 4,8mm de distância focal [11]. Constata-se que o ângulo de abertura não é suficiente para a obtenção dos campos visuais periféricos desejados. A utilização de uma lente de abertura maior (distância focal menor) introduziria as distorções radiais anteriormente referidas.

Outro tipo de solução é usar um sensor omnidireccional [14]. No entanto, este tipo de sensor "condensa" toda a informação visual de uma cena (num ângulo de 360°) numa única imagem, o que reduz a resolução; por outro lado, a construção de um sensor omnidireccional não se apresenta simples.

A solução aqui utilizada tem inspiração em sistemas de espelhos utilizados para a obtenção de imagens estéreo usando um sistema de espelhos planos e uma única câmara [10]. Embora o objectivo, nesses sistemas, seja obter imagens estéreo binoculares, a variação do ângulo entre os espelhos e o seu reposicionamento em relação à câmara permite obter os campos visuais periféricos (imagens definidas de estéreo divergente [16]).

O sistema de espelhos utilizado é composto por uma placa com dois espelhos planos rectangulares montados numa das extremidades. O ângulo entre estes espelhos e o eixo óptico é de aproximadamente 135° (ver Figura 2).

Este sistema é montado na parte superior da câmara, obtendo-se assim o sensor desejado (ver Figura 1). Obtém-se assim os campos visuais periféricos (ver Figura 4).

A utilização de um sensor deste tipo, com um sistema de espelhos, permite-nos considerar, que possuímos duas câmaras virtuais para a obtenção dos campos visuais periféricos [10]. É assim possível aplicar os algoritmos necessários à implementação do sistema, como se a informação fosse obtida por duas câmaras apontando lateralmente.

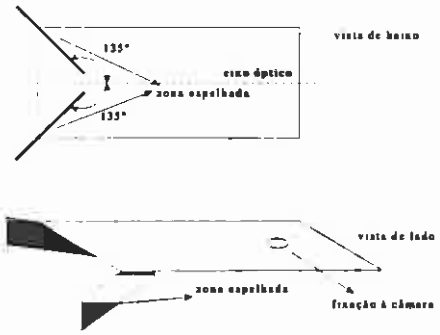


Figura 2: Desenho do sistema de espelhos utilizado.

DETERMINAÇÃO DO VALOR DO FLUXO

Com o objectivo de comparar as velocidades das imagens observadas para os campos visuais periféricos esquerdo e direito, é determinado o fluxo óptico [13] médio nestes campos periféricos. Para ultrapassar o problema da abertura [13] e assumindo que o robot se move sobre um plano e que as suas movimentações laterais são bastante reduzidas, em [16] despreza-se a componente vertical do fluxo óptico na equação fundamental do fluxo, vindo a componente horizontal dada por:

$$u = -\frac{E_t}{E_x} \tag{1}$$

Em [8] utiliza-se uma câmara, apontada para a frente do robot móvel, tendo uma lente montada com um ângulo de abertura de aproximadamente 115° e eixo óptico paralelo ao plano do chão. Calcula-se o fluxo normal nas regiões da periferia da imagem determinando-se o histograma de amplitude do fluxo correspondente. É usado o máximo encontrado como fluxo associado a cada uma das regiões. Este processo é, no entanto, bastante sensível a pontos espúrios e dependente do número de pontos da janela da imagem em que se consegue determinar fluxo. Por isso é usado em [8] um processo de estimação iterativo, depois do cálculo do fluxo normal, considerando estimativas passadas como forma de obviar este problema mas aumentando, desta forma, o tempo de processamento.

A solução adoptada neste trabalho baseia-se no pressuposto de que as "paredes" de um corredor podem ser localmente aproximadas por um plano (ver [11]). Sendo assim é possível utilizar um modelo afim [10][9] que parametriza o fluxo obtido para um movimento da câmara em relação a um plano, só com parâmetros de primeira ordem (como forma de reduzir a sensibilidade ao ruído):

$$\begin{aligned} u &= u_0 + u_x \cdot x + u_y \cdot y \\ v &= v_0 + v_x \cdot x + v_y \cdot y \end{aligned} \tag{2}$$

Os parâmetros são estimados utilizando um algoritmo de mínimos quadrados, para cada um dos campos visuais.

O cálculo da média do fluxo horizontal, para cada um dos campos visuais (representados pelas janelas na imagem, ver Figura 4), pode ser obtido sem a determinação explícita do fluxo óptico:

$$\bar{u} = \frac{1}{(x_M - x_m)\cdot(y_M - y_m)} \cdot \int_{y_m}^{y_M}\int_{x_m}^{x_M} (u_0 + u_x \cdot x + u_y \cdot y)\,dx\,dy \tag{3}$$

onde x_m e x_M representam respectivamente as colunas de inicio e fim da janela e, y_m e y_M, as linhas de inicio e de fim da janela. Para a componente vertical do fluxo, obtém-se um resultado idêntico.

Esta solução tem como desvantagem, em relação à solução apresentada em [16], o maior tempo de processamento. No entanto, a parametrização do fluxo óptico permite-nos considerar toda a janela da imagem mesmo que, por vezes, existam zonas para as quais não seja possível obter informação fiável sobre o fluxo.

Cada janela das imagens utilizadas tem a dimensão de 30x30 *pixels*, sendo o processamento efectuado em toda a janela. Na implementação actual, a média do fluxo óptico para as duas janelas é determinada a uma frequência de 0.6 Hz.

Na Figura 3 mostra-se o cenário de uma experiência em cadeia aberta realizada para testar o algoritmo. O Fluxo Óptico obtido para os dois campos visuais é ilustrado na Figura 4 para uma velocidade da plataforma de 100mm/s.

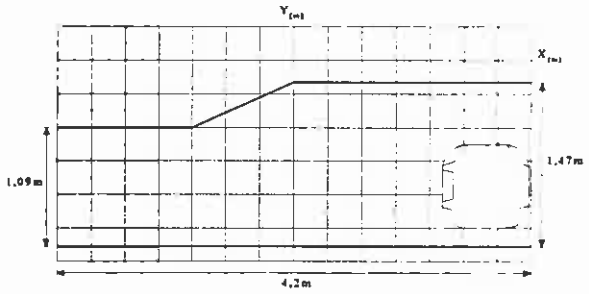


Figura 3: Estrutura da experiência em cadeia aberta.

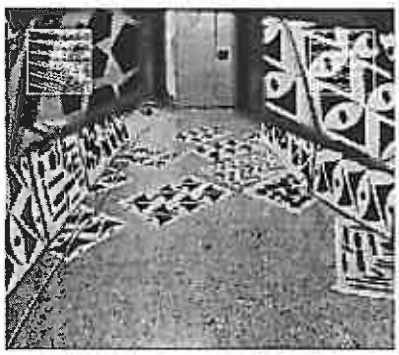


Figura 4: Fluxo Óptico típico obtido para as duas janelas correspondentes aos campos visuais periféricos (o sentido dos vectores de fluxo é o oposto devido ao sistema de espelhos).

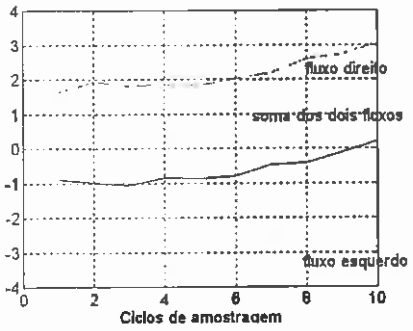


Figura 5: Evolução da média do fluxo nos dois campos visuais para a experiência em cadeia aberta com o cenário da Figura 3.

Na Figura 5 pode-se observar a evolução no tempo dos fluxos médios esquerdo e direito, bem como a soma destes. Como se constata, o erro tende para zero quando as paredes do corredor tendem para uma distância equidistante da plataforma móvel.

A influência do movimento de rotação

O sistema implementado parte do pressuposto que as amplitudes do fluxo óptico dependem unicamente da distância entre as câmaras e as "paredes". Esta hipótese só é válida se os campos visuais periféricos representarem zonas simétricas em relação à direcção do movimento do robot móvel, não podendo esta direcção mudar. Esta restrição não se mantém quando se impõe um movimento de rotação ao robot móvel, devido à introdução de uma componente de fluxo que não depende da distância (estrutura 3D) e de outra que depende da posição relativa entre o referencial da câmara e o referencial do robot (componente que se anula quando os referenciais têm o mesmo ponto de origem no espaço 3D).

Para resolver este problema várias soluções já foram propostas. Em [7][8] é proposta uma solução onde o movimento de rotação do robot é compensado por um movimento de rotação oposto por parte da câmara. Esta solução só é válida se os eixos de rotação do robot e câmara coincidirem, o que impõe calibrar a colocação da câmara.

Em [16] é adoptada uma solução mais simples, limitando a velocidade de rotação do robot móvel a um valor que não afectasse significativamente os valores obtidos para o fluxo.

Neste trabalho, opta-se por uma solução diferente. Foi imposto ao robot móvel que este não efectuasse movimentos de rotação durante a fase de aquisição de imagens. Esta solução permite-nos, tal como em [16], considerar apenas o movimento de translação do robot móvel, obtendo-se, desta forma, o erro pretendido.

SISTEMA DE CONTROLO

Para uma navegação segura da plataforma são implementadas duas cadeias de controlo, uma para o controlo da velocidade angular e outra para o controlo da velocidade linear do robot, como descrito em [16]:

- Velocidade angular – O controlo é efectuado mantendo os fluxos ópticos esquerdo e direito com valores idênticos em módulo.
- Velocidade linear – O controlo desta é efectuado em função do valor médio da amplitude dos fluxos obtidos para os dois campos visuais periféricos. O robot móvel acelera quando o fluxo médio lateral é pequeno (significando que as paredes se encontram a uma distância razoável) e abranda sempre que o fluxo médio lateral é maior (significando que o robot está a deslocar-se num ambiente mais apertado).

É, ainda, introduzido um mecanismo de sustentação, nas cadeias de controlo, por forma a evitar comportamentos menos correctos por parte do robot móvel, consequência das ausências de informação de fluxo, localizadas no espaço de trabalho do sistema robótico.

O controlo da velocidade angular é realizado através da implementação de um controlador PID discreto, descrito pela seguinte equação:

$$u(k) = K_p \cdot \left[e(k) + K_i \cdot \sum_n e(k-n) + K_d \cdot (e(k) - e(k-1)) \right] \quad (4)$$

onde $u(k)$ representa a variável de controlo e $e(k)$ o sinal de erro que é dado pela soma dos fluxos médios periféricos. Uma análise do comportamento do sistema face à variação dos parâmetros K é feita em [17].

Para o controlo da velocidade linear do robot móvel é usada uma solução baseada na estrutura do meio onde o robot evoluí. Tal como em [16], pretende-se que o robot diminua a sua velocidade em meios mais estreitos e aumente a sua velocidade em espaços mais abertos (corredores largos) em relação a uma velocidade linear nominal.

O fluxo médio, obtido para cada um dos campos visuais periféricos, fornece-nos uma informação qualitativa[1] sobre a profundidade. A média dos dois fluxos médios obtidos constitui, assim, uma medida qualitativa da largura do espaço onde o robot móvel evoluí. Desta forma, o controlador implementado tem como objectivo manter a média dos fluxos médios num valor nominal predeterminado. Se o valor do fluxo aumentar, o robot móvel deve reduzir a sua velocidade, se este valor baixar deve aumentar a sua velocidade, por forma a tentar manter o fluxo médio no valor de referência. O controlador utilizado é idêntico ao implementado em [16].

O mecanismo de sustentação introduzido tem como objectivo evitar que o robot exiba comportamentos erráticos, na ausência total ou parcial de fluxo óptico nos campos visuais esquerdo e direito. Este mecanismo monitoriza o fluxo médio obtido para cada um dos

[1] Qualitativa no sentido, em que não é uma medida da profundidade e depende da velocidade do robot móvel.

campos visuais periféricos. Podem ocorrer três situações diferentes:

- Fluxo bilateral – É obtido fluxo óptico em ambos os campos visuais periféricos. É exibido o comportamento normal.
- Fluxo unilateral – Só é obtido fluxo para um dos campos visuais periféricos. Com o comportamento normal, o robot deslocar-se-ia em direcção ao lado para o qual não era obtido fluxo, tentando igualar os fluxos ópticos dos dois campos visuais. Um comportamento mais apropriado será manter o fluxo unilateral constante, permanecendo o lado para o qual se obtém informação de fluxo a uma distância constante. Com esta estratégia, uma porta aberta no corredor ou zonas das paredes sem textura não representam alterações ao meio que provoquem o mau funcionamento do sistema.
- Ausência total de fluxo – A não obtenção de fluxo, para qualquer dos campos visuais periféricos, implica a ausência total de informação sensorial para a navegação. Nesta situação, o robot pode manter o movimento anterior ou parar.

Sendo assim, o mecanismo de sustentação entra em funcionamento sempre que o sistema não consegue obter informação de fluxo para um dos campos visuais periféricos.

RESULTADOS

Para a obtenção dos resultados é utilizado um aparato experimental composto pela plataforma TRC Labmate ligada a um PC Pentium 150, que se encontra sobre uma estrutura, que adquire imagens através de uma placa de aquisição (DT3852) ligada ao sensor óptico descrito anteriormente, constituído por uma câmara a preto e branco e um sistema de espelhos (ver Figura 6).

São realizadas várias experiências, com o objectivo de demonstrar as capacidades do sistema de navegação. Vários cenários experimentais foram considerados, para evidenciar as características principais do sistema. A frequência de trabalho do sistema em todas as experiências é de aproximadamente 0,5Hz.

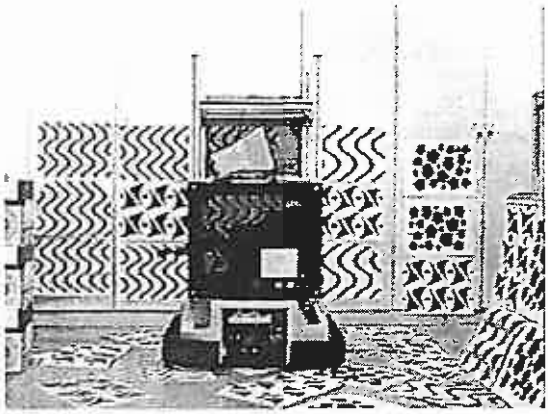


Figura 6: Aparato experimental utilizado.

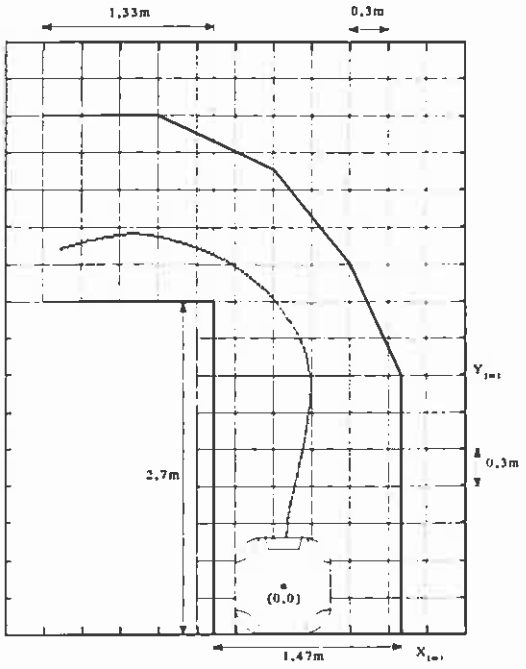


Figura 7: Cenário e trajectória típica para o primeiro conjunto de experiências.

Como se observa na Figura 7 o sistema tem um bom desempenho em termos de controlo da velocidade angular (orientação), acompanhando neste caso a evolução do corredor.

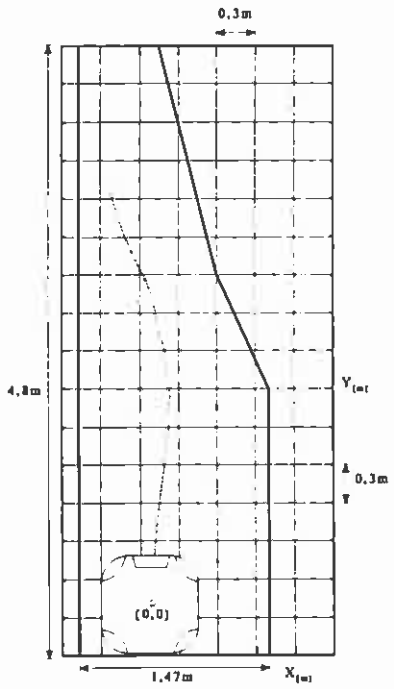


Figura 8: Cenário e trajectória típica para o segundo conjunto de experiências.

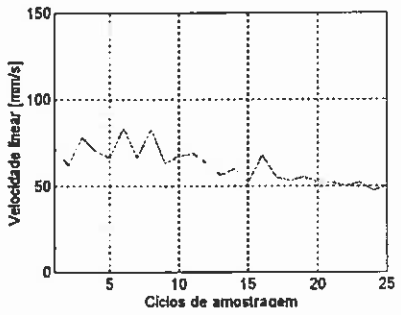


Figura 9: Evolução da velocidade linear típica para o segundo conjunto de experiências.

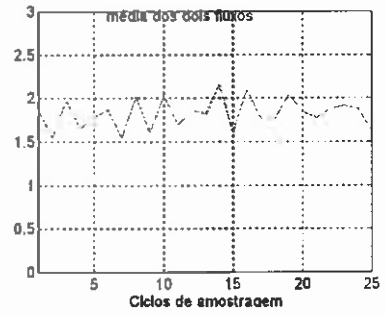


Figura 10: Evolução da média dos fluxos típica para o segundo conjunto de experiências.

Na Figura 8 o sistema tem de navegar num corredor afunilado, por forma a evidenciar o controlo da velocidade linear, o desempenho mostra-se satisfatório. Nas Figuras 9 e 10 pode-se observar as evoluções da velocidade linear e da média dos fluxos ópticos, podendo-se verificar a acção do controlo da velocidade linear, mantendo a média dos fluxos perto do valor desejado de 1,8 *pixels*/imagem.

O comportamento do sistema foi normalmente satisfatório face às dificuldades colocadas durante as experiências realizadas.

CONCLUSÕES

Neste artigo é construído um sistema de navegação para ambientes interiores. O trabalho realizado é motivado biologicamente pelo estudo do comportamento e da utilização do sistema visual por parte das abelhas e enquadra-se nos paradigmas da Visão Activa e da Visão Objectiva. Os aspectos fundamentais são:

- A definição objectiva do aparato sensorial. O aparato aqui proposto não pode ser considerado de utilização geral, mas com uma complexidade limitada resolve neste trabalho o problema de navegação: o controlo da orientação do robot móvel.
- Utilização de informação visual qualitativa específica, como é o fluxo óptico, de rápida e fácil extracção.
- Simplicidade. Esta característica deriva do facto do sistema ser desenvolvido considerando um objectivo específico. Este sistema não pode ser considerado como um sistema inteligente, mas sim como um sistema que pode fazer parte de um sistema mais complexo utilizando uma arquitectura baseada em comportamentos [6][10].

REFERÊNCIAS

[1] Y Aloimonos and D Shulman. "The integration of visual models: an extension of the Marr paradigm". Academic Press, 1989.

[2] C Andersen, S D Jones and J L Crowley. "Appearance Based Processes for Visual Navigation". Symposium on Robotic Systems – SIRS 97, pages 227-236, 1997.

[3] R Bajcsy. "Active perception vs. passive perception". In Proceedings of IEEE Workshop on Computer Vision, pages 55-59, Bellair, MI, 1985.

[4] D Ballard. "Animate Vision". Artificial Intelligence, 48:57-86, 1991.

[5] A Bernardino. "Seguimento binocular de alvos móveis baseado em imagens log-polar". Master thesis in Engenharia Electrotécnica e de Computadores, IST, 1996.

[6] R A Brooks. "A robust layered control system for a mobile robot". IEEE Journal of Robotics and Automation, RA-2:12-23, 1986.

[7] D Coombs and K Roberts. "Centering behaviour using peripheral vision". In Casasent editor, Intelligent Robots and Computer Vision XI: Algorithms, Techniques and Active Vision, 1825:714-721, SPIE 1992.

[8] D Coombs, M Herman, T Hong and M Nashman. "Real-time obstacle avoidance using central flow divergence and peripheral flow". NIST Internal Report (NISTIR) 5605, 1995.

[9] V Costa, M Sentieiro and J Santos Victor. "A Normal Flow based Approach for Real Time Obstacle Detection. Workshop Notes SMART, Lisbon, Portugal, April 1995.

[10] V Costa. "Integração de Comportamentos Visuais para Robótica Móvel". Master thesis in Engenharia Electrotécnica e de Computadores, IST, 1998.

[11] V Costa. "Uma abordagem sobre Estéreo divergente: Utilizando somente uma câmara". Relatório interno do VISLAB, ISR 1995.

[12] E D Dickmanns. "Expectation based dynamic scene understanding". In Active Vision, pages303-335, A Blake and A Yuille Eds, MIT Press, 1992.

[13] B Horn Schöner and B Shunck. "Determining optical flow". Artificial Intelligence, 17:185-203, 1981.

[14] S K Nayar. "Catadioptric omnidirectional camera". Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, pages482-488, 1997.

[15] M Srinivasan, M Lehrer, W Kirchner and S Zhang. "Range perception through apparent image speed in freely flying honeybees". Vis. Neuroscience, 6:519-535, 1991.

[16] J Santos Victor, G Sandini, F Curotto and S Garibaldi. "Divergence stereo for robot navigation: Learning from bees". In IEEE Inter. Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition, New York, 1993.

[17] J Santos Victor. "Visual Perception For Mobile Robots : From Percepts to Behaviours". PhD thesis in Engenharia Electrotécnica e de Computadores, IST, 1994.

Compressão de Dados com o Algoritmo *Lempel-Ziv*: Um caso Estudado

Marco Soares Pascoal Martins Ricardo Pereira David Coutinho
Centro de Cálculo, DEEC, ISEL
Rua Conselheiro Emídio Navarro, nº1, 1949-014 Lisboa
Tel: +351-1-8317070 Fax: +351-1-8317071
e-mails {msoares, pascoalm, rpereira, davidpc}@isel.pt

RESUMO

A compressão de dados sem perdas é vulgarmente utilizada para melhorar o desempenho dos sistemas de telecomunicações. A compressão tanto pode ser empregue para reduzir o tempo de transmissão (em sistemas de baixo débito binário), como para reduzir os custos das telecomunicações.

O presente artigo descreve as estruturas de dados e a implementação de um compressor que reflecte o actual estado da arte na compressão de dados com o algoritmo de *Lempel-Ziv* [1] [2], pertencente à classe de compressores baseados em dicionário [3]. Na primeira parte faz-se a descrição deste algoritmo e a análise e descrição das principais características duma implementação deste, o GZip [4] [5]. Numa segunda fase, com base na análise do compressor Gzip, implementou-se um compressor baseado no algoritmo *Deflate*, usado pelo Gzip. A implementação realizou-se com recurso à linguagem de programação C++, sobre a plataforma didáctica de suporte a aplicações para a compressão de dados, desenvolvida por elementos do Centro de Cálculo do ISEL [6]. No final faz-se a comparação do compressor desenvolvido com o Gzip, e com com outros produtos comerciais, tais como o Pkzip e apresentam-se os resultados dos testes comparativos destes compressores com o conjunto de ficheiros normalizado *Calgary Corpus* [7].

Palavras Chave: Compressão de Dados, *Lempel-Ziv*, *Object Oriented*.

INTRODUÇÃO

Com o crescente desenvolvimento da *Internet*, banaliza-se a possibilidade de comunicação entre sistemas e a troca de grandes quantidades de dados. No entanto os sistemas vocacionados (dedicados) não permitem a utilização de programas de compressão tão vulgares como o PKZip, tendo em vista o melhoramento do seu desempenho. Assim, o domínio das técnicas de compressão é fundamental para permitir a sua integração em aplicações com sistemas dedicados.

Até aos anos 80 a maioria dos compressores utilizavam modelos estatísticos. Em 1977-78, Jacob Ziv e Abraham Lempel propuseram dois métodos de compressão baseados em modelos de dicionário, designados por LZ77 [1] e LZ78 [2], respectivamente.

LZ77

A estrutura de dados do LZ77 consiste numa janela de texto (*text-window*) dividida em duas partes (Figura 1). A primeira, designada por dicionário, é constituída por texto previamente codificado e a segunda, normalmente mais pequena, designada por *look-ahead buffer (LAB)*, contém os caracteres lidos do *input* ainda não codificados.

O algoritmo consiste em procurar sequências repetidas, isto é, comparar o conteúdo do *LAB* com uma sequência de caracteres existente no dicionário, tentando encontrar a maior sequência igual. A sequência encontrada (*match*) é substituída por um par de números (*token*) composto por: uma distância, que representa a diferença entre o início da sequência na *text-window* e o *LAB*; um comprimento, que representa o número de caracteres iguais na sequência.

Apenas existe compressão caso o número de *bits* (dígitos binários) usados para representar o *token* seja menor que o número de *bits* da sequência em causa. Após a codificação do *token* a *text-window* é deslocada de *n* símbolos (sendo *n* a dimensão da sequência de caracteres encontrada) e são lidos do *input n* símbolos para o *LAB*, repetindo-se de seguida o processo anterior.

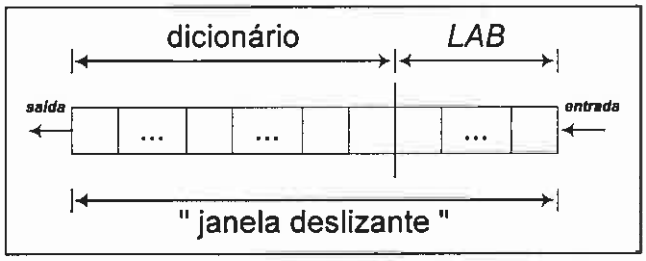


Figura 1 – Estrutura básica do algoritmo LZ77.

LZSS

O algoritmo LZSS é uma variante do algoritmo LZ77, proposta por Storer e Szymanski [8] em 1982. Existe uma conjunto de diferenças entre ambos, das quais passamos a descrever as principais. Uma das diferenças reside na representação do *token* quando não ocorre uma repetição, isto é, em vez de se representar o *token* com o par (distância, comprimento) a zero seguido do respectivo símbolo, apenas é emitido o símbolo em claro (sendo agora o *token* designado por literal). Para reduzir o tempo de pesquisa e aumentar a velocidade de codificação foi adicionada, no algoritmo LZSS, uma estrutura de dados

onde se guardam as palavras já codificadas que constam no dicionário. Esta estrutura pode ser do tipo árvore ou tabela de *hash*.

CODIFICAÇÃO DE *HUFFMAN*

A codificação de *Huffman* [9] é um algoritmo que permite estabelecer códigos prefixos[10] dada a distribuição de probabilidades dos símbolos (modelo). Consiste em atribuir a cada símbolo de determinado alfabeto uma sequência de *bits* (código), cuja dimensão depende da probabilidade do símbolo em causa, isto é aos símbolos menos prováveis são atribuídos códigos maiores e aos mais prováveis códigos menores.

Na figura 2 é apresentado um exemplo ilustrativo desta codificação.

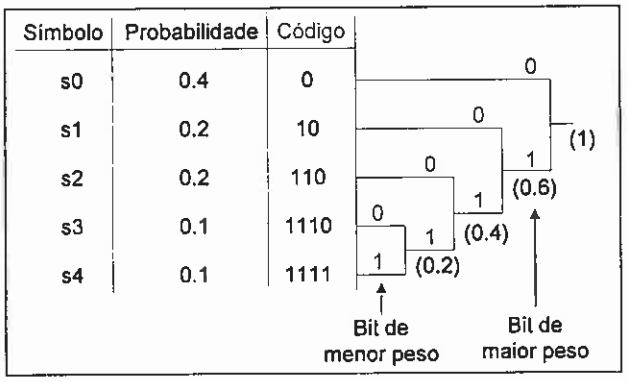


Figura 2 – Codificação de *Huffman*

ALGORITMO DEFLATE

O algoritmo *Deflate* [11] [12] é uma variante do LZ77 utilizado pelo GZip. No *Deflate* as distâncias são limitadas a 32 *Kbytes* e os comprimentos a 258 *bytes*.

Os dados comprimidos são representados sob a forma de literais e pares, e serializados em blocos, podendo cada um deles utilizar tipos de compressão diferente. O *header* de cada bloco é composto por três *bits* com o seguinte significado: o primeiro bit (BFINAL) indica se este é o último bloco e os dois restantes (BTYPE) especificam o tipo de compressão.

São definidos três tipos de compressão:

- sem compressão (BTYPE=00);
- compressão com LZSS e depois com *Huffman* estático [3] (BTYPE=01);
- compressão com LZSS e depois com *Huffman* semi-adaptativo [3] (BTYPE=10).

A diferença entre os dois últimos reside no modelo (conjunto de probabilidades dos símbolos do alfabeto) a partir do qual são gerados os códigos de *Huffman*. No estático é usado o mesmo modelo para todos os tipos de mensagem, enquanto que no semi-adaptativo utiliza-se, para cada mensagem, o modelo obtido a partir da análise da mensagem. A utilização do semi-adaptativo obriga a transmitir o modelo para o descodificador antes de se enviar cada mensagem e implica duas passagens sobre a mensagem, a primeira para obter o modelo e a outra para fazer a codificação.

Para além dos três *bits* do *header*, cada bloco possui um par de árvores de *Huffman* que descrevem a representação dos dados comprimidos (sendo estas codificadas com uma codificação de repetições [8] [9] - *Run Length*), seguidos dos mesmos (literais, distâncias e comprimentos). A dimensão de cada bloco é variável.

HUFFMAN PARA DEFLATE

Na codificação de *Huffman* anteriormente descrita, o mesmo conjunto de símbolos pode dar origem a diferentes árvores de *Huffman*.

Para evitar ambiguidade quanto à árvore gerada, o algoritmo *Deflate* usa uma variante do *Huffman*, com as seguintes restrições:

- códigos com determinado comprimento precedem lexicograficamente códigos com comprimento maior(Ex: "0" precede "10" que por sua vez precede "110");
- códigos com o mesmo comprimento são lexicograficamente consecutivos, dependendo a sua ordem da ordenação dos símbolos que eles codificam (Ex: 110 e 111 são consecutivos).

Desta forma, garante-se que para o mesmo conjunto de símbolos, a árvore gerada é sempre a mesma.

Sabendo que as restrições anteriores estão implícitas nos algoritmos de codificação e descodificação, a descrição de uma árvore resume-se apenas à descrição do comprimento do código de cada símbolo codificado. O valor 0 indica que o símbolo correspondente não se encontra no bloco em causa.

REPRESENTAÇÃO DAS ÁRVORES DE HUFFMAN

Como foi mencionado anteriormente, o par de árvores de *Huffman* que descrevem a representação dos dados comprimidos são submetidas à codificação *Run Length*. Como essas árvores são representadas por sequências de valores que traduzem o comprimento do respectivo código e tendo em conta que poderão ocorrer valores iguais seguidos (o valor '0' tem grande probabilidade), a aplicação do algoritmo *Run Length* tira partido desse facto para representar através de um único símbolo o número de elementos consecutivos com o mesmo comprimento.

Apresenta-se de seguida a descrição do conjunto de valores (alfabeto) do código:

0 – 15 : representa comprimentos de 0 a 15;
16 : deve copiar-se o código anterior de 3 a 6 vezes, indicando os próximos 2 bits o número de repetições a considerar ('00'-3,..., '11'-6);
17 : repetir o valor '0' de 3 a 10 vezes, indicando

os próximos 3 bits o número de repetições ('000'-3, ..., '111'-10);

18 : repetir o valor '0'de 11 a 138 vezes, indicando os próximos 7 bits o número de repetições('0000000'-11,..., '1111111'-138).

É criada uma árvore de *Huffman* para a codificação do alfabeto acima descrito, com o formato do *Deflate*. A árvore é incluída no inicio do bloco.

Tendo em conta a probabilidade de cada símbolo do novo alfabeto, a ordem pela qual são enviados os comprimentos dos códigos é a seguinte: 16, 17, 18, 0, 8, 7, 9, 6, 10, 5, 11, 4, 12, 3, 13, 2, 14, 1, 15.

CODIFICAÇÃO DE LITERAIS, DISTÂNCIAS E COMPRIMENTOS

Tabela 1 – Alfabeto de Literais e Comprimentos.

Cod.	Bits Extra	Comp.	Cod.	Bits Extra	Comp.	Cod.	Bits Extra	Comp.
257	0	3	267	1	15,16	277	4	67-82
258	0	4	268	1	17,18	278	4	83-98
259	0	5	269	2	19-22	279	4	99-114
260	0	6	270	2	23-26	280	4	115-130
261	0	7	271	2	27-30	281	5	131-162
262	0	8	272	2	31-34	282	5	163-194
263	0	9	273	3	35-42	283	5	195-226
264	0	10	274	3	43-50	284	5	227-257
265	1	11,12	275	3	51-58	285	0	258
266	1	13,14	276	3	59-66			

Cod - Código Comp. – Comprimento

Tabela 2 – Alfabeto de Distâncias.

C	BE	D	C	BE	D	C	BE	D
0	0	1	10	4	33-48	20	9	1025-1536
1	0	2	11	4	49-64	21	9	1537-2048
2	0	3	12	5	65-96	22	10	2049-3072
3	0	4	13	5	97-128	23	10	3073-4096
4	1	5,6	14	6	129-192	24	11	4097-6144
5	1	7,8	15	6	193-256	25	11	6145-8192
6	2	9-12	16	7	257-384	26	12	8193-12288
7	2	13-16	17	7	385-512	27	12	12289-16384
8	3	17-24	18	8	513-768	28	13	16385-24576
9	3	25-32	19	8	769-1024	29	13	24577-32768

C - Código BE - Bits Extra D – Distância

Os resultados da codificação em LZSS (Figura 4) são representados por uma sequência de símbolos pertencentes a três alfabetos distintos: literais, em que o alfabeto é constituído pelos valores de 0 a 255; distância, que é representada por valores de 0 a 29; comprimento, representado por valores entre 3 e 258. Contudo, os alfabetos dos literais e o dos comprimentos são concatenados num único, representado por símbolos entre 0 e 285, em que os valores de 0 a 255 correspondem a literais, o valor 256 indica o fim do bloco e os valores compreendidos entre 257 e 285 representam comprimentos. Desta forma, existe uma árvore de códigos para cada alfabeto.

Assim sendo, os pares (distância, comprimento) vão ser representados por símbolos das tabelas 1 e 2, sendo cada um dos elementos substituído por um código e um conjunto de *bits* extra.

A ordem pela qual são enviados os pares é comprimento seguido da distância.

SEM COMPRESSÃO (BTYPE=00)

O formato do bloco é apresentado na figura 3. O campo *LEN* representa o número de *bytes* de dados e o *NLEN* é o complemento de *LEN*.

0 1	2 3	4 ...
LEN	*HLEN*	... *LEN* literais ...

Figura 3 – Formato do bloco sem compressão.

LZSS + HUFFMAN ESTÁTICO (BTYPE=01)

Os códigos de *Huffman* para os 2 alfabetos, literais/comprimentos e distâncias, são fixos. Como se pode verificar, analisando a tabela 2, os códigos das distâncias são constituídos por 5 *bits* fixos, podendo ter *n* bits adicionais.

Quando utilizado este tipo de compressão o mapeamento dos literais/comprimentos é feito sobre a tabela 1. No caso das distâncias não existe mapeamento

Neste tipo de codificação, os blocos são constituídos apenas pelo *header* e pelos dados codificados.

Tabela 3 – Códigos do alfabeto de literais/comprimentos.

Literal	Bits	Códigos
0 – 143	8	00110000 até 10111111
144 – 255	9	110010000 até 111111111
256 – 279	7	0000000 até 0010111
280 – 287	8	11000000 até 11000111

LZSS + HUFFMAN SEMI-ADAPTATIVO (BTYPE=10)

Tendo em conta que este tipo de codificação é semi-adaptativo é necessário gerar uma distribuição para os dois tipos de alfabeto: literais/comprimentos e distâncias.

Após a codificação LZSS é feita a conversão para o formato *Deflate*, sendo a actualização das distribuições feita à *posteriori* com base nessa conversão.

No fim de cada bloco é aplicada a codificação de *Huffman* aos alfabetos tendo em conta as distribuições calculadas.

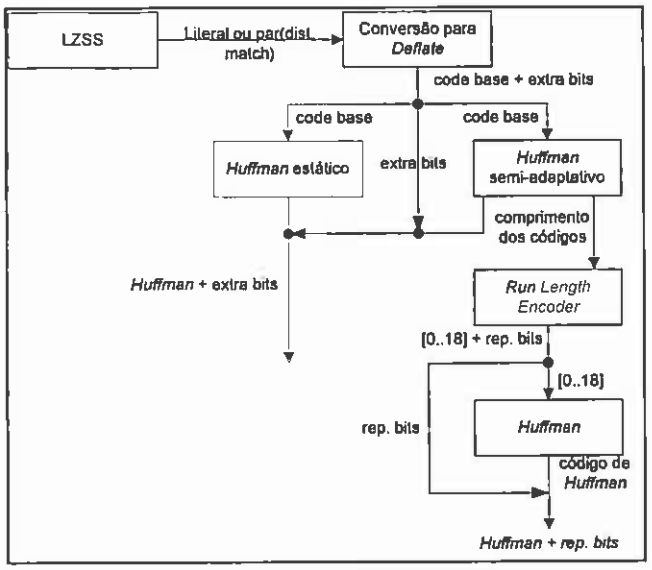


Figura 4 – Diagrama do Processo de Codificação.

PESQUISA NO DICIONÁRIO

A estrutura de dados utilizada no processo de pesquisa no dicionário consiste numa tabela de *hash*. A indexação à tabela é feita com base no resultado da função de *hash* que opera sobre sequências de três *bytes*. Caso o índice de pesquisa não se encontre vazio, é feita uma comparação entre todos os elementos do respectivo índice e a sequência em causa, sendo seleccionada a maior sequência igual, dando origem a um par <distância, comprimento>.

O processo de comparação anterior denomina-se por *Lazy Match* [8] [9]. Consiste no seguinte: após encontrada uma sequência igual com comprimento *N*, é realizada uma segunda comparação em que a sequência a procurar tem início no segundo caracter da anterior. Se for encontrada uma sequência com comprimento maior, despreza-se a primeira, codificando o seu primeiro *byte* como literal seguido da codificação da segunda sequência encontrada. Não verificada a situação anterior, considera-se a primeira sequência, codificando-a. Em qualquer um dos casos a próxima sequência a procurar inicia-se *N* caracteres depois (no *LAB*).

O processo *Lazy Match* é controlado por parâmetros especificados em tempo de execução. Podemos ter três situações possíveis:

- **normal**: se o comprimento do *match* for satisfatório não é efectuada uma segunda pesquisa, acelerando desta forma o processo de compressão;

- **eficiente**: se a eficiência na compressão for o parâmetro mais importante, o compressor realiza sempre uma segunda pesquisa na tentativa de encontrar um *match* maior;

- **rápido**: se é pretendida uma compressão rápida, para além de se considerar um determinado comprimento satisfatório a partir do qual não se efectuam mais comparações (dentro do mesmo índice da tabela de *hash*), apenas são inseridas na tabela de *hash* as sequências para as quais não foi encontrado um *match*, ou aquelas em que o comprimento do *match* não é muito grande. Apesar dos aspectos considerados diminuírem a eficiência de compressão, a velocidade aumenta dado o menor número de inserções na tabela de *hash* e do menor número de comparações realizadas.

Por exemplo, admitindo que durante uma compressão e a um dado instante temos a sequência de *input* "XYZAB12", são realizados os seguintes passos:

1. É gerado o índice da tabela de *hash* com base na sequência "XYZ";
2. O compressor indexa à tabela com base no valor calculado no ponto anterior.
   2.1 Caso a posição esteja vazia, o compressor limita-se a codificar o primeiro caracter da sequência (X) como um literal, repetindo os pontos 1 e 2 para os três *bytes* seguintes, neste caso "YZA";

   2.2 Se a posição indexada não se encontra vazia (Figura 5), indicando que uma sequência com os primeiros três bytes "XYZ" ocorreu recentemente, o compressor compara a sequência de *input* com as existentes no índice em causa, mais concretamente com "XYZA", "XYZBC", etc. Neste caso vamos ter uma correspondência de 4 caracteres: "XYZA";

3. Encontrada a sequência "XYZA", o compressor considera uma segunda sequência "YZAB12" e repete os passos 1 e 2 com os caracteres "YZA", tentando encontrar um *match* com comprimento superior ao anterior.

   3.1 Se o segundo *match* tiver comprimento maior que o primeiro, o caracter "X" é codificado como um literal, seguido da codificação da sequência "YZAxxxxx" como um par (distância, comprimento);
   3.2 Se não foi encontrado um segundo *match* é codificada a primeira sequência "XYZA" como um par (distância, comprimento);

4. Após o passo anterior o *LAB* "avança" *N* caracteres, em que *N* é o comprimento da sequência encontrada.

O compressor começa por comparar a sequência de *input* com aquelas que mais recentemente ocorreram, por forma a favorecer as menores distâncias (que são mais prováveis), tirando assim melhor partido da codificação de *Huffman*.

A implementação adoptada, pelo GZip, para a tabela de *hash* é diferente da realizada no exemplo da figura 5.

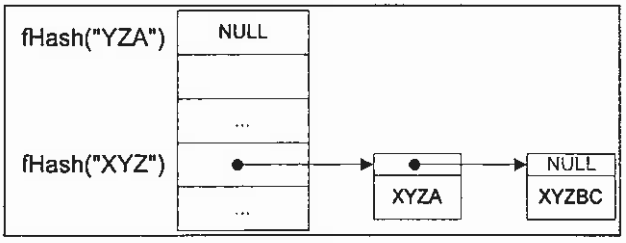


Figura 5 – Exemplo de uma tabela de *Hash*

DESCOMPRESSÃO

O processo de descompressão resume-se aos seguintes passos:

1. ler do *input* o *header* de um bloco;

2. verificar o tipo de compressão adoptada;
   2.1 se não houve compressão devem-se ler os campos *LEN* e *NLEN*, copiando os *LEN bytes* seguintes de dados para o *output*;
   2.2 se o tipo de compressão utilizada foi *Huffman* estático, ler os dados até ao fim de bloco. Por cada byte lido é necessário fazer a descodificação de *Huffman* e com base no resultado verificar qual o seu tipo: literal (<256) ou comprimento (257...285). Caso seja comprimento, é necessário ler o símbolo que representa a distância efectuando a respectiva descodificação de *Huffman*, para posteriormente determinar os respectivos valores, utilizando para isso as tabelas 1 e 2. Por último escreve no *output* o número de *bytes* igual ao comprimento a partir da posição dada por PosActual-Dist.
   2.3 se o tipo de compressão for *Huffman* semi-adaptativo o primeiro passo a realizar é a leitura da representação das árvores, que não é mais que uma sequência de comprimentos dos códigos. De seguida é realizado o ponto 2.2.

3. todos os passos anteriores são realizados até ser lido o último bloco de dados.

IMPLEMENTAÇÃO

Por forma a consolidar e demonstrar os conhecimentos adquiridos na área, implementou-se um compressor utilizando o algoritmo *Deflate*. A implementação fez-se com recurso à linguagem de programação C++ e sobre a plataforma didáctica de suporte a aplicações para a compressão de dados.

O compressor e o descompressor são baseados num modelo teórico da compressão de dados, proposto por Rissanen e Langdon em 1981 [13]. Transportando agora o modelo teórico para o nosso problema podemos pormenorizá-lo de acordo com as características do processo de compressão *Deflate*, resultando o diagrama de blocos da figura 7.

De forma geral o comportamento do compressor pode traduzir-se da seguinte forma:

1. a entidade Compressor dá indicação ao Codificador para codificar o conteúdo do *LAB*;
2. por sua vez o Codificador "pede" ao Modelo para lhe dar informação (codificação) sobre a sequência recebida do Compressor (conteúdo do *LAB*);
3. o Modelo "responde" sob a forma de um literal ou par (distância, comprimento);
4. o Codificador faz a conversão dessa resposta para o formato *Deflate*, passando ao Compressor a resposta dada pelo Modelo (sem transformação para *Deflate*);
   4.1 O Codificador guarda todas as conversões efectuadas dentro do mesmo bloco, por forma a, no fim do bloco, realizar as codificações de *Huffman* para os literais/comprimentos e para as distâncias;
   4.2 no caso do método de compressão semi-adaptativo é aplicado o algoritmo *Run Length* seguido da codificação de *Huffman* sobre cada uma das árvores geradas no ponto anterior.
5. no caso de um Compressor semi-adaptativo, este irá actualizar o Modelo;

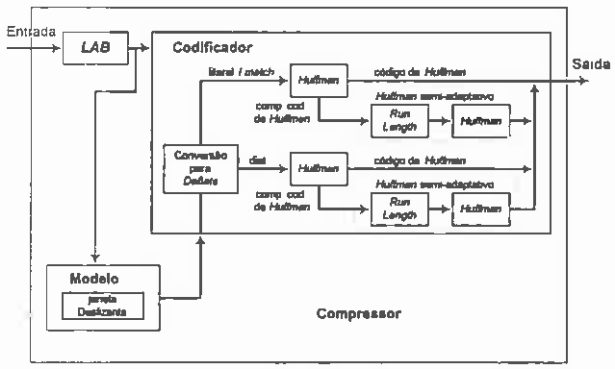


Figura 7 – Diagrama de Blocos do Compressor implementado.

RESULTADOS

Na tabela 4 apresentam-se os resultados obtidos na aplicação de vários compressores sobre o conjunto normalizado de ficheiros *Calcary Corpus*. Os resultados apresentados são os seguintes valores médios: a dimensão dos ficheiros após compressão, a percentagem removida e o número de *bits* para representar cada *byte*.

Tabela 4 – Resultados de compressão

	LZSS	LZHuf	DcgZip	PkZip	Gzip
Total	83846	69349	66027	59724	59444
Removed	52%	60%	61%	64%	65%
Bits/byte	3.738	3.132	3.12	2.835	2.809

CONCLUSÕES

Esperamos que o presente documento contribua para uma melhor compreensão da forma como o *Gzip* é implementado, bem como esclareça alguns aspectos na área de Codificação e Compressão de Dados.

A eficiência de compressão do *DcgZip* poderá ainda ser melhorada. Para tal vários pontos poderão ser explorados, nomeadamente:

- melhoramento do algoritmo de pesquisa, adoptando, por exemplo, um método *Lazy Match*;
- a escolha em *runtime* do tipo de codificação a aplicar (*LZSS* com *Huffman* estático, *LZSS* com *Huffman* semi-adaptativo, ou em claro);
- o ponto de decisão na mudança de bloco;
- a aplicação da codificação de *Huffman* após o *Run-Length Encoding*.

REFERÊNCIAS

[1] J. Ziv, A. Lempel, "A universal algorithm for sequential data compression", IEEE Transactions on Information Theory, vol.23, nº 3, pp. 337-343, Maio 1977.

[2] J. Ziv, A. Lempel, "Compression of individual sequences via variable-rate coding", IEEE Transactions on Information Theory, vol.24, nº 5, pp. 530-536, Set. 1978.

[3] Mark Nelson, "The Data Compression Book" - Second Edition, M & T Books, pp.18-23, pp.31-43, pp.201-253, 1996.

[4] L. Peter Deutsch, "RFC 1952 GZIP File Format Specification version 4.3", 1996, http://www.cdrom.com/pub/infozip/zlib/rfc-gzip.html

[5] Gailly, J.-L., and Adler, M., Gzip - Fontes e Documentação, disponíveis como gzip-*.tar em ftp://prep.ai.mit.edu/pub/gnu/gzip

[6] Artur Ferreira, Nuno Pereira, Paulo Pereira, David Coutinho, "Hierarquia de Classes Para Suporte da Compressão de Dados", Centro de Cálculo do ISEL, Setembro 1999

[7] I. H. Witten, T. Bell, "The Calgary/Canterbury text compression corpus", disponível em ftp://ftp.cpsc.ucalgary.ca/pub/projects/text.compression.corpus

[8] J. A. Storer, T. G. Szymansky, "Data Compression via textual substitution", Journal of ACM, vol.29, nº4, pp. 928-951, Outubro 1982.

[9] D. A. Huffman, "A method for the construction of minimum-redundancy codes", Proceedings of the Institute of Electrical and Radio Engineers, 40, pp. 1098-1101, Setembro 1952.

[10] T. M. Cover, J. A. Thomas, "Elements of Information Theory", John Wiley & Sons, Inc, 1991.

[11] Antaeus Feldspar, "An Explanation of the DEFLATE Algorithm", 23 de Agosto de 1997, http://www.gzip.org/deflate.html

[12] L. Peter Deutsch, "RFC 1951 DEFLATE Compressed Data Format Specification version 1.3", 1996, http://ftp.net.uni-c.dsk/mirror/ftp.tex.ac.uk/tex-archive/tools/zip/info-zip/zlib/rfc-deflate.html

[13] J. Rissanen, G. G. Langdon, "Universal Modeling and Coding", IEEE Transactions on Information Theory, vol.27, nº1, pp 12-23, Jan. 1981.

[14] A. Okumura, "Data compression algorithms of LARC and LHarc", 12-2-404 Green Heights, 580 Nagasawa, Yokosuka 239, Japan.

Hierarquia de Classes para Suporte da Compressão de Dados

Artur Ferreira Nuno Pereira Paulo Pereira David Coutinho
Centro de Cálculo, DEEC, ISEL
Rua Conselheiro Emídio Navarro nº 1, 1949-014 Lisboa
Tel.: +351-1-8317070 Fax.: +351-1-8317071
E-mail: { arturj, npereira, palbp, davidpc }@isel.pt

RESUMO

O presente artigo descreve uma *framework* para compressão de dados. O ponto de partida para a implementação é o modelo teórico da compressão de dados que representa o processo da codificação de fonte. Para efectuar a modelação de acordo com o domínio do problema, recorre-se ao paradigma da programação orientada por objectos, utilizando a linguagem de programação C++. Os aspectos fundamentais na criação da *framework* são: a transposição dos componentes do modelo teórico para as entidades que a constituem, por forma que esta seja uma infra-estrutura didáctica; a flexibilidade e facilidade de utilização e expansão.

Com a introdução de técnicas de pré-processamento, constata-se que a *framework* permite a criação de aplicações que obtêm, sobre o conjunto normalizado de ficheiros *Calgary Corpus*, taxas de compressão superiores às obtidas por produtos comerciais.

Palavras chave: *framework*, programação orientada por objectos, compressão de dados.

INTRODUÇÃO

A estrutura da *framework* deve reflectir a problemática do domínio em causa. Deste modo, o seu desenvolvimento é precedido do estudo aprofundado desse domínio. Por outro lado, o facto de se tratar de uma estrutura semi-acabada [1] implica a necessidade de algum conhecimento do domínio por parte do utilizador [2]. Estas características são determinantes dado que a utilização da *framework* tem um contexto didáctico.

Existem bibliotecas de compressão de dados [3] que seguem o mesmo modelo teórico, mas não constituem plataformas de desenvolvimento com a flexibilidade e expansibilidade pretendidas.

De modo a enquadrar o leitor com a teoria que serviu de base ao desenvolvimento da *framework*, efectua-se a introdução ao problema da compressão de dados, seguida da descrição da hierarquia, relações entre entidades e identificação dos possíveis pontos de expansão (*hot-spots*) [1], assim como das micro-arquitecturas [4] existentes.

Na representação das entidades da *framework* é utilizada a linguagem de modelação *Unified Modeling Language* (*UML*) [5].

COMPRESSÃO DE DADOS

O objectivo da compressão de dados é a representação, com mínima redundância, da informação produzida por determinada fonte. A compressão sem perdas segue o modelo teórico genérico [6] [7] [8] composto por várias entidades que se interligam.

MODELO TEÓRICO

Este modelo foi proposto em 1981 por Rissanen e Langdon [6] tendo como característica essencial a separação bem definida entre modelação e codificação. Esta proposta baseia-se no modelo de sistema de comunicação com texto reduzido desenvolvido em 1951 por Shannon [9].

Os dados a comprimir, produzidos por determinada fonte segundo uma distribuição de probabilidades, são constituídos por símbolos que pertencem a determinado alfabeto de dimensão finita.

A figura 1 mostra o modelo teórico da compressão de dados, no qual se identificam duas entidades:

- modelo;
- codificador / descodificador.

O modelo detém informação sobre a estatística dos símbolos produzidos pela fonte. O codificador atribui o código correspondente a cada símbolo ou conjunto de símbolos, segundo a informação obtida a partir do modelo.

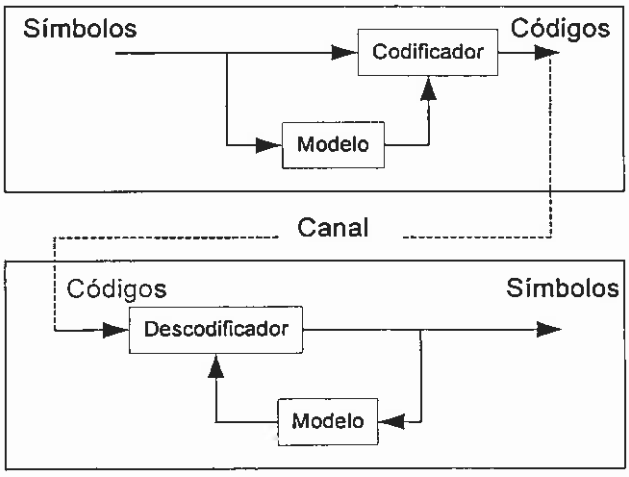


Figura 1 – Modelo da compressão de dados.

Na descodificação efectua-se o processo inverso, isto é, o descodificador recebe os códigos provenientes do canal e converte-os para os símbolos correspondentes em função da informação fornecida pelo modelo.

Deve existir coerência entre os modelos usados na codificação e descodificação, de forma a possibilitar a recuperação do texto original. De acordo com o Teorema da Codificação de Fonte de Shannon [10], a adequação da informação existente no modelo determina a taxa de compressão.

Designam-se por compressor e descompressor os blocos constituídos pelos pares modelo/codificador e modelo/descodificador respectivamente.

CODIFICAÇÃO E COMPRESSÃO

Existem dois tipos de codificação: estatística e baseada em dicionário. A codificação estatística tem como objectivo atribuir a cada símbolo um código com base na sua frequência de ocorrência, tal que símbolos mais frequentes recebem códigos com menor comprimento que os símbolos menos frequentes. A codificação baseada em dicionário consiste em representar um conjunto de símbolos através de um código que representa a localização desse conjunto de símbolos no dicionário.

Existem três formas de compressão: estática, semi-adaptativa e adaptativa. A sua distinção reside na forma como o compressor constrói o modelo. A compressão estática caracteriza-se pela criação e utilização de um modelo pré-estabelecido. Na semi-adaptativa estabelece-se o modelo em função da amostra a codificar sendo necessário transmitir o modelo para o descompressor, de modo que a descodificação se possa realizar. Nestas duas formas o modelo permanece inalterado ao longo dos processos de compressão e descompressão. Na compressão adaptativa constrói-se um modelo pré-estabelecido que vai sendo actualizado pelo compressor e descompressor ao longo dos processos de compressão e descompressão, respectivamente.

MODELOS

Existem dois tipos de modelo: estatístico e baseado em dicionário. A informação contida em cada tipo de modelo é diferente, uma vez que está ajustada ao tipo de codificador.

O modelo estatístico é constituído por informação estatística sobre a frequência de ocorrência de todos os símbolos do alfabeto. No caso da codificação baseada em dicionário, o modelo é constituído por uma sequência de símbolos. Neste tipo de codificação a informação está associada a sequências de símbolos e não a cada um dos símbolos do alfabeto. Este tipo de modelo geralmente designa-se por dicionário.

Na codificação estatística o modelo pode ser estabelecido de forma genérica para qualquer codificador. No caso da codificação baseada em dicionário, o conteúdo da informação fornecida pelo modelo ao codificador deve estar adequado às características deste último, causando interdependência entre ambos [8].

DESCRIÇÃO DA *FRAMEWORK*

De forma a reflectir as características do domínio do problema, a estruturação interna da *framework* deve seguir todos os aspectos anteriormente apontados relativamente ao modelo teórico.

MODELOS

Dada a disparidade entre as características dos modelos estatísticos e baseados em dicionário optou-se por efectuar a implementação separada destes dois tipos de modelo.

ESTATÍSTICO

Os símbolos a codificar pertencem a determinado alfabeto. A entidade *Alphabet* contém o universo de símbolos da fonte, possibilitando a implementação dos compressores e codificadores estatísticos de forma genérica, tal que estes manipulem os símbolos independentemente da sua dimensão e da dimensão do alfabeto.

A entidade *StatisticalModel* agrega o alfabeto em uso e detém informação estatística sobre os símbolos do mesmo, nomeadamente a probabilidade de ocorrência de cada símbolo (estimada a partir da sua frequência de ocorrência) armazenada na forma de função cumulativa de distribuição de probabilidade.

A combinação destas entidades caracteriza completamente a fonte de símbolos pelo que é suficientemente genérica para ser utilizada com qualquer codificador estatístico. A figura 2 ilustra as relações entre as entidades *Alphabet* e *StatisticalModel*.

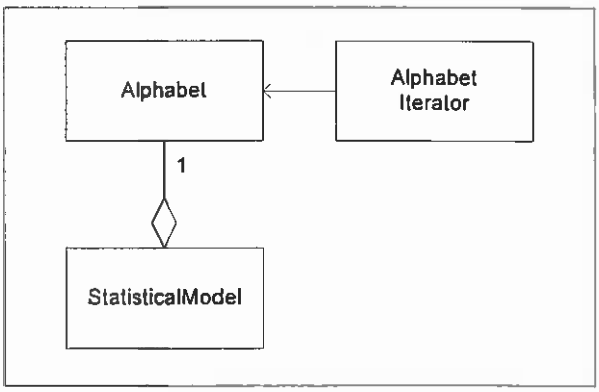


Figura 2 – Micro-arquitectura do Modelo Estatístico.

Para permitir ao modelo a navegação sobre o alfabeto, mantendo a independência entre o primeiro e a implementação do segundo, foi utilizado o padrão de desenho *Iterator* [11].

DICIONÁRIO

Dadas as características da codificação baseada em dicionário, o alfabeto de símbolos é intrínseco ao modelo. Existe um modelo específico para cada codificador devido à estrita relação entre ambos. O mesmo se verifica para os descodificadores.

Estabeleceram-se as *interfaces* comuns, sob a forma de classes abstractas (*EncoderDictionaryModel* e *DecoderDictionaryModel*) identificadas como ponto de expansão. A figura 3 ilustra a hierarquia de modelos associados à codificação e descodificação, onde se apresentam as entidades *EncoderSlidingWindowModel* e *DecoderSlidingWindowModel* como exemplo de implementações concretas. Estas entidades são compostas por um *buffer* que armazena a sequência de símbolos (dentro de uma janela pré-definida) processados até ao momento. A entidade *SlidingWindowBuffer* é responsável pela implementação do *buffer*. Sobre a mesma foi utilizado o padrão de desenho *Iterator* com os objectivos anteriormente referidos.

CODIFICADORES

A entidade *Encoder* é a base de todos os codificadores e estabelece a *interface* comum. A hierarquia de codificadores reflecte os dois tipos de codificação através de duas classes abstractas (*StatisticalEncoder* e *DictionaryEncoder*) que estabelecem a relação com o respectivo tipo de modelo.

O processo de codificação tem a seguinte sequência de acções:

- recepção do símbolo ou conjunto de símbolos;

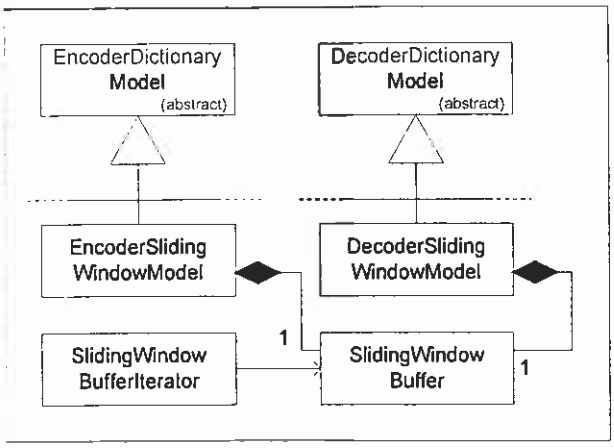


Figura 3 – Micro-arquitectura do Modelo de Dicionário.

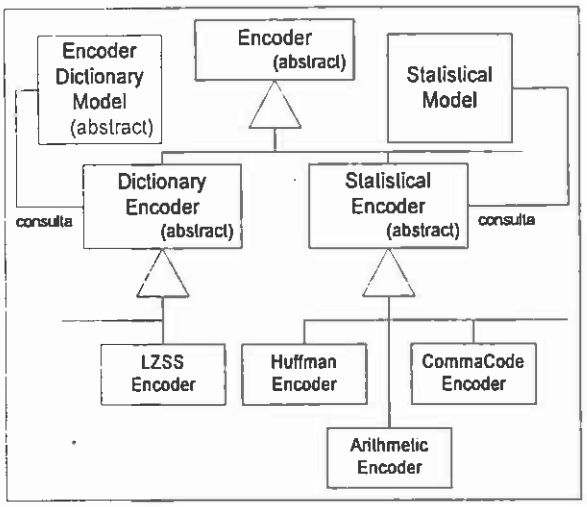


Figura 4 – Micro-arquitectura de codificadores.

- consulta ao modelo;
- atribuição do código.

A figura 4 representa a estrutura hierárquica dos codificadores implementados e relação com os respectivos modelos, salientando os possíveis pontos de expansão.

Os codificadores estatísticos disponibilizados são: *Huffman* [12], Aritmético [13] e *CommaCode*. No que diz respeito aos codificadores baseados em dicionário foi implementada a codificação de *Lempel-Ziv* [14] [15], na variante LZSS [16].

A hierarquia dos descodificadores é simétrica à dos codificadores, pelo que não se justifica a sua apresentação.

TRANSFORMADAS

Para enriquecer a hierarquia está prevista a expansão do modelo teórico da compressão através da introdução de pré-processamento aos dados a comprimir. Este pré-processamento consiste na aplicação de uma ou mais transformações.

A hierarquia que implementa esta funcionalidade está ilustrada na figura 5.

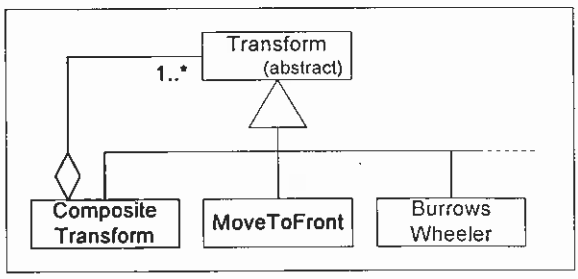


Figura 5 – Micro-arquitectura de transformadas.

As transformações implementadas foram as seguintes:

- transformada de *Burrows-Wheeler* [17];
- transformada *Move-To-Front* [18].

Sobre a hierarquia de transformadas destaca-se a aplicação do padrão de desenho *Composite* [11], que permite sequências de transformadas mantendo o tratamento uniforme, dado que implementa a *interface* definida pela classe base abstracta *Transform*. A entidade *CompositeTransform* é responsável pela implementação da sequência, disponibilizando a *interface* necessária para adicionar e remover transformadas.

COMPRESSORES

As entidades que efectuam a compressão seguem o conceito geral, tal como documentado na figura 1, onde é sugerido que o compressor utiliza determinado codificador em conjunto com o respectivo modelo. Todos os tipos de compressão referidos anteriormente são suportados pela hierarquia de compressores apresentada na figura 6.

A classe abstracta *Compressor* é a base da hierarquia e para além de definir a *interface* comum a todos os compressores prevê ainda a utilização de transformadas.

A partir desta entidade são estabelecidos os tipos de compressão: estatística, baseada em dicionário e *ad-hoc*. Os dois primeiros são modelados pelas classes abstractas *StatisticalCompressor* e *DictionaryCompressor* que garantem a utilização dos pares codificador / modelo correspondentes ao tipo de compressão usado. O tipo de compressão *ad-hoc* não segue o modelo teórico apresentado. O exemplo mais comum é a codificação de repetições (*Run Length Encoding*) [3], implementada pela entidade *RunLengthCompressor*.

Prevê-se a utilização de sequências de compressores, através da entidade *CompositeCompressor*, recorrendo ao padrão de desenho *Composite*, tal como na micro-arquitectura de transformadas.

A partir das entidades *StatisticalCompressor* e *DictionaryCompressor* efectua-se a especialização para as três formas de compressão existentes, ilustrada na figura 7.

Dada a interdependência entre codificador e modelo, os compressores de dicionário devem assegurar a coerência na relação entre modelo e codificador para cada implementação de compressor.

Dado que o compressor de dicionário está vinculado ao par codificador/modelo que o compõe, este só será definido na altura da criação do compressor em causa. Desta forma justifica-se a necessidade das classes que determinam a forma de compressão serem abstractas.

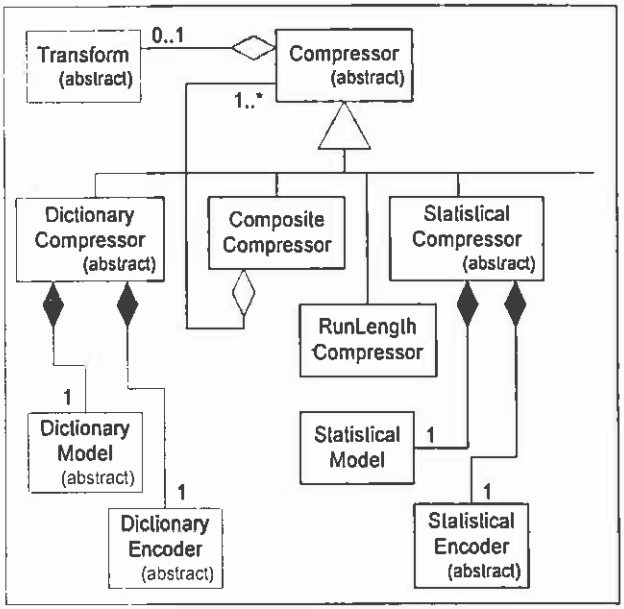


Figura 6 – Tipos de compressor. Relação com modelo e codificador.

De forma análoga à relação entre as hierarquias de codificadores e descodificadores, também as hierarquias de compressores e descompressores são simétricas.

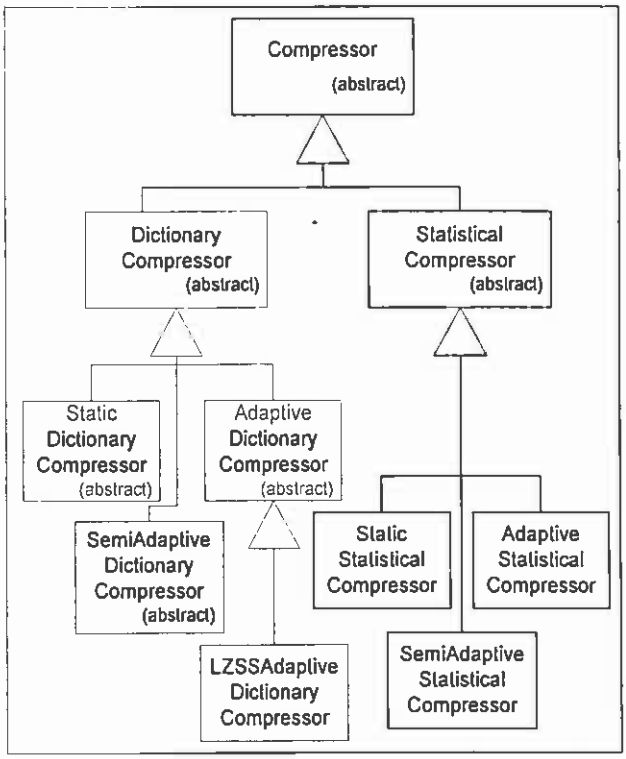


Figura 7 – Formas de compressão.

ARMAZENAMENTO EM SUPORTE FÍSICO

Tendo em linha de conta que no processo da compressão os símbolos de entrada são transformados em sequências (códigos) com dimensão múltipla do *bit* (dígito binário), foi necessário criar entidades que possibilitem a leitura e escrita dessas sequências. As entidades responsáveis pela manipulação do acesso ao nível do *bit* (*BitIstream* e *BitOstream*) estão representadas na figura 8.

Para além de acrescentar funcionalidade às *streams* da biblioteca *standard* do C++, pretende-se restringir a *interface* disponibilizada pelas mesmas. Para cumprir este objectivo utiliza-se o padrão de desenho *Adapter* [11].

APLICAÇÃO

Para demonstração das capacidades da *framework*, em termos de taxa de compressão e flexibilidade de utilização, implementou-se o compressor composto pelos componentes indicados na figura 9, e aplica-se ao conjunto normalizado de ficheiros *Calgary Corpus* [19]. O seu desempenho, em termos de taxa de compressão, é comparado com o de produtos comerciais, como por exemplo o PKZIP.

A flexibilidade e simplicidade de utilização da *framework* estão patentes no troço de código correspondente à criação e utilização deste compressor designado por *Comp*.

```
// Criar a transformada composta.
CompositeTransform ct;
BurrowsWheeler bwt;
MoveToFront mtf;
ct.add( &bwt );
ct.add( &mtf );
ct.add( &bwt );

// Criar os compressores
// Run Length Compressor
RunLengthCompressor rlComp;

// Adaptive Arithmetic Compressor
Alphabet alphabet;
AdaptiveArithmeticEncoderSpeed arithEncoder;
AdaptiveStatisticalCompressor artComp (
                alphabet, &arithEncoder );

// Composite Compressor.
CompositeCompressor comp;
comp.add( &ct );
comp.add( &rlComp  );
comp.add( &artComp );

// Efectua a compressão.
comp.compress( "inFile", "outFile" );
```

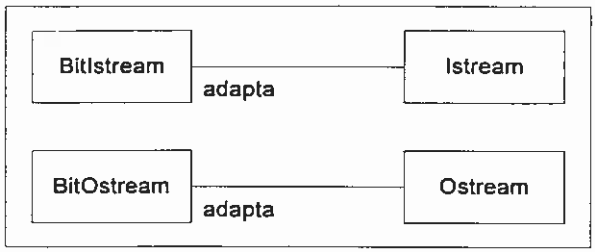


Figura 8 – Entidades para manipulação do acesso ao canal ao nível do dígito binário.

RESULTADOS OBTIDOS

Na tabela 1 constam os seguintes valores médios:

- dimensão dos ficheiros após compressão;
- percentagem removida [7] [8];
- o número de *bits* para representar cada *byte* [8].

Pela observação dos resultados da tabela 1, conclui-se que o compressor implementado apresenta melhores taxas de compressão que o GZIP e o PKZIP, ficando aquém do BZIP2. A melhoria obtida deve-se essencialmente à combinação da aplicação de transformadas, que efectuam determinada ordenação dos símbolos, seguida da codificação de repetições (*Run Length Encoding*).

Tabela 1 – Resultados obtidos na aplicação de vários compressores sobre o conjunto normalizado de ficheiros *Calgary Corpus*.

	COMP	PKZIP	GZIP	BZIP2
Total	55586	59724	59444	48138
Removed	66%	64%	65%	69%
Bits/Byte	2.74869	2.83500	2.80894	2.48981

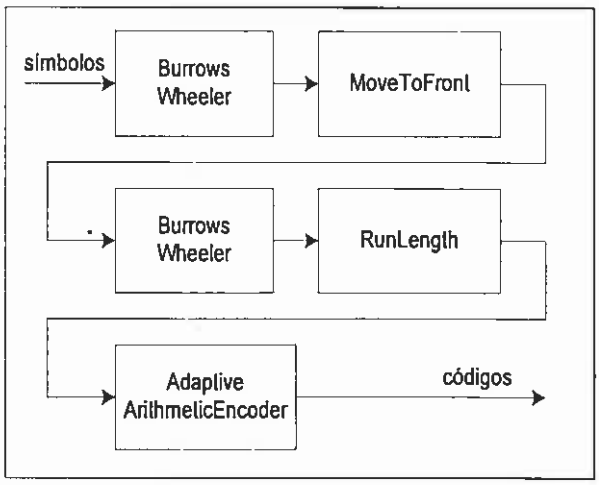


Figura 9 – Diagrama de blocos do compressor *Comp*.

CONCLUSÕES

No presente artigo apresentou-se o modelo teórico da compressão de dados como ponto de partida para o desenvolvimento de uma *framework* segundo o paradigma da programação orientada por objectos. Conclui-se que este paradigma é indicado para o desenvolvimento de uma plataforma deste género, dado que permite evidenciar a problemática associada ao domínio em causa, satisfazendo o cariz didáctico pretendido.

Sobre o compressor implementado, verifica-se que a aplicação do pré-processamento (transformações) sobre o texto a comprimir é vantajosa, na medida em que aumenta a redundância ao nível do n-grama.

A aplicação de compressores implementados sobre a *framework*, comparativamente aos produtos comerciais apresentados, revela-se mais lenta. Tal verifica-se porque na concepção da mesma os tempos de compressão e descompressão não constituíram critérios de desenho.

Um possível ponto de expansão da *framework* é a criação de uma entidade que suporte alfabeto de dígitos binários. Conjugando a utilização deste alfabeto com compressão aritmética adaptativa conseguem-se elevadas taxas de compressão para ficheiros de imagem [8]. Outros possíveis pontos de expansão são:

- criação de compressores semi-adaptativos que comprimam o modelo antes de o transmitir;
- criação de estruturas de dados optimizadas que acelerem os processos de compressão e descompressão.

REFERÊNCIAS

[1] W. Pree, "Design Patterns for Object-Oriented Software Development", Addison-Wesley, 1994.

[2] D. Roberts, R. Johnson, "Evolving Frameworks – A Pattern Language for Developing Object-Oriented Frameworks", University Of Illinois, http://st-www.cs.uiuc.edu/users/droberts/evolve.html

[3] M. Nelson, "The Data Compression Book", Second Edition, M&T Books, 1996.

[4] R. Lajoie, R. Keller, "Design and Reuse in Object-Oriented Frameworks: Patterns, Contracts, and Motifs in Concert", Proceedings of the 62nd Congress of the Association Canadienne Française pour l'Avancement des Sciences, Canada, May 1994.

[5] M. Fowler, K. Scott, "UML Distilled – Applying The Standard Object Modeling Language", Addison-Wesley, October 1997.

[6] J. Rissanen, G. Langdon, "Universal Modeling and Coding", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 27, nº1, pp 12-23, January 1981.

[7] R. Williams, "Adaptive Data Compression", Kluwer Academic Publishers, 1991.

[8] T. Bell, I. Witten, J. Cleary, "Modeling for Text Compression", ACM Computing Surveys, Vol. 21, nº 4, pp. 557-589, December 1989.

[9] C. Shannon, "Prediction and Entropy of Printed English", Bell System Technical Journal, Vol. 30, nº 1, pp. 50-64, 1951.

[10] C. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication", Bell System Technical Journal, Vol. 27, pp. 379-423, pp. 623-656, July, October, 1948.

[11] E. Gamma, R. Helm, R. Johnson, J. Vlissides, "Design Patterns, Elements of Reusable Object-Oriented Software", Addison-Wesley, December 1998.

[12] D. Huffman, "A method for the construction of minimum-redundancy codes", Proceedings of the Institute of Electrical and Radio Engineers, 40, pp. 1098-1101, September 1952.

[13] J. Rissanen, G. Langdon, "Arithmetic Coding", IBM J. Res. Dev. 23, nº 2, pp 149-162, 1979.

[14] J. Ziv, A. Lempel, "A universal algorithm for sequential data compression", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 23, nº3, pp. 337-343, May 1997.

[15] J. Ziv, A. Lempel, "Compression of individual sequences via variable-rate coding", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 24, nº5, pp. 530-536, September 1998.

[16] J. Storer, T. Szymansky, "Data Compression via textual substitution", Journal of ACM, vol. 29, nº4, pp. 928-951, October 1982.

[17] M. Burrows, D. Wheeler, "A Block-Sorting Lossless Data Compression Algorithm", Digital Systems Research Center Report 124, May 1994.

[18] J. Bentley, D. Sleator, R. Tarjan, V. Wei, "A locally adaptive data compression scheme", Commun. 29, nº 4, pp. 320-330, April 1986.

[19] I. Witten, T. Bell, "The Calgary/Canterbury text compression corpus", Anonymous ftp from ftp.cpsc.ucalgary.ca/pub/projects/text.compression.corpus

Sessão de Posters II

Poster Session II

Dispersive Transport in Disordered Semiconductors

Reinhard Schwarz
Instituto Superior Técnico, Departamento de Física, 1096 Lisboa
e Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Departamento de Electrónica, 1949-014 Lisboa
Tel.: (01) 841 7775, Fax: (01) 841 9118, E-mail: rschwarz@fisica.ist.utl.pt

The first part of this contribution covers some well-established theoretical and experimental aspects of dispersive transport like transport via multiple trapping and phonon-assisted hopping via localized states. These models derive the most obvious manifestation of dispersive transport, which is the time dependence of the carrier drift mobility $\mu(t)$. Implications of the two transport models with respect to time-dependent photoluminescence at low temperatures in hydrogenated amorphous silicon (a-Si:H) are compared to experimental results. Then two recent investigations on the validity of the Einstein relation in particular cases, like hopping of electrons at low temperature and dispersive transport of holes in a-Si:H at room temperature are discussed. Finally, some dispersive phenomena are presented for different non-crystalline materials like photoconducting polymer films (PPV) and doped polycrystalline gallium nitride (GaN).

1. Introduction

Dispersive transport manifests itself in a variety of disordered materials in a time-dependent carrier drift mobility $\mu(t)$ and hence, when the Einstein relation is applicable, in a time-dependent diffusion coefficient $D(t)$. Experimentally, one observes that the distance $x(t)$ traveled by the center of a charge packet under the force of an external electric field is not proportional to time t but rather follows a power law:

$$x(t) \propto t^{s} \qquad (1)$$

with an exponent $s < 1$. In contrast to dispersive behavior a carrier packet is said to obey Gaussian transport when both the spatial spreading $\delta(t)$ and the distance $x(t)$ are indeed proportional to time t.

A theoretical description that could reproduce the essential features of dispersive transport was given by Scher and Montroll [1] in 1975 based on the formalism of continuous-time random walk (CTRW). The key physical idea is that the microscopic processes which control carrier transport are governed by a distribution of event times which is broad over the time range of experimental observation. Good agreement with experiments was obtained by using an event-time distribution $\psi(t)$ with an algebraic time dependence $\psi(t) \propto t^{-(1+\alpha)}$, with a disorder parameter α in the range $0<\alpha<1$.

The method of choice to actually measure the time-dependence encountered in dispersive transport is the time-of-flight experiment (TOF). A sheet of charge Q_0 is created on one side of the sample by strongly absorbed light. Charges of a given polarity drift through the sample of thickness d to the opposite collecting contact due to an external electric field. From the transit time τ_T, sample thickness d, and magnitude of the applied electric field F one can calculate the carrier drift mobility μ. Contrary to Gaussian transport, where the displacement current prior to the transit time is constant, the current $I(t)$ in the dispersive case will follow a power law of the form

$$I(t) \propto t^{-(1-\alpha)} \text{ and } I(t) \propto t^{-(1+\alpha)} \qquad (2)$$

for pre-transit and post-transit times, respectively. Again, there is one crucial parameter α. A detailed discussion of the TOF method can be found in a review by Tiedje [2]. A host of experimental results are found in other reviews [3,4].

2. Established models for dispersive transport

What are the most frequently considered microscopic models that would lead to such an algebraic event-time distribution and, more specifically, to the observed current transients in the drift mobility measurements?

2.1 The multiple trapping model

As far as phenomena near room temperature are concerned, most frequently authors have considered the multiple trapping model (MT). It basically states that the slowly decaying carrier mobility is a consequence of carriers being frequently trapped in localized states below the band edges where they are immobile until reemitted to the bands. Fig. 1(a) illustrates the situation for electrons in a disordered semiconductor like hydrogenated amorphous silicon (a-Si:H) near the conduction band edge. The crucial function is the reemission rate r_i from a trap i given by $r_i = \nu_0 \exp(-E_t / kT)$,

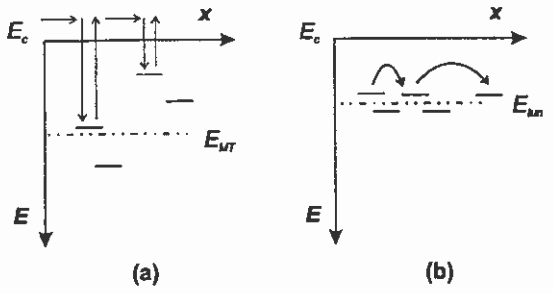


Fig. 1:
Illustration of dispersive transport via (a) multiple trapping and (b) hopping between localized states at a given trap level.

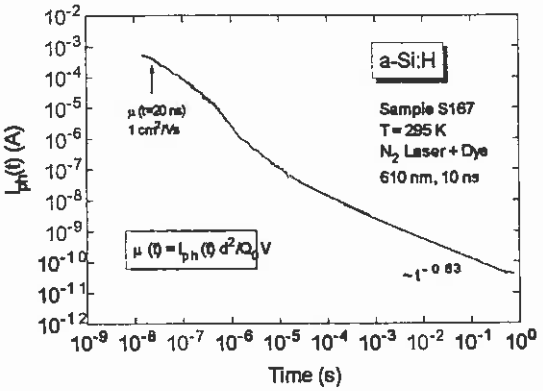


Fig. 2:
Photocurrent transient after pulsed laser exciation in a coplanar measurement in amorphous silicon.

where E_t is the energy level of the trap and ν_0 a typical phonon frequency. The appropriate mathematical tool for solving the governing differential equations is either the use of Laplace transformations [5,6] or, if an analytical solution is not possible, the use of numerical simulation [7,8].

As a next step one can choose a specific model for the density of trap states inside the gap. Assuming an exponentially shaped band tail with a slope kT_0 below the conduction band, $g(E) = N_0 \exp(-(E-E_C) / kT_0)$, Tiedje and Rose [9] and Orenstein and Kastner [10] showed that photocurrent at short times after pulsed excitation will indeed follow the above-mentioned algebraic time dependence of TOF experiment:

$$I(t) = e\mu_0 F Q_0 / d \;\; \alpha(1-\alpha)\, (\nu_0\, t)^{-(1-\alpha)} \qquad (3)$$

with band mobility μ_0, sample thickness d and electric field F. The dispersion parameter α is equal to the ratio T/T_0 for this specific model, and therefore allows one to retrieve the slope $E_0 = kT_0$ of the exponential tail state distribution.

It is interesting to mention the power law behavior in the intensity dependence (generation rate G) of the photocurrent,

$$I_{ph} \propto G^{\gamma} \qquad (4)$$

which was derived by Rose in a general framework of an arbitrary distribution of trap states inside the band gap [11]. The main underlying idea is that the recombination rate increases when the quasi-Fermi levels move closer to the band edges under increasing illumination intensity. Again, if one specifically considers an exponential state distribution, a relation for the exponent $\gamma = kT_0 / (kT_0 + kT)$ follows, which is valid for $kT_0 > kT$. We will compare this relation with experimental results later.

2.2 The single trap model

A radically different approach to explain the experimentally observed photocurrent decay curves without invoking a specific density-of-states model for a-Si:H was introduced by the Schiff group [12]. In addition to TOF experiments they also analyzed samples in a coplanar geometry where *a priori* both electrons and holes contribute to the photocurrent. An example for such a current transient in a device quality a-Si:H sample is shown in Fig. 2. The relation between the photocurrent and the (time-dependent) drift mobility indicated in Fig. 2,

$$\mu(t) = I_{ph}(t)\, d^2 / Q_0\, V, \qquad (5)$$

was derived by Schiff in 1985 [13]. V is the applied voltage. The main features are carrier trapping (near $t = 10^{-7}$ s in Fig. 2), carrier reemission for intermediate times (10^{-5} to 10^{-2} s), and carrier recombination, which occurs beyond the observed time range. If, instead of monitoring the current, one is recording the time-dependent collected charge $Q(t)$, then a direct measurement of the electron mobility-lifetime product $\mu\tau(t)$ is obtained [14]. Holes in a-Si:H have poor transport properties and can therefore be neglected. Antoniadis & Schiff introduced the term displacibility for the product $\xi(t) = \mu\tau(t)$. In this measurement mode the reemission of carriers is directly seen [12] in the intermediate time range.

2.3 The hopping model

The next most frequently used model, that is proven by many authors to adequately account for experimental results in both low-temperature transport phenomena and photoluminescence studies, is hopping of carriers via localized states inside the band gap. The corresponding illustration is given in Fig. 1(b). In this case the waiting time distribution $\psi(t)$ in the framework given above is determined by the

distribution of distances r_{ij} between two sites i and j. The possible energy difference of the two sites will also enter into the transition rate r_i as given by [15-18]

$$r_i = \exp(-(E_j-E_i)/kT)\exp(-r_{ij}/2R_0), \quad \text{if } E_j > E_i \text{ and}$$
$$r_i = \exp(-r_{ij}/2R_0), \quad \text{if } E_j \le E_i. \qquad (6)$$

The localization length R_0 will depend on the energetic location and on the nature of the trap involved.

How can one discriminate between the two models, hopping transport and multiple-trapping transport? One method is to follow, as a function of time, the maximum energy of the low-temperature photoluminescence as shown in Fig. 3 [19]. The full line is a fit to the data considering the so-called Monroe level with its double-logarithmic time dependence [20]

$$E_{hop}(t) = E_c \ln(8 / (3R_0N_c)) - 3\,E_0 \ln(\ln(\nu_0 t)) \qquad (7)$$

The fit value of E_0 = 32 meV is in good agreement with optical band tail characterization. In contrast to the hopping result, the dotted line in Fig. 3 reflects the nearly constant demarcation energy level $E_{MT} = kT \ln(\nu_0 t)$ in the multiple trapping approach. Clearly, the MT model cannot adequately describe the data at such low temperatures.

3. Einstein relation and dispersive transport

One would expect that electrons in a-Si:H near room temperature do obey the Einstein relation, $D = kT/e\ \mu$, where they follow Gaussian transport. Two groups have addressed the basic question whether it still holds for *hopping transport of electrons* [21] and for strongly *dispersive transport of holes* in a-Si:H [22].

The apparent contradiction in the first case would be that hopping transport is essentially independent of temperature. However, the Einstein relation requires one or both of the parameters D and μ to be temperature dependent. Baranovskii et al. derived a modified relation, $D = \mu E_0 / (2.3e)$, valid at low temperatures where the slope E_0 of an exponential tail state distribution controls the energy-loss hopping of electrons [21].

Gu *et al.* have proposed to use the response time τ_R measured in pulsed photocurrent experiments to compare the average drift mobility μ_h of holes extracted from the displacibility $\xi(t)$

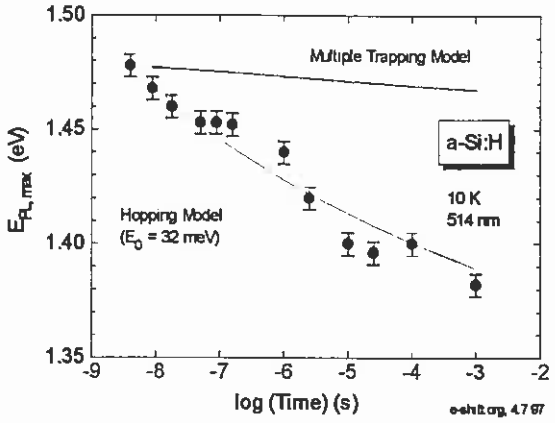


Fig. 3:
Test of the multiple trapping and hopping model in low-temperature photoluminescence.

measured in a TOF experiment at the response time $t = \tau_R$, which is given by the initial slope of the current decay, and the diffusion constant D_{amb} extracted from the ambipolar diffusion length measurement using the steady-state photocarrier grating method (SSPG). D_{amb} is mainly controlled by hole transport. The agreement with the Einstein relation is surprisingly good at different temperatures and different generation rates [22].

4. Photocurrent decay in materials other than amorphous semiconductors

We will now shortly present results on disordered materials other than the prototype amorphous silicon. There is a large amount of published data on transport in polymer films which cannot be reviewed here. But, as an example, Fig. 4 shows the photocurrent decay in a poly(p-phenylene-vinylene) (PPV) film after pulsed laser excitation [23]. The overall features are very similar to those of the a-Si:H sample in Fig. 2, the scales though are quite different due to the much lower

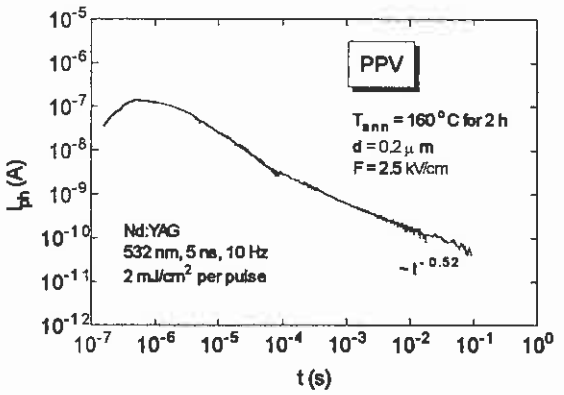


Fig. 4:
Photocurrent transient after pulsed excitation in a conjugated polymer film.

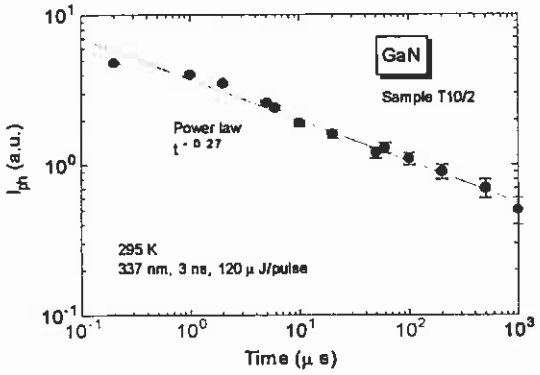


Fig. 5:
Transient photoconductivity after pulsed excitation in doped polycrystalline gallium nitride.

mobility. One of the possible transport mechanisms is the self-trapping of photogenerated holes, forming a polaron, that can transfer through π-bonds along the polymer chains [23]. An indication for the shape of the trap distribution is obtained from the intensity dependence of the photocurrent with a measured Rose exponent $\gamma = 0.71$ which corresponds, according to the discussion given above, to a slope of 62 meV of an exponential state distribution.

The second example is the photocurrent decay measured in a doped polycrystalline gallium nitride (GaN) sample which was prepared by low pressure chemical vapor deposition (LPCVD) from $GaCl_3$ and NH_3 [24]. Again, a power law decay is observed (see Fig. 5) which could be due to a broad distribution of traps inside the band gap.

5. Conclusion

There are many more manifestations of dispersive transport which could not be discussed here, like the increase of the ambipolar diffusion coefficient at high light intensities [25,26] or the frequency dependence of the *ac* conductivity [27]. We have shown that characteristic features of dispersive transport like non-exponential photocurrent decays after pulsed excitation and intensity dependent recombination lifetimes are found in a number of amorphous and polycrystalline semiconductors. Amorphous silicon might loose its role as a dispersive material system *par excellence* with further detailed studies in other disordered systems like photoconducting polymers.

Acknowledgments. I want to thank E.A. Schiff, Q. Gu, W. Schirmacher, B.K. Meyer, and E. Morgado for many helpful discussions. Samples were kindly supplied by S. Grebner, W. Riess and M. Topf. Financial support through project PRAXIS/PCEX/P/FIS/7/96 is gratefully acknowledged.

References

1. H. Scher and E.W. Montroll, Phys. Rev. **B12** (1975) 2455.
2. T. Tiedje in *Semiconductors and Semimetals*, Part C, ed. J.I. Pankove (Academic Press, Orlando, 1984).
3. W.E. Spear in Amorphous Silicon and Related Materials, ed. H. Fritzsche (World Scientific, Singapore, 1989), p. 721.
4. R.A. Street, *Hydrogenated Amorphous Silicon* (Cambridge University Press, Cambridge, 1991).
5. F.W. Schmidlin, Phys. Rev. **B16** (1977) 2362.
6. P. Pipoz, N. Waelchli, H. Beck, A.V. Shah, J. Non-Cryst. Sol. **164-166** (1993) 525.
7. E. Morgado, Philos. Mag. **B93** (1991) 529.
8. F. Wang andR. Schwarz, Phys. Rev. **B52** (1995) 14586.
9. T. Tiedje, A. Rose, Sol. St. Comm. **37** (1980) 49.
10. J. Orenstein and M. Kastner, Phys. Rev. Lett. **46** (1981) 1421.
11. A. Rose, *Concepts in Photoconductivity and Allied Problems* (Krieger, New York, 1978).
12. H. Antoniadis and E.A. Schiff, J. Non-Cryst. Solids **137&138** (1991) 435.
13. E.A. Schiff in *Tetrahedrally-Bonded Amor-phous Semiconductors*, D. Adler and H. Fritzsche *eds.* (Plenum Press, New York, 1985), p. 357.
14. H. Antoniadis and E.A. Schiff, Phys. Rev. **B46** (1992) 9842.
15. W. Schirmacher, Sol. St. Comm. **39** (1981) 893.
16. M. Grünewald, B. Movaghar, B. Pohlmann, and D. Wuertz, Phys. Rev. **B32** (1985) 8191.
17. B. Movaghar, B. Ries, and M. Grünewald, Phys. Rev. **B34** (1986) 5574.
18. B.I. Shklovskii, H. Fritzsche, S.D. Baranovskii, Phys. Rev. Lett. **62** (1989) 2989.
19. T. Muschik, PhD thesis, TU Munich, 1993.
20. D. Monroe, Phys. Rev. Lett. **54** (1985) 146.
21. S.D. Baranovskii *et al.*, J. Non-Cryst. Solids **198-200** (1996) 214.
22. Q. Gu, E.A. Schiff, S. Grebner, F. Wang, and R. Schwarz, Phys. Rev. Lett. **76** (1996) 3196.
23. S. Karg, V. Dyakonov, M. Meier, W. Riess, and G. Paasch, Synth. Met. **67** (1994) 165.
24. M. Topf, S. Koynov, S. Fischer, I. Dirnstorfer, W. Kriegseis, W. Burkhardt, and B.K. Meyer, Mat. Res. Soc. Symp. Proc. **449** (1997).
25. S. Komuro, Y. Aoyagi, Y. Segawa, S. Namba, A. Masuyama, H. Okamoto, and Y. Hamakawa, Appl. Phys. Lett. **43** (1983) 968.
26. R. Schwarz, S. Grebner, C. Nebel, M. Lanz, M. Stutzmann, Mat. Res. Soc. Symp. Proc. **420** (1996) 723.
27. A.R. Long, M. Mostefa, and R. Lemon, J. Non-Cryst. Solids **137&138** (1991) 419

ESPECTRÓMETRO DE MASSA POR TEMPO DE VOO

J. M. A. Frazão[a], N. A. R. Cerqueira[b] e M. Áurea Cunha[b]

Centro de Física Molecular da Universidade Técnica de Lisboa
I.S.T., Complexo I, Av. Rovisco Pais, 1000 Lisboa
Tel: (351 1) 8419210
Fax: (351 1) 8464455 / 8464457

[a] Depart. de Engenharia da Electrónica e das Comunicações, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (I.S.E.L.).
[b] Departamento de Física, Instituto Superior Técnico (U.T.L.).

RESUMO

Descreve-se um espectrómetro de massa por tempo de voo, em particular, o seu modo de funcionamento e a montagem num aparelho de feixes moleculares. Apresentam-se os critérios utilizados no projecto dos diversos sistemas de lentes electrostáticas tendo em vista a optimização do espectrómetro no que respeita à transmissão e ao poder de resolução em massas. Será igualmente analisado o dispositivo de ionização constituído por um canhão de electrões, bem como o sistema de detecção e de medida

1 – INTRODUÇÃO

A espectrometria de massa é uma técnica de detecção e análise muito poderosa em vários domínios da Física e da Química bem como na análise de superfícies, processos de controle de crescimento de filmes em micro electrónica ou nos processos de erosão "etching". O Espectrómetro de Massa por Tempo de Voo (EMTV) é um instrumento de detecção de iões que identifica cada espécie pelo tempo de voo despendido num determinado percurso (ver por exemplo Price e Milnes [1]). O EMTV é bastante usado na investigação e indústria [2,3] devido a inúmeros factores: é caracterizado por uma alta frequência de transmissão de iões; tem rapidez na aquisição de dados; não tem limite de massas detectadas; é versátil e relativamente barato. O esquema de princípio do EMTV pode ser visto na Fig. 1 onde, s é a distância percorrida por um ião na zona de aceleração onde existe um campo eléctrico $\mathbf{E}_s$ e D a distância percorrida na zona livre de campo. Nesta figura na zona de ionização estão representados dois iões com velocidades iniciais de sentidos opostos.

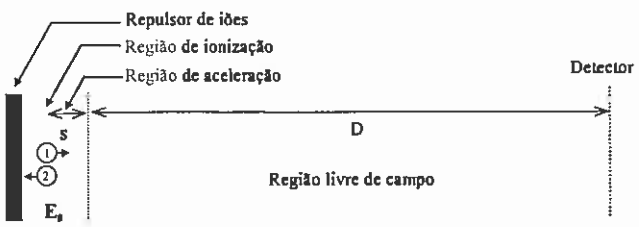


Fig. 1 - Esquema de princípio para um EMTV com uma região de aceleração.

Um ião de carga eléctrica q, com energia inicial U_o vê a sua energia aumentar até ao valor U que depende de U_o, da distância percorrida na zona de aceleração s e do valor da sua carga eléctrica q, ou seja:

$$U = U_o + qsE_s \quad (1).$$

Nestas condições o tempo de voo total até ao detector pode ser expresso por:

$$T(U_o,s) = T_s + T_D \quad (2)$$

onde:

$$T_s = \frac{(2m)^{1/2}}{qE_s}\left[(U_o + qsE_s)^{1/2} \pm (U_o)^{1/2}\right] \quad (3)$$

e

$$T_D = (2m)^{1/2}\frac{D}{2(U)^{1/2}} \quad (4).$$

Os sinais - e + correspondem a velocidades iniciais dos iões respectivamente no sentido e no sentido contrário do detector.

A grande limitação deste instrumento é, como se depreende das equações anteriores, a moderada resolução, repercutida na distribuição dos tempos de chegada ao detector, e que depende, essencialmente da dispersão das posições iniciais Δs e da dispersão das energias iniciais ΔU_o ou, o que é equivalente, das velocidades iniciais Δv.

De facto, melhorar a resolução em massas de um Espectrómetro de Massa por Tempo de Voo é um processo complicado. A forma dos picos num espectro é o resultado de combinação de todas as distribuições iniciais que afectam o tempo de voo de um ião. A distribuição final de tempo de voo é o produto de convolução das distribuições iniciais pelas funções resposta dos

instrumentos. Em ambos os casos, estreitar esta distribuição final dos tempos de chegada pode não melhorar a "performance" dos instrumentos (i.é., a resolução em massa). Como vai ser discutido em seguida é a separação entre massas adjacentes que determina a resolução em massa do EMTV.

As distribuições mais importantes que têm de ser consideradas são: o tempo de formação de um ião; a dispersão espacial onde ocorre a ionização; e a energia cinética inicial dos iões. Além destes três efeitos, existem muitos outros que também podem limitar a resolução. Estes factores incluem: a existência de campos eléctricos dependentes do tempo; a não homogeneidade do campo eléctrico; a fragmentação iónica; a repulsão iónica e o efeito de cargas de espaço; a colisão iónica; o tempo de resposta finito do detector e do sistema aquisição dados, etc..

Assim, todo o trabalho conducente à concepção de um EMTV está essencialmente relacionado com a diminuição do efeito provocado por todos os factores que deterioram a resolução dos espectros. Logo, torna-se importante tomar conhecimento de todos esses factores. No entanto, e antes de procedermos a esse estudo, iremos descrever o sistema de introdução do gás a analisar constituído por um feixe molecular, bem como o processo de ionização constituído por um canhão de electrões.

2 – FEIXE MOLECULAR

Neste espectrómetro de massa a zona de ionização encontra-se alinhada com um feixe de agulheta, também designado por supersónico, obtido por expansão adiabática através do orifício (diâmetro ≅ 100μm) de uma agulheta para uma região de alto vácuo de um gás contido numa fonte a alta pressão [4,5]. A utilização de um feixe molecular apresenta vantagens relativamente ao método convencional de ionização do gás contido numa câmara.

De entre essas vantagens salientamos o facto de a densidade molecular ser significativamente maior na zona de ionização (aproximadamente 50 cm da agulheta), a dispersão das velocidades das diversas espécies presentes no feixe ser muito baixa e a possibilidade de utilização da modulação.

A redução da dispersão das velocidades das diversas moléculas presentes no feixe prende-se com as propriedades hidrodinâmicas dos feixes supersónicos [6].

Como veremos, a extracção dos iões da região de ionização é efectuada durante um tempo muito curto relativamente ao período de repetição, o que torna desnecessária a produção de um feixe molecular contínuo. A produção de um feixe pulsado é facilmente obtida pela utilização de uma agulheta cujo orifício seja aberto e fechado por uma válvula comandada electricamente.

Com este sistema de feixe pulsado, obtemos um feixe muito intenso durante um período curto, mantendo em média um baixo fluxo de gás que entra nas câmaras, permitindo deste modo, reduzir substancialmente a velocidade de bombeamento do sistema de vácuo.

Nesta montagem, a extracção e aceleração dos iões obtidos é efectuada numa direcção ortogonal à do feixe molecular neutro. Esta disposição geométrica, tem a vantagem de permitir que os iões não colidam com as moléculas neutras do feixe de agulheta mas, por outro lado, vai alterar a trajectória dos iões no percurso de voo até chegarem ao detector. Como veremos mais à frente, este comportamento será compensado no esquema de funcionamento do sistema de lentes iónicas.

3 – IONIZADOR

Para realizar a análise das espécies presentes no feixe torna-se necessário proceder à ionização destas. Neste aparelho, a ionização é obtida por bombardeamento do feixe molecular por electrões.

A disposição física do EMTV é mostrada na Fig. 2 e é constituído por: um canhão de electrões pulsado capaz de criar um feixe electrónico de 330 $\mu A/cm^2$ dentro da gama de energias compreendida entre 4 e 200 eV e de resolução energética ≅ 0.2 eV (largura a meia altura); um sistema de extracção e aceleração de iões; e um conjunto de lentes iónicas.

O canhão de electrões é constituído por um cátodo emissor, um ânodo extractor e um sistema de lentes electrónicas capaz de focar e de modular um feixe electrónico pulsado na zona de ionização, e cuja corrente média pode ser medida a partir de uma "gaiola de Faraday" colocada no extremo oposto.

Os electrões são obtidos por emissão termo electrónica de uma superfície metálica, revestida de um material activo (um composto de Bário), indirectamente aquecida por um condutor eléctrico (cátodo de aquecimento indirecto). Na extracção e aceleração dos electrões usa-se a geometria de Pierce [7] porque está concebida para um melhor aproveitamento dos electrões emitidos do cátodo na produção do feixe.

Nos canhões de electrões um parâmetro muito importante é a dispersão na energia cinética ΔE dos electrões emitidos pelo cátodo termiónico. Tendo em conta que a distribuição da corrente electrónica em função da temperatura T (graus Kelvin) é do tipo maxweliana, mostra-se que a energia dos electrões no máximo da distribuição de corrente do cátodo é,

$$E_{max} = 8.6\times10^{-5}\,T \quad (eV) \qquad (5)$$

logo, a largura da distribuição é tal que $\Delta E \geq E_{max}$. Para um filamento de Tungsténio é necessário uma temperatura de 3000 K para produzir uma emissão significante (i.é., o pico da distribuição de corrente está centrado neste valor), surgindo a esta temperatura que: $\Delta E \geq 0.25$ eV; além disso, num filamento a dispersão da energia dos electrões emitidos ocorre também devido à queda de

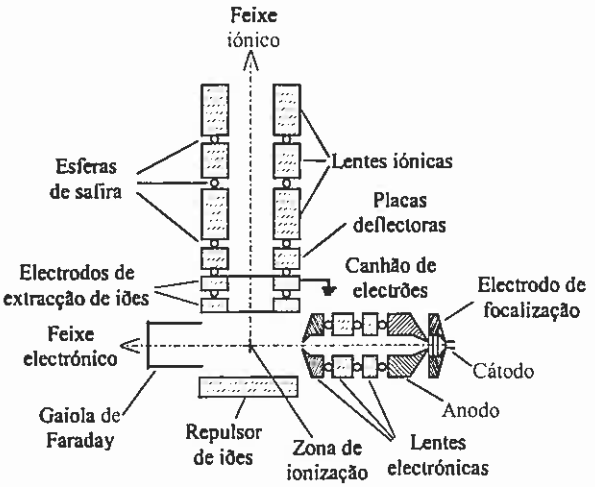


Fig. 2. Vista em corte do EMTV: canhão de electrões; sistema de extracção e aceleração de iões; lentes iónicas.

tensão ao longo da superfície de emissão. Nos cátodos de aquecimento indirecto que operam a temperaturas inferiores a 1200 K têm $\Delta E \geq 0.1$ eV, além disso, como o filamento interno de aquecimento (aquecedor) está electricamente isolado do cátodo, a diferença de potencial no aquecedor não afecta a energia electrónica. Portanto, o cátodo de aquecimento indirecto produz uma distribuição de energia mais estreita que um simples filamento.

Como a região de ionização deve encontrar-se livre de campos, durante os impulsos electrónicos, de modo a que o campo de extracção dos iões não desvie o feixe electrónico, é necessário efectuar uma dupla modulação ou seja: modular o campo de extracção dos iões e o feixe electrónico. A modulação do feixe electrónico é obtida pela variação do potencial aplicado ao ânodo extractor relativamente ao cátodo emissor. No entanto, e para garantir que a energia dos electrões que irão entrar na zona de ionização não varie durante os tempos de comutação da tensão aplicada ao ânodo, é efectuada uma segunda modulação a partir de um outro impulso aplicado a uma das lentes electrónicas constituída por duas placas isoladas formando um deflector electrónico.

Após o corte do feixe electrónico proveniente do canhão de electrões, o potencial do primeiro eléctrodo do sistema de extracção e aceleração dos iões é diminuído relativamente ao potencial do eléctrodo repulsivo de iões, permitindo que os iões que se encontram na zona de ionização entrem no percurso de voo.

O desenho final da geometria das diversas lentes bem como a disposição relativa entre as mesmas foi optimizado a partir da simulação em computador tendo como suporte o programa "SIMION" [8] (pacote de "software" específico para desenvolvimento de sistemas electrostáticos e magnetostáticos).

Como acabou de ser descrito, a ionização é obtida por impacto electrónico; no entanto, o dispositivo foi igualmente desenhado no sentido a que a zona de ionização possa ser interceptada por um feixe de radiação laser, permitindo assim, efectuar a ionização das moléculas neutras por impacto electrónico e/ou por fotoionização.

4 – ESPECTRÓMETRO POR TEMPO DE VOO DE WILEY & MACLAREN

4.1 – Teoria

Como já foi descrito na Introdução um dos factores que limitam a resolução do EMTV prende-se com o facto de nem todos os iões partirem da mesma posição espacial s_o. Esta dispersão espacial Δs, significa que diferentes iões irão adquirir energias diferentes ao percorrer a zona de aceleração. Wiley & MacLaren [9], num artigo de 1955, descrevem um espectrómetro de massa por tempo de voo de alta resolução, já que inclui, como será descrito a seguir, uma ideia simples e eficiente de reduzir a dispersão temporal dos espectrómetros com uma única região de aceleração. A inovação consiste na utilização de duas regiões com valores diferentes de campo eléctrico $\mathbf{E}_s$ e $\mathbf{E}_d$. Nesta configuração são introduzidos dois novos parâmetros: d a distância da segunda zona de aceleração onde reina o campo $\mathbf{E}_d$ e E_d/E_s a razão entre as amplitudes dos dois campos, tal como se mostra no esquema da Fig. 3.

Nestas condições e supondo que todos os iões não têm energia inicial ($U_0 = 0$) e são formados na mesma região $s = s_o$, podemos definir a energia total U_t

$$U_t = qs_0E_s + qdE_d \qquad (6).$$

Introduzindo o parâmetro k_o

$$k_0 = \frac{(s_0E_s + dE_d)}{s_0E_s} \qquad (7),$$

pode-se mostrar que o tempo total de voo no espectrómetro é:

$$T(0,s_0) = \left(\frac{m}{2U_t}\right)^{1/2}\left(2k_0^{1/2}s_0 + \frac{2k_0^{1/2}}{k_0^{1/2}+1}d + D\right) \qquad (8).$$

Para encontrar a localização onde os iões com posições iniciais $s = s_o \pm \frac{1}{2}\Delta s$ se cruzam, ou seja a posição onde se deve encontrar o detector, impomos a condição $(dT/ds)_{0,So} = 0$ (i.é., a variação do tempo em relação à variação da posição é nula). Fazendo os cálculos obtemos:

$$D = 2s_0k_0^{3/2}\left(1 - \frac{1}{k_0 + k_0^{1/2}}\frac{d}{s_0}\right) \qquad (9).$$

Esta condição de focalização é a mesma para todos os iões independentemente da energia total do sistema.

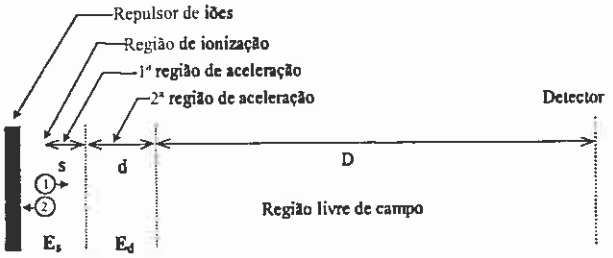


Fig. 3. Esquema de princípio do espectrómetro de tempo de voo de Wiley e Maclaren.

Pode mostrar-se que se $k_0 >> 1$ e $k_0 >> d/s_0$ a resolução espacial, M_s (i.é., a massa onde a dispersão temporal provocada pela dispersão espacial $\Delta T_{\Delta s}$ é menor, que a diferença de tempos de voo de duas massa adjacentes ou seja $\Delta T_{\Delta s} \leq T_{m+1} - T_m$) é aproximadamente descrita por

$$M_s \approx 16 k_0 \left(\frac{s_0}{\Delta s}\right)^2 \qquad (10).$$

Para determinar a resolução energética do espectrómetro de tempo de voo de Wiley e MacLaren, consideremos dois iões formados na mesma posição inicial s, com velocidades iniciais idênticas mas de sentidos opostos, como é mostrado na Fig. 3. Se considerarmos apenas os efeitos da energia inicial, a massa máxima resolvida, M_θ, aquela em que a separação temporal devido à energia iguala o tempo entre massas adjacentes, é dada por:

$$M_0 = \frac{1}{4}\left(\frac{U_t}{U_0}\right)\left(\frac{k_0+1}{k_0^{1/2}} - \frac{k_0^{1/2}-1}{k_0+k_0^{1/2}}\frac{d}{s_0}\right) \qquad (11).$$

Para reduzir este tipo de dispersão introduz-se um atraso entre a ionização e a aceleração dos iões (ver Fig. 5). Assim, a dispersão das velocidades é convertida em dispersão espacial que é corrigida de acordo com os mesmos princípios usados na dispersão espacial.

A resolução total $M_{s\theta}$, depende das distribuições da posição e energia iniciais. Embora o calculo exacto seja difícil, pudemos avaliar a resolução total admitindo que a dispersão total de tempos é a soma das dispersões temporais devidas às dispersões energéticas e de posição inicial, ou seja:

$$\frac{1}{M_{s0}} = \frac{1}{M_0} + \frac{1}{M_s} \qquad (12).$$

O método mais comum para melhorar a resolução do EMTV devida à dispersão energética inicial passa pela aplicação de campos retardadores e aceleradores num dispositivo que é normalmente designado por "Reflectrão". Lubman et al. [10] publicaram uma descrição prática deste dispositivo inicialmente desenvolvido por Mamyrin e Shmikk [11]. O Reflectrão é essencialmente constituído por um conjunto de eléctrodos, inseridos na zona livre de campo de um comum EMTV, e que criam um campo eléctrico capaz de reflectir electrostáticamente os iões que nele penetram. Para iões de mesma razão m/q que penetram neste campo, os que tiverem maior energia penetram mais profundamente, até serem reflectidos, que os iões de menor energia. Como consequência, os iões mais rápidos terão um tempo de voo mais longo durante a reflexão que os iões mais lentos. Este efeito, compensa para os mesmos iões as diferenças de duração do tempo de voo num EMTV normal (também designado por linear).

4.2 – Funcionamento do espectrómetro

A descrição dos diversos elementos que constituem o canhão de electrões e o sistema de extracção e aceleração dos iões foi anteriormente efectuada; no entanto, iremos abordar alguns detalhes relativos ao sistema de extracção e focalização do feixe iónico.

A zona de extracção e aceleração iónica constituídas por duas lentes (ver Fig. 2), foi desenhada para satisfazer o critério de Wiley e MacLaren. Estas são constituídas por dois anéis metálicos em cujo orifício central é colocada uma rede metálica perfeitamente esticada de modo a que o campo eléctrico nas duas zonas de aceleração seja perfeitamente homogéneo.

Como já foi citado anteriormente, devido aos iões serem extraídos perpendicularmente à direcção do feixe molecular, na região de aceleração, vão conservar a componente da velocidade v_f (independente da massa) vinda do feixe molecular enquanto adquirem a componente da velocidade v_{TOF} (dependentes da massa) na direcção do EMTV (ver Fig. 4). Consequentemente, o ângulo que a trajectória de um ião faz com o eixo do detector depende da sua massa e sem compensação a esta componente, os iões de maior massa, que vão ter ângulos de extracção maiores, afastam-se tanto do eixo do detector (devido aos extensos tempos de voo) que não atingirão a área útil do detector.

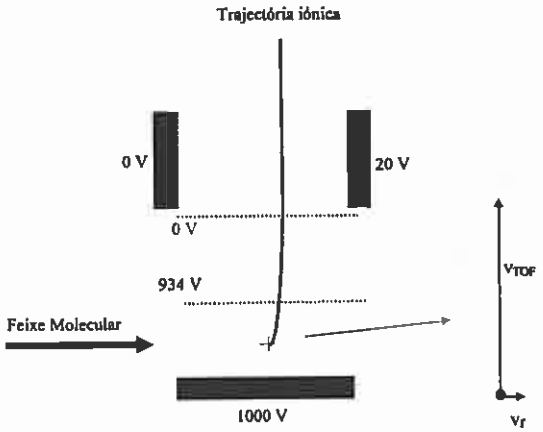


Fig. 4. Esquema que mostra o efeito da componente da velocidade do feixe molecular nas trajectórias iónicas. As tensões indicadas correspondem a valores típicos.

Para compensar este efeito, utiliza-se um par de placas deflectoras (lente com dois eléctrodos isolados em forma de meia lua) que produzindo um campo eléctrico, exercem uma força sobre os iões de sentido oposto à da velocidade das moléculas do feixe neutro. Embora o cancelamento desta componente proveniente do feixe dependa da razão m/q do ião, é possível, em conjugação com o sistema de lentes iónicas, obter uma compensação bastante eficaz dentro de um intervalo razoável de massas.

Por fim, o feixe iónico é focalizado no plano onde se encontra o detector, situado a aproximadamente 1,4 m da zona de ionização, a partir de 3 lentes que em conjunto formam um sistema de lente "Einzel" (permite focalizar um feixe de partículas carregadas sem alterar a sua energia).

Na Fig. 5 está representada a sequência de impulsos empregue para produzir o feixe electrónico, extrair e acelerar os iões resultantes no espectrómetro de massa por tempo de voo. O período de repetição indicado (1 ms) corresponde a um valor típico, mas como é evidente tem obrigatoriamente que ser superior ao maior tempo de voo de todas as espécies iónicas a detectar.

A duração efectiva do impulso de electrões corresponde ao atraso relativo entre os impulsos aplicados aos eléctrodos de extracção e de deflexão electrónicos. Como se pode igualmente ver neste diagrama temporal existe um atraso do impulso de extracção dos iões relativamente ao corte do feixe ionizante. A duração dos impulsos de modulação dos potenciais dos diversos eléctrodos é da ordem dos µs. Convém referir que as capacidades entre os diversos eléctrodos bem como das linhas de propagação modificam a forma das tensões aplicadas deteriorando os tempos de subida e de descida.

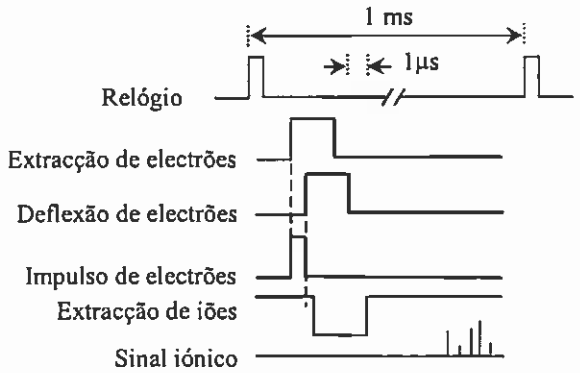


Fig. 5. Sequência de impulsos empregue para produzir o feixe electrónico e extrair e acelerar os iões resultantes no espectrómetro de massa por tempo de voo.

5 – SISTEMA DE DETECÇÃO E DE MEDIDA

A disposição prática dos diversos elementos que constituem o sistema total do EMTV encontra-se representada na Fig. 6. Este sistema pode ser dividido em duas partes: o sistema de produção do feixe iónico pulsado que constitui o EMTV propriamente dito; e o sistema de detecção e aquisição de sinal.

O EMTV é constituído pelo canhão de electrões e lentes iónicas, já anteriormente descritos. Os eléctrodos cuja tensão é constante, são polarizados por um conjunto de fontes de alimentação. Os eléctrodos de modulação, são polarizados a partir de comutadores de alta tensão rápidos (tempos de subida e descida de ≅10 ns) comandados por sinais de baixa amplitude. A largura e o atraso relativo entre os diversos impulsos de comando são obtidos por unidades de atraso capazes de gerar impulsos de largura variável, accionados por um gerador de impulsos comum que fixa a frequência de repetição.

O feixe iónico pulsado, após percorrer todo o trajecto de voo, vai incidir sobre a superfície de entrada do detector constituído por um par de multiplicadores de electrões tipo "Micro Channel Plates" de superfície eficaz de ≅ 4 cm. O sinal proveniente do multiplicador de electrões é, após amplificação e discriminação introduzido na entrada vertical de um osciloscópio de amostragem, cuja entrada de disparo "trigger" é atacada pelo mesmo gerador que produz o sinal de relógio para a modulação do feixe electrónico e de extracção dos iões.

A informação contida no osciloscópio é enviada via "GPIB" a um computador pessoal para registo e tratamento da informação.

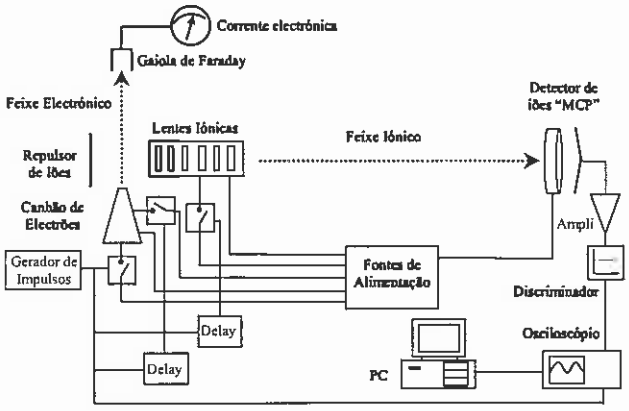


Fig. 6. Diagrama geral de funcionamento do EMTV e sistema de detecção e aquisição de sinal.

Por cada impulso de modulação iremos obter no ecrã do osciloscópio um espectro de massas do tipo ilustrado na Fig. 7, onde o eixo das abcissas corresponde ao tempo de voo das diversas espécies iónicas e o eixo das ordenadas à corrente iónica respectiva, ou seja proporcional à densidade de cada espécie. No entanto, e como em geral a intensidade iónica é muito baixa, torna-se necessário efectuar a média sobre um número razoável de impulsos de modulação.

6 – CONCLUSÕES

Um espectrómetro de massa deste tipo tem vantagens em relação a outros espectrómetros mais convencionais:

- permite obter espectros de modo bastante rápido;
- contrariamente a outros espectrómetros, como por exemplo o de tipo quadrupolo, a transmissão é praticamente unitária e constante para todas as espécies;
- o limite máximo de massas detectáveis é praticamente ilimitado;
- as partículas carregadas são submetidas somente a campos eléctricos enquanto que noutros espectrómetros é por vezes necessário um campo magnético;
- permite a implementação fácil em feixes moleculares modulados;
- é de construção acessível, evitando a aquisição de espectrómetros comerciais, muitas vezes demasiado dispendiosos.

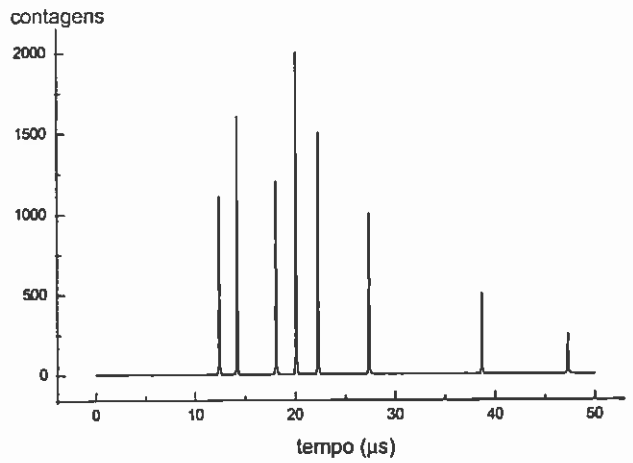


Fig. 7 - Hipotético espectro de tempo de voo obtido a partir da ionização de um feixe de agregados de OCS.

REFERÊNCIAS

[1] D. Price e G. J. Milnes, Int. J. Mass Spectrom. Ion Processes **99**, 1 (1990).

[2] George E. Yefchak e Christie G. Enke, Int. J. Mass Spectrom Ion Processes **87**, 313 (1989).

[3] Richard B. Opsal, Kevin G. Owens e James P. Reilly, Anal. Chem. **57**, 1884 (1985).

[4] M. Áurea Cunha, J. M. A. Frazão, J. M. C. Lourenço, M. F. Laranjeira e A. M. C. Moutinho, Vacuum **39**, 819 (1989).

[5] J. M. A. Frazão, J. M. C. Lourenço, M. Áurea Cunha, M. F. Laranjeira, J. Los e A. M.C. Moutinho, J. Chem. Phys. **104**, 8393 (1996).

[6] H. Pauly e J. P. Toennies, *Meth. Of Exp. Phys. 7A*, (Academic Press, 1968).

[7] J. R. Pierce, *Theory and Design of Electron Beams*, 2nd ed. (Van Nostrand, New York, 1954).

[8] D. A. Dahl e J. E. Delmore, *The Simion PC/PS2 User's manual, ver 6.0* (EG&G Idaho National Engineering Laboratory, 1995).

[9] W. C. Wiley e MCLaren, Rev. Sci. Instrum. **26**, 1150 (1955).

[10] D. M. Lubman, W. E. Bell e M. N. Knonick, Anal. Chem. **55**, 1437 (1983).

[11] B. ▪ Mamyrin e D. V. Shmikk, Sov. Phys.–JETP **49**, 762 (1977).

INTERPRETAÇÃO HIDRODINÂMICA DAS EQUAÇÕES DE MAXWELL

M. A. Rolão Santos
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1900 Lisboa, Portugal
Telef.: +351.1.831 72 09; Fax: +351.1.831 71 14

RESUMO:

Partindo da expressão de Webber da aceleração do movimento de um fluido e da definição de certos campos vectoriais de natureza mecânica duais dos campos do Electromagnetismo $\vec{E},\vec{D},\vec{B}$ e $\vec{H}$, encontrámos as equações da Mecânica dos Fluidos que correspondem ás equações de Maxwell em meios homogéneos isotrópicos e lineares só envolvendo os referidos campos mecânicos. Aplicando ao vácuo a teoria anterior, foi possível intuir uma interpretação mecânica para o campo eléctrico, o deslocamento eléctrico, a indução magnética e o campo magnético, que ficam assim representados pelos campos vectoriais mecânicos característicos do movimento adquirido por esse meio material sob a acção de um campo electromagnético (considerou-se o vácuo como uma forma específica de matéria num sentido assimilável ao que lhe é atribuído pela teoria quântica dos campos).

A expressão de Webber da aceleração, se for $\vec{F}$ a força que actua sobre a unidade de massa do fluido é:

$$\vec{F} = \bar{\gamma} = \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} + \frac{1}{2}\,\mathrm{grad}\left(u^2\right) + (\mathrm{rot}\vec{u}) \wedge \vec{u} \qquad (1)$$

sendo $\mathrm{rot}\vec{u} = 2\vec{\varpi}$ a vorticidade do movimento.

Se as forças que actuam sobre o fluido forem conservativas, a intensidade do campo de forças (força que actua na unidade de massa) satisfaz a:

$$\bar{\gamma} = -\mathrm{grad}V \qquad (2)$$

Nesta expressão V é o potencial escalar do campo de forças. Se Φ for o potencial escalar do campo de velocidades, teremos a relação:

$$\vec{u} = \mathrm{grad}\Phi \qquad (3)$$

Sendo então o movimento irrotacional (ϖ=0). De (1) vem:

$$-\mathrm{grad}V = \frac{\partial}{\partial t}\mathrm{grad}\Phi + \mathrm{grad}\left(\frac{u^2}{2}\right) = \mathrm{grad}\left(\frac{\partial \Phi}{\partial t} + \frac{u^2}{2}\right) \qquad (4)$$

logo ter-se-á:

$$V = -\left(\frac{\partial \Phi}{\partial t} + \frac{u^2}{2}\right) \qquad (5)$$

Seja:

$$\prod = -\left(\frac{\partial \Phi}{\partial t} + \frac{u^2}{2} + gz\right) \qquad (6)$$

a entalpia por unidade de massa do fluido. Desprezando o potencial gravitacional (gz) em (6) vem:

$$\prod = -\left(\frac{\partial \Phi}{\partial t} + \frac{u^2}{2}\right) \qquad (7)$$

Substituindo em (5) vem:

$$V = \prod \qquad (8)$$

Concluímos que num escoamento irrotacional o potencial escalar das forças que actuam sobre o fluido é igual à sua entalpia por unidade de massa.

Vamos considerar agora o caso mais geral de um movimento com vorticidade e definir os seguintes campos vectoriais:

$$\vec{E} = \frac{\partial \vec{u}}{\partial t} + \mathrm{grad}\left(\frac{u^2}{2}\right) \qquad (9)$$

$$\vec{H} = \vec{B} = -2\vec{\varpi} \qquad (10)$$

A expressão (1) toma a forma :

$$\vec{F} = \vec{E} + \vec{u} \wedge \vec{B} \qquad (11)$$

que é a expressão análoga da força de Lorentz-Heaveside que actua sobre a carga eléctrica unitária positiva:

$$\vec{F} = \vec{E} + \vec{u} \wedge \vec{B} \qquad (12)$$

Vamos agora definir um campo vectorial $\vec{A} = -\vec{u}$, e um potencial escalar $V = -u^2/2$, o qual, num escoamento permanente sem vorticidade se reduz, aparte o sinal, à entalpia por unidade de massa. A equação (9) toma então a forma:

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \mathrm{grad}V \qquad (13)$$

que é a relação hidrodinâmica correspondente à expressão geral de um campo eléctrico não estacionário

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad}V \tag{14}$$

De (10) e de $\text{rot}\vec{u} = 2\vec{\omega}$, conclui-se que a relação:

$$\vec{B} = \text{rot}\vec{A} \tag{15}$$

é uma identidade. Substituindo (15) em (10) vem $\text{rot}\vec{A} = -2\vec{\omega}$. Calculamos agora rotacional de ambos os membros de (15):

$$\text{rot}\vec{B} = \text{rot}\,\text{rot}\vec{A} = \text{grad}\left(\text{div}\vec{A}\right) - \text{Lap}\vec{A} = -2\vec{\omega} \tag{16}$$

Adoptando a condição de gauge (análoga à usada para campos eléctricos estacionários):

$$\text{div}\vec{A} = 0 \tag{17}$$

e substituindo-a em (16) vem:

$$\text{Lap}\vec{A} = 2\vec{\omega} \tag{18}$$

$\vec{A}$ satisfaz a (18) se for independente do tempo ou função linear deste.

A equação (18) corresponde à equação da Magnetoestática:

$$\text{Lap}\vec{A} = -\mu\vec{j} \tag{19}$$

Em (19), $\vec{A}$ é o potencial vector da indução magnética ($\vec{B} = \text{rot}\vec{A}$).

Calculemos o rotacional de ambos os membros de (13):

$$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t}\text{rot}\vec{A}$$

ou seja:

$$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{20}$$

dual da equação de Maxwell:

$$\text{rot}\vec{E} = \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{21}$$

De (15) vem:

$$\text{div}\vec{B} = 0 \tag{22}$$

dual de

$$\text{div}\vec{B} = 0 \tag{23}$$

Calculemos a divergência de ambos os membros de (9):

$$\text{div}\vec{E} = \text{div}\left(\frac{\partial \vec{u}}{\partial t}\right) + \text{Lap}\left(\frac{u^2}{2}\right) \tag{24}$$

Como o escoamento, por hipótese, não é irrotacional, se $\vec{u}$ for de classe C^2 e assimptóticamente nulo, o teorema de Helmholtz garante que existem campos $\Phi, \vec{a} \in C'$ tais que:

$$\vec{u} = \text{grad}\Phi + \text{rot}\vec{a} \tag{25}$$

logo:

$$\text{div}\vec{E} = \frac{\partial}{\partial t}\text{Lap}\Phi + \text{Lap}\left(\frac{u^2}{2}\right)$$

ou seja:

$$\text{div}\vec{E} = \text{Lap}\left(\frac{\partial \Phi}{\partial t} + \frac{u^2}{2}\right) \tag{26}$$

Atendendo a (7) e a (8) vem:

$$\text{div}\vec{E} = -\text{Lap}V \tag{27}$$

Seja $f = -\text{Lap}V$ a densidade volúmica das fontes de $\vec{E}$. Então vem:

$$\text{div}\vec{E} = f \tag{28}$$

que corresponde à equação do electromagnetismo

$$\text{div}\vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \tag{29}$$

Da equação (10) vem:

$$\begin{aligned}\text{rot}\vec{H} &= -\text{rot}\,\text{rot}(2\vec{\omega}) \\ &= -\text{grad}\,\text{div}(2\vec{\omega}) + \text{Lap}(2\vec{\omega}) \\ &= \text{Lap}(2\vec{\omega})\end{aligned}$$

Se $\vec{J}'$ for a densidade volúmica das fontes de $\vec{H}$, vem $\vec{J}' = \text{Lap}(2\vec{\omega})$, e portanto é:

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{J}' \tag{30}$$

Seja $\vec{D}$ um campo vectorial proporcional a $\vec{E}$:

$$\vec{D} = k\vec{E} \tag{31}$$

expressão na qual o significado físico de k será determinado posteriormente.

De (28) e (31) vem:

$$\text{div}\vec{D} = k.f \tag{32}$$

dual de

$$\text{div}\vec{D} = \rho \tag{33}$$

Vamos definir um vector $\vec{J}$ pela relação:

$$\vec{J} = \vec{J}' - \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \tag{34}$$

Substituindo o valor de $\bar{J}'$ tirado de (34) em (30) vem:

$$\mathrm{rot}\bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \tag{35}$$

que é a equação da Hidrodinâmica dual da equação de Maxwell:

$$\mathrm{rot}\bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \tag{36}$$

Substituindo a expressão (13) de $\bar{E}$ em (28), vem:

$$-\mathrm{div}\left(\frac{\partial \bar{A}}{\partial t}\right) - \mathrm{Lap}\mathbb{V} = f \tag{37}$$

Adoptemos a condição:

$$\mathrm{div}\bar{A} + k\frac{\partial \mathbb{V}}{\partial t} = 0 \tag{38}$$

análoga da condição de gauge de Lorentz da Electrodinâmica:

$$\mathrm{div}\bar{A} + \mu\varepsilon\frac{\partial V}{\partial t} = 0 \tag{39}$$

Calculando $\mathrm{div}\bar{A}$ de (38) e substituindo em (34) vem:

$$k\frac{\partial^2 \mathbb{V}}{\partial t^2} - \mathrm{Lap}\mathbb{V} = f \tag{40}$$

que é análoga de:

$$\mathrm{Lap}V - \mu\varepsilon\frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon} \tag{41}$$

Obtivemos a equação de D'Alembert com fontes (40), que rege a propagação do potencial $\mathbb{V}$ com a velocidade do som $a = k^{-\frac{1}{2}} = \left(\frac{dp}{d\rho}\right)^{\frac{1}{2}}$.

Vamos substituir $\vec{B} = \bar{H} = \mathrm{rot}\bar{A}$ e a expressão (13) de $\vec{E}$ em (5) obtendo-se:

$$\mathrm{rotrot}\bar{A} = \bar{J} + k\frac{\partial}{\partial t}\left(-\mathrm{grad}\bar{\mathbb{V}} - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}\right)$$

Logo:

$$\mathrm{grad}\,\mathrm{div}\bar{A} - \mathrm{Lap}\bar{A} = \bar{J} - k\mathrm{grad}\left(\frac{\partial \mathbb{V}}{\partial t}\right) - k\frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial t^2}$$

De (38) vem $\mathrm{div}\bar{A} = -k\frac{\partial \mathbb{V}}{\partial t}$, e substituindo na expressão anterior $\mathrm{div}\vec{A}$ pelo seu valor obtêm-se:

$$k\frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} - \mathrm{Lap}\bar{A} = \bar{J} \tag{42}$$

correspondente à equação da Electrodinâmica

$$\mathrm{Lap}\vec{A} - \mu\varepsilon\frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} = -\mu\bar{J} \tag{43}$$

Se for $\vec{u} = C^{te}$ (movimento rectilíneo e uniforme), obtêm-se as relações entre os potenciais escalar e vector para o Electromagnetismo e a Hidrodinâmica, respectivamente:

$$\bar{A} = \mu\varepsilon\mathbb{V}\vec{u} \quad , \quad \vec{A} = \mathbb{V}\vec{u} \tag{44}$$

CONCLUSÕES:

O exercício desenvolvido sugere as seguintes conclusões:

1 – Foi possível interpretar mecanicamente as equações de Maxwell, tirando proveito de analogias de formalismo matemático entre o Electromagnetismo e a Mecânica dos Fluidos. Poderíamos então dizer que para além de certos conceitos físicos fundamentais como o de Energia, o mais destacado elemento comum a estes dois ramos da Física resulta do generalidade das estruturas matemáticas sobre as quais se apoia o seu estudo;

2 – As equações de Maxwell no vácuo são em si mesmas equações do movimento desse meio material especifico, e as diferenças qualitativas existentes entre o Electromagnetismo e a Mecânica dos Fluidos, são o reflexo das diferenças qualitativas entre o vácuo, visto como um meio material particular, e os meios físicos contínuos, de evidência directa e sensível, cujo movimento se estuda em Hidrodinâmica. A adopção da primeira interpretação implica possivelmente menor risco de erro.

As considerações aqui desenvolvidas, de carácter puramente especulativo, evocam dois conceitos que estão actualmente obsoletos: a hipótese do éter e a pressão de Poincaré. O facto de a luz se propagar no vácuo, e a descoberta do seu carácter ondulatório, conduziu à suposição de estar o vácuo completamente preenchido por um fluido hipotético, o "éter", infinitamente diluído, possuindo uma capacidade de penetração ilimitada em qualquer região do espaço; o éter seria então, o suporte físico das vibrações luminosas, que se descobriu serem transversais. Sabia-se da mecânica dos meios contínuos que as vibrações mecânicas transversais, só se propagam em meios rígidos, e que os fluidos só podem ser sede de vibrações mecânicas longitudinais tais como o som. Estas propriedades eram consideradas contraditórias, independentemente das diferenças qualitativas entre a luz (de natureza electromagnética), e o som (de natureza mecânica), e esse facto foi considerado como desabonatório da credibilidade da teoria do éter.

Notemos que a luz se propaga no vácuo com a velocidade que teria o som num fluido barotrópico de equação de estado:

$$p = c^2\rho + p_0$$

sendo c a velocidade da luz no vácuo e p_0 uma constante. Se é a diferença qualitativa, entre o vácuo e os fluidos usuais da Hidrodinâmica, que condiciona estreitamente, a diferença qualitativa entre a luz e o som, até onde irá a analogia existente entre estas duas formas de energia?

A experiência de Michelson–Morlay levou por fim ao abandono definitivo da hipótese do éter. Esta experiência provou a inexistência do éter enquanto forma de matéria qualitativamente idêntica aos meios contínuos estudados em hidrodinâmica, e foi interpretada como provando ser o vazio a ausência de qualquer conteúdo material. A teoria quântica dos campos, constituiu, através da introdução da "energia do ponto zero – Eo", uma reabilitação parcial de alguns aspectos da antiga teoria do éter.

Tentaremos em trabalhos posteriores continuar o tratamento desta questão .

Vamos agora referir-nos à pressão de Poincaré. Poincaré considerou que a carga negativa do electrão pode ser vista como um "somatório" (integral) de cargas negativas diferenciais, que se devem repelir segundo a lei de Coulomb. Sendo o electrão uma partícula estável, então o vazio exterior a esta partícula, deveria exercer sobre a sua superfície, uma pressão, que foi designada por "pressão de Poincaré", que equilibrasse a repulsão referida.

Consideremos agora aspectos mais actuais desta questão: a equação dos vectores próprios do operador Hamiltoniano de um oscilador harmónico linear com 3 graus de liberdade e frequência fundamental ω é:

$$\hat{H}/n\rangle = E_n/n\rangle$$

sendo n um inteiro não negativo. Os valores próprios de $\hat{H}$ são dados pela expressão:

$$E_n = (n + \frac{3}{2})\hbar\omega$$

A energia do estado fundamental é então $E_0 = 3\hbar\omega/2$. Das expressões anteriores vem:

$$\left(\hat{H} - \frac{3}{2}\hbar\omega\right)/n\rangle = 0$$

O operador de contagem $\hat{N}$ de um sistema quântico de n partículas tem a equação de vectores próprios:

$$\hat{N}/n\rangle = n/n\rangle$$

Podemos portanto fazer a identificação para um sistema quântico de n partículas dos operadores

$$\hat{N} \equiv \hat{H} - \frac{3}{2}\hbar\omega$$

sendo o valor próprio de $\hat{H}$ correspondente a n=0 partículas, $E_0 \neq 0$.

Se o sistema tiver n=0 partículas (vácuo) teremos

$$\hat{N}/0\rangle = 0/0\rangle = 0$$

O facto de ao vácuo corresponder uma energia não nula, é interpretado como uma manifestação do carácter material deste e não da ausência total de matéria. DeBroglie considerava o vácuo como um meio material especifico, a que chamava "meio subquântico", exercendo uma força aleatória sobre os corpúsculos materiais nele mergulhados. Vamos terminar com uma citação que nos parece a propósito de Lewis Carrol em "Alice no País das Maravilhas": "...e dessa vez desapareceu muito devagarinho, começando pela ponta da cauda e acabando no sorriso, que permaneceu ainda no ar por algum tempo, depois dele já se ter ido embora". "Bem, já vi muitas vezes um gato sem um sorriso", pensou Alice, "Mas nunca vi um sorriso sem um gato! Nunca vi nada tão estranho na minha vida."

REFERÊNCIAS:

[1] Méssiah, Albert, "Mecânica Cuantica", Tomo I, Editorial Tecnos, pág. 420-427, Tradução em Espanhol da edição Dunod, Paris

[2] Enzo Levy, "Elementos de Mecânica do Médio Continuo", Editorial Limusa-Wiley, S.ª México, 1971.

[3] Fediaevsky C., "Mecânica dos Fluidos", Lopes da Silva Editora, Porto, 1978, pág.53, 72-74.

[4] Nunzio Tralli, "Classical Electromagnetic Theory", McGrawHill, 1963, New York.

[5] Passos Morgado, C. M., "Escoamentos Cónicos em Corpos Fusiformes com Jactos Laterais" (Tese de Doutoramento), cap.I, 1973 Lisboa.

FORMULAÇÃO TENSORIAL E EM FORMAS DIFERENCIAIS EXTERIORES DAS EQUAÇÕES HIDRODINÂMICA DUAIS DAS EQUAÇÕES DE MAXWELL DO ELECTROMAGNETISMO .

M.A . Rolão Santos

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1900 Lisboa, Portugal

Telf.:+351.1.831 72 09 ; Fax : 351.1.831 71 14

RESUMO

Estas notas devem ser consideradas um prolongamento da comunicação " Interpretação Hidrodinâmica das Equações de Maxwell" . Procedemos primeiro á formulação tensorial e seguidamente á transcrição das equações de Maxwell em formas diferenciais exteriores , o que , não trazendo nada de novo , vai ser necessário posteriormente Formulamos por fim em formas diferenciais exteriores as equações da Hidrodinâmica duais das de Maxwell .

Em trabalhos em preparação serão postas em evidência analogias notáveis entre o Electromagnetismo e a Mecânica dos Fluidos , que ocorrem em particular quando as equações a que satisfazem os potenciais do campo eléctrico e da velocidade , são hiperbólicas (cone de Cerenkov e cone de Mach) . Analisaremos por fim o efeito Doppler comum a ambos os domínios da física

1 – Formulação Tensorial das equações de Maxwell e das suas equações duais em Hidrodinâmica

Sejam J_x , J_y , J_z , A_x , A_y , ,A_z , respectivamente as componentes num referencial cartesiano ortonormal dos vectores densidade de corrente $\bar{J}$ e potencial vector da indução magnética $\bar{A}$. Consideremos o espaço de Minkowsky M^4 , isomorfo de R^4 ($M^4 \cong R^4$) , com a métrica pseudoeuclidiana

$$ds^2 = -dx^2 - dy^2 - dz^2 + c^2dt^2 \qquad (1)$$

Escolhamos em M^4 coordenadas galileanas reduzidas $x^1 = x$, $x^2 = y$, $x^3 = z$, $x^4 = ct$. Introduzindo o tensor métrico :

$$\eta_{\mu\nu} = \mathrm{diag}(-1,-1,-1,1) \qquad (2)$$

A expressão (1) toma a forma :

$$ds^2 = \eta_{\mu\nu}\, dx^\mu\, dx^\nu \qquad (3)$$

Vamos definir os " quadrivectores de Universo " :

$$J^\mu \equiv (J^1, J^2, J^3, J^4) = (J_x, J_y, J_z, c\rho_e) = (\bar{J}, c\rho_e) \qquad (4)$$

$$\phi^\mu \equiv (\phi^1, \phi^2, \phi^3, \phi^4) = (cA_x, cA_y, cA_z, V) = (c\bar{A}, V) \qquad (5)$$

As variáveis ρ_e e V são respectivamente a densidade de carga eléctrica e o potencial escalar do campo eléctrico .

A equação da continuidade :

$$\frac{\partial \rho_e}{\partial t} + \mathrm{div}(\rho_e \bar{u}) = 0 \qquad (6)$$

toma a forma :

$$\mathrm{div} J^\mu \equiv \frac{\partial J^\mu}{\partial x^\mu} = 0 \quad 1 \le \mu \le 4 \qquad (7)$$

Vamos definir os operadores

$\partial_\mu = \partial / \partial x^\mu$, os quais se os x^μ forem coordenadas curvilíneas quaisquer sobre M^4 têm o carácter de vectores linearmente independentes , constituindo portanto o seu conjunto uma base vectorial deste espaço . Das relações (2) e (3) , conclui-se que essa base é ortonormal .

Em coordenadas galileanas reduzidas teremos

$$\langle \partial_\mu, \partial_\nu \rangle = \eta_{\mu\nu} = \pm 1 \qquad (8)$$

Se a métrica da variedade espaço – tempo ,V^4 , (não sendo necessariamente $V^4 = M^4$) for qualquer , vem em geral :

$$\langle \partial_\mu, \partial_\nu \rangle = g_{\mu\nu} \qquad (9)$$

Assim , qualquer vector de $M^4 = T_x V^4$ (O espaço tangente a V^4 em qualquer dos seus pontos $x \in V^4$, sob condições suficientes de regularidade de V^4 ,é um M^4) pode-se escrever nesta base :

$$\bar{X} = X^\mu \partial_\mu \qquad (10)$$

e portanto ser considerado como um operador diferencial . Sabemos que o campo eléctrico e a

indução magnética são dados respectivamente pelas expressões :

$$\bar{E} = -\text{grad}V - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \qquad (11)$$

$$\bar{B} = \text{rot}\bar{A}$$

Vamos agora definir o " tensor de Universo de campo electromagnético " :

$$F_{\lambda\mu} = \partial_\lambda \phi_\mu - \partial_\mu \phi_\lambda = \text{rot}_{\lambda\mu}\phi^\eta \qquad (12)$$

sendo as componentes contravariantes de ϕ^η dadas por :

$$\phi^1 = -cA_x, \phi^2 = -cA_y, \phi^3 = -cA_z, \phi^4 = V \qquad (13)$$

Por abaixamento dos índices usando (2) vem .

$$\phi_1 = cA_x, \phi_2 = cA_y, \phi_3 = cA_Z, \phi_1 = V \quad (14)$$

logo :

$$Ex = \partial_1\phi_4 - \partial_4\phi_1 = \frac{\partial}{\partial x}(-V) - \frac{\partial}{\partial(ct)}(cA_x)$$

$$= F_{14} = -F^{14}$$

$$Ey = \partial_2\phi_4 - \partial_4\phi_2 = F_{24} = -F^{24}$$

$$E_z = \partial_3\phi_4 - \partial_4\phi_3 = F^{34} = -F_{34} \qquad (15)$$

$$cB_x = \partial_3\phi_2 - \partial_2\phi_3 =$$

$$\frac{\partial}{\partial z}(cA_y) - \frac{\partial}{\partial y}(cA_z) =$$

$$c\left(\frac{\partial A_y}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial y}\right) = F_{23} = -F^{32}$$

$$cB_y = \partial_3\phi_1 - \partial_1\phi_3 =$$

$$c\left(\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x}\right) = F_{31} = F^{31}$$

$$cB_z = \partial_2\phi_1 - \partial_1\phi_2 =$$

$$-c\left(\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y}\right) = F_{12} = -F^{12} \qquad (16)$$

logo :

$$F_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 0 & cB_z & -cB_y & -E_x \\ -cB_z & 0 & cB_x & -E_y \\ cB_y & -cB_x & 0 & -E_z \\ E_x & E_y & E_z & 0 \end{bmatrix} \qquad (17)$$

$$F^{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 0 & cB_z & -cB_y & E_x \\ -cB_z & 0 & cB_x & E_y \\ cB_y & -cB_x & 0 & E_z \\ -E_x & -E_y & -E_z & 0 \end{bmatrix}$$

Calculando div ϕ^μ

$$\text{div}\phi^\eta = \frac{\partial \phi\mu}{\partial x^\mu} = \frac{\partial}{\partial x}(cA_x) + \frac{\partial}{\partial y}(cA_y) +$$

$$\frac{\partial}{\partial z}(cA_z) + \frac{\partial V}{\partial(ct)}$$

$$= c\,\text{div}\bar{A} + \frac{1}{c}\frac{\partial V}{\partial t}$$

vamos admitir a condição de gauge de Lorentz

$$\text{div}\phi^\mu = 0 \qquad (18)$$

equivalente a :

$$\text{div}\bar{A} + \frac{1}{c^2}\frac{\partial V}{\partial t} = 0 \qquad (19)$$

O potencial vector de Universo de um campo electromagnético dado , só é definido á parte a soma do gradiente de uma função escalar arbitrária de classe C'

$$\forall \quad \phi^*_\lambda = \phi_\lambda + \frac{1}{c}\partial_\lambda \Phi \qquad (20)$$

$$\Phi \in C'$$

Vamos introduzir em (20) uma função $\varphi = \Phi / c$, o que dá :

$$\forall \varphi \in C' \quad \phi^*_\lambda = \phi_\lambda + \partial_\lambda \varphi \qquad (20')$$

logo :

$$\phi^*_i = \phi_i + \partial_i\varphi \ (i = 1,2,3) \Rightarrow \bar{A}^* = \bar{A} + \text{grad}\varphi$$

$$\phi^*_4 = \phi_4 + \partial_4\varphi \qquad \Rightarrow V^* = V + \frac{\partial \varphi}{\partial t} \qquad (21)$$

O conjunto de todas as transformações

$G:\phi_\lambda \to \phi_\lambda^*, \text{com}\ \phi_\lambda = (c\bar{A}^*, -V)$, ou equivalentemente $G:(\bar{A}, V) \to (\bar{A}^*, V^*)$ compatíveis com uma certa condição convenientemente imposta $f(\bar{A}, V) = 0$, dita condição de gauge , tem a estrutura algébrica de grupo , e é chamada " grupo de gauge " . Este é constituído por todas as transformações G das variáveis básicas da teoria , (neste caso $\bar{A}$ e V) , conduzindo ás mesmas previsões fisicas ; qualquer teoria admitindo um tal grupo é chamada uma " teoria de gauge " .

Do ponto de vista geométrico , $F_{\lambda\mu}$, dado por (12) é designado por " tensor de curvatura segmentária da conexão métrica de Weyl , definida pelo quadripotencial ϕ^μ ". No caso desta conexão métrica , a conexão afim compatível com ela adoptada numa variedade espaço-tempo qualquer é :

$$\Gamma^\mu_{\eta\nu} = \left\{ {\mu \atop \eta\nu} \right\} + g_{\eta\nu}\phi^\mu - \delta^\mu_\eta \phi_\nu - \delta^\mu_\nu \phi_\eta \qquad (22)$$

sendo $\left\{ {\mu \atop \eta\nu} \right\}$ o símbolo de Christoffel de 2° ordem relativo ao tensor métrico fundamental $g_{\eta\nu}$ da variedade espaço-tempo V^4. No caso de M^4 tem-se $g_{\mu\nu} = \eta_{\eta\nu}$, dado por (2) .

A presença de um campo electromagnético em M^4 transforma-o num espaço de curvatura segmentária não nula . Por ser $F_{\lambda\mu} = \text{rot}_{\lambda\mu}\phi^\nu$, (relação 12) , pode-se concluir que é condição necessária e suficiente para que a 1-forma $\phi_\eta\, dx^\mu$ seja exacta (i.é. integrável) , que se verifique identicamente $F_{\lambda\mu}=0$. Então existe uma função escalar $\emptyset$, definida em V^4 tal que $\phi_\eta = \partial_\eta \emptyset$, e o integral de $\phi_\eta\, dx^\mu$ entre dois pontos de V^4 é independente da trajectória de integração . Portanto $F_{\lambda\mu}$ exprime de facto uma propriedade de curvatura.

Seja $\bar{u} = (u^1, u^2, u^3) = (u_x, u_y, u_z)$ com $u^i = dx^i/d\tau$ a 3-velocidade de uma partícula , sendo x,y e z coordenadas cartesianas ortogonais e τ o tempo próprio dessa partícula .Vamos definir a 4-velocidade U^μ pela relação $U^\mu = dx^\mu / d\tau$, o que conduz , sendo $\gamma = \left(1 - u^2/c^2\right)^{-\frac{1}{2}}$, e t o tempo medido no referencial "absoluto" a :

$$U^\mu = \frac{dx^\mu}{d\tau} = \frac{dx^\mu}{dt}\frac{dt}{d\tau} = \gamma \frac{dx^\mu}{dt} \qquad (23)$$

Por ser $x^1=x$, $x^2=y$, $x^3=z$ e $x^4=ct$ vem :

$$U^\mu = (\gamma\bar{u}, \gamma c) \qquad (24)$$

Vamos definir o quadrimomento :

$$P^\mu = m_0 U^\mu \qquad (25)$$

e a quadriforça :

$$F^\mu = \frac{\delta P^\mu}{\delta\tau} \qquad (26)$$

sendo $\delta / \delta\tau$ a derivação intrínseca em ordem ao tempo próprio . De (25) e (26) vem :

$$F^\mu = m_0 \frac{\delta U^\mu}{\delta\tau} \qquad (27)$$

Logo vem

$$F^\mu = m_0 \left(\frac{\partial U^\mu}{\partial x^\nu} + \Gamma^\mu_{\eta\nu} U^\eta \right) \frac{dx^\nu}{d\tau} \qquad (28)$$

É a derivada covariante $\nabla_\nu U^\nu$, que figura entre parêntesis em (28) que relaciona a quadriforça F^μ com a conexão afim em V^4 de componentes $\Gamma^\mu_{\eta\nu}$; a expressão (22) relaciona a conexão afim com a conexão métrica de Weyl definida por ϕ^μ

No espaço-tempo V^4 a equação relativista do movimento de uma partícula carregada é :

$$F^\mu = m_0 \frac{\delta U^\mu}{\delta\tau} = \frac{Q}{c} U_\lambda F^{\lambda\mu} \qquad (29)$$

Seja $M^4 = T_x V^4 \left(x \in V^4\right)$. Usando em M^4 coordenadas galileanas reduzidas , vem , numa vizinhança de x .

$$F^\mu = m_0 \frac{dU^\mu}{d\tau} = \frac{Q}{c} U_\lambda F^{\lambda\mu} \qquad (30)$$

Calculemos $U_\lambda = \eta_{\lambda\nu} U^\nu$ atendendo a (2) e (24) :

$$U_\lambda = \gamma(-u^1, -u^2, -u^3, c) = \gamma(-u_x, -u_y, -u_z, c) \qquad (31)$$

Seja $\bar{f} = \frac{d\bar{p}}{dt}$, $\bar{p} = m\bar{u} = m_0\gamma\bar{u}$, ou equivalentemente :

$$f^i = \frac{dp^i}{dt}, p^i = mu^i = m_0 \gamma u^i \; 1 \le i \le 3 \qquad (32)$$

então , o cálculo de F^μ através de (30) conduz a .

$$F^\mu = \left(\gamma \bar{f}, \frac{\gamma}{c} f_0 \bar{u} \right) \qquad (33)$$

portanto :

$$F^i = \gamma f^i = Q\gamma\left(\bar{E} + \bar{u} \wedge \bar{B}\right)$$
$$F^4 = \frac{\gamma}{c} \bar{f} \bullet \bar{u} = \frac{\gamma}{c} Q\bar{E} \bullet \bar{u} \qquad (34)$$

Equivalentemente .

$$\bar{f} = Q\left(\bar{E} + \bar{u} \wedge \bar{B}\right)$$
$$\bar{f} \bullet \bar{u} = Q\bar{E} \bullet \bar{u} \qquad (35)$$

(35-1) é a força de Heaveside-Lorentz e (35-2) a respectiva potência .

Se for possível aproximar o tempo próprio τ da partícula em movimento , pelo tempo t do referencial comóvel (referencial que acompanha o movimento médio da matéria no universo) , (30) conduz a :

$$m_0 \frac{dU^\mu}{dt} = \frac{Q}{c} U_\lambda F^{\lambda\mu} \qquad (36)$$

As equações de Maxwell

$$\mathrm{rot}\bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \qquad (37)$$

$$\mathrm{div}\bar{D} = \rho \qquad (38)$$

podem ser escritas na forma condensada .

$$\partial_\lambda F^{\mu\lambda} = ZJ^\mu \qquad (39)$$

sendo $Z = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ a impedância no meio dieléctrico e $J^\mu = \rho U^\mu$ a quadridensidade de corrente .

Se for o índice $\mu = 4$ (39) dá lugar a (38) . fazendo $\mu = 1,2,3$ obtém-se (37) .

Dado o tensor $F^{\lambda\mu}$ no espaço M^4 define-se o seu tensor dual ou adjunto :

$$*F^{\alpha\beta} = \eta_{\gamma\lambda}\eta_{\delta\mu}\varepsilon^{\alpha\beta\gamma\delta}F^{\lambda\mu} \qquad (40)$$

sendo $\varepsilon^{\alpha\beta\gamma\delta}$ o tensor de permutação de quarta ordem

No caso geral a dualidade é considerada em relação á métrica $g^{\mu\nu}$ definida na variedade . Se esta foi M^4 e $F^{\lambda\mu}$ for (17) tem-se .

$$*F^{\lambda\mu} = \begin{bmatrix} 0 & -E_z & E_y & -cB_x \\ E_z & 0 & -E_x & -cB_y \\ -E_y & E_x & 0 & -cB_z \\ cB_x & cB_y & cB_z & 0 \end{bmatrix} \qquad (41)$$

As equações de Maxwell

$$\mathrm{div}\bar{B} = 0 \qquad (42)$$

$$\mathrm{rot}\bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \qquad (43)$$

são equivalentes , para $\mu = 4$ e $\mu = 1,2,3$ respectivamente a

$$\partial_\lambda\left(*F^{\nu\lambda}\right) = 0 \qquad (44)$$

Vamos substituir nas expressões de $F_{\mu\nu}, F^{\mu\nu}$, etc. do Electromagnetismo , $\bar{E}, \bar{B}$ pelas grandezas hidrodinâmica (definidas em " Interpretação hidrodinâmica das equações de Maxwell ") :

$$\bar{E} = \frac{\partial \bar{u}}{\partial t} + \mathrm{grad}\left(\frac{u}{2}\right)^2$$
$$\bar{B} = \bar{\mathcal{H}} = -2\bar{\varpi} \qquad (45)$$

e a velocidade da luz , c, pela velocidade do som , a . O tensor $F_{\mu\nu}$ dá lugar ao sistema de grandezas hidrodinâmica :

$$F_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 0 & aB_z & -aB_y & E_x \\ -aB_z & 0 & aB_x & E_y \\ aB_y & -aB_x & 0 & E_z \\ -E_x & -E_y & -E_z & 0 \end{bmatrix} \qquad (46)$$

Vamos definir um objecto $\mathcal{U}_\lambda$, análogo á quadrivelocidade U_λ , dado por (31) :

$$\mathcal{U}_\lambda = \left(-u_x, -u_y, -u_z, a\right) \qquad (47)$$

Na equação (30) façamos $Q/m_0 = 1$, substituindo c por a , $\mathcal{U}_\lambda$ por U_λ e $F_{\mu\nu}$ por $\mathcal{F}_{\mu\nu}$

$$\frac{d\mathcal{U}^\mu}{dt} = \frac{1}{a}\mathcal{U}_\lambda \mathcal{F}^{\mu\lambda} \qquad (48)$$

As grandezas electrodinâmicas $F^{\mu\nu}$, U^{μ} , etc. , transformam-se tensorialmente para as transformações Lorentzianas de coordenadas . Como a luz tem a mesma velocidade em todos os referenciais de inércia , para qualquer par Σ e Σ' desses referenciais ter-se-á :

$$-dx^2 - dy^2 - dz^2 + c^2dt^2 =$$
$$= -dx'^2 - dy'^2 - dz'^2 + c^2dt'^2$$

Os sistemas de grandezas hidrodinâmica

$\mathbf{F}_{\mu\nu}, \mathbf{F}^{\mu\nu}$, etc . transformam-se tensorialmente para as transformações de coordenadas obtidas das de Lorentz substituindo c por a . Mas , ao contrário da luz , o som não tem a mesma velocidade em todos os referenciais de inércia , o que esvazia de conteúdo tais transformações bem como a métrica :

$$ds^2 = -dx^2 - dy^2 - dz^2 + a^2dt^2 \qquad (49)$$

que elas deixam invariante. Por outro lado , numa transformação de Galileu de um referencial inercial Σ noutro referencial inercial Σ' , se a velocidade de Σ' em relação a Σ for muito menor que a velocidade do som em relação ao meio em que se propaga, este terá aproximadamente a mesma velocidade em Σ e Σ' ($a \approx a'$) ; as grandezas $\mathbf{F}^{\mu\nu}, \mathbf{F}_{\mu\nu}$ transformam-se neste caso de uma forma aproximadamente tensorial para tais transformações de coordenadas .

Das relações $\bar{\mathbf{D}} = a^{-2}\bar{\mathbf{E}}, \bar{\mathbf{B}} = \bar{\mathbf{H}}$ (apresentadas em " Interpretação hidrodinâmica das equações de Maxwell ") , vem .

$$\partial_\lambda \mathbf{F}^{\mu\lambda} = a\mathbf{J}^{\mu} \qquad (50)$$

correspondente a (39) . A equação hidrodinâmica correspondente a (34) é :

$$\partial_\lambda \left(*\,\mathbf{F}^{\mu\nu}\right) = 0 \qquad (51)$$

sendo a dualidade a que corresponde o operador - * - referida á métrica (49) .

2 – Transcrição das equações de Maxwell em formas diferenciais exteriores .

Vamos introduzir as formas diferenciais exteriores de 1ª ordem em IR^3 :

$$\alpha^1_E = E_1dx + E_2dy + E_3dx$$
$$\alpha^1_H = H_1dx + H_2dy + H_3dx \qquad (52)$$
$$\alpha^1_J = J_1dx + J_2dy + J_3dx$$

e calcular as respectivas formas duais em IR^3 em relação á métrica cartesiana ortogonal δ_{ij}

$$*\alpha^1_E = \alpha^2_E = E_1dy\wedge dz + E_2dz\wedge dx + E_3dx\wedge dy$$
$$*\alpha^1_H = \alpha^2_H = H_1dy\wedge dz + H_3dx\wedge dy$$
$$*\alpha^1_J = \alpha^2_J = J_1dy\wedge dz + J_2dz\wedge dx + J_3dx\wedge dy$$

(53)

Vamos também definir as 3-formas em IR^3 densidade de carga

$$\alpha^3_{\rho e} = \rho_e dx\wedge dy\wedge dz \qquad (54)$$

e densidade de corrente :

$$\mathcal{I} = \alpha^2_J \wedge dt - \alpha^3_{\rho e} \qquad (55)$$

Vamos construir a 2-forma campo electromagnético em coordenadas galileanas reduzidas em M^4 :

$$\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\mu\nu}dx^\mu \wedge dx^\nu = \alpha^1_E \wedge dt + \alpha^2_B \qquad (56)$$

com $\alpha^2_B = \mu\alpha^2_H$ e sendo $F_{\mu\nu}$ dado por (17) , e definir a 2-forma :

$$\mathbf{G} = \mathbf{G}_{\mu\nu}dx^\mu \wedge dx^\nu = -\alpha^1_H \wedge dt + \alpha^2_D \qquad (57)$$

com $\alpha^2_D = \varepsilon\alpha^2_E$

De (56) com :

$$\mathbf{F} = E_1dx\wedge dt + E_2dy\wedge dt + E_3dz\wedge dt +$$
$$B_1dy\wedge dz + B_2dz\wedge dx + B_3dx\wedge dy$$

cuja diferencial exterior é :

$$d\mathbf{F} = dE_1\wedge dx\wedge dt + dE_2\wedge dy\wedge dt +$$

$$dE_3\wedge dz\wedge dt + dB_1\wedge dy\wedge dz +$$

$$dB_2\wedge dz\wedge dx + dB_3\wedge dx\wedge dy =$$

$$\left(\frac{\partial E_1}{\partial y} - \frac{\partial E_2}{\partial z} + \frac{\partial B_1}{\partial t}\right)dy\wedge dz\wedge dt +$$
$$\left(\frac{\partial E_1}{\partial z} - \frac{\partial E_3}{\partial x} + \frac{\partial B_2}{\partial t}\right)dz\wedge dx\wedge dt +$$
$$\left(\frac{\partial B_1}{\partial x} - \frac{\partial B_2}{\partial y} + \frac{\partial B_3}{\partial z}\right)dx\wedge dy\wedge dz =$$

$$\left(\mathrm{rot}\bar{E}+\frac{\partial\bar{B}}{\partial t}\right)_x dy\wedge dz\wedge dt+$$

$$\left(\mathrm{rot}\bar{E}+\frac{\partial\bar{B}}{\partial t}\right)_y dz\wedge dx\wedge dt+$$

$$\left(\mathrm{rot}\bar{E}+\frac{\partial\bar{B}}{\partial t}\right)_z dx\wedge dy\wedge dz+$$

$$\mathrm{div}\bar{B}dx\wedge dy\wedge dz \qquad (58)$$

Tomando

$dF=0$ (59)

obtêm-se as equações (37) e (43)

Desenvolvendo a expressão ;

$dG+\Gamma =$

$$-\left(\mathrm{rot}\bar{H}-\frac{\partial\bar{D}}{\partial t}-\bar{J}\right)_x dy\wedge dz\wedge dt$$

$$-\left(\mathrm{rot}\bar{H}-\frac{\partial\bar{D}}{\partial t}-\bar{J}\right)_y dz\wedge dx\wedge dt$$

$$-\left(\mathrm{rot}\bar{H}-\frac{\partial\bar{D}}{\partial t}-\bar{J}\right)_z dx\wedge dy\wedge dt$$

$$+\mathrm{div}\bar{D}dx\wedge dy\wedge dz+\beta_J^2\wedge dt-\alpha_{pe}^3$$

e tomando

$dG+\Gamma=0$ (60)

obtêm-se (37) e (38) . De (60) vem

$dG=-\Gamma$, logo ter-se-á , atendendo ao lema de Poincaré (se ω for uma forma diferencial exterior cujos coeficientes são funções da classe C" é sempre d(dω)=0) :

$d\Gamma=-d(dG)=0$

Logo :

$d\Gamma=0$ (61)

Desenvolvendo (61) a partir da definição (55) ,e igualando a zero, vem :

$$d\Gamma=\left(\mathrm{div}\bar{J}+\frac{\partial\rho_e}{\partial t}\right)dx\wedge dy\wedge dz\wedge dt=0$$

Logo obtém-se a equação da continuidade (6)

As equações(59),(60) e (61) correspondem ás equações hidrodinâmicas:

$dF=0$ (62)

com $F=F_{\lambda\mu}dx^\lambda\wedge dx^\mu$. Tem-se :

$d\mathcal{G}+\mathcal{T}=0$ (63)

com :

$\mathcal{G}=\mathcal{G}_{\mu\nu}dx^\mu\wedge dx^\nu=-\alpha_H^1\wedge dt+\alpha_D^2$

$\left(\alpha_D^2=a^{-2}\alpha_E^2\right)$

e :

$\mathcal{T}=\alpha_{Jm}^2\wedge dt-\alpha_{pm}^3$

sendo a densidade de massa ρm e $J_m=\rho_m u$

a densidade de corrente de massa .

Referências :

[1] Abreu Faro – " Propagação e Radiação das Ondas Electromagnéticas1-Ondas e Meios Materiais " ,A . E.I.S.T. ; pág.210-215 , 231-237 , 240-245 , 253-255 . , 1979 .

[2] Bamberg P. , & S. Hlomo Sternberg , " A Course In Mathematics for Students of Fhysics "Cambridge University Press , 1991 , New York , Port Chester , Melbourne ,Sydney

[3] Choquet-Bruhat , " Gemetrie Differentiel et Systemes Exterieurs " , Dunod , Paris , pág. 305-309 , 583-612 , 1968 Paris

[4] Harley Flanders, " Differential Formswith applications to Physical Science" , Dover Publications. Pág. 188-196 , 3ª ed. 1989 , New York

[5] Lichnerowicz , " Elementos de Cálculo Tensorial 2 , Ed. Águilar , pág. 238-256 . 1962 Paris .

[6] Schutz, "Geometrical Methods of Matternatical Physics" , p´g. 175-186 , 2ª ed.,Cambridge University Press , 1980

[7] Sousa Ramos , J. , " Singularidades do Campo Electromagnetico" , Comunicação apresentada ao " Encontro de Físicos e Matemáticos" , 11 e 12 de Outubro de 1979 , Universidade de Coimbra

Sensores de Bragg em Fibra Óptica

[1]O. Frazão, [2,1]F. M. Araújo, [1]I. Dias, [1]L. A. Ferreira, [2,1]J. L. Santos
[1]UOSE, INESC Porto, Rua Campo Alegre, 687, 4169-007 Porto, Portugal, ofrazao@goe.fc.up.pt
[2]Departamento de Física, FCUP, Rua Campo Alegre, 687, 4169-007 Porto, Portugal

Esta comunicação descreve o princípio físico de operação dos sensores de Bragg em fibra óptica, o processo de fabricação dos sensores utilizando a técnica da máscara de fase e várias aplicações como elementos sensores de temperatura e de deformação mecânica.

INTRODUÇÃO

As redes de Bragg são elementos simples, confinados ao núcleo da fibra óptica e com elevado potencial de produção em massa. A possibilidade de fabricar redes de Bragg directamente no núcleo das fibras ópticas por processos fotolíticos – sem afectar a integridade física e as características ópticas das fibras – veio a revelar-se, na última década, um dos mais férteis campos da investigação científica na área da optoelectrónica.

A sua utilização como elemento sensor associa todas as propriedades comuns aos sensores de fibra óptica – e.g., imunidade a interferências electromagnéticas, electricamente passivos, dimensões e peso reduzidos, capacidade de multiplexagem –, à codificação inerente em comprimento de onda [1]. Como a informação se encontra codificada num parâmetro absoluto – o comprimento de onda – a realização de medições é insensível a variações da potência óptica. A natureza ressonante da resposta espectral dos sensores de Bragg é especialmente atraente para aplicações de multiplexagem do comprimento de onda. Estas característica pode ser convenientemente explorada numa única fibra óptica contendo diversos elementos sensores com ressonâncias de Bragg distintas. Deste modo, é possível associar cada sensor a uma determinada posição ao longo da fibra, constituindo em conjunto um sensor quase-distribuído de deformação ou temperatura. A auto-referenciação e a capacidade de multiplexagem têm sido apontadas como as principais vantagens associadas aos sensores de Bragg, sustentando um enorme potencial de desenvolvimento tecnológico.

Neste artigo descrevemos o princípio de operação dos sensores de Bragg, o processo de fabricação com base na técnica da máscara de fase e várias aplicações como elementos sensores de temperatura e de deformação mecânica.

TEORIA

As redes de Bragg são formadas por uma modulação periódica do índice de refracção do núcleo da fibra óptica. O valor máximo da reflectividade dessa microestrutura ocorre quando a constante de propagação do modo guiado no núcleo se encontra em ressonância com a modulação espacial do índice – com período Λ –, estabelecendo a conhecida condição de Bragg

$$\lambda_B = 2n_{efc}\Lambda, \qquad (1)$$

onde n_{efc} é o índice efectivo do núcleo. A figura 1 ilustra a acção de uma rede de Bragg sobre a luz propagada no núcleo da fibra óptica.

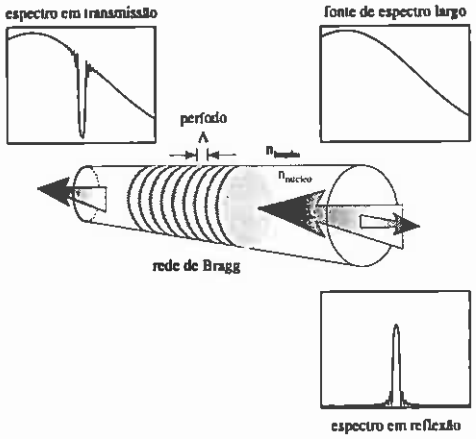


Figura 1 – Representação esquemática de uma rede de Bragg em fibra óptica.

As redes de Bragg, como parte integrante da fibra óptica, são sensíveis à aplicação de grandezas físicas, na mesma medida que a própria matriz de sílica. Cedo foi reconhecido que as propriedades espectrais das redes de Bragg dependiam de grandezas como a temperatura e a tensão mecânica [2]. Se considerarmos a relação de Bragg na sua forma diferencial, temos

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B\left(\frac{\Delta n_{efc}}{n_{efc}} + \frac{\Delta\Lambda}{\Lambda}\right); \qquad (2)$$

ou seja, a aplicação de qualquer grandeza que provoque uma alteração do índice efectivo ou do período, induz um desvio no comprimento de onda ressonante. O princípio básico de operação dos sensores de Bragg baseia-se então na medição dos desvios em comprimento de onda induzidos na condição de ressonância por variação de temperatura [2], de deformação mecânica [2], de pressão [3] ou de campos magnéticos [4]. No entanto, dada a importância prática atribuída aos sensores de temperatura e de deformação, a maioria das demonstrações com base nos sensores de Bragg têm sido centradas nessas aplicações [5,6].

A sensibilidade à temperatura dos sensores de Bragg resulta da expansão térmica da matriz sílica e da dependência do índice de refracção com a temperatura.

Assim, para uma variação da temperatura ΔT, o correspondente desvio na ressonância de Bragg é dado por

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B\left(\frac{1}{\Lambda}\frac{\partial\Lambda}{\partial T}+\frac{1}{n}\frac{\partial n}{\partial T}\right)\Delta T = \lambda_B(\alpha+\xi)\Delta T\,, \qquad (3)$$

onde α e ξ são o coeficiente de expansão térmica e o coeficiente termo-óptico da sílica, respectivamente. No caso da sílica, o coeficiente de expansão térmica tem o valor de $0.55\times10^{-6}\ K^{-1}$ e o coeficiente termo-óptico o valor de $8.0\times10^{-6}\ K^{-1}$; pelo que, na presença de variações da temperatura, a variação do comprimento de onda ressonante é dominada pela alteração do índice de refracção. A figura 2 mostra a variação do comprimento de onda da resposta espectral em função da temperatura, para um sensor com ressonância centrada a 1523.7 nm. Os dados nesta figura suportam um coeficiente de ajuste linear de 11.63 pm/°C, ligeiramente inferior ao valor teórico 13.48 pm/°C determinado a partir da relação (3).

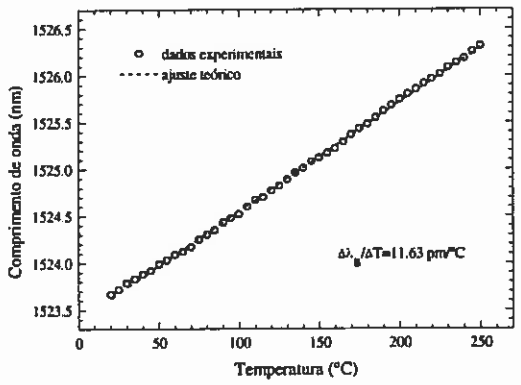


Figura 2 - Variação do comprimento de onda de Bragg em função da temperatura.

Por outro lado, a sensibilidade à tensão mecânica advém simultaneamente da deformação física da matriz de sílica e da alteração do índice devido ao efeito fotoelástico. A variação do comprimento de onda ressonante para a aplicação de tensão mecânica longitudinal, da qual resulta uma deformação longitudinal $\Delta\varepsilon$, é então dada por

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B\left(\frac{1}{\Lambda}\frac{\partial\Lambda}{\partial\varepsilon}+\frac{1}{n}\frac{\partial n}{\partial\varepsilon}\right)\Delta\varepsilon = \lambda_B(1-p_e)\Delta\varepsilon\,, \qquad (4)$$

onde p_e representa a constante fotoelástica da sílica. Esta constante tem, no caso da sílica, um valor numérico aproximado de 0.22. A figura 3 mostra a dependência da ressonância de Bragg em função da deformação longitudinal para um sensor com resposta centrada a 1563.0 nm, a que corresponde um ajuste linear de 1.08 pm/με, em bom acordo com o valor, 1.22 pm/με, estimado a partir da equação 4.

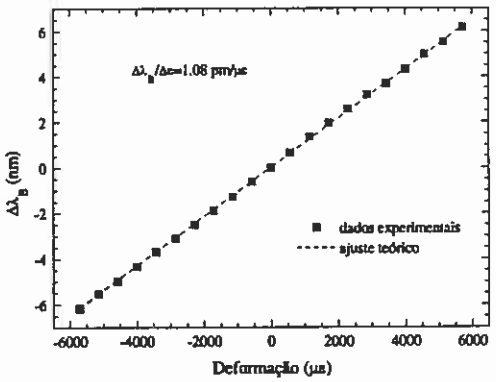


Figura 3 - Variação do comprimento de onda de Bragg em função da deformação longitudinal.

FABRICAÇÃO DOS SENSORES

O mecanismo não-linear responsável pela fotoindução de alterações permanentes do índice de refracção é conhecido por fotossensibilidade, e está associado a centros presentes na matriz da sílica dopada com germânio que constitui o núcleo das fibra ópticas fotossensíveis [7]. Este mecanismo permite a fabricação directa de microestruturas no núcleo das fibras ópticas por exposição transversal a padrões periódicos de radiação ultravioleta. Cada elemento individual da microestrutura é formado por irradiação pontual do núcleo da fibra, que provoca uma alteração localizada do índice de refracção em relação às posições adjacentes não iluminadas. Existem diversas técnicas interferométricas [8,9] e não-interferométricas [10,11], que permitem obter padrões com períodos submicrométricos adequados à fabricação de redes de Bragg em fibra óptica.

Actualmente, uma das técnica mais difundida recorre a um elemento difractivo, designado por máscara de fase, para definir esse padrão [12,13]. A máscara de fase – rede de difracção utilizada em transmissão – consiste numa série de depressões longitudinais na superfície de um substrato de sílica produzidas por fotolitografia. A sobreposição dos feixes transmitidos correspondentes às ordens +1 e −1 de difracção, na proximidade da superfície da máscara de fase, conduz à formação de um padrão de interferência, que torna possível a fabricação das redes de Bragg.

Na figura 4 é ilustrada a montagem experimental tipicamente usada na fabricação de redes de Bragg com base na técnica da máscara de fase. A fibra óptica é mantida junto da superfície da máscara alinhada transversalmente com as depressões, sendo a radiação ultravioleta focada longitudinalmente na fibra óptica através de uma lente cilíndrica. Deve salientar-se que, numa máscara ideal – i.e., com supressão total da ordem zero –, o período de modulação do padrão de interferência é sempre metade do período da máscara de fase, sendo independente do comprimento de onda da emissão laser (ver figura 4). Deste modo, o período de modulação do padrão de interferência só depende do período da máscara

de fase, pelo que o fabrico de redes de Bragg com diferentes comprimentos de onda centrais exige o recurso a máscaras de fase distintas. No entanto, a extrema simplicidade do alinhamento e a estabilidade inerente do padrão de interferência permitem fabricar redes de Bragg com elevada reprodutibilidade.

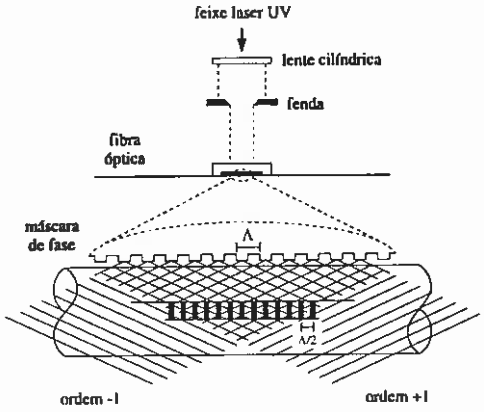


Figura 4 - Montagem experimental para a fabricação de redes de Bragg através da máscara de fase.

A elevada flexibilidade de fabricação das redes de Bragg permite a construção de matrizes contendo diversos elementos sensores em diferentes configurações. Como foi atrás referido, as técnicas de multiplexagem em comprimento de onda podem ser exploradas na interrogação de um elevado número de sensores de Bragg fabricados numa única fibra óptica. A estas técnicas pode ainda associar-se a multiplexagem espacial baseada por exemplo em comutadores ópticos, que permite multiplicar o número de fibras idênticas (ver figura 5), tornando possível na prática o desenvolvimento de sistemas quase-distribuídos, envolvendo um elevado número de elementos sensores.

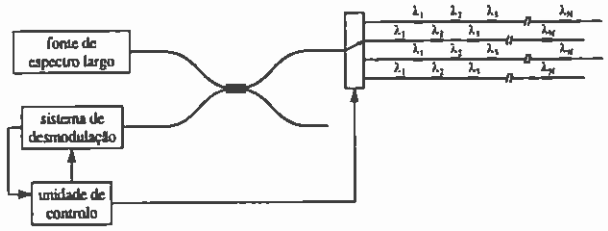


Figura 5 - Sistema composto por vários sensores de Bragg colocados em quatro fibras ópticas ligadas ao sistema de monitorização por um comutador óptico

APLICAÇÕES EM ENGENHARIA

Os sensores de Bragg têm assim um elevado potencial de desenvolvimento em diversas áreas de aplicação. Em particular, destaca-se a área dos sensores embebidos em materiais compósitos para o desenvolvimento de estruturas inteligentes [14]. As reduzidas dimensões dos sensores de Bragg permitem a sua inclusão no próprio material compósito sem comprometer a integridade da estrutura, de modo a proporcionar informação em tempo real sobre o seu estado e desempenho a longo prazo. Na figura 6 podemos observar um exemplo desta aplicação, onde vários sensores de Bragg foram integrados num material compósito, constituindo uma placa de reforço instrumentada. Os sensores de Bragg permitem avaliar em tempo real e em diversos pontos a deformação imposta à placa .

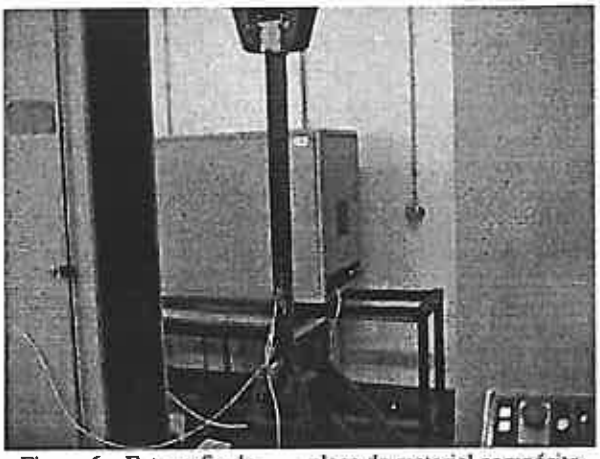


Figura 6 – Fotografia de uma placa de material compósito instrumentada com sensores de Bragg.

Outra aplicação especialmente atraente, consiste no desenvolvimento de cabeças sensoras para a monitorização de estruturas de construção civil. Na figura 7 podemos observar um exemplo de uma cabeça sensora especialmente desenhada para inclusão em estruturas de betão armado.

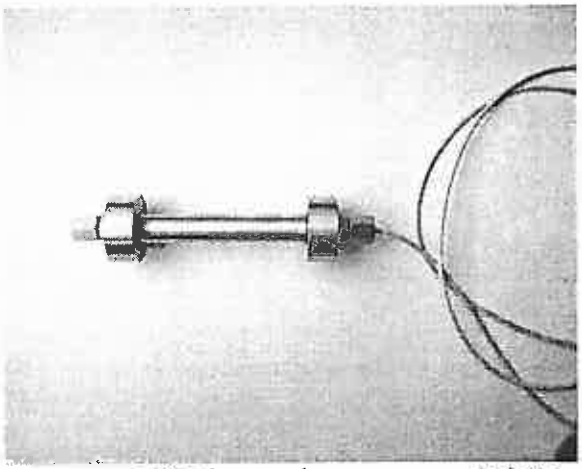


Figura 7 – Fotografia de uma cabeça sensora para inclusão em estruturas de betão armado.

Neste caso são inseridos dois sensores de Bragg em cada cabeça sensora; de modo que, um dos sensores é sensível à deformação e à temperatura, enquanto, o outro é apenas sensível à temperatura. Assim é possível determinar simultaneamente, em cada posição, a temperatura e a deformação.

A capacidade natural dos sensores de Bragg para integração na estrutura de cabos ópticos é também

atraente para o desenvolvimento de sistemas de medição quase-distribuída de temperatura. O desenvolvimento de cablagens dedicadas para a monitorização quase-distribuída de temperatura tem aplicações em vários domínios, como por exemplo: a detecção de incêndios em túneis, a detecção de fugas em instalações de produção de vapor, a monitorização de furos geotérmicos, a monitorização da cura do betão na construção civil e a monitorização de ecossistemas aquáticos. A figura 8 mostra os resultados do teste de um desses cabos ópticos, contendo vários sensores de Bragg. Como é possível observar, no intervalo de temperaturas considerado de –40 a +70 °C, todos os elementos sensores evidenciam um a resposta similar à do termopar convencional.

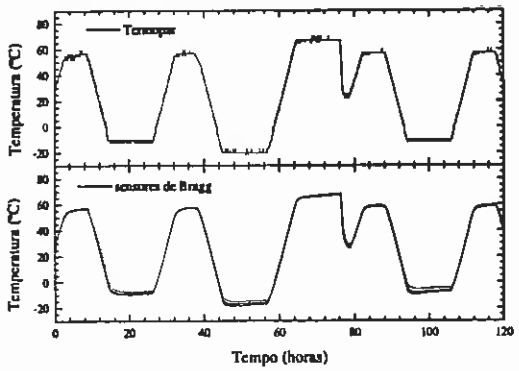


Figura 8 – Monitorização da temperatura com sensores de Bragg integrados num cabo de fibras ópticas, durante a aplicação de ciclos térmicos entre –40 e +70 °C.

CONCLUSÕES

A tecnologia das redes de Bragg suporta um enorme potencial de desenvolvimento industrial. Nos últimos anos salientaram-se três áreas com especial interesse tecnológico: o desenvolvimento de cablagens avançadas integrando sensores de Bragg, o desenvolvimento de materiais compósitos para a construção de estruturas inteligentes e o desenvolvimento de sensores para a monitorização de estruturas de construção civil.

Os resultados obtidos são inovadores, revelando interesse na produção e comercialização de sistemas baseados nos sensores de Bragg. O desenvolvimento industrial desta tecnologia deverá garantir a médio prazo a produção de produtos com elevado valor acrescentado associado a uma qualidade superior e ao acesso a novas funcionalidades.

REFERÊNCIAS

[1] Kersey, A.D., Davis, M.A., Patrick, H.J., LeBlanc, M., Koo, K.P., Askins, C.G., Putnam, M.A., and Friebele, E.J. (1997) "Fiber Grating sensors", *J. Lightwave Technol.* **15**, 1442-1463.

[2] Morey, W.W., Meltz, G., and Glenn, W.H. (1989) "Fibre optic Bragg grating sensors", in *Fiber Optic and Laser Sensors VII*, Proc. SPIE **1169**, Boston, USA, 98-107.

[3] Xu, M.G., Reekie, L., Chow, Y.T., and Dakin, J.P. (1993) "Optical in-fibre grating high pressure sensor", *Electron. Lett.* **29**, 398-399.

[4] Kersey, A.D., and Marrone, M.J. (1994) "Fibre Bragg high-magnetic-field probe", in *Proc. 10th International Conference On Optical Fiber Sensors*, Glasgow, UK, 53-56.

[5] Melle, S.M., Liu, K., and Measures R.M. (1993) "Practical fiber-optic Bragg grating strain gauge system", *Appl. Opt.* **32**, 3601-3609.

[6] Rao, Y.J., Webb, D.J., Jackson, D.A., Zhang, L., and Bennion, I. (1997) "In-fiber Bragg-grating temperature sensor system for medical applications", *J. Lightwave Technol.* **15**, 779-784.

[7] Hill, K.O., Malo, B., Bilodeau, F., and Johnson, D.C. (1993) "Photosensitivity in optical fibers", *Annu. Rev. Mater. Sci.* **23**, 125-157.

[8] Meltz, G., Morey, W.W., and Glenn, W.H. (1989) "Formation of Bragg gratings in optical fibers by transverse holographic method", *Opt. Lett.* **14**, 823-825.

[9] Zhang, Q., Brown, D.A., Reinhart, L., and Morse, T.F. (1994) "Simple prism-based scheme for fabricating Bragg gratings in optical fibers", *Opt. Lett.* **19**, 2030-2032.

[10] Malo, B., Hill, K.O., Bilodeau, F., Johnson, D.C., and Albert, J. (1993b) "Point-by-point fabrication of micro-Bragg gratings in photosensitive fibre using single excimer pulse refractive index modification techniques", *Electron. Lett.* **29**, 1668-1669.

[11] Mihailov, S.J., and Gower, M.C. (1994) "Recording of efficient high-order Bragg reflectors in optical fibres by phase mask image projection and single pulse exposure with an excimer laser", *Electron. Lett.* **30**, 707-709.

[12] Hill, K.O., Malo, B., Bilodeau, F., Johnson, D.C., and Albert, J. (1993) "Bragg gratings fabricated in monomode photosensitive optical fiber by UV exposure through a phase mask", *Appl. Phys. Lett.* **62**, 1035-1037.

[13] Anderson, D.Z., Mizrahi, V., Erdogan, T., and White, A.E. (1993) "Production of in-fibre gratings using a diffractive optical element", *Electron. Lett.* **29**, 566-568.

[14] Udd, E., Laurence, C.M., and Nelson, D.V. (1997) "Development of a three-axis strain and temperature fiber optic grating sensor", in *Smart Structures and Materials 1997: Smart Sensing, Processing, and Instrumentation*, Proc. SPIE **3042**, 229-236.

EFFECT OF THE SUBSTRATE TEMPERATURE ON THE SURFACE STRUCTURE, COMPOSITION AND MORPHOLOGY OF INDIUM TIN OXIDE FILMS

C. Nunes de Carvalho*[1,2], A. M. Botelho do Rego[3], A. Amaral[2,4], P. Brogueira[4], G. Lavareda[1,2]

[1]Departamento de Ciências dos Materiais da FCT-UNL,Quinta da Torre, 2825-114 Caparica, Portugal
[2]CFM; [3]CQFM, Complexo Interdisciplinar, IST, Av. Rovisco Pais, 1049-001 Lisboa, Portugal
[4]Departamento de Física, IST, Av. Rovisco Pais, 1049-001 Lisboa, Portugal
e-mail: pccanc@alfa.ist.utl.pt

Abstract

Surface properties of Indium-Tin Oxide (ITO) films are sensitive to substrate temperature. ITO films were produced by Reactive Thermal Evaporation (RTE) of an indium-tin alloy in the presence of added oxygen at different substrate temperatures. The surface chemical composition and structure were examined by X-ray Photoelectron Spectroscopy (XPS). The surface morphology has been analysed by Atomic Force Microscopy (AFM). XPS results indicate that all the surfaces of the ITO films under analysis contain amorphous and crystalline phases. The best ITO films for optoelectronic applications show the smallest percentage of oxygen and indium atoms in an amorphous phase. Atomic Force Microscopy showed that these films have reduced surface roughness (6.265 nm) and grains with almost uniform size and shape. The ITO films deposited on substrates in the lower temperature range are darkened and show an increase in the amount of surface tin associated with a decrease in the amount of indium, leading to the formation of the SnO_2 rich surfaces.

Keywords

Indium Tin Oxide, Substrate Temperature, X-ray Photoelectron Spectroscopy, Atomic Force Microscopy, Amorphous Phase, Darkening.

Introduction

The Indium Tin Oxide (ITO) thin films are wide-bandgap, n-type semiconductors which are extensively used as wave-selective coatings and transparent electrodes. Consequently, along with their good etchability and adherence to many types of substrate, the ITO thin films became the films of choice for plenty of applications, ranging from optical coatings to front contacts on various optoelectronic and photovoltaic devices [1] [2]. The ITO thin films electrical characteristics are attributed to the presence of oxygen vacancies and substitutional tin, created during or after growth. Nevertheless, as their fundamental properties (optical, electrical and structural) depend on the deposition technique and on the deposition system geometry, a careful optimization of the main production parameters is demanded for reproducible properties. The ITO thin films can be produced by different deposition techniques, namely the Reactive Thermal Evaporation [3], r.f. Sputtering [4], Electron Beam Evaporation [5] and Spray Pyrolysis [6]. The deposition technique selected was the Reactive Thermal Evaporation, which turned out to be a simple and effective one for the deposition of good ITO films. In the present work an attempt is made to explain the main causes for the changes in transparency, electrical conductivity and chemical composition of the ITO films deposited by RTE due to substrate temperature variations by means of surface characterization techniques.

Experimental

The ITO thin films were deposited on glass substrates, which were previously cleaned with washing agents before loading. A thermocouple was embedded in a dummy glass substrate for temperature measure accuracy. The films were grown at different substrate temperatures, $T_s = 473 - 353$ K. The other deposition parameters – alloy chemical composition; deposition pressure and deposition rate – were kept constants. The values of these parameters were found on a previous study of the ITO thin films in order to obtain highly transparent and conductive films without post deposition annealing treatment [7]. The ITO thin films were deposited up to a film thickness of about 100 nm. The total transmittance, $T(\lambda)$, and total reflectance, $R(\lambda)$, in the visible region were measured using a Shimadzu UV-3100 spectrophotometer equipped with an integrating sphere attachment (wavelength range: $400 \text{ nm} \leq \lambda \leq 800 \text{ nm}$), without a bare substrate as the optical reference. The haze of the films, $H(\lambda)$, was calculated by the relationship, $H(\lambda) = T_d(\lambda)/T(\lambda)$, where $T_d(\lambda)$ is the diffused transmittance. The sheet resistance was measured using a Veeco FPP-5000 four-point probe. The ITO thin films were analysed by X-Ray Photoelectron Spectroscopy (XPS) using a XSAM800 (KRATOS) X-Ray Photoelectron Spectrometer operated in the fixed analyser transmission (FAT) mode, with a pass energy of 10 eV and the non-monochromatised MgKα X-radiation ($h\nu = 1253.7$ eV). Typical operating parameters were 13 keV and 10 mA. Samples were analysed in ultra high vacuum (UHV) at typical base pressure of the order of 10^{-7} Pa. All the sample transfers were made in air. Samples were analysed at room

temperature at take-off angle relative to the surface (TOA) of 90°. Spectra were collected and stored in 200 channels with a step of 0.1 eV and 60 s of acquisition by sweep, using a Sun SPARC Station 4 with Vision software (Kratos). The curve fitting for component peaks was carried out with a non-linear least-squares algorithm using a mixture of gaussian and lorentzian peak shapes. Charge shifts were corrected using the C 1s photoelectron peak (binding energy = 285.0 eV), corresponding to the contaminant carbon as an internal reference. Atomic Force Microscopy measurements were done using a Multimode with a Nanoscope IIIa controller from Digital Instruments. The image was performed in tapping mode using commercial Tapping Mode Etched Silicon Probes and a 10×10 μm^2 scanner. All measurements were performed on 1×1 μm^2 areas under ambient conditions.

Results and Discussion

Table I shows the values of the ITO thin films main properties deposited at different substrate temperatures, T_s. As it can be seen, the films sheet resistance does not vary significantly as a function of the substrate temperature for 383 K ≤ T_s ≤ 473 K.. However, the decrease of the substrate temperature (T_s < 443 K) helps to decrease the average total transmittance in the visible region, < T >, and a progressive darkening of the ITO films is observed. The ITO deposited at T_s = 353 K contained a non-adherent black powder on the surface of the film. Thus, it may be inferred that ITO thin films, which exhibit the desired values of transparency and conductivity, are obtained for 443 K ≤ T_s ≤ 473 K.

TABLE I
Average transmittance (< T >), reflectance (< R >) and haze (< H >) in the visible region and sheet resistance (R_s) of ITO thin films deposited by Reactive Thermal Evaporation as a function of the substrate temperature (T_s).

T_s (K)	473	443	413	383	353
< T > (%)	80	82	60	14	4
< R > (%)	14	13	9	8	7
< H > (%)	0.4	0.4	1	3	9
R_s (Ω/sq.)	36	31	38	38	115

Fig. 1 shows the XPS spectra in the In 3d region for the surfaces of ITO films under analysis. For all the ITO films, the binding energy difference of the In 3d3/2 and 3d5/2 peaks was constant and equal to 7.5 ± 0.2 eV. Only the most intense peak, the In 3d5/2, was curve fitted with mixed gaussian (30%) and lorentzian (70%) profiles.
The best fitting was achieved with three components at binding energies (BE) of 444.2 ± 0.1; 445.0 ± 0.1 and 446.0 ± 0.1 eV with a FWHM of 1.4 ± 0.1 eV. The first peak is assigned to the crystalline indium oxide (In_2O_3), the second to the amorphous indium oxide and the third one to $In(OH)_x$ species.

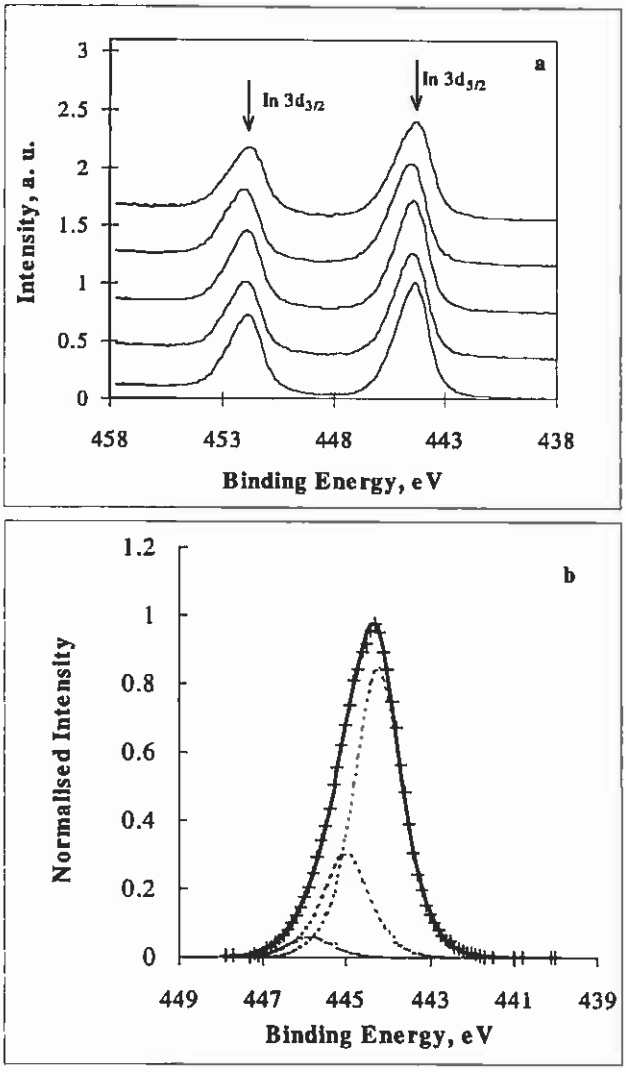


Fig. 1 – a) XPS spectra in the In 3d region for ITO films deposited at different substrate temperatures. The spectra were vertically set off for clarity of presentation. Spectra, from bottom to top, correspond to samples prepared with substrate temperatures of 473, 443, 413, 383 and 353 K. b) Curve fitting for sample prepared at 473 K.

The difference between binding energies of a given species included in regions of different crystallinity has been mentioned in the literature, namely for the binding energy of the oxygen atom in the ITO films [8]. The difference can be explained by a different charge accumulation in each of the surface regions (amorphous or crystalline) leading to charge shifts rather than chemical shifts [9]. The atomic percentages of these components in the ITO films as a function of the substrate temperature are shown in Table II. As we can see, all the ITO surfaces consist of crystalline and amorphous phases and the decrease of substrate temperature leads to an increase in the amount of the amorphous phase. We also verify that all the ITO films contained $In(OH)_x$ species, probably resulting from the reaction of hydrogen with the ITO surface. In the present work we have no evidence of the presence of surface metallic indium in the ITO films.

TABLE II
Atomic percentages of each component for the XPS In $3d_{5/2}$ region in the ITO thin films as a function of the substrate temperature and binding energy (BE).

	Substrate Temperature (K)					
BE (eV)	473	443	413	383	353	353*
444.2	67	64	61	62	56	54
445.0	27	28	33	33	36	37
446.0	6	8	6	6	7	9

*cleaned from superficial black powder

Fig. 2 shows the XPS spectra in the O 1s region. All the spectra are different and the best fitting presents three different components at binding energies of 530.1±0.1 eV with a FWHM of 1.3±0.1 eV; 531.4±0.1 and 532.6±0.1 eV with a FWHM of 1.6±0.1 eV.

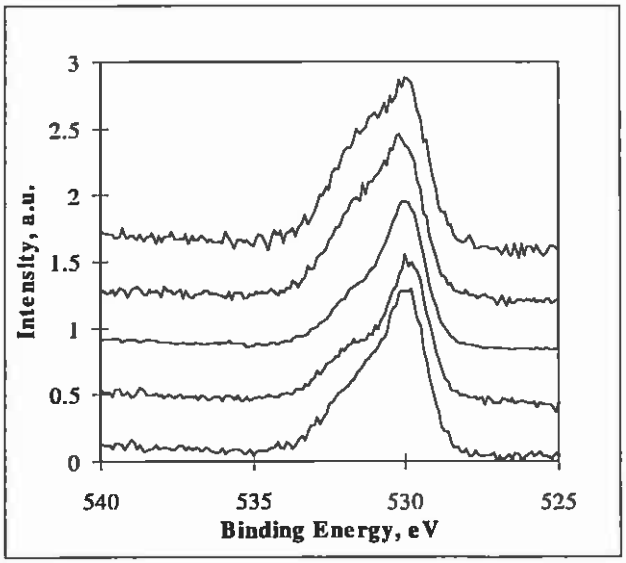


Fig. 2 – XPS spectra in the O 1s region for ITO films deposited at different substrate temperatures. The spectra were vertically set off for clarity of presentation. Spectra, from bottom to top, correspond to samples prepared with substrate temperatures of 473, 443, 413, 383 and 353 K.

The 530.1±0.1 eV peak is assigned to lattice oxygen in the crystalline indium tin oxide. The 531.4±0.1 eV peak can be assigned to oxygen atoms in an amorphous ITO phase. The fact that the B.E. shifts of oxygen and indium in the amorphous phase relative to the crystalline phase are both positive reinforces our previous statement that the difference between the two phases arise from a charge shift rather than a chemical shift. The 532.6±0.1 eV peak is assigned to oxygen atoms in the $In(OH)_x$ species. The atomic percentages of these components in the ITO samples are shown in Table III. As we can see, the increase in the substrate temperature causes an increase in atomic percentage of surface oxygen corresponding to crystalline indium tin oxide. This result confirms the important role of the substrate temperature on the promotion of the crystalline phase formation in these films. Interestingly, data also indicates that the ITO film which has the best optoelectronic properties for device fabrication (T_s = 443 K) contains the lowest percentage of surface oxygen atoms in an amorphous phase. In Fig. 3 we can see the XPS spectra in the Sn 3d region for the ITO films. Two peaks, 8.5±0.1 eV distant, due to Sn $3d_{3/2}$ and Sn $3d_{5/2}$ were observed. As the amount of tin is very small in this type of thin films, the statistics of the acquisition is not so good as it is for indium. Consequently, there is an increased difficulty in curve fitting the most intense of these peaks. The only certitude is that a single gaussian-lorentzian profile is not enough to fit the experimental peak. The best fitting was achieved with two components at binding energies of 486.2±0.1 and 487.1±0.1 eV with a FWHM of 1.5 ± 0.1 eV.

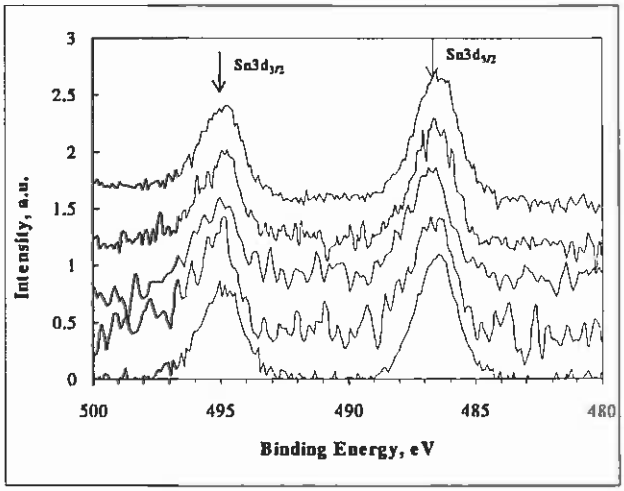


Fig. 3 – XPS spectra in the Sn 3d region for ITO films deposited at different substrate temperatures. The spectra were vertically set off for clarity of presentation. Spectra, from bottom to top, correspond to samples prepared with substrate temperatures of 473, 443, 413, 383 and 353 K.

TABLE III
Atomic percentages of each component for the XPS O 1s region in the ITO thin films vs substrate temperature and binding energy (BE).

	Substrate Temperature (K)					
BE (eV)	473	443	413	383	353	353*
530.1	54.0	53.3	52.9	46.4	43.3	38.7
531.4	30.1	26.0	27.5	33.1	36.8	32.6
532.6	16.0	20.7	19.6	20.6	19.9	28.7

*cleaned from superficial black powder.

The first peak is assigned to SnO and the second to SnO_2 [10]. Their atomic percentages are shown in Table IV. Table V indicates the global quantification of In, Sn, and O together with the atomic ratios In/Sn and total oxygen/total metal in the ITO films as a function of the substrate temperature. XPS analysis results show that, for all the darkened ITO films ($T_s \leq$ 383 K), there is an increase in the amount of the surface Sn associated with a decrease in the amount of In. Simultaneously, a deviation from the ideal composition of the crystalline indium sesquioxide (In_2O_3) is verified (Table VI), resulting in surface lattice structural disorder which reduces mobility of charge carriers and increases light loss. On the other hand, the atomic percentage of SnO_2 is higher than the

percentage of SnO, indicating the formation of a SnO_2 rich surface (Table IV). As mentioned, the ITO film deposited at the lowest substrate temperature (T_s = 353 K), contained a non-adherent black powder at the surface. XPS analysis was performed on both films with and without this powder. The results obtained show that the powder is mainly composed of SnO (Table IV). However, we not eliminate the possibility that a significant amount of oxygen is due to contaminants present on the surface of the ITO film from the powder removal agent used.

TABLE IV
Atomic percentages of each component for the XPS Sn $3d_{5/2}$ region in the ITO thin films as a function of the substrate temperature and binding energy (BE).

	Substrate Temperature (K)					
BE (eV)	473	443	413	383	353	353*
486.2	57.5	29.3	26.5	44.9	64.1	35.3
487.1	42.5	70.7	73.5	55.1	35.9	64.7

*cleaned from superficial black powder.

TABLE V
Global quantifications of In, Sn and O, together with the atomic ratios In/Sn and total oxygen/total metallic atoms in the ITO films vs substrate temperature.

Substrate Temperature (K)	473	443	413	383	353	353*
In	35	36	36	33	29	24
Sn	0.9	0.4	0.4	0.7	4.2	1.5
O	64	64	64	67	67	75
In/Sn	38	97	88	45	7	16
O/(In+Sn)	1.8	1.8	1.7	2.0	2.0	2.9

TABLE VI
Ratio between the number of oxygen atoms of the component at 530.1 eV and the number of indium III atoms versus substrate temperature, with the following assumptions: $O_{530.1}$ / $In_{444.2}$

Substrate Temperature (K)	473	443	413	383	353	353*
$O_{530.1}$ / $I_{444.2}$	1.48	1.49	1.53	1.53	1.80	1.77

*cleaned from superficial black powder.

The surface morphology changes in ITO films as a function of the substrate temperature can be visualized by the AFM images shown in Fig. 4. The ITO film deposited at T_s = 353 K exhibits a feature characteristic of a film that is mainly amorphous with some traces of crystalline phase present, which is in accordance with our XPS results. The ITO film deposited on substrates in the lower temperature range, 383 ≤ T_s ≤ 413 K, was found to be significantly rougher (18 nm) than that deposited in the higher temperature range (6 nm). The latter is a finer-grained film with grains almost uniform in size and shape [11] and, as detected by XPS analysis, with the smallest regions of amorphous ITO among them. The knowledge of the macroscopic data listed in Table I allow us to conclude that this is the favourable microstructure for these ITO films.

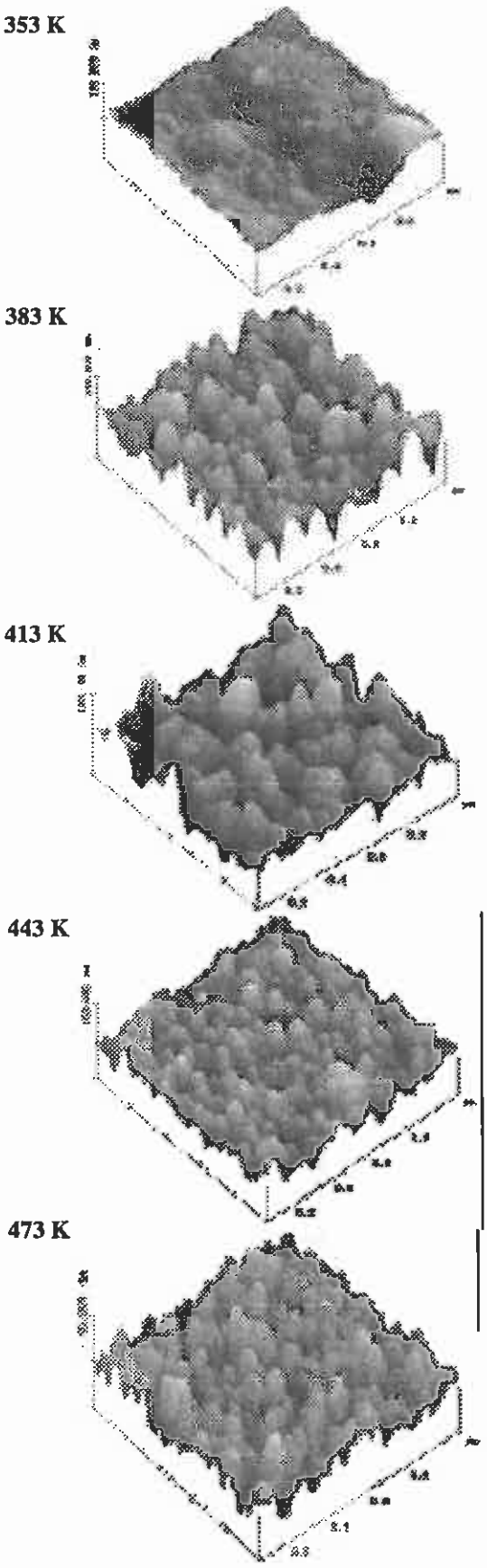


Fig. 4 - AFM images of ITO films deposited by RTE at different substrate temperatures.

Conclusions

The substrate temperature has a significant effect on the surface structure, composition and morphology of ITO thin films deposited by Reactive Thermal Evaporation of an In:Sn alloy. All the surfaces of the ITO thin films under analysis show crystalline and amorphous phases. The ITO thin films deposited at $T_s \leq 383$ K are darkened and show an increase in the amount of surface tin associated to a decrease in the amount of indium, giving rise to SnO_2 rich surfaces. The highly transparent and conductive ITO films, deposited at $443\ K \leq T_s < 473\ K$, show the lowest percentage of surface oxygen and indium atoms in an amorphous phase and the darkening disappears. The homogeneity of the ITO thin films is enhanced (finer-grained films are produced) and consequently a smooth surface, with reduced roughness and grains with almost uniform size and shape, is obtained.

Acknowledgements

This work was supported by "Fundação para a Ciência e Tecnologia" through a Pluriannual Contract with CFM (IST) and CQFM (IST) and by a PRAXIS XXI project, ref. 3/3.1/CEG/2620/95.

References

[1] G. Lavareda, E. Fortunato, C. N. Carvalho. R. Carrapa and R. Martins, Proc. of the International Semiconductor Device Research Symp. Conf. (ISDRS), Vol. **1** (1993) 161.
[2] R. Keough, Vacuum Solutions **4** (1998) 31.
[3] W. Spence, Journal of Applied Physics **38** (1967) 3767.
[4] R. Tueta and M. Braguier, Thin Solid Films **80** (1981) 143.
[5] R. Banerjee, D. Das, S. Ray and A. Batabyal, Solar Energy Materials **13** (1985) 11.
[6] W. Sieffert, Thin Solid Films **121** (1984) 275.
[7] C. Nunes de Carvalho, PhD Thesis, FCT da Universidade Nova de Lisboa, 1995, pp. 97.
[8] T. Ishida, H. Kobayashi and Y. Nakato, J. Appl. Phys. **73** (9) (1993) 4344.
[9] B.J. Tielsch and J.E. Fulghum, Surf. & Interf. Analysis **24** (6) (1996) 422.
[10] D. Shuttleworth, J. Phys. Chem. **84** (1980) 1629.
[11] A. Amaral, P. Brogueira, C. Nunes de Carvalho and G. Lavareda, Proc. of the EPMESC VII, (to be published) (1999).

Circuitos RF CMOS de Baixa Tensão para Comunicações Móveis

Fernando Azevedo (1,2), Fernando Fortes (1,2), Maria João do Rosário (2,3)

(1) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, (2) Instituto de Telecomunicações, (3) Instituto Superior Técnico

Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1900 Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8317289; Fax: +351.1.8317114
email: fsa@isel.pt

RESUMO

A banalização da utilização de comunicações móveis suscitou, em investigadores e fabricantes, a necessidade de explorar as tecnologias CMOS normalizadas para serem usadas em circuitos analógicos de alta frequência. Esta comunicação apresenta o projecto e concretização de dois circuitos monolíticos para RF (RFIC) em tecnologia CMOS normalizada, para comunicações móveis. Será apresentado um misturador com rejeição de imagem e um amplificador de potência, ambos a funcionarem a 1.9GHz e com uma tensão de alimentação de 3V.

Palavras chave - circuitos integrados CMOS, RFIC, comunicações móveis, amplificador de potência, conversão de frequência, misturador rejeita-imagem.

I. INTRODUÇÃO

A explosão do mercado de comunicações móveis e a contínua evolução dos sistemas digitais vieram dar um forte impulso aos projectistas de circuitos analógicos no sentido de reformular as arquitecturas *Front-End* que, como se sabe, se mantiveram estagnadas durante décadas. O *Front-End* corresponde a todo o interface analógico entre a antena e o processamento digital do transceptor. No caso das comunicações móveis, ele tem que detectar sinais muito fracos (da ordem dos μV) a altas frequências (800MHz a 2,5GHz) e, ao mesmo tempo, tem que transmitir, às mesmas frequências, níveis de potência elevados (250mW a 2W). Isto requer circuitos analógicos, como filtros, misturadores, amplificadores e VCOs, responsáveis pela transposição do sinal entre a antena e os conversores-ADC, com especificações muito exigentes.

O receptor super-heterodino, inventado em 1918 por Armstrong [1], continua, ainda hoje, a fazer parte da arquitectura de milhões de transceptores por todo o mundo. Esta arquitectura necessita de um conjunto de componentes discretos, normalmente de diferentes tecnologias. Embora este tipo de arquitectura seja largamente usada com resultados excelentes, torna-se impraticável em sistemas de comunicação móveis, onde, ao pretender obedecer aos objectivos de alta portabilidade e baixo custo de fabrico, se é obrigado à procura de soluções com total integração numa tecnologia única. Com efeito, o rápido e crescente desenvolvimento do mercado de comunicações pessoais tem vindo a obrigar os projectistas a encontrar novas soluções perspectivando baixo-custo, baixo-consumo e alto nível de integração. Ao pretender integrar-se numa pastilha única, simultaneamente os circuitos analógicos e os circuitos digitais, a tecnologia CMOS será uma escolha óptima.

As tecnologias sub-micrométricas permitem realizar circuitos CMOS a operar com frequências acima de 1GHz, abrindo assim a possibilidade de integrar circuitos CMOS RF (RFIC). Esta tecnologia é a preferida por excelência em circuitos de processamento analógico/digital, devido às óptimas características de consumo, escala de integração e baixo custo e daí o interesse em explorar essa mesma tecnologia para a realização de circuitos RF. Dessa forma, é possível uma completa integração do sistema.

Actualmente existem já receptores e circuitos VCO sem quaisquer componentes externos. A actual investigação em amplificadores de baixo ruído, conversores, sintetizadores e amplificadores de potência irá resultar em circuitos CMOS RFIC que contribuirão para a completa integração dos transceptores para aplicação em comunicações móveis.

Esta comunicação apresenta o projecto e concretização de dois blocos vitais constituintes de um *Front End* de RF: o misturador e o amplificador de potência, concretizados ambos numa tecnologia CMOS normalizada de 0.6μm de comprimento de canal. Os circuitos funcionam a 1,9GHz com tensão de alimentação de 3V.

II. MISTURADOR

No projecto de transceptores existe uma peça-chave deveras importante que permite a eliminação de componentes discretos externos, no sentido da integração completa: o circuito misturador. Recentemente, alguns autores têm vindo a propor novas soluções de arquitecturas donde se destaca a de Rejeição de Imagem de Banda Larga. Nesta arquitectura de dupla conversão todo o espectro de RF passa para a banda-base, tal como acontece com as arquitecturas de conversão directa. Não existe filtragem passa-banda na frequência FI, neste caso igual a 190MHz. Contudo, contrastando com a conversão directa, a transposição é efectuada em dois passos, usando dois osciladores e dois conjuntos de misturadores. Isto proporciona duas

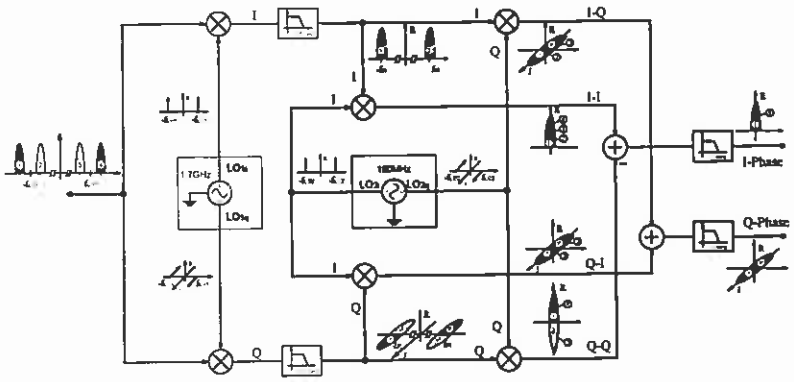


Fig.1 - Misturador: interpretação no domínio da frequência.

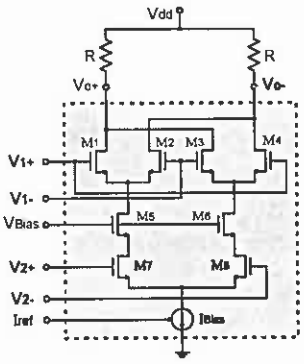


Fig. 2 - Variante da célula de Gilbert.

vantagens fundamentais: não há oscilador local a operar na frequência de entrada de RF e a sintonia do receptor pode ser efectuada usando o segundo oscilador local em baixa frequência.

Principio da Rejeição de Imagem

Para melhor compreender o princípio activo da rejeição de imagem [2],[3] utilizado neste circuito, apresenta-se uma interpretação no domínio da frequência, de um sinal real na entrada do misturador, assumindo que o espectro de RF é composto pelo sinal desejado e a sua imagem (figura 1).

A conversão é efectuada em dois passos usando dois osciladores. O primeiro passo consiste em misturar o sinal com o oscilador local, em fase (I) e em quadratura (Q). Como resultado, no espectro de FI a imagem encontra-se relacionada com as bandas de frequência desejadas. Esta relação é muito importante, pois permite rejeitar a frequência imagem no próximo andar. Os termos de ordem superior da conversão obtidos nesta primeira mistura são removidos com uma simples filtragem passa-baixo. O segundo andar converte a FI para banda-base onde, mais uma vez, os termos de ordem superior são removidos com uma simples filtragem passa-baixo. Antes dessa filtragem ter lugar, os quatro canais banda-base resultantes da 2ª mistura são adicionados e subtraídos aos pares para simultaneamente cancelar a imagem e, de forma construtiva, obter a banda de sinal para os canais Q e I.

Pequenas diferenças no ganho, em cada uma das células, e o desvio de quadratura do OL, limitam o grau de rejeição da banda imagem. Devido às não idealidades dos componentes e à auto-mistura também pequenas componentes DC podem aparecer na saída.

Uma vez obtidos os canais Q e I em banda-base, o processamento posterior do sinal pode ser efectuado recorrendo a um processador digital de sinal (DSP).

Dado que o 1º oscilador local é fixo todos os potenciais canais transitam para o segundo andar, o que significa que a selecção de canais é efectuada a baixa frequência e que o primeiro oscilador local é fixo. Tal facto traduz-se numa melhoria significativa relativamente ao ruído de fase do OL. Outra vantagem é a de que não são necessários filtros passivos de banda estreita e ordem elevada que apresentam sempre perdas significativas e só são possíveis de concretizar com componentes discretos (filtros SAW). São estas características que destacam esta topologia de misturador de outras topologias existentes.

Projecto do Circuito Misturador

O circuito misturador utiliza uma topologia de rejeição de imagem baseada em seis células individuais, duplamente balanceadas, variantes do multiplicador de Gilbert [1] (figura 2). Cada uma destas células, que possui ganho de conversão e entradas/saída diferenciais, é constituída somente por transístores MOS de canal-n e cargas resistivas. Dois factores foram tidos em conta para a escolha de cargas resistivas em vez de cargas activas. Em primeiro lugar a frequência de operação num andar de RF é limitada quando são usados dispositivos activos de canal p. A fraca transcondutância dos dispositivos activos de canal p implica grandes áreas e portanto capacidades elevadas que atenuam o sinal. Misturadores activos com cargas resistivas permitem o uso de frequências FI mais elevadas na primeira conversão, [2]. Em segundo lugar, considerando a globalidade do circuito, as saídas da primeira célula têm que, simultaneamente, estar adaptadas e servir de fonte de polarização ao andar seguinte, atendendo ao modo de acoplamento directo usado em vez do acoplamento capacitivo, que conduz a maior nível de integração.

A fonte de corrente regulada é controlada por um espelho de corrente que é o reflexo da entrada Iref. Cada uma das células possui uma entrada própria de corrente, para que sejam independentes.

O par diferencial constituído pelos dispositivos M7 e M8 (figura 2) impõe a transcondutância de entrada. O conjunto M1, M2, M3 e M4 funcionam como comutadores da célula de mistura. O par M5 e M6, em montagem *cascode* com M7 e M8, tem duas funções vitais: reforçar a componente DC na saída que fornecerá a polarização da entrada da célula seguinte e melhorar o isolamento entre os portos OL e RF. Estes dispositivos são polarizados com a tensão Vbias.

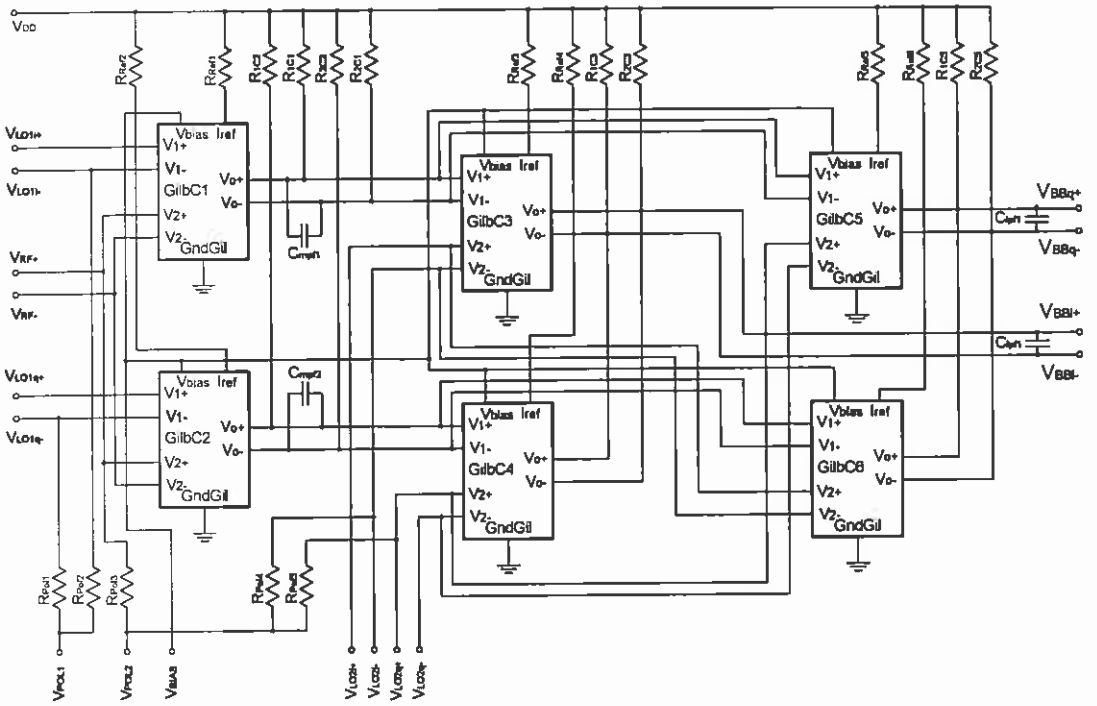


Fig 3: Esquema de blocos do circuito misturador.

O esquema de blocos do circuito misturador é o da figura 3. Nesta configuração o misturador foi optimizado para o compromisso óptimo entre o ganho de conversão, rejeição de imagem e linearidade. Cada célula de Gilbert é alimentada com uma fonte de 3V e o consumo é controlado pelos espelhos de corrente. O circuito não necessita de qualquer indutância.

O filtro passa-baixo, usado para remover os termos de ordem superior resultantes da 1ª conversão, utiliza as resistências de carga das células misturadoras em conjunto com uma pequena capacidade (basicamente constituída pelas capacidades parasitas dos respectivos dispositivos). Como a saída é diferencial o condensador é ligado entre os dois braços de saída da célula. O mesmo procedimento foi usado para o filtro de banda-base, cujo condensador tem um valor mais elevado.

Para o cancelamento da imagem, as correntes de saída das células 5 e 6 são adicionadas para obter a soma dos sinais, enquanto as correntes de saída da célula 3 são adicionadas de forma cruzada com as correntes de saída da célula 4 para obter a subtracção.

As entradas dos portos de RF e de OL foram polarizadas com fontes de tensão Vpol1 e Vpol2 através das resistências Rpol. A figura 4 mostra o *layout* completo do misturador. A área ocupada é de 0,64mm^2, incluindo *bond pads* e protecção de entradas. Todo o circuito, incluindo filtros passa-baixo, foi integrado na mesma pastilha.

As simulações efectuadas, utilizando o modelo BSIM3v3 para os transístores MOS, mostraram resultados bastantes prometedores no que concerne à rejeição de imagem (IM), ganho de conversão (GC) e consumo de potência (PDD). Os resultados apresentados foram obtidos com uma fonte de alimentação de 3V, f_{RF}=1,89GHz, f_{LO1}=1,7GHz e f_{LO2}=190MHz. O ganho de conversão e a rejeição de imagem foram optimizados efectuando ajustes em Vbias, na corrente de polarização e na tensão de polarização das entradas de RF e OL (Vpol1 e Vpol2). O ganho de conversão é de 15dB (figura 5) e a rejeição de imagem de 34dB. O valor do ponto de compressão a 1dB ($P_{in\text{-}1dB}$=-5dBm) pode também ser obtido da figura 5. A figura 6 apresenta o ganho de conversão em função da potência de OL, onde se pode verificar que o ganho de conversão é praticamente constante para potências entre 4 e 10dBm.

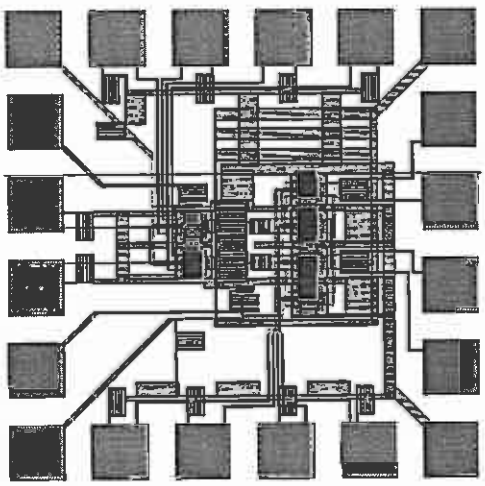


Fig. 4: Layout do circuito misturador.

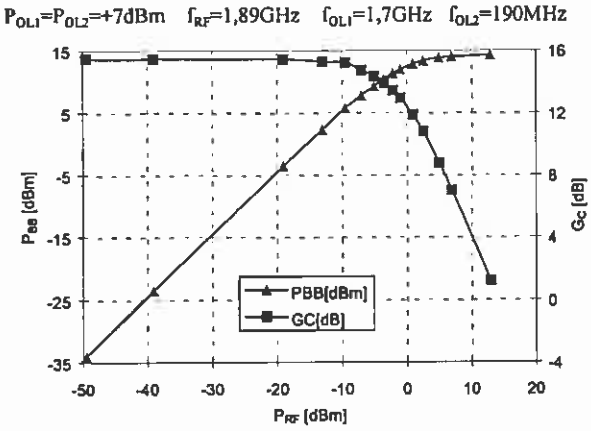


Fig. 5: Potência de saída e ganho de conversão versus potência de entrada RF.

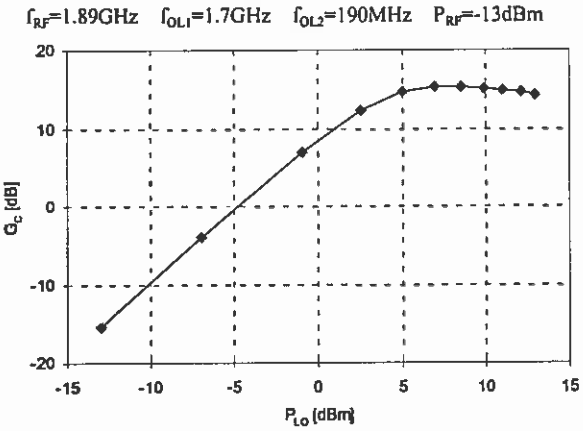


Fig. 6: Ganho de conversão função da Potência LO .

Tab. 1: Resultados.

Rejeição de imagem	IM	34dB
Ganho de conversão	Gc	15dB
Ponto de compressão a 1dB	P1dB	-5dB
Ponto de Intercepção 3ª ordem	IP3	+6dB
Consumo de potência	PDD	20mW

III. AMPLIFICADOR DE POTÊNCIA

A função de um amplificador de potência num sistema de comunicações móveis é o de amplificar um sinal de entrada até obter o nível de potência adequado à excitação de uma antena. Isso consegue-se com um dispositivo activo carregado por uma carga com valor óptimo (figura 7).

Análise do amplificador

Num amplificador de potência, é necessário que o dispositivo activo seja carregado com uma carga que possibilite as excursões óptimas de corrente e tensão, de modo a obter o nível de potência de saída pretendido. As actuais comunicações móveis utilizam potências de RF que vão das centenas de miliwatt até aos 2W, fornecidas a partir de baterias de 3V. Isto conduz a uma carga óptima de apenas alguns Ω. Uma vez que os componentes de RF têm usualmente impedâncias de 50Ω ou 75Ω, é necessário convertê-los para o valor de carga óptima. Essa conversão de impedâncias é feita através da rede de adaptação de saída.

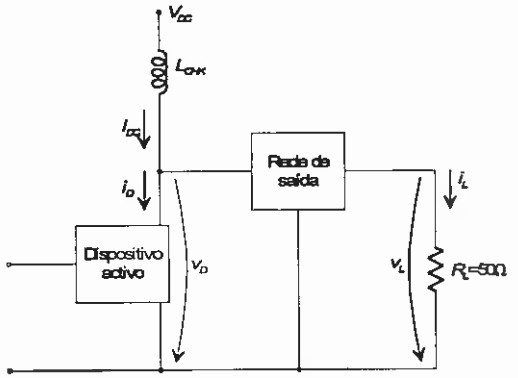


Fig. 7: Esquema do amplificador de potência.

Projecto do amplificador

O circuito amplificador de potência (figura 8) foi implementado numa tecnologia CMOS normalizada de 0.6μm. Foi projectado para fornecer uma potência de saída de 200mW (23dBm) à frequência de 1.9GHz, a partir de uma tensão de alimentação de 3V.

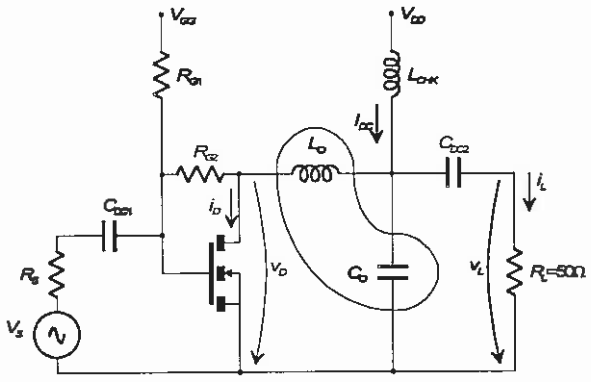


Fig. 8: Circuito amplificador de potência.

A rede de adaptação de saída é constituída pelos elementos L_O e C_O. A bobina L_{CHK} serve para bloquear a componente AC do sinal para a fonte de alimentação, enquanto os condensadores C_{DC1} e C_{DC2} bloqueiam a componente DC. A resistência R_{G1} é utilizada para polarizar a porta do transístor, enquanto a resistência R_{G2} é de realimentação.

O dispositivo activo é um transístor MOS de canal n com comprimento 0.6μm e largura 1200μm, podendo suportar uma corrente máxima de 250mA. Foi necessário incluir a resistência R_{G2} para estabilizar o transístor, dado que este tende a ser instável a baixa frequência com carga indutiva na saída. A inclusão da resistência faz, no entanto, baixar o ganho, pelo que o seu valor deve ser criteriosamente escolhido para estabilizar o transístor, sem baixar muito o ganho do circuito.

Neste processo CMOS, as bobinas passivas têm factores de qualidade muito baixos, resultando numa resistência série de alguns Ω. Dado que a carga óptima de saída tem um valor de apenas alguns Ω, grande parte da potência seria dissipada na bobina L_O. A solução consiste em utilizar o fio de ligação (*bond wire*) de comprimento adequado, como elemento indutivo. Dessa forma, os componentes L_{CHK}, C_{DC2} e C_O são externos à pastilha do circuito.

As características de potência e eficiência simuladas do amplificador estão representadas na figura 9. As simulações foram efectuadas no SPICE utilizando o modelo BSIM3v3 para o transístor MOS. Os componentes passivos foram considerados ideais nesta simulação.

As curvas mostram que o amplificador atinge os 23dBm, com um rendimento relativo à potência adicionada de 38%. A eficiência DC-AC é de 48%. A figura 10 mostra o *layout* do circuito completo, que ocupa uma área de 0,1mm².

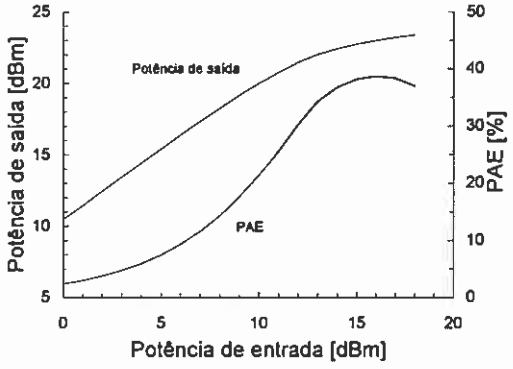


Fig 9: Curvas de potência de saída e eficiência do amplifcador em função de Potência de entrada.

IV. Conclusões

Foram concretizados dois circuitos de RF num processo 0.6μm CMOS normalizado. Tanto o amplificador de potência como o misturador apresentados podem ser integrados juntamente com outros blocos de RF CMOS já existentes, requerendo poucos componentes externos. É assim possível obter a completa integração de toda a parte de RF numa única pastilha de silício CMOS.

O circuito misturador possui características que o colocam em posição vantajosa, quando comparado com outras topologias, numa perspectiva de baixo-custo, baixo-consumo e alto nível de integração. Os filtros necessários são concretizados à custa das capacidades parasitas da tecnologia, o que significa não ser necessário qualquer componente discreto externo ao circuito.

O amplificador apresenta na saída, o nível de potência exigido pela unidade móvel de um sistema de comunicações sem fios, o que usualmente só se obtem recorrendo a dispositivos discretos.

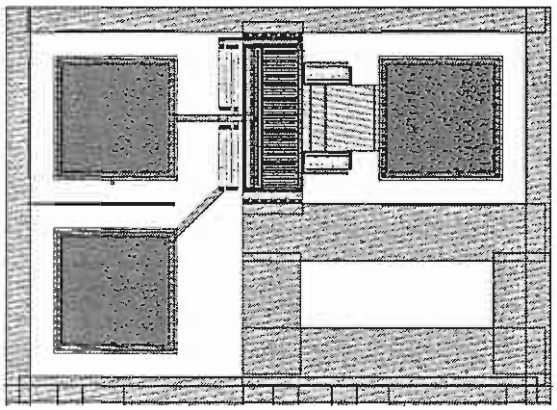


Fig. 10: Layout do circuito amplificador.

Referências

[1] Barrie Gilbert, "A precise four quadrant multiplier with subnanosecond response," *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp. 365-373, Dezembro 1968.

[2] Fernando Azevedo, Fernando Fortes, Maria João Rosário, "A 3.3V, 1.8GHz CMOS Down Conversion Image-Rejection Mixer", *ConfTele99- 2nd Conference on Telecommunications*, pp195-198, Abril 1999.

[3] Jacques C. Rudell, Thomas Byunghak Cho, George Chien, Francesco Brianti, Jeffrey A. Weldon, Paul R. Gray, "A 1.9-GHz Wide-Band IF Double Conversion CMOS receiver for cordless telephone applications", *IEEE J.Solid-State Circuits*, pp 2071-2088, Dezembro 1997.

[4] Fernando Fortes, Maria João do Rosário, "Design of Low Voltage BiCMOS Power Amplifiers for Wireless Communications", *Proc. 5th International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, ICECS 98 ,vol. 3, pp 41-44, Setembro 1998.

Sistema de Medida de Diagrama de Radiação de Antenas 2.3 GHz - 4 GHz

Ana Cristina Reis[1], Henrique José da Silva[1], Fernando Fortes[1]
Custódio Peixeiro[2], Maria João do Rosário[2]

[1]Instituto Superior de Engenharia de Lisboa,
Rua Conselheiro Emídio Navarro,
1949-014, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8317209; Fax: +351.1.8317114
email: hjs@isel.pt

[2]Instituto Superior Técnico
Av Rovisco Pais,
1049-001, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8418167; Fax: +351.1.8418472
email: custodio.peixeiro@lx.it.pt

Resumo

Apresenta-se neste artigo um sistema de medida de diagrama de radiação de antenas, para a banda 2.3 GHz a 4 GHz, baseado em equipamento existente em laboratório e adaptado para o efeito.

Utiliza-se como fonte de sinal de RF o oscilador local de um analisador de espectro com frequência variável na banda referida. A antena de teste é do tipo helicoidal, na qual se integrou um circuito activo que permite a modulação de amplitude do sinal emitido e que é compatível com equipamento normalizado para estas aplicações.

Para além da descrição de todo o sistema, apresentam-se ainda resultados práticos mostrando, por um lado a eficiência do sistema, e por outro lado as condicionantes associadas à ausência de uma câmara anecóica apropriada. Apresenta-se a comparação de medidas efectuadas com este sistema e efectuadas com sistemas profissionais.

I. Introdução

O ensino prático, com recorrência a trabalhos de laboratório, é sem dúvida um excelente complemento ao ensino teórico. Permite colocar o aluno perante a realidade física dos fenómenos, torna mais claros os conceitos apresentados nas aulas e põe em evidência outro tipo de fenómenos e efeitos parasitas que não é possível quantificar de forma matemática. Permite ainda um desejável contacto com equipamento e técnicas de medida fundamentais. O ensino das matérias associadas à propagação e radiação de ondas electromagnéticas, pelas características próprias dos fenómenos estudados, é um bom exemplo da importância deste tipo de ensino. É neste contexto que o presente trabalho se insere.

Uma antena de rádio pode ser definida como uma estrutura associada com a região de transição entre uma onda guiada e uma onda que se propaga em espaço livre, ou vice-versa [1]. São o elemento fundamental em qualquer sistema de rádio comunicações e o seu estudo prático passa pela medida e análise de um vasto conjunto de características, das quais se salienta o diagrama de radiação, pela quantidade de informação que contém: - directividade da antena; relação entre lobos principais e secundários; relação frente trás; simetria de radiação. Outras características, como ganho, distribuição de corrente, impedância e polarização são igualmente importantes.

II. O Sistema de Emissão

O sistema de emissão esquematizado na figura 2, aproveita o sinal de OL de um analisador de espectro *Anritsu MS62C* que está disponível no painel traseiro do aparelho. Este sinal com frequência variável entre os 2.3 GHz e os 4 GHz é aplicado a um circuito de modulação de amplitude que termina na antena. Esta é do tipo helicoidal projectada para funcionar no modo axial, apresentando 9 espiras para que se obtenha uma boa directividade. Na figura 1 apresenta-se uma perspectiva da antena com o modulador acoplado.

Figura 1: Aspecto da antena emissora com o modulador acoplado

a) A fonte de RF

Na figura 3 apresenta-se o esquema de blocos do andar de entrada do analisador de espectro. A frequência f_a que se deve seleccionar no painel frontal do aparelho por forma a que se obtenha uma determinada frequência f_{OL} é dada por:

$$f_a = f_{OL} - 2.3\,GHz \qquad (1)$$

Para uma frequência de teste, f_{OL}, igual a 3 GHz, a frequência f_a deve ser igual a 700 MHz.

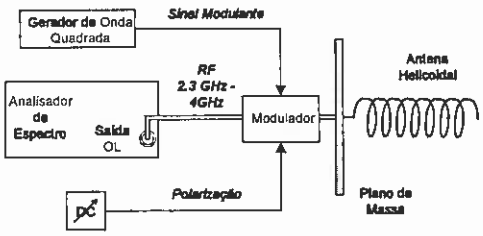


Figura 2: Esquema do sistema de emissão.

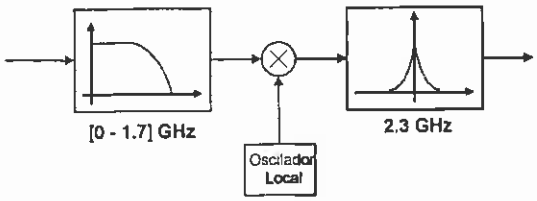


Figura 3: Esquema do andar de entrada do analisador de espectro.

b) O Circuito de Modulação

As medidas em alta frequência são, em alguns casos, efectuadas com portadoras moduladas em amplitude com um sinal modulante de frequência mais baixa, tipicamente de 1kHz. A ideia é medir o sinal de 1kHz, como sendo a resposta do sistema, pois as amplitudes da envolvente e portadora têm a mesma variação. Desta forma, em vez de medir um sinal de alta frequência, o que exige equipamento complexo e sobretudo caro, mede-se um sinal de frequência bem mais baixa, de 1kHz.

Para o sistema de medida operar nestas condições, na emissão, o sinal CW (*continuous wave*) gerado pelo analisador de espectros tem de passar por um circuito modulador.

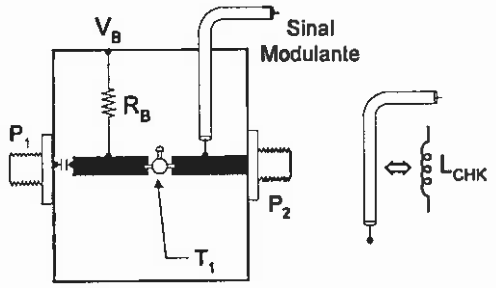


Figura 4: Esquema do modulador.

Os circuitos moduladores com base em díodos não se adequam a esta aplicação, dadas as altas frequências de trabalho. A alternativa proposta é a realização de um modulador (figura 4), concretizado com um transístor bipolar comercial. O modulador funciona em modo ON/OFF, cuja gama dinâmica é dada pela relação entre o valor máximo e mínimo do ganho.

A entrada do modulador é o porto P_1 e a saída o porto P_2. O condensador na entrada é necessário, pois a saída do analisador de espectros apresenta um curto circuito em DC. A base do transístor é polarizada através de uma resistência, de modo a que a corrente de base seja constante, sendo a modulação obtida por variação do ganho do transístor, por actuação na tensão aplicada ao colector, V_{CE}, com o sinal modulante de 1kHz.

As curvas representadas na figura 5, mostram a medida do parâmetro S_{21} do transístor, feitas com o analisador vectorial HP8753D, utilizando-se calibração TRL [2]. As curvas representam o ganho do transístor quando a tensão aplicada ao colector é nula (S_{21off}) e máxima (S_{21on}), que mostram ser possível obter uma gama dinâmica de 13 dB na modulação.

É necessário uma bobina de bloqueio (L_{CHK}) para aplicar o sinal modulante ao colector do transístor, a qual é difícil de obter para a gama de frequências pretendida. Este problema é superado pela utilização de um cabo coaxial de 50 Ω, tendo este um comprimento tal, que a 3 GHz apresenta uma atenuação significativa. Consegue-se, desta forma, uma impedância de entrada, no ponto de ligação ao colector do transístor, de 50 Ω, praticamente independente da impedância do gerador.

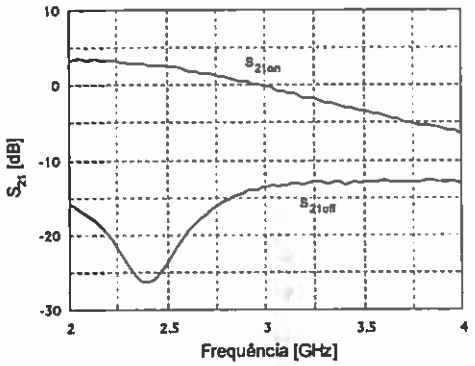


Figura 5: Ganho do transístor para a banda de frequências 2 GHz a 4 GHz.

Relativamente ao factor de reflexão de entrada, este não deve ter grandes flutuações com o sinal modulante, por forma a manter as condições de carga na saída do analisador de espectros. A figura 6 mostra o factor de reflexão de entrada do transístor nas situações ON/OFF, com uma variação inferior a 1dB à frequência de trabalho de 3 GHz.

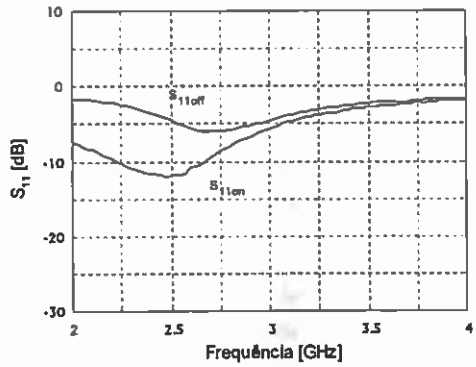


Figura 6: Factor de reflexão de entrada do transístor para a banda de frequências 2 GHz a 4 GHz.

III. O Sistema de Recepção

Em medidas de diagrama é conveniente operar a antena em teste (AET) como receptor, colocando-a sob iluminação apropriada por uma antena emissora. Esta é fixa na sua posição e a antena de teste é rodada num eixo vertical pelo mastro de suporte da antena. Para obter um diagrama preciso de campo é necessário que as medidas sejam efectuadas na zona distante, 'd', considerando-se:

$$d = \frac{2 \times a^2}{\lambda} \qquad (2)$$

Outra exigência para um diagrama de campo preciso é que a antena emissora produza, o mais aproximadamente possível, uma onda plana de amplitude e fase uniformes

sobre uma região pelo menos tão grande como aquela ocupada pela antena em teste.

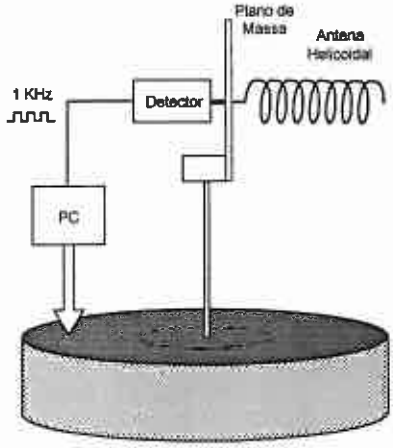


Figura 7: Esquema do sistema de recepção.

O sistema de recepção apoia-se numa plataforma rotativa controlada por computador [3] (figura 7). O sinal de alta frequência recebido, modulado em amplitude, é aplicado a um detector de envolvente, que consiste num díodo. O sinal resultante, de 1kHz, é enviado para o sistema de medida para representação gráfica também em computador.

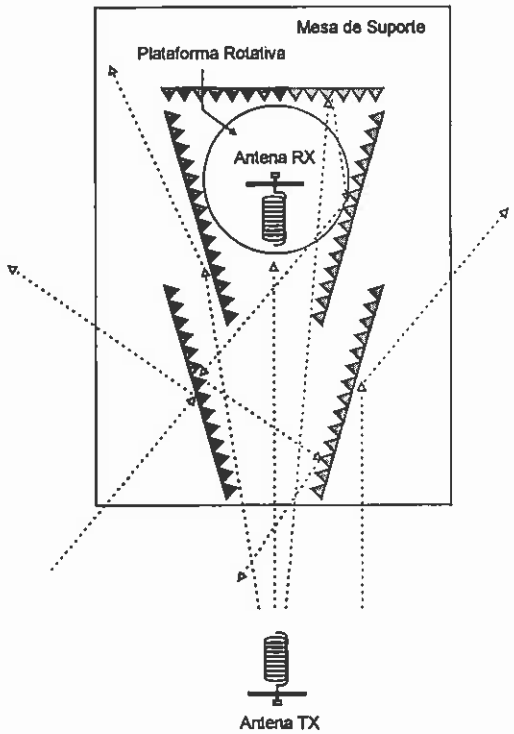


Figura 8: Esquema de distribuição dos painéis absorventes

Num sistema de medida a antena de recepção deve receber apenas a radiação directa da antena emissora e nunca radiação proveniente de reflexões nas paredes da sala ou objectos circundantes que irão naturalmente interferir na forma do diagrama de radiação. Numa câmara anecóica apropriada para medidas em antenas as paredes da sala, totalmente livre de objectos estranhos ao sistema de medida, estão revestidas com material absorvente apresentando-se este material simultaneamente rugoso por forma a diminuir e dispersar reflexões indesejáveis. A rugosidade deve ter uma dimensão que obedece a critérios mais ou menos empíricos mas deve ser pelo menos da ordem do comprimento de onda de trabalho.

O sistema de medida disponível funciona a 11 GHz e os painéis absorventes que o acompanham apresentam uma rugosidade da ordem de 2 a 3 cm o que comparado com o comprimento de onda a 3 GHz (10 cm) se mostra pouco eficiente. Por esta razão os painéis foram dispostos da forma apresentada nas figuras 8 e 9. As linhas a tracejado mostram possíveis direcções de radiação proveniente não só da antena emissora mas das paredes e objectos circundantes.

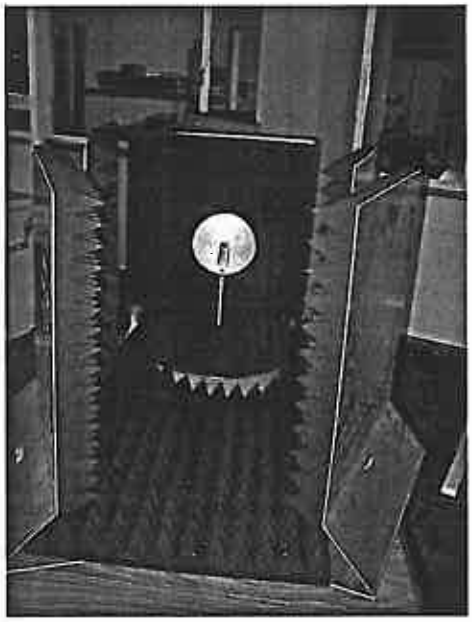


Figura 9: Fotografia, mostrando a disposição dos painéis absorventes, a plataforma rotativa e a antena receptora

IV. MEDIDAS

Apresentam-se nas figuras 12 e 13 resultados de medições efectuadas com o sistema descrito anteriormente e, para comparação e validação desse mesmo sistema, resultados de medições efectuadas em câmara anecóica instalada no IST (figuras 10 e 11).

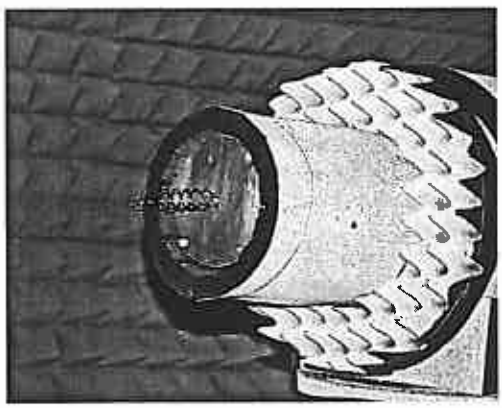


Figura 10: A antena montada no sistema de medida

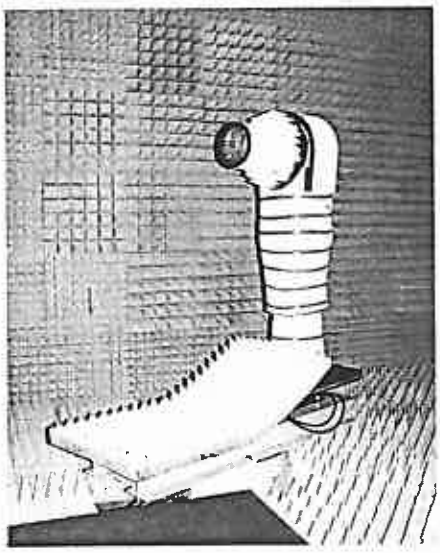


Figura 11: Aspecto geral da câmara anecóica do IST – Secção de Propagação e Radiação

A importância da distância entre as antenas emissora e receptora está patente na figura 10. Os resultados obtidos para distâncias de 1, 2, e 3 metros são idênticos entre si. Já a medida efectuada a 4 metros apresenta algumas diferenças nomeadamente abaixo dos -10 dB de amplitude de sinal, tornando-se o lobo de radiação mais estreito.

A medida efectuada a 5 metros mostra idêntico resultado. A grande proximidade da parede provoca o desvio do diagrama que se constata entre os 40° e os 45°.

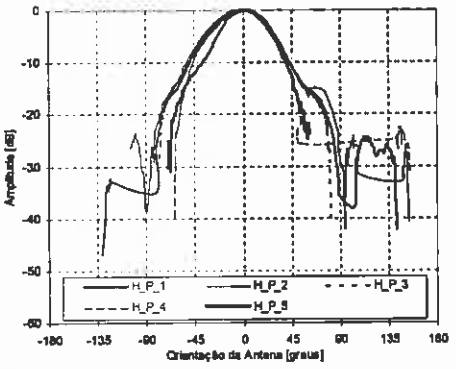


Figura 12: Medidas efectuadas para várias distâncias entre a antena emissora e antena receptora.

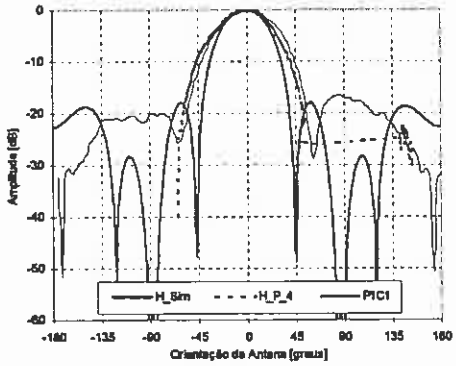


Figura 13: Comparação das medidas efectuadas no sistema proposto e em câmara anecóica apropriada.

Na figura 13 comparam-se os resultados anteriores (H_P_4) com os obtidos em câmara anecóica apropriada (P1C1) e com resultados obtidos por simulação (H_Sim).

Até -20 dB os resultados obtidos com o sistema proposto, a 4 metros, e na câmara anecóica, são praticamente coincidentes. São totalmente coincidentes, na largura de feixe de –3 dB, os resultados obtidos nos dois sistemas e os resultados obtidos por simulação. Estes últimos apresentam, no entanto, um diagrama mais estreito.

V. Conclusões

Perante os resultados apresentados no ponto anterior fica demonstrado que o sistema de medida proposto neste artigo e que está instalado no Laboratório de Sistemas de Telecomunicações do DEEC-ISEL permite com algum rigor traçar o diagrama de radiação de antenas que operem na banda de frequências especificada. O sistema é constituído com base num sistema que opera a 11 GHz. A nova frequência de trabalho é conseguida a partir de equipamento auxiliar, em concreto um analisador de espectro do qual se aproveitou o oscilador local com varrimento de frequências entre os 2.3 GHz e os 4 GHz. Como o sistema funciona com portadora modulada em amplitude, foi projectado e construído um pequeno circuito modulador com uma frequência de sinal modulante igual a 1 kHz. Conjugando a facilidade de construção e a boa directividade, as antenas utilizadas são do tipo helicoidal funcionando no modo axial.

O sistema proposto, ainda que simples, e a funcionar em condições desfavoráveis, permite no entanto aos alunos da disciplina de Sistemas Radiantes um estudo prático das antenas que são projectadas com auxílio de ferramentas de simulação. Permite por outro lado, apresentar aos alunos a constituição básica de um sistema de medida de antenas e os problemas associadas, devidos nomeadamente, à ausência de uma câmara anecóica apropriada.

O sistema de medida está ainda incompleto uma vez que não permite, de forma simples e automática, a análise das antenas em termos de polarização. Medições de fase não são igualmente possíveis. Ficam desta forma abertas perspectivas de trabalho futuro que permitam dotar o sistema de um maior número de funções e maior facilidade de utilização

Agradecimento

Um agradecimento especial à Secção de Propagação e Radiação do IST pela disponibilização da câmara anecóica, e ao professor Custódio Peixeiro pela total disponibilidade durante a fase de medidas das antenas.

Referências

[1] John D. Kraus, *Antenas*, Editora Guanabara Dois S. A. Rio de Janeiro, 1983.

[2] Jean François Zürcher, e Fred E. Gardiol, *Broadband Patch Antennas*, Artech House, Londres, 1995.

[3] Dr. J.M. Kloza, e Dipl. Ing. K. Breidenbach, *MTS 7.6 Antenna Technology*, Leybold Didactic, 2nd Version, 1993.

Simulador de Transmissões Digitais

Francisco A. Taveira Branco N. Monteiro, Francisco A. B. Cercas
IST - Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Instituto de Telecomunicações, IST - Torre Norte 11-09, Av. Rovisco Pais 1
Tel:+351 1 841 8485 / Fax:+351 1 841 8472 / fc@lx.it.pt ; frmo@lx.it.pt

RESUMO

Neste artigo apresenta-se um simulador de um sistema de transmissão digital, *DigiLab*, desenvolvido em ambiente *Matlab*©. A utilização é feita através de uma interface gráfica. Consideram-se modulações de fase binária e quaternária com espectro limitado e ilimitado. As simulações são realizadas através do equivalente passa-baixo e o desempenho é obtido de forma semi--analítica. A ferramenta encontra aplicação no ensino e na análise de novos sistemas.

Palavras Chave: Modulações de fase; Equivalente passa-baixo; Correlação na frequência; Filtro adaptado; Correlador; Desempenho; Método semi-analítico.

Key Words: Phase modulations; Lowpass equivalent; Frequency domain correlation; Matched filter; Correlation detector; BER; Semi-analytical method.

I DESCRIÇÃO GERAL

A transmissão digital é indissociável dos sistemas de telecomunicações recentes. Uma correcta percepção dos parâmetros envolvidos no nível físico duma comunicação digital tornou-se indispensável. Para tal foi construído um programa em *MatLab*© onde é possível simular uma transmissão digital, visualizando vários pontos do sistema, e alterar parâmetros da transmissão [1]. A ferramenta *DigiLab* permite:

- Construir um emissor através da selecção de várias opções de entre 5 blocos: ritmo binário (r_b), tamanho das sequências, tipo de sequências, forma dos impulsos suporte e modulação a usar (BPSK e QPSK);
- Variar o número de pontos da simulação;
- Controlar a potência do ruído inserido através da definição de E_b/N_0 ;
- Escolher o tipo de recepção (filtro adaptado ou correlador);
- Definir o *factor de excesso de banda* dos filtros $H_e(f)$ e $H_r(f)$. Vêm-se as características de amplitude finais dos filtros e as funções que os compõem;
- Ver os padrões de olho associados ao tipo de receptor. Em QPSK tem-se um padrão de olho para cada ramo;
- Saber a probabilidade de erro do sistema definido e compará-la com o valor teórico;
- Obter as curvas de desempenho do sistema de transmissão escolhido. Sobrepõem-se as curvas teóricas;
- Codificar os dados antes da modulação e fazer a descodificação dos bits recebidos. Usa-se um codificador convolucional, devendo ser definido um polinómio gerador.

Apresenta-se apenas o caso do canal não dispersivo AWGN, embora o estudo de qualquer outro canal definido por uma função complexa $C(f)$ seja possível. Nessa situação o atraso do canal é determinado e compensado via correlação (ver secção VI).

Tendo em conta o carácter interactivo do programa, optou-se por um método semi-analítico (MSA) para a estimação do desempenho.

Para mostrar a fácil inclusão de outros blocos permite--se codificação de canal. Nesse caso não é possível aplicar o MSA.

II ESQUEMA DE SIMULAÇÃO

Inicialmente, respeitando as selecções tomadas no emissor, são construídas sequências de N bits. Após uma conversão 0/1→ -1/1 faz-se o mapeamento dos bits $a_1, a_2, \ldots a_N$ num sinal com impulsos suporte $r(t)$:

$$x(t) = \sum_{k=1}^{N} a_k r(t - kT) \qquad (1)$$

A simulação da modulação faz-se através do equivalente passa-baixo [2] [3], transmitindo cada ramo em PAM (Figura 1). Na transmissão BPSK apenas se utiliza o ramo em fase da Figura 1.

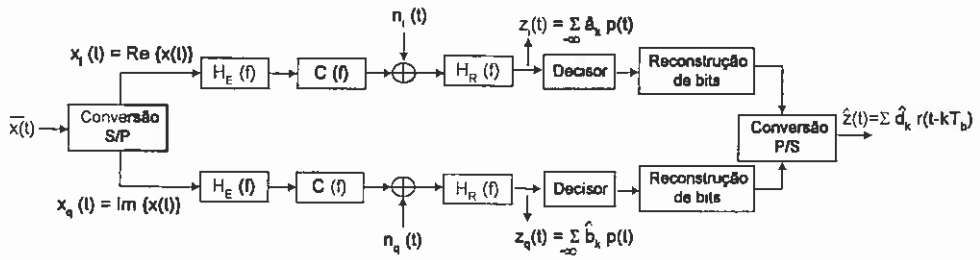


Figura 1: Esquema equivalente passa-baixo da transmissão QPSK.

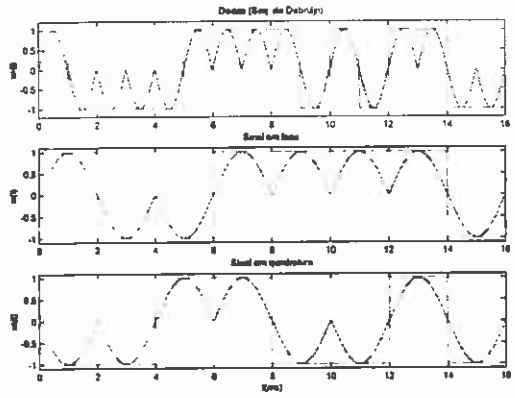


Figura 2: Transmissão em QPSK com impulsos cosenoidais. Sequência de deBruijn de 16 bits com r_b=1 kbps.

Sendo o ruído passa-banda da forma

$$n(t) = n_i \cos(2\pi f_0 t) - n_q \sin(2\pi f_0 t) \qquad (2)$$

então, também pode ser visto como a modulação em quadratura de dois sinais de ruído passa-baixo (n_i e n_q).

Na Figura 2 apresenta-se um exemplo de um sinal emitido em QPSK.

III ESTRUTURAS DE RECEPÇÃO

Na recepção pode-se usar um *filtro adaptado* com amostragem no instante óptimo t_0 ou um *correlador*. À saída do filtro adaptado, $H_r(f)$ (exemplo na Figura 4), têm-se impulsos suporte $p(t)=r(t)*h_r(t)$.

Introduziu-se um atraso de $T/2$, para que o sistema fosse causal.

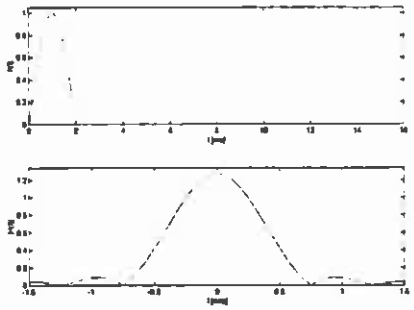


Figura 4: Filtro adaptados a impulsos $r(t)$ cosenoidais para uma transmissão em QPSK com r_b=1 kbps.

Sendo o filtro adaptado

$$h_r(t-t_0)=r(-t+t_0) \qquad (3)$$

nulo para $t<0$, à saída de $h_r(t-T/2)$ tem-se

$$x(t) = \sum_{k=1}^{N} a_k\, p(t-kT-T) \qquad (4)$$

Considera-se como *correlador* a estrutura descrita na Figura 5.

Qualquer que seja a estrutura de recepção, a amostragem é feita nos instantes

$$t_k = kT \qquad k = 1,...N \qquad (5)$$

Admitindo sincronismo perfeito de portadora e de bit, a decisão é feita sobre as amostras:

$$z_k = a_k p(kT) + n(kT) \qquad (6)$$

Em QPSK $T=T_s$ (tempo de símbolo em cada ramo).

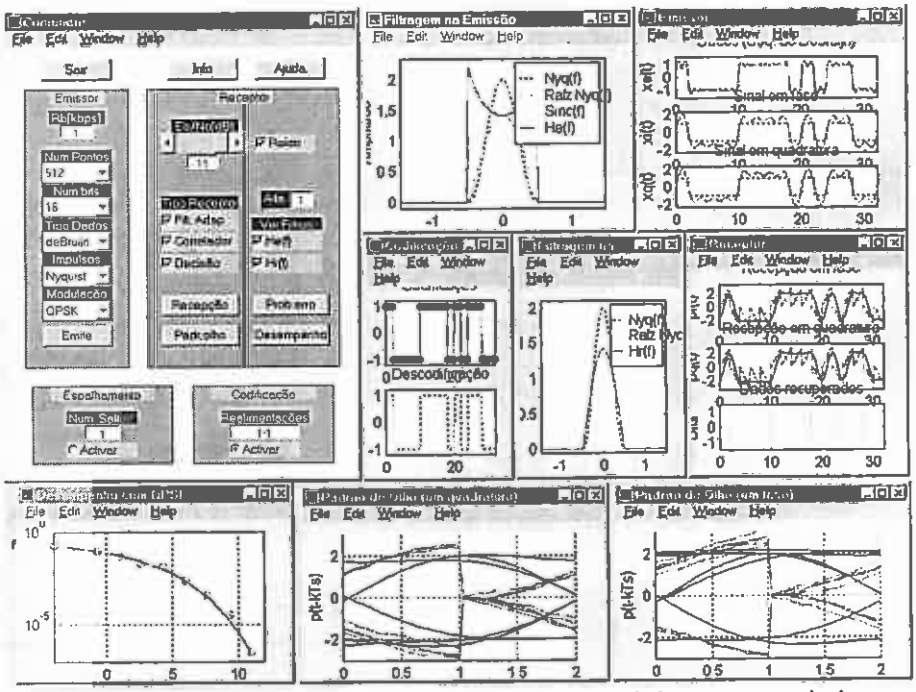


Figura 3: Exemplo do aspecto geral após utilização do *DigiLab* num caso particular.

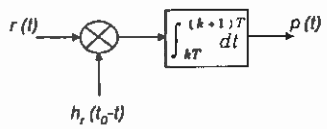


Figura 5: Correlador equivalente ao filtro adaptado aos impulsos $r(t)$ definido em (3).

Um resultado importante possível de observar é que as amostras obtidas via filtro adaptado ou com o correlador são iguais nos instantes kT. É possível ver isso em gráficos como os da Figura 6, assim como nos padrões de olho associados a cada tipo de receptor.

IV TRANSMISSÃO COM ESPECTRO LIMITADO

A emissão com filtragem é possível mantendo *i)* a interferência intersimbólica nula; e *ii)* recepção óptima, ou seja, $H_r(f)$ deve estar adaptado aos impulsos $r(t)$.

A solução mais comum para observar *i)*, mas não única, é fazer $P(f)$ um filtro de *coseno elevado*:

$$P_{Nq}(f)=\begin{cases}\frac{1}{r} & |f|<\frac{r}{2}(1-\alpha)\\ \frac{1}{r}\cos^2\left(\frac{\pi}{2r\alpha}\left(|f|+\frac{r}{2}(\alpha-1)\right)\right) & \frac{r}{2}(1-\alpha)<|f|<\frac{r}{2}(1+\alpha)\\ 0 & |f|<\frac{r}{2}(1+\alpha)\end{cases} \quad (7)$$

onde α é o *factor de excesso de banda.*

Para respeitar *i)* e *ii)* deve ter-se:

$$R(f)\cdot H_e(f)\cdot C(f)\cdot H_r(f)=P_{Nq}(f)e^{-2\pi f\frac{T}{2}} \quad (8)$$

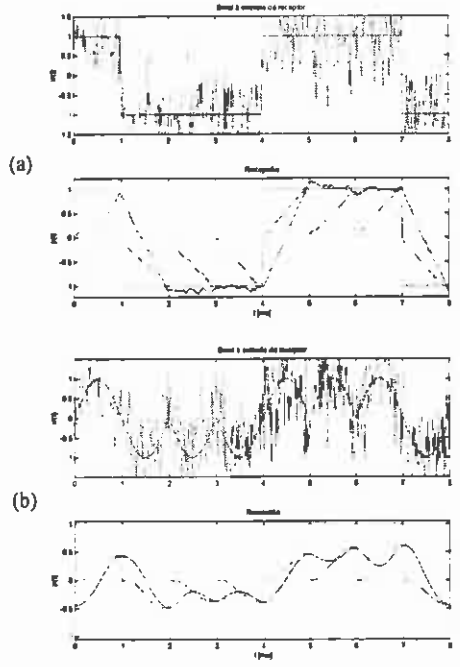


Figura 6: Equivalência nos instantes kT dos sinais à saída dos dois tipos de receptor. Exemplo com uma sequência de deBruijn de 8 bits em BPSK com r_b=1 kbps e E_b/N_0=0 dB para impulsos: (a) rectangulares; (b) cosenoidais.

No *DigiLab* fez-se:

$$H_e(f)=\frac{\sqrt{P_{Nq}(f)}}{R(f)\sqrt{C(f)}} \quad (9)$$

$$H_r(f)=\frac{\sqrt{P_{Nq}(f)}}{\sqrt{C(f)}}e^{-2\pi f\frac{T}{2}} \quad (10)$$

$$R(f)=TF\left\{\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)\right\}=\text{sinc}(fT) \quad (11)$$

Quando se selecciona uma emissão com filtragem de Nyquist é incluído um filtro de emissão $H_e(f)$, definido por (7). Na janela seleccionada da Figura 3 pode ver-se um exemplo de filtro de emissão e as funções utilizadas na sua construção. A forma dos impulsos no canal resulta da filtragem com $H_e(f)$ de um sinal com impulsos rectangulares.

Observa-se que a filtragem compacta o espectro mas provoca acentuadas flutuações da envolvente. À medida que se compacta o espectro, ou seja, quando $\alpha\rightarrow 0$, esse efeito acentua-se (Figura 7). Isso é compreensível tendo em conta o efeito de α na forma dos impulsos $p(t)$ isolados (Figura 8).

Quando a banda alarga, os impulsos tendem a estar mais concentrados no tempo, ou seja, tendem para zero mais rapidamente e quando $\alpha\rightarrow 0$ apresentam amplitudes não desprezáveis durante alguns lobos secundários. Embora em qualquer caso os impulsos se anulem em kT, fora destes instantes a soma de várias contribuições origina flutuações de envolvente. Isso é grave quando se opera próximo da saturação dos amplificadores.

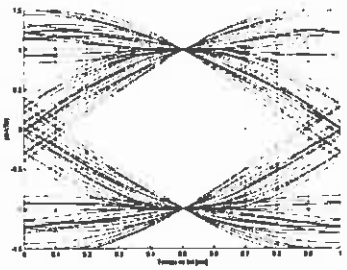


Figura 7: Padrão de olho em BPSK com r_b=1 kbps para α=0,4. Usaram-se sequências de deBruijn de 64 bits.

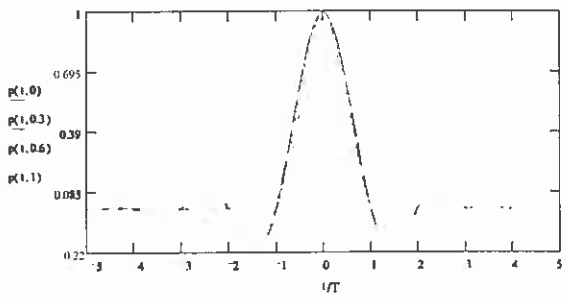


Figura 8: Impulsos de Nyquist (coseno elevado) para α=0; α=0,3; α=0,6 e α=1,0.

Se o sincronismo de bit for imperfeito, a diminuição de α afasta cada vez mais o valor das amostras $a_k p(\delta)+n(t)$ do valor correcto $a_k p(0)+n(t)$.

V MÉTODO SEMI-ANALÍTICO

Para calcular a probabilidade de erro, P_b, de uma forma rápida, utilizou-se um método semi-analítico:

$$P_b = \frac{1}{N}\left[\sum_{i=1}^{\lambda} Q\left(\frac{v_{th}-y_i}{\sigma_n}\right)+\sum_{i=1}^{\kappa} Q\left(\frac{u_i-v_{th}}{\sigma_n}\right)\right] \qquad (12)$$

sendo:

N – Número de total de bits da sequência;

v_{th} – Limiar de decisão obtido de

$$v_{th} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} z_i \qquad (13)$$

u_i – Amostras detectadas acima de v_{th} ;

y_i – Amostras detectadas abaixo de v_{th} ;

Os valores u_i e y_i reflectem a abertura do diagrama de olho no instante óptimo t_0.

O número de amostras u_i e de y_i deve ser próximo, assim como deve existir na sequência o maior número possível de combinações de bits. Assim, o método tem um resultado óptimo para as *sequências de deBruijn* descritas no anexo I.

A expressão (12) é uma versão de um método geral que considera o caso de ruído dependente do sinal [4]. A expressão não é mais do que a média da aplicação da expressão usual $Q(d_{lim}/\sigma)$ directamente às amostras z_k. Baseia-se num pressuposto de ergodicidade do processo de transmissão. Este pressuposto verifica-se pois o processo é a soma de dois processos ergódicos: sequências de deBruijn com ruído AWGN.

Um inconveniente do método é só permitir o cálculo de P_b no canal; não permite calcular o desempenho de um sistema codificado. Essa impossibilidade advém de se necessitar de amostras $\in \Re$ e não de valores binários. Para medir a P_b de um sistema codificado é necessário recorrer ao método de Monte-Carlo ou a outros mais eficientes [5].

O outro inconveniente do MSA é restringir a análise a ruído AWGN.

A grande vantagem do MSA é obter os resultados para a probabilidade de erro no canal com um tempo de cálculo muito inferior ao do método de Monte-Carlo.

O método é aplicável em sistemas com espalhamento de espectro.

O desempenho obtido com o método semi-analítico depende fortemente da sequência usada. O resultado é óptimo com sequências de deBruijn.

Com dados aleatórios os resultados do MSA são maus para sequências curtas (N<128). Quanto maior for a dimensão da sequência aleatória, melhores são os resultados. Este comportamento seria de esperar uma vez que as propriedades estatísticas da sequência vão tender para as de deBruijn. Isso só acontece quando a dimensão da sequência é muito superior à requerida com sequências de deBruijn.

Numa das janelas visíveis na Figura 3 é possível observar um exemplo dum gráfico de desempenho construído após uma simulação.

VI CORRELAÇÃO

Para que o simulador admita qualquer canal $C(f)$, é necessário compensar o atraso do canal. A sua determinação é feita através da correlação do sinal recebido com o original (Figura 9). A correlação faz-se no domínio da frequência tendo em conta a relação:

$$x(t) * y^*(t) \leftrightarrow X(f)Y^*(f) \qquad (14)$$

O *bloco de correlação e deslocamento do sinal* suporta atrasos ou avanços do sinal recebido.

Quando se faz a correlação após a inserção do ruído, podem obter-se resultados bastante incorrectos porque o deslocamento que torna o sinal ruidoso mais próximo do inicial não é necessariamente aquele que compensa os atrasos da cadeia composta pelos filtros e pelo canal $C(f)$. Superou-se este problema fazendo uma calibração do atraso na primeira vez que se define o canal.

VII CONCLUSÕES

Este trabalho teve como principal contributo a criação dum *laboratório de análise* de modulações digitais passa-banda ou transmissões em banda base. A aplicação *DigiLab* foi desenvolvida em *Matlab*© e possui uma interface gráfica.

Por uma questão de rapidez de simulação, foram utilizados os equivalentes passa baixo das modulações e um método semi-analítico para obter o desempenho em canal AWGN.

Quando se usam sequências aleatórias, o seu comprimento torna-se muito importante. O método é optimizado para sequências de deBruijn.

As simulações confirmam que a limitação do espectro através de filtragem de Nyquist conduz a um desempenho igual ao da transmissão com impulsos rectangulares.

Observa-se que a redução do espectro através da

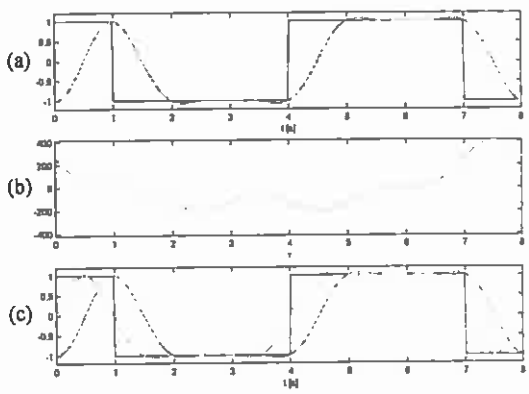


Figura 9: Exemplo de funcionamento do bloco de correlação e deslocamento: (a) sinais considerados; (b) correlação dos sinais; (c) sinal corrigido sobreposto aos iniciais.

diminuição do *factor de excesso de banda* implica uma maior exigência para o sincronismo de bit e provoca flutuações na envolvente.

Para as condições usadas no simulador, o MSA fornece resultados em poucos segundo. A rapidez do método advém da introdução dum pressuposto de existência de ergodicidade e dum conhecimento *a priori* do modelo estatístico do ruído (AWGN).

A aplicação *DigiLab* é um bom instrumento para o ensino de transmissão digital através da experimentação dos seus conceitos centrais. A ferramenta permite uma fácil inclusão de outros blocos de nível superior para o estudo de sistemas mais complexos. Para exemplo disso foi adicionado um bloco de codificação de canal.

ANEXO I: SEQUÊNCIAS DE DEBRUIJN

Uma expedita implementação do MSA exige que os dados tenham características de aleatoriedade usando o menor número de bits. Para tal usaram-se *sequências de deBruijn* [6]. Estas contêm numa sequência de comprimento 2^m-1 toda as combinações de m bits excepto a de m zeros.

Foi desenvolvida uma função que gera qualquer tipo de sequência que tenha por base registos com deslocamentos e realimentações. As posições de realimentação para uma sequência-m são colocadas na linha m-1 de uma matriz (m-1 porque a 1ª linha tem o caso m=2). O número de posições de realimentação é em geral diferente (Tabela 1). Mesmo considerando uma única sequência-m, esta pode ser obtida com polinómios geradores de graus (comprimentos) diferentes, embora na Tabela 1 se apresente apenas uma hipótese.

Para as linhas da matriz terem a mesma dimensão, definiu-se uma matriz com o número de colunas máximo necessário. As posições não necessárias em cada linha memorizam a posição de um elemento adicional do registo (elemento L=m+1) que contém sempre o valor *zero* (Figura 11). Quando o valor desta posição é considerado na soma da realimentação, não altera o resultado. Com este artifício foi possível manter um código transparente ao problema.

Os m+1 registos são inicializados da forma:

["m-1 zeros" ; 1 ; 0]

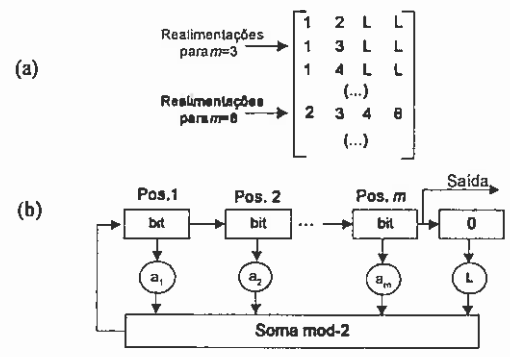


Figura 10: (a) Estrutura da matriz de realimentações; (b) Registo implementado (L é a posição do registo adicional).

Tabela 1: Posições de realimentação do registo de tamanho m+1 (devido à posição virtual) para geração de sequências de deBruijn de comprimento 2^m [6].

Comprimento m+1 do registo	Comprimento da sequência	Posições de realimentação
2+1	4	[1,2]
3+1	8	[1,3]
4+1	16	[1,4]
5+1	32	[2,5]
6+1	64	[1,6]
7+1	128	[3,7]
8+1	256	[2,3,4,8]
9+1	512	[4,9]
10+1	1024	[3,10]

Note-se que o último "0" é o do "registo virtual". Ao contrário do que é usual fazer, não se começa a sequência logo com m-1 zeros. Fez-se o primeiro bit "1". Existe uma rotina que inclui o zero adicional quando observa a saída de m-1 zeros.

REFERÊNCIAS

[1] Francisco Monteiro, Sónia Pinto, *Análise e simulação eficiente de modulações digitais - codificação de canal e espalhamento de espectro por salto na frequência em comunicações rádio-*, Trabalho Final de Curso, Instituto Superior Técnico, Fev. 1999.

[2] A. Bruce Carlson, *Communication Systems*, McGraw-Hill International Editions, 1986;

[3] Bernard Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall International, 1988;

[4] J. M. B. Correia , *Aplicação de uma Metodologia Semi-Analítica de Cálculo da Probabilidade de Erro em Sistemas de Comunicação Óptica com Detecção Directa*, Trabalho da cadeira de Mestrado: Simulação de Sistemas de Comunicação, Instituto Superior Técnico, Mar. 1996;

[5] Pedro Sebastião, *Simulação Eficiente do Desempenho de Códigos TCH Através de Modelos Estocásticos*, Tese de Mestrado, Instituto Superior Técnico, 1999;

[6] Michel C. Jeruchim, Philip Balaban e K. Sam Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press, 1992;

Sessão de Posters III

Poster Session III

A Formação Tecnológica e de Serviços à Distância na Portugal Telecom (1996-1998)

Arnaldo Manuel P. Santos
Portugal Telecom Inovação
Responsável pelas Tecnologias de Formação
Email: arnaldo@ptinovacao.pt ; Tel: 034 403 514 ; Fax: 034 383 369

INTRODUÇÃO

A Formação Profissional desempenha um papel determinante no actual contexto de Liberalização Global do Mercado Mundial, pois tem de ser encarada por todos como um instrumento valioso que aumente a plataforma do saber, a produtividade e a satisfação individual.

O recurso a novas tecnologias de formação, com conteúdos adequados (auto-formação, ensino à distância, ensino assistido por computador), incentiva a auto-aprendizagem, optimiza os recursos, igualiza as oportunidades, encurta as distâncias e permite ritmos de estudo diferenciados [1].

Neste contexto, a Portugal Telecom Inovação (PT In), como responsável pela Formação Tecnológica e de Serviços (FTS) do Grupo Portugal Telecom, decidiu apostar e investir na formação à distância (EAD), tendo desenvolvido um ambiente Web para o EAD (acessível via Intranet da PT) e criado 10 cursos em formato CD-ROM multimédia, desde 1996.

De acordo com a metodologia adoptada pela FTS, os alunos acedem ao conteúdo de um curso, disponível em CD-ROM multimédia (especificamente criado para a auto-formação) e têm garantido o acompanhamento pedagógico, a partir de um serviço de formação à distância suportado em ambiente Web (Intranet ou Internet).

Esta comunicação pretende apresentar a metodologia do EAD na PT, a sua implementação, os serviços, os indicadores, os principais resultados e as avaliações pedagógica e da envolvente dos cursos.

A UTILIZAÇÃO DAS NOVAS TECNOLOGIAS AO SERVIÇO DA FORMAÇÃO

O Grupo Portugal Telecom (PT) é a principal empresa portuguesa de serviços de Telecomunicações. O Grupo PT engloba várias empresas em vários ramos de actividade: serviços telefónicos nacionais e internacionais, serviços telefónicos móveis, TV por cabo, comunicação de dados e acesso à Internet.

A PT Inovação (PT In - empresa do grupo PT) tem contribuído com uma parcela significativa dos seus recursos para a disseminação do "know-how" acumulado ao longo dos seus quase 50 anos de existência, através da formação em telecomunicações e da experiência vivida por todos quantos por ele passaram no seu percurso profissional.

Deste modo, a PT In é responsável pela organização e execução do plano da Formação Tecnológica e de Serviços de todo o Grupo PT.

Através da participação em vários Programas Europeus de I&D (Delta, Race, Telematics e Acts), com ênfase especial para o projecto D2003 - JANUS (Joint Academic Network Using Satellite), a PT In adquiriu conhecimentos e experiência importantes na área de interligação de redes e serviços telemáticos para a formação. [9].

Registou-se, então uma clara necessidade em aperfeiçoar e simplificar todo o processo associado à Formação, tirando partido das novas tecnologias emergentes e apostando na Formação à Distância com recurso à Auto-Formação e ao acompanhamento técnico e pedagógico remotos.

FORMARE – FORMAÇÃO EM REDE

Nasce, em 1994, a ideia de um projecto **FORMARE**, que se revelou fundamental para a disseminação da Formação á Distância na PT [2].

Problemas como a racionalização dos recursos humanos, simplificação de procedimentos, dispersão geográfica e acesso às novas tecnologias são minimizados com o Formare, uma Intranet de Formação, que proporciona serviços de Gestão da Formação e de Ensino à Distância (EAD).

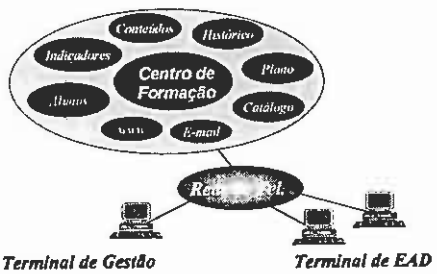


Figura 1 – Modelo do Formare

A figura ilustra o modelo funcional e a topologia simplificada da rede Formare. Um "terminal" Formare é composto por um PC Multimédia (Sound Blaster, Colunas, microfone, e Câmera) que pode aceder ao centro de formação via Intranet da PT (uma das maiores Intranet do país) ou via Internet.

A metodologia usada pelo Formare de EAD, permite aos formandos e formadores tirar partido da utilização de novas serviços ligados à actividade Formação, usando várias tecnologias emergentes e com um interface amigável em ambiente Web (Correio Electrónico, Conferência Electrónica, Computer Based Training, Chat, Netmeeting e File Transfer)

Um aluno ou um tutor (formador remoto) tem a possibilidade de, a partir de um terminal isolado ou de uma rede de computadores, aceder remotamente a um curso de formação, desenhado especificamente para a formação profissional à distância, usando vários serviços e equipamentos de interligação.

A figura seguinte apresenta o modelo seguido pela FTS para a difusão dos seus cursos de formação profissional à distância (EAD):

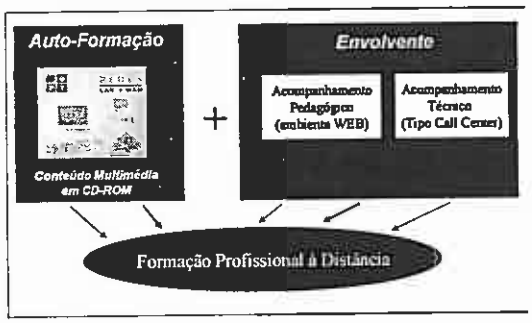


Figura 2 - Modelo EAD da FTS: Conteúdo + Envolvente

De acordo com este modelo [10], os alunos acedem ao conteúdo de um curso, disponível em formato CD-ROM multimédia (especificamente criado para a auto-formação) e têm garantido o acompanhamento pedagógico remoto diferido, a partir de um serviço de formação à distância suportado em ambiente Intranet ou Internet (envolvente).

O EAD NA PT 1996- 1998

As Experiências Piloto de Ensino à Distância realizadas na Portugal Telecom durante os meses de Agosto a Dezembro de 1996, constituíram uma das fases mais relevantes do projecto Formare e revelaram-se fundamentais para a consolidação deste método de ensino e a sua consequente inserção no plano de formação tecnológica e de serviços da PT relativo a 1997. Nelas participaram 32 alunos que obtiveram bons resultados pedagógicos e avaliaram positivamente o EAD. [3]

A FTS decidiu apostar na formação profissional à distância, tendo incluído os cursos de EAD no seu catálogo de formação.

A recolha das necessidades de formação para 1997 veio demonstrar o início da consolidação do EAD na Empresa, apesar de alguma apreensão natural face a um novo método de estudo, é já visível uma vontade, por parte da Empresa, em apostar na formação profissional à distância (94 participantes inscritos).

Foram calendarizadas 11 acções de formação em EAD, duas de Multimédia, duas de Redes LAN e WAN, duas de RDIS, duas de Inf. Aplicada às Telecomunicações, uma de Redes de Telecomunicações para um Técnico Açoreano, uma de SDH e uma de Redes de Banda Larga, com alunos de várias categorias profissionais.

A tabela seguintes ilustra os resultados obtidos em 1997, e comprova a eficiência e a eficácia deste tipo de Formação.

Tabela 1 – Cursos EAD 1997

Acção	Código	Mês	Previstos	Presentes	Envolvente	Pedagógica
Multimédia 1	97ED02	Março	8	7	3,97	15,3
LAN e WAN 1	97ED01	Abril	9	8	3,86	14,2
Banda Larga	97ED04	Maio	15	12	3,57	14,2
RDIS 1	97ED03	Junho	9	7	3,66	16,6
TSE, Tel.	97MC01	Maio/Junho	0	1	4,14	17,7
Multimédia 2	97ED02	Julho	8	7	3,81	16
RDIS 2	97ED03	Setembro	6	4	3,73	18,8
IAT 1	971673	Outubro	8	7	4	14,9
SDH	97ED05	Outubro	14	10	3,42	14,4
LAN e WAN 2	97ED01	Outubro	8	6	3,87	15
IAT 2	971673	Novembro	6	5	3,9	15
Totais			94	74	3,80	16,47

Relativamente à avaliação pedagógica, os resultados são francamente animadores, não se registam diferenças significativas face às avaliações dos mesmos cursos dados presencialmente, pelo contrário em alguns casos os resultados excedem o previsto.

Numa análise mais descritiva, poder-se-á afirmar que 1997 foi um dos anos mais importantes para a consolidação definitiva do EAD na empresa, pois:

1. Em 4 de Dezembro, o Formare e o EAD obteve a distinção da Empresa através da atribuição do prémio de criatividade da PT.

2. Ficou provada a aderência e a aceitabilidade da formação á distância na PT, com bons resultados pedagógicos e uma redução de custos assinalável.

3. Passou a existir o conceito de sala de aula virtual, com a participação remota e colaborativa em acções de formação, de acordo com o ritmo de auto-aprendizagem dos alunos.

4. A empresa passou a ter disponível 10 cursos em formato CD-ROM (Multimédia e Hipermédia) para a formação á distância:

- *Comutação Digital (multimédia)*
- *Int. ao TMN (multimédia)*
- *Banda Larga (multimédia)*
- *Comunicação de Dados (hipermédia)*
- *PPCA - Gama 0 (hipermédia)*
- *PPCA - Gama 1 e 2 (hipermédia)*
- *LAN e WAN (multimédia)*
- *Multimédia (multimédia)*
- *RDIS (multimédia)* [5]
- *SDH (multimédia)*

Em termos de metodologia, o EAD de 1998 registou algumas modificações significativas, fruto dos resultados e principais deficiências registadas no ano anterior:

- O ambiente Web passou a ser único (Actualizações, Email, Dúvidas, Testes)

- Deixou de estar disponível o serviço de E-mail pessoal, todas as mensagens passaram a ser encaminhadas para a conferência da turma virtual de cada curso, de modo a retratar com mais evidência a sala de aulas.

- A duração de cada acção foi alterada para 1 mês (10 dias era manifestamente insuficiente para este tipo de formação)

- Passou a estar disponível um HelpDesk telefónico permanente

- O Tutor passou a estar mais activo (trabalhos sumativos intermédios)

- A rede de EAD cresceu e passou a estar acessível, não via Formare mas também via Intranet da PT (o que permite uma maior aderência e flexibilidade para os alunos e tutores).

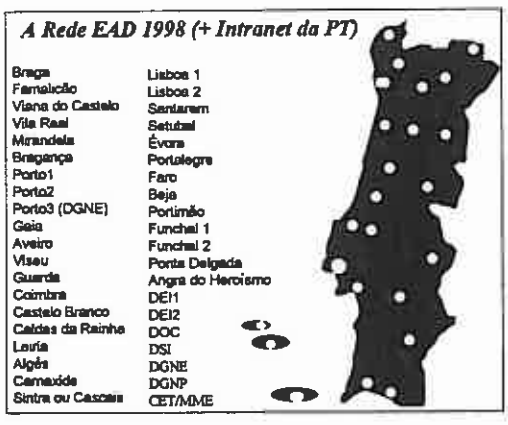


Figura 3 – Mapa da rede de EAD da PT

Realizaram-se, durante o ano de 1998, 17 acções de Ensino à Distância (EAD) a que correspondeu um volume de 600 dias x aluno, com um total de 172 participantes (cerca do triplo relativamente a 1997). A figura seguinte ilustra os principais valores relativos ao EAD 1998.

EAD 1998	Participantes Previstos	Participantes Inscritos	Testes Entregues	Inquéritos Entregues	Nº Chamadas Helpdesk	Mensagens Tecladas
RDIS	32	21	16	14	25	70
Redes LAN e WAN	24	17	11	12	89	46
Comunicação de Dados	30	18	9	8	56	43
Comutação Digital	32	14	11	10	36	50
Banda Larga	30	18	11	8	52	12
Conceitos de SDH	27	16	13	12	35	28
Multimédia	14	13	11	9	49	43
Gestão de Redes - TMN	24	18	9	9	37	48
PPCAs Gama 0	-	26	11	9	35	38
PPCAs Gamas 1 e 2	-	8	3	3	5	4
	213	*172*	*105*	*94*	*419*	*382*

Figura 4 – Cursos EAD 1998

Dos 213 participantes previstos, 172 aderiram e 41 faltaram. A percentagem de ausências (20%) não difere muito da percentagem que se regista na formação presencial e deve-se essencialmente a três factores:

- Falta de motivação e de empenhamento
- Indisponibilidade do formando, face ao trabalho do dia a dia.
- Mudança de departamento de alguns formandos no seguimento da nova estruturação da Empresa

Houve uma redução efectiva dos custos de Formação utilizando o EAD, fundamentalmente devido a economias com as viagens e estadias de cada participante.

Cada participante, em média, enviou 3 mensagens electrónicas, 2 relacionadas com dúvidas da matéria (382 no total) e 1 para o Bar da Web para tomar um café virtual (59 no total.).

Para cada acção de formação à distância foi garantido um acompanhamento personalizado aos alunos - helpdesk técnico permanente. Registram-se 419 pedidos de ajuda para as 17 acções de formação realizadas durante 1998, o que corresponde uma média de 2 a 3 chamadas telefónicas por aluno. [11]

CONCLUSÕES EAD 1996-1998

As experiências de Ensino à Distância no Grupo PT revelaram-se muito benéficas e positivas. Além da componente pedagógica dos cursos, estas experiências permitiram-nos tirar inúmeras conclusões importantes para a consolidação deste tipo de Formação na Empresa.

As respostas aos inquéritos de avaliação das acções revelaram-se indispensáveis para uma análise mais detalhada e, consequentemente, mais conclusiva. [4]

Em primeiro lugar, todos os formandos deverão estar motivados para aprender e ao mesmo tempo deverão ser escolhidos mediante determinado perfil (é conveniente que, tanto quadros técnicos como quadros superiores, tenham conhecimentos básicos de informática e estejam receptivos às novas tecnologias).

É importante realçar que a grande maioria dos alunos apenas estudou durante os últimos dias.

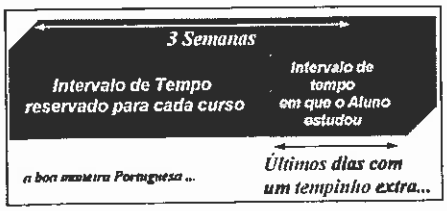


Figura 5 - Tempo para o estudo

As razões para este facto devem-se essencialmente a três factores:

1- Indisponibilidade por razões de serviço
2- Interrupções permanentes por estar junto ao posto de trabalho
3- Alguma falta de planeamento e de calendarização pessoais.

A garantia da qualidade do Ensino à Distância (tal como do Presencial) depende, essencialmente, da concretização de três factores fundamentais:

- Vontade e motivação de todos os intervenientes no processo
- Conteúdo dos cursos
- Acompanhamento técnico e pedagógico permanente e inovador

A motivação dos formandos passou pela aceitação de toda a Empresa, nomeadamente da confiança que as chefias depositarem neste tipo de Formação, encarando o EAD tal como encaram actualmente a formação presencial.

Registe-se, com agrado, que o resultado da recolha de necessidades para 1999 (641 participantes previstos), indicia uma clara tendência para o crescimento exponencial do EAD na Portugal Telecom.

Da análise verificada em 1996, 1997 e 1998, pode afirmar-se que o EAD permitiu à PT a utilização das novas tecnologias de informação e dos respectivos serviços telemáticos para aprender, ensinar e, consequentemente, para melhorar o desempenho de alguns dos seus recursos humanos.

De acordo com os resultados obtidos, o Ensino à Distância e principalmente o acesso a informação sobre Formação, devem continuar a ser vistos como uma medida estratégica para o saber ser, saber estar e saber fazer dos recursos humanos do Grupo PT.

REFERÊNCIAS

[1] Collis, B. "Tele-Learning in a Digital World", Int. Thomson Computer Press, 1996

[2] Formare. "FORMARE - FORMAção em REde", informação disponível via Internet no site http://www.cet.pt/fts, em Maio 1999.

[3] Santos, A. "Formare – Training on the Network", no âmbito do encontro International Workshop On Distance Learning and Training, Porto, 1999.

[4] Santos, A., "A Formação Tecnológica e de Serviços à Distância na PT", PT/CET, 1998

[5] Bacsish P., Mason R. , "ISDN applications in education and training", IEEE - 1994

[6] Lagarto J., "Formação Profissional à Distância", U.Aberta,1994

[7] Lois B. Hart, "Métodos de formação que funcionam", Ed.D, 1993

[8] Vitor Teodoro, "Educação e Computadores", , GEP, 1992

[9] Desmond Keegan, Distance training in the European Union, Europeans Communities, 1997

[10] Santos, A. , Bernardes, V. " Utilização das novas metodologias e tecnologias ao serviço da formação" 1° Congresso Luso Moçambicano de Engenharia, Setembro 1999.

[11] Rolo, P, Santos, A. " HelpDesk Pedagógico On-Line" Poster nas JECT 99, Lisboa, 1999.

Simulação de um Sistema de Comunicações Móveis Pessoais GSM 900/1800 MHz

Telmo Azevedo, Nuno Cota

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Departamento de Engenharia Electrónica e Comunicações

Rua Conselheiro Emídio Navarro, Nº1
Tel: +351 1 8317180; Fax: +351 1 8317114
Email: ncota@isel.pt, tazevedo@isel.pt

Resumo

É objectivo principal deste artigo, apresentar uma aplicação de software desenvolvida pelos autores, que simula o funcionamento de um sistema de comunicações móveis pessoais, tecnologia GSM 900 e 1800 MHz. A aplicação segue as normas GSM [1][2], no que respeita ao interface rádio [3], bem como aos algoritmos de acesso e atribuição de canal de tráfego [2]. Simula de forma estatística a utilização de recursos do sistema, permitindo extrair valores dos níveis de tráfego e GoS..

A aplicação é, após o seu desenvolvimento, utilizada como ferramenta auxiliar no ensino e estudo de sistemas de comunicações móveis celulares, particularmente de tecnologia GSM.

I. INTRODUÇÃO

A actual tecnologia de sistemas de comunicações móveis pessoais reveste-se de uma considerável complexidade, quer em termos de características físicas, quer nos protocolos e algoritmos utilizados. O ensino deste tipo de matérias por parte dos docentes, torna-se por vezes problemático, pela dificuldade existente na demonstração prática do funcionamento dos referidos sistemas, dado o elevado custo do equipamento de medida e teste. O facto deste equipamento ser extremamente vocacionado para as tecnologias em causa, não tendo portanto um âmbito de aplicação suficientemente abrangente, torna difícil a justificação do investimento financeiro.

Uma forma possível de superar as dificuldades apresentadas passa pelo desenvolvimento de aplicações de software que permitam simular, testar e observar o funcionamento dos sistemas e tecnologias em estudo, por forma a facilitar por parte dos alunos, o claro entendimento dos conhecimentos adquiridos nas aulas teóricas.

O artigo apresenta uma aplicação para simulação de um sistema baseado na tecnologia GSM 900/1800. Permite monitorizar todo o algoritmo de acesso, chamada e *handover*, quer do lado do terminal móvel quer do lado da estação base. A visualização envolve também as técnicas de acesso múltiplo contempladas pelas normas da tecnologia *dual-band* GSM. Será permitido ao utilizador configurar e alterar diversos parâmetros relacionados com estações base, terminais e com o funcionamento do sistema.

Outra vertente da aplicação, será o estudo e simulação de tráfego e grau de serviço (*GoS.*). A aplicação disponibiliza uma série de parâmetros que caracterizam os utilizadores quanto ao tráfego gerado, e permite ainda configurar as estações base em relação aos recursos oferecidos.

Numa rede de comunicações móveis o principal objectivo é oferecer e manter um desejado *GoS* por forma a disponibilizar um serviço de qualidade. Para isso terão de se encontrar respostas, às seguintes questões, que permitirão caracterizar o sistema em causa:

- Quantas estações base devem ser instaladas para suportar os valores de tráfego estudados, oferecendo um desejado GoS. ?
- Quantos canais (bidireccionais de voz) devem disponibilizados em cada estação base?
- Para um determinado número de canais, quantos terminais móveis poderão ser suportados, considerando um desejado GoS. ?
- Qual o impacto nos níveis totais de tráfego a variação de alguns parâmetro das estações base?
- Qual a influência dos parâmetros relacionados com o cálculo de cobertura e interferência nos valores de tráfego e GoS. oferecidos?

II. CARACTERÍSTICAS DO SISTEMA

O método de acesso no sistema *GSM* é feito com base numa combinação de dois sistemas de acesso:

- *FDMA* - A cada canal faz-se corresponder uma frequência. O utilizador pode aceder a qualquer frequência;
- *TDMA* - Cada frequência portadora é dividida num número de *time slots* e a cada um deles corresponde um canal de comunicação independente.

A combinação destes dois sistemas de acesso é feita por aplicação do sistema *TDMA* a cada canal *FDMA*, obtendo assim uma trama *TDMA* por frequência portadora.

A transmissão via rádio em GSM é efectuada através de *bursts*. Um *Burst* consiste numa série de *bits*, com duração finita e que ocupa espectro rádio. São enviados

em janelas de tempo e frequência, designado por *slots*. A frequência central dos *slots* é espaçada 200 KHz, dentro da banda de frequência do sistema, e estes ocorrem com intervalo de tempo de 15/26 ms, ou seja 577 µs. Os limites das durações dos *slots* são simultâneos numa determinada célula e o intervalo de tempo correspondente a *slots* simultâneos é o *Time Slot* (*TS*), Figura 1.

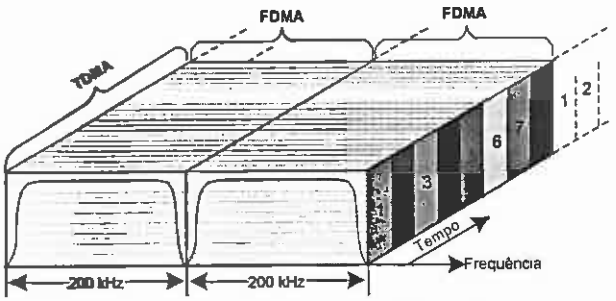


Figura 1 – Definição de Canal Físico

Com este sistema é conseguido um acesso múltiplo, ou seja uma multiplicidade de móveis que podem utilizar a rede simultaneamente, ocupando assim *time slots* na trama *TDMA*, ou seja canais físicos. Dependendo da utilização destes canais físicos, existem diversos canais lógicos.

III. MODELOS

Modelo de Estimação de Sinal

A ferramenta desenvolvida tem por base um modelo de estimação de sinal para ambientes urbanos microcelulares. Foi utilizado o modelo *COST 231–Walfisch-Ikegami* [4], um dos modelos apresentados pelo *COST 231* [4] para o tipo de aplicação em causa.

A potência do sinal recebido P_r (em dBm) será dado pela seguinte equação:

$$P_r = P_e + G_e(\theta) - Lp + G_r \qquad (1)$$

Onde:

- P_e : Potência emissão (dBm)
- $G_e(\theta)$: Ganho da antena de emissão na direcção θ
- Lp: Atenuação devido à propagação
- G_r : Ganho da antena de recepção

Modelo de Tráfego

Em relação ao tráfego, são tomadas em consideração diversas premissas. A localização das estações base é pré-definida pelo utilizador, e poderá tomar qualquer valor dentro dos limites do mapa. Os móveis estão aleatoriamente distribuídos sobre os arruamentos. Por defeito 70% dos móveis têm mobilidade. Esta percentagem é alterável pelo utilizador da aplicação.

A mobilidade dos utilizadores é caracterizada por uma velocidade constante de 1.4 m/s e uma direcção uniformemente distribuída no intervalo [0, 2π]. O utilizador mantém a mesma direcção durante um espaço de tempo aleatório, seguindo uma função exponencial com um valor médio de 40 segundos.

Apenas são consideradas chamadas originadas no móvel, pois para efeitos de tráfego a origem da chamada é indiferente. Os parâmetros que definem o tráfego gerado por utilizador é igualmente configurável. A duração das chamadas é aleatória, segundo uma distribuição exponencial, cuja média é configurável. Igualmente configurável é o número médio de chamadas efectuadas, por hora e por utilizador, que segue um processo de *Poisson*.

III. MONITORIZAÇÃO

A monitorização dos componentes rádio do sistema constitui a principal funcionalidade da aplicação. Antes do inicio da simulação todo o sistema deverá ser correctamente configurado. Para que uma estação base possa ser utilizada, deverá estar dotada de canais lógicos. Dado a complexa questão da utilização dos canais lógicos e físicos, disponibilizou-se uma configuração completamente versátil, onde o critério de atribuição de canais, de tráfego e comuns, é da responsabilidade do utilizador, como se pode observar na Figura 2.

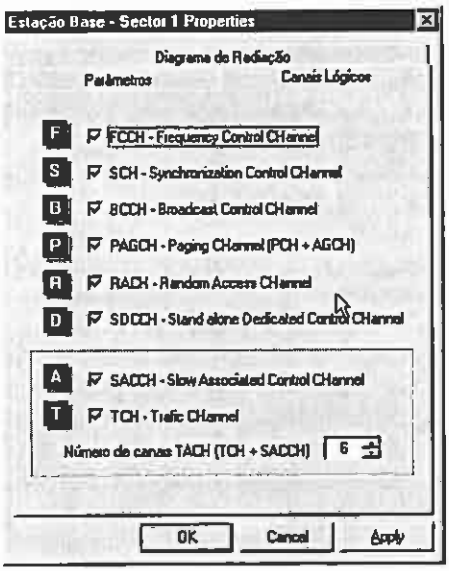


Figura 2 – Configuração dos canais de uma Estação Base.

A monitorização poderá ser realizada de forma independente para cada estação base ou móvel. Na monitorização do móvel, será disponibilizada uma janela, na qual constarão os parâmetros de rede, bem como dados referentes à posição e estado do móvel. Poderá desta forma ser visualizado o estado, assim como os dados relativos à qualidade de sinal. Nesta mesma janela é possível a observação do estado da utilização dos canais físicos e lógicos. Esta janela pode ser vista na Figura 3.

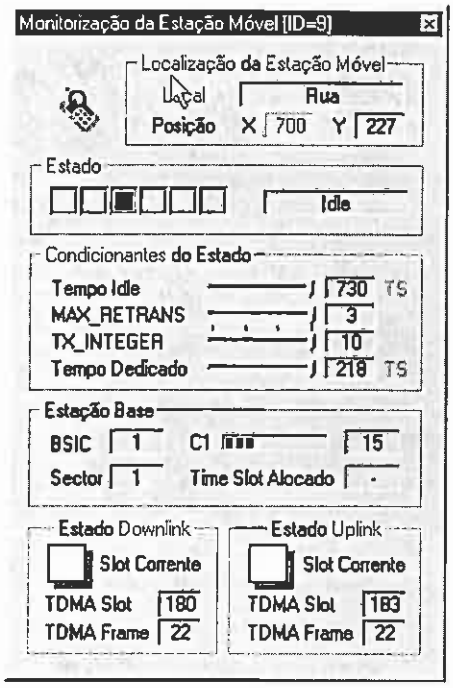


Figura 3 – Monitorização de um terminal móvel.

Relativamente à monitorização da estação base, esta deverá ser efectuada a partir de uma janela de diálogo disponibilizada para o efeito pela aplicação. Nesta janela poderá ser confirmada a posição e identificação do equipamento, bem como o estado da utilização dos canais físicos, nomeadamente, o *slot* corrente, bem com o número da trama TDMA actual. Esta informação é independente para cada sector da estação base. Na figura 4 poderemos observar esta janela de diálogo.

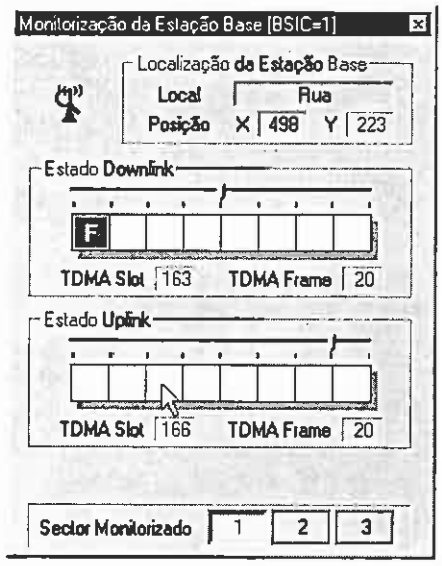


Figura 4 – Monitorização de uma estação base.

IV. SIMULAÇÃO DE TRÁFEGO

Quanto à simulação de tráfego, a observação poderá ser individual, relativa a cada estação base, ou global contabilizando todo o sistema. Os resultados obtidos pelo utilizador durante e após a simulação serão:

- Tráfego gerado pelos móveis na zona de cobertura;
- A distribuição de tráfego ao longo de um dia, hora, ou semana.
- A probalidade de bloqueio, que é definida pela razão entre o número de chamadas bloqueadas e o número total de chamadas efectuadas.
- A probalidade de queda de chamada, definida como a razão entre o número de chamadas caídas e o número total de chamadas efectuadas. Este parâmetro só terá expressão se os móveis estiverem em movimento.
- O grau de serviço GoS, definido como:

$$GoS = \frac{\text{Nº Cham. Bloqueadas} + 10 \times \text{Nº Cham. Caídas}}{\text{Nº Total de Chamadas}} \quad (2)$$

V. CONCLUSÕES

A aplicação desenvolvida constituí um importante utensílio na docência deste tipo de matéria. Permitirá que os alunos experimentem, observem e retirem conclusões sobre as diversas questões relacionadas com a tecnologia *GSM*.

Graças à funcionalidade de simulação de tráfego, a aplicação será extremamente útil no auxílio do planeamento celular teórico, sendo possível confirmar, com base em simulações, a correcção do planeamento efectuado.

Este tipo de aplicações representa uma óptima alternativa ao equipamento de teste e medidas, geralmente extremamente dispendioso e vocacionado.

REFERÊNCIAS

[1] ETSI-ETR European digital cellular telecommunications system (Phase 2); Radio network planning aspects (GSM 03.30), 1995

[2] ETSI GSM 04.03 (ETS 300 552): "Digital cellular telecommunications system (Phase 2); Mobile Station - Base Station System (MS - BSS) interface Channel structures and access capabilities".

[3] ETS 300 574: "Digital cellular telecommunications system (Phase 2); Multiplexing and multiple access on the radio path (GSM 05.02)", 1997

[4] ETSI-GSM 01.04 (ETR 100): "European digital cellular telecommunication system (Phase 2); Definitions, abbreviations and acronyms". 1995

[5] N. Cota, "GSM 900, DCS 1800 – Descrição da Tecnologia", ISEL-DEEC, 1999

[6] GSM 03.03 (ETS 300 523): "Digital cellular telecommunications system(Phase 2); Numbering, addressing and identification".

[7] Averil M. Law, W. David Kelton: "Simulation Modeling & Analisys", 1991

Sistema Assistido por Computador para o Ensino da Electrónica

Osvaldo Rocha Pacheco, Nuno Miguel Neto, Carlos Alberto Loureiro
Departamento de Electrónica e Telecomunicações
Universidade de Aveiro
Departamento de Electrónica e Telecomunicações – Universidade de Aveiro - 3800 Aveiro
Tel:(034) 370376 / FAX:(034) 381128 / E-mail: osvaldo@inesca.pt

Resumo - Neste artigo apresentamos um sistema baseado em computador, de apoio ao ensino da electrónica. O sistema integra um conjunto de funcionalidades que permitem ao aluno, desenvolver autonomamente grande parte do trabalho laboratorial associado à sua aprendizagem, complementando o equipamento tradicional de bancada de um laboratório de electrónica.

O sistema de trabalho, baseia-se num PC equipado com uma placa com conversores A/D e D/A. No software identificam-se dois módulos distintos; o primeiro consiste basicamente num guia interactivo multimédia que permite a introdução teórica dos temas que se pretendem ensinar e apresenta os trabalhos práticos associados; o segundo consiste num conjunto de instrumentos virtuais tais como osciloscópio e gerador de sinal, que poderão ser usados no apoio à resolução dos trabalhos práticos. Após um processo de análise dos resultados e reajuste eventual da montagem, o sistema através de um conjunto de instrumentos virtuais permite a recolha, visualização e processamento dos dados, fornecendo ao aluno novas ferramentas de análise dos resultados obtidos.

INTRODUÇÃO

Nos últimos anos multiplicaram-se os trabalhos que, fazendo uso das novas tecnologias tornam possível o desenvolvimento de sistemas de apoio ao ensino. Estes sistemas normalmente disponibilizam a versão electrónica dos documentos de apoio existentes em papel e ferramentas de simulação e teste, que permitem ao estudante o acesso ao trabalho laboratorial, acompanhado de um guia interactivo, e de demonstrações e tutores para a resolução de alguns problemas tipo.

Desenvolveu-se um sistema de ensino interactivo que possibilita o acompanhamento teórico e prático do estudo de um tema, que inclui instrumentos de trabalho (gerador de sinais, osciloscópio, analisador de espectros e multímetro) de modo a que, com um computador, o aluno tenha disponível um laboratório e um guia.

A estação de trabalho, baseia-se num PC equipado com uma placa com conversores A/D e D/A. No software identificam-se dois módulos distintos; o primeiro consiste basicamente num guia interactivo multimédia que permite a introdução teórica dos temas que se pretendem ensinar e apresenta os trabalhos práticos associados; o segundo consiste num conjunto de instrumentos virtuais tais como osciloscópio e gerador de sinal, que poderão ser usados no apoio à resolução dos trabalhos práticos. Após um processo de análise dos resultados e reajuste eventual da montagem, o sistema através de um conjunto de instrumentos virtuais permite a recolha, visualização e processamento dos dados, fornecendo ao aluno novas ferramentas de análise dos resultados obtidos.

A exportação dos dados respeitando formatos identificáveis, permite a sua utilização por outras aplicações de processamento, bem como, a passagem de gráficos, dados e resultados para um ficheiro, promovendo a elaboração e entrega do relatório do trabalho, no final da aula laboratorial.

METODOLOGIAS

A construção do guia multimédia foi feita em *HTML* utilizando-se como editor o *Microsoft Front Page 98*. Esta opção justifica-se pela grande divulgação das técnicas de navegação na *internet* e pela grande disponibilidade de *browsers* na maioria dos computadores pessoais.

O *software* usado no desenvolvimento dos instrumentos virtuais foi o *LabView*, da *National Instruments*, juntamente com uma placa de aquisição, também da *National Instruments*. A escolha desta linguagem de programação deve-se quer à facilidade de programação da placa de aquisição, quer à facilidade na criação de interfaces gráficos, quer ainda à disponibilidade de extensas livrarias de funções (figura 1).

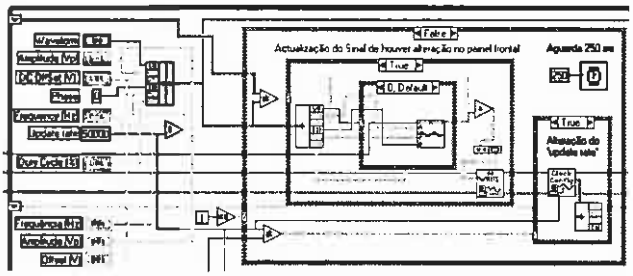


Figura 1 – Linguagem de programação G (*LabView*)

O *software* corre sobre um computador PC-IBM compatível com os seguintes requisitos mínimos: Pentium 120MHz, 16MB RAM, 50MB livres de disco rígido, placa gráfica com 4MB de RAM, 1 *slot* PCI livre e sistema operativo Windows 95/98 ou NT, sendo no entanto, muito vantajoso, configurações com melhores performances.

ARQUITECTURA DO SISTEMA

Como já foi dito, o sistema baseia-se em dois módulos principais. O guia multimédia interactivo desenvolvido em *HTML* e o conjunto de instrumentos virtuais desenvolvido com o *LabView* (figura 2).

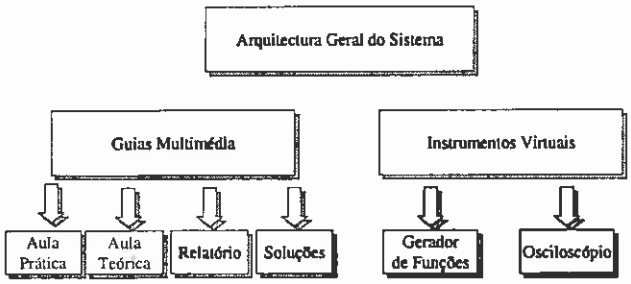


Figura 2- Esquema da arquitectura geral do demonstrador.

O aluno, através da introdução teórica, pode recordar os princípios teóricos que estão subjacentes à aula prática, ou esclarecer alguma eventual dúvida que surja durante a realização do trabalho. De seguida, usando o módulo da aula prática, o sistema introduz o trabalho prático a realizar (figura 3). Para o demonstrador implementado, as questões levantadas no trabalho prático abordam a conversão digital - analógica e analógica - digital (figura 4). O acompanhamento da aula teórica e prática é feita de forma interactiva, de uma forma de todo semelhante à consulta de um *site* na *internet*. Finalmente o sistema disponibiliza um módulo, eventualmente protegido por *password* e portanto só acessível ao tutor, que contém todas as soluções referentes à parte prática.

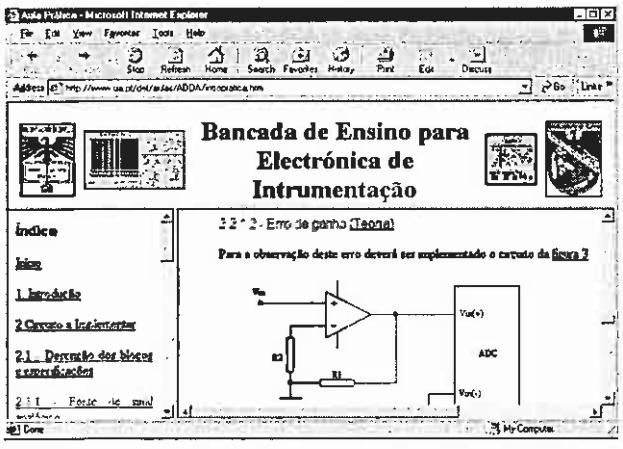


Figura 3 – Documento multimédia - aula prática.

Na realização do trabalho prático, as ferramentas de trabalho são basicamente instrumentos virtuais que permitem ao utilizador executar no PC as mesmas tarefas que seriam executadas pelos tradicionais instrumentos de bancada (osciloscópio e gerador de funções).

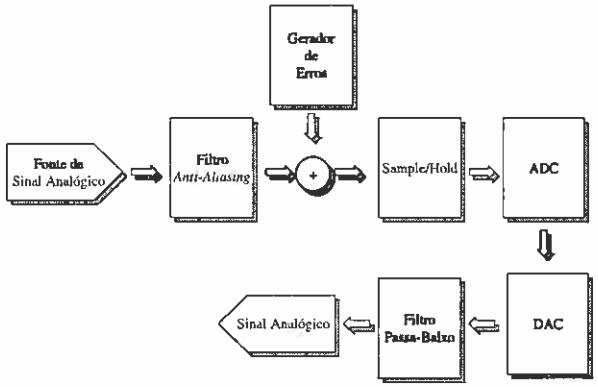


Figura 4 – Principais blocos do circuito do trabalho prático a implementar.

FUNCIONALIDADES DO SISTEMA

O arranque da aplicação faz-se pelo documento multimédia que contém a introdução teórica sobre o tema a abordar. Neste documento é possível a navegação usual numa qualquer página *Web*, com todas as funcionalidades inerentes e com os mesmos princípios de navegação.

No final da introdução teórica é iniciada a componente prática. Neste módulo, em cada secção existe um *link* para o respectivo conceito teórico. Desta forma a ajuda é rapidamente enquadrada, perdendo-se, no entanto, o exercício de pesquisa de informação.

Finalmente, se o aluno se sentir capaz, pode iniciar a realização do trabalho prático, implementando o circuito, verificando os resultados e registando as conclusões.

Ao longo da aula prática, existem *links* para os instrumentos virtuais necessários. Em qualquer situação, é sempre possível, através da barra de navegação, a activação de um qualquer instrumento virtual (figuras 5 e 6). Os instrumentos virtuais disponíveis são o osciloscópio e o gerador de funções.

A elaboração do relatório pode ser feita em tempo real, ou seja, à medida que os vários circuitos práticos são implementados, toda a informação necessária, vai sendo adquirida para um ficheiro, por ordem do utilizador. Deste modo, no final da experimentação todos os valores e informações necessários ao relatório final estão disponíveis, não sendo necessária a composição pelo utilizador.

A criação do relatório de um modo semi-automático pode ser complementada através de outras funcionalidades existentes na aplicação guia. No final é possível o envio do relatório ao tutor por *e-mail* ou a impressão do relatório para entrega imediata.

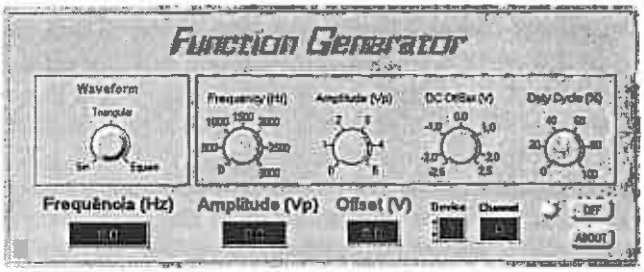


Figura 5 – Gerador de funções virtual

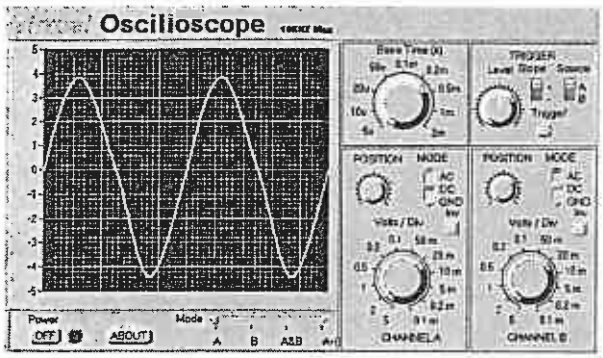


Figura 6 – Osciloscópio virtual

CONCLUSÕES

Foi dedicado especial cuidado à elaboração dos guias interactivos de modo a que sejam usados com pequena resistência por uma população muitas vezes pouco atraída pelas novas tecnologias. As interfaces dos instrumentos virtuais, semelhantes às interfaces dos instrumentos de bancada permitem uma rápida adaptação pelos utilizadores.

Pensamos que numa primeira fase esta estação de trabalho poderá disponibilizar a baixo custo uma pequena bancada, que permitirá a preparação de aulas práticas de disciplinas como análise de circuitos e electrónica, faltando, no entanto, ainda algum trabalho de validação, que pensamos realizar a curto prazo.

TRABALHOS FUTUROS

O trabalho seguinte, consistirá em testar ferramentas de autor para a re-implementação dos guias multimédia, o que poderá permitir a orientação do aluno, em caso de dúvida ou erro, sugerindo uma solução para a resolução do problema.

Os instrumentos virtuais que foram implementados simulam um osciloscópio e um gerador de funções. Poderá também ser implementado, um analisador de espectros e um multímetro.

A integração de ferramentas de análise e simulação, como o *Spice*, também poderão ser contempladas, na medida que alguns resultados poderão ser usados para a preparação e para a construção do relatório.

O ensino à distância também poderá condicionar o desenvolvimento futuro. Numa fase mais avançada este sistema poderá ser desenvolvido de modo a funcionar num servidor remoto, onde estarão disponíveis os assuntos a serem abordados. Poderá haver uma distinção entre alunos e tutores, podendo esta ser feita com o uso de diferentes *logins*.

REFERÊNCIAS

Texas Intruments, *Data Acquisition Circuits*, Custom Printing Company, Owensville-Missouri, 1998.

The Engineering Staff of Analog Devices Inc, *Analog-Digital Conversion Handbook*, 3rd ed, Prentice-Hall, 1986.

Sedra, Adel S. e Smith, Kenneth C., *Microelectronic Circuits*, 3rd ed., New York: Oxford University Press Inc., 1989.

Leland B Jackson, *Digital Filters and Signal Processing*, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers, 1989;

National Instruments, *LabView Basics*, 2nd ed., National Instruments.

National Instruments, *LabView for Windows User Manual*, National Instruments, 1996.

Lisa K. Wells, *LabView - Students Edition User's Guide*, 1st ed, Prentice Hall, New Jersey, 1994.

HELPDESK PEDAGÓGICO ON-LINE

Paulo J. R. Ferreira [1], Arnaldo M. P. Santos [2]
[1] Portugal Telecom paulo-j-rolo@telecom.pt
[2] PT Inovação arnaldo@cet.pt

RESUMO

Durante a realização de uma aula de Redes, Serviços e Soluções Empresariais, no CET em Aveiro, um aluno colocou o seguinte desafio ao professor:

"... uma das grandes dificuldades com que me debato frequentemente tem a ver com o facto de estar a negociar com um cliente e, perante um assunto técnico mais sofisticado, não ter uma resposta adequada, nem acesso a informação ou a pessoas que me ajudem a compreender esse assunto..."

Esta necessidade, associada à experiência da FTS na Formação à Distância e na Gestão de Formação, constituiu a principal causa impulsionadora para o nascimento de um *HelpDesk Pedagógico On-line*, em ambiente Intranet (interacção *Web*/Base de Dados).

A ideia era simples: disponibilizar uma ferramenta user-friendly (do tipo "*search*"), que proporcionasse uma forma útil e eficiente de resposta a várias dúvidas pedagógicas fornecendo elementos importantes como o significado, a bibliografia, os cursos relacionados, as pessoas a contactar ou os manuais disponíveis sobre a palavra pesquisada.

Este trabalho pretende apresentar uma visão global do *Helpdesk*, resumindo a necessidade original, as opções tomadas na implementação, o desenvolvimento, a configuração e os resultados alcançados.

APRESENTAÇÃO DA APLICAÇÃO HELPDESK

O Departamento de Formação Tecnológica e Serviços (FTS) é o departamento da PT Inovação (CET), cuja principal missão é: "*Assegurar a Formação Tecnológica e de Serviços do Grupo Portugal Telecom, tendo em conta a evolução tecnológica, as orientações estratégicas e os requisitos departamentais*", [1].

Por forma a gerir toda a informação relativa à formação, foi desenvolvido um sistema de informação baseado no conceito de base de dados distribuídas.

Este sistema de informação inclui características associadas aos cursos tais como o *programa*, a *designação*, a *duração*, o *custo*, as *acções de formação*, os *módulos*, os *coordenadores*, os *responsáveis* e os *formadores* (típicas de um catálogo ou brochura).

Surgiu então a ideia de aproveitar essa informação já existente, de modo a proporcionar de uma forma útil e eficiente a resposta para várias dúvidas técnicas e formativas. Pretendia-se um sistema que fornecesse orientações sobre os vários domínios associados aos diferentes cursos, disponibilizando de uma forma imediata ao utilizador quais os orientadores e responsáveis pelos cursos e os respectivos contactos, qual o conteúdo de um dado curso e qual o percurso de formação recomendado.

Caso tivesse dúvidas em relação a algum assunto ou conceito, receberia essa informação e poderia aceder a manuais ou folhetos relacionados. Ou, pelo menos, seria encaminhado até alguém que o pudesse esclarecer.

As ferramentas de implementação e desenvolvimento

Identificado o conjunto de respostas que se pretendiam dar, procedeu-se à escolha das ferramentas de implementação. Os três aspectos mais importantes que influenciaram esta escolha foram a estrutura da base de dados, a informação a obter e a forma de acesso ao serviço.

O acesso à *World Wide Web* (*WWW*) é facultado através de um *Web Browser*. Estes fornecem um *GUI* (*Graphical User Interface*) que facilita o acesso à base de dados. Utilizando um *Web Browser* capaz de apresentar *forms*, o processo de acesso aos dados torna-se mais simples e, neste caso, a página *Web* apresenta-se como uma simples aplicação interactiva com facilidade de navegação.

Um meio que possibilita a execução de aplicações interactivas na *Web* é denominado *ISAPPI* (*Internet Server Application Programming Interface*).

Usando *ISAPPI's*, o código responsável pelo acesso à base de dados e pela consecutiva devolução, em formato *HTML* ao servidor da *Web*, é implementado na linguagem de programação, [2] e [3].

Internet Information Server - Microsoft (IIS)

O IIS fornece juntamente com qualquer *ODBC (Open Data Base Connectivity)*, a possibilidade de criar páginas *Web* a partir da informação contida na base de dados, bem como inserir, actualizar e remover informação a partir de páginas *Web* e ainda executar outras operações em *SQL*.

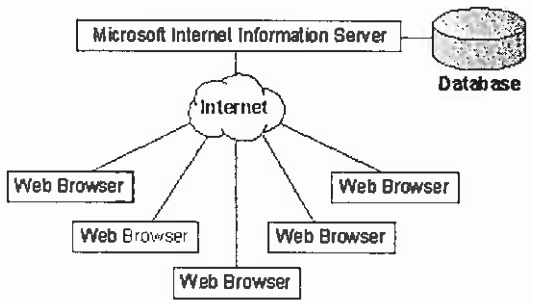


Figura 1: Acesso à base de dados com o *IIS* através da *Web*

Conceptualmente, o acesso ao sistema de informação é efectuado através do *IIS* como ilustra a figura 1.

O *Web Browser* submete pedidos ao servidor da Internet (*IIS*) utilizando o protocolo *HTTP*. O servidor da Internet responde com um documento formatado em *HTML*. A informação que retorna da base de dados é assegurada por um componente do servidor *IIS* denominado *IDC* (*Internet Database Connector*). O *IDC* é um *ISAPPI DLL - Httpodbc.dll* - que usa a *ODBC* para o retorno da informação da base de dados.

A figura 2 apresenta os componentes que concretizam a ligação entre a base de dados e o servidor *IIS*.

A *DLL Httpodbc.dll* utiliza dois tipos de ficheiro que controlam como é efectuado o acesso à base de dados, bem como o modo de construção da página de resultados da *Web*. Estes ficheiros são o *Internet Database Connector (file.idc)* e o *HTML extension (file.htx)*.

No ficheiro *file.idc* está a informação necessária para a ligação à *ODBC* e para a execução do bloco *SQL*. Para além disso é referido o ficheiro *HTML extension* que será usado e ainda outros parâmetros de conexão. O ficheiro *file.htx* é um *template* que define o *layout* de apresentação dos dados resultantes da *query*. É este ficheiro, em *HTML*, que é usado para projectar os resultados do bloco *SQL*.

A apresentação de um pequeno exemplo pretende demonstrar a simplicidade do processo de *input/output* entre o utilizador na página *Web* e a base de dados no *IIS*. O exemplo seguinte corresponde a uma simples *query* à base de dados a partir de uma página *Web*. No servidor IIS, o processo realiza-se em 6 passos:

1. *URL* é recebido pelo *IIS*.
2. *IIS* invoca o *Httpodbc.dll* e fornece-lhe a informação associada ao *URL*.
3. *Httpodbc.dll* lê o ficheiro *sample.idc*.
4. *Httpodbc.dll* liga-se à *ODBC data source*, e executa o código em formato *SQL* contido no ficheiro *sample.idc*.
5. *IDC* retira os dados da base de dados e coloca-os no ficheiro *file.htx*.
6. *IDC* envia o documento, com os dados pedidos, para o *IIS* que, por sua vez, os devolve ao cliente.

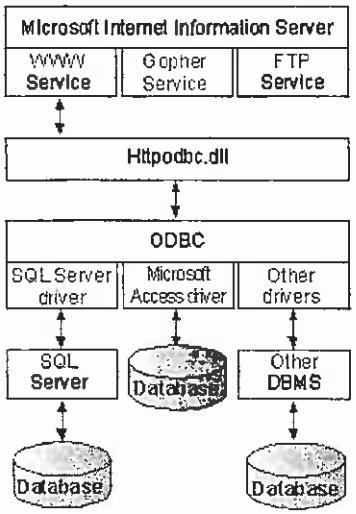


Figura 2: Elementos envolvidos na interacção *WWW/BD*

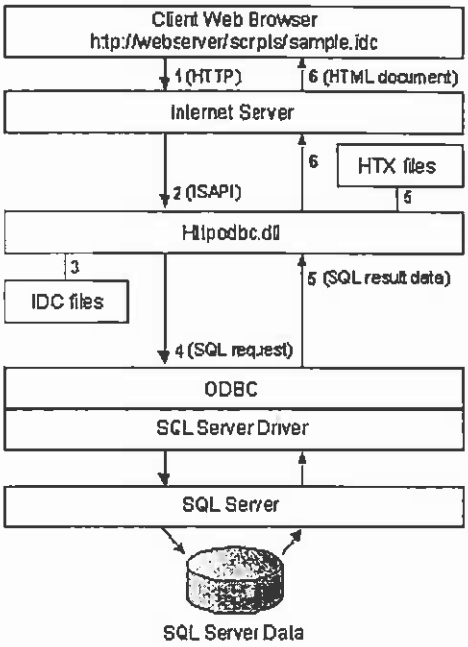


Figura 3: Exemplo de interacção *WWW/BD*

Em termos de segurança, existe a possibilidade de certos intrusos acederem ao servidor. O *IIS* encontra-se configurado de modo a reduzir essa possibilidade através da aplicação de três métodos:

1.Só os administradores têm direitos para modificar as aplicações existentes (todas as permissões), de modo que só os utilizadores autorizados possam fazer modificações.

2.Todos os utilizadores têm direitos de acesso somente de leitura.

3.Aos utilizadores remotos deverá ser atribuida a conta *IUSR-computername* que não permite a escrita no sistema de ficheiros dessa máquina.

Conclusões sobre o ambiente de desenvolvimento

Para permitir a interacção *Web/BD* foi também considerado o *Oracle Web Server*, mas o seu elevado custo não compensava o nível de segurança superior ao IIS para os efeitos pretendidos. Outras soluções podem ser encontradas em [4].

O *Microsoft Internet Information Server 2.0* permite o acesso a uma série de plataformas de bases de dados, como por exemplo o *SQL Server*, o *Oracle* ou o *Access*. O *IIS* é usado na interacção *Web*/Base de Dados em *Oracle 7*, existindo um conjunto de páginas *HTML*, *HTX* e ficheiros *IDC* que suportam o acesso especificado pelo projecto *Helpdesk*.

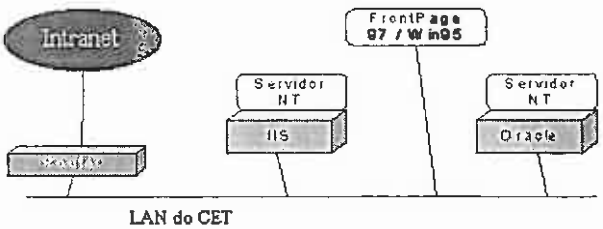


Figura 4: Máquinas envolvidas na concepção do *Helpdesk*

Para o desenvolvimento de todas as páginas e ficheiros necessários, foi usado o *Microsoft FrontPage 97*. Esta ferramenta permite implementar toda uma *Web* e testá-la sobre um servidor de *WWW* que esteja instalado no sistema - neste caso o *IIS*.

CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA

Depois de apresentadas as questões inerentes à escolha das ferramentas de desenvolvimento, indicam-se as principais etapas de configuração do sistema e das ferramentas envolvidas na concepção do *Helpdesk*, [5] e [6].

Para assegurar a implementação e funcionamento do sistema, foi necessário ter em atenção a instalação de três componentes: o *Microsoft FrontPage 97*, o *IIS* e o *Oracle Server 7*.

O *Oracle Server* já estava instalado num servidor *NT* independente que assegurava o sistema de informação da FTS (Formação Tecnológica e de Serviços) designado por *Formare*, [2] e [7].

O *FrontPage 97* foi instalado num *PC* de desenvolvimento, seguindo os passos de instalação do próprio software, indicando o servidor *NT* com o *IIS* instalado, [3].

Máquina do *Oracle Server*

1- Abertura de uma conta com acesso apenas de leitura (para realizar *selects*), sobre as tabelas usadas pelo *Helpdesk* da base de dados *Formare*, para um *<user = user>* com *<password = password>*. Deste modo, a segurança do *Oracle* é reforçada, dado que não é possível realizar alterações na base de dados. As tabelas necessárias foram as seguintes: *apoios*, *afetapoio*, *modulos*, *catalogo*, *pesact*, *coordenadores*, *departamentos*, *plano*, *pl_form*, *fichapoios*, *formadores* e *chaves*.

Máquina do *FrontPage 97*

1- Execução o *FrontPage Explorer* e criação de uma nova *Web*, na máquina do IIS, denominada "*Helpdesk*".

2- Desenvolvimento de páginas HTML ou outros ficheiros necessários, através do FrontPage Editor. Para melhor estruturar os ficheiros, é possível criar directórios dentro da própria *Web*. Estes directórios e sua própria localização física (*path*) terão que ser mapeados, mais tarde, em directorias virtuais. A um endereço (virtual) URL, que é único numa intranet ou internet, corresponde um endereço (físico) ou *path* que indica a localização do ficheiro no sistema de ficheiros da máquina. O mapeamento faz a correspondência entre os dois endereços. O mapeamento é exemplificado na figura 5.

Máquina do *IIS*

1- Criação, no ficheiro *Tnsnames.ora*, de um nome que identifique a máquina, a porta e a base de dados a que o cliente de *Oracle* se vai ligar, neste caso <desenvolve>. Em qualquer cliente de *Oracle*, o servidor instala um ficheiro denominado *Tnsnames* onde é definida a localização do servidor, indicando qual a máquina e a porta do serviço *Oracle* e, ainda, a base de dados a que acede (Desenvolve). Cada vez que o cliente quer comunicar com o servidor, vai a este ficheiro e encontra a informação necessária para realizar a ligação. O nome canónico <desenvolve> identifica essa informação dentro das muitas que possam existir no *Tnsnames*. O ficheiro Tnsnames tem que ser criado na máquina do *IIS*, pois é este que necessita de saber a localização da base de dados quando definir o *Data Source Name - DSN*.

2- Definição no ficheiro *Sqlnet.ora* dos serviços de autenticação. A instrução *SQLNET.AUTHENTICATION_SERVICES=(BEQ,SECURID,CYBERSAFE)* permite configurar o cliente *Oracle* de modo a este se poder ligar a um servidor *Oracle*, quer use o serviço de autenticação *SECURID* ou *CYBERSAFE*, [8].

3- Criação de um *DSN*. Este permite identificar a ODBC que cada ficheiro *file.idc* vai usar para aceder à base de dados. Para tal bastará aceder ao *Control Panel* e seleccionar o *32bit odbc*. Em seguida, seleccionar a *ODBC* do *Oracle*, escolher '*System DSN...*' e criar um DSN associado para o System, completando as opções requeridas. Depois fazer *Add*, deverá ser escolhido o *driver* do *Oracle 7.3*. Em seguida, será indicado o nome canónico do serviço de base de dados <desenvolve> , o nome do *DSN* e a sua descrição. Depois de preenchidos o resto dos campos requeridos, o *DSN* fica pronto para ser utilizado em qualquer ficheiro *file.idc*.

4- Os directórios criados posteriormente terão de ser mapeados manualmente executando o *Internet Service Manager* do *IIS*. Depois de seleccionado o serviço *WWW*, no bloco dos directórios, podem-se observar aqueles que já foram mapeados pelo *F.Explorer 97*. Para além disso, deverá ser especificado qual o ficheiro *HTML* que é lido, por defeito, cada vez que o *browser* vai a um *URL* e não lhe é indicada a *source* que deve carregar. Neste caso é o ficheiro *index.html* que será a página principal do *Helpdesk*.

Figura 5: Mapeamento dos directórios

Agora, o *URL* que identifica a *Web Helpdesk* é *http://End.IP/Helpdesk*. É importante que a directoria *IDC_HTX*, onde foram criados os ficheiros *IDC* e *HTX*, tenha apenas permissão de acesso *Execute*, tendo as directorias *images*, sons, manuais apenas a permissão de acesso *Read*. A directoria */cgi-bin* também deverá ter apenas a permissão de acesso *Execute*, de modo a permitir o correcto funcionamento do contador de acessos da página principal do *Helpdesk*. No bloco *Service* será necessário verificar se as 3 opções de *Password Authentication* estão seleccionadas. No final desta fase, o sistema estará completamente configurado.

DESENVOLVIMENTO, IMPLEMENTAÇÃO E FUNCIONALIDADES

Durante a fase de concepção do *Helpdesk*, foi definido que a pesquisa poderia ser efectuada em relação ao texto chave introduzido ou, caso este não fosse especificado, ser de âmbito geral.

Também foi definido que os tópicos de possível consulta seriam os *cursos*, *coordenadores de cursos*, *responsáveis de cursos*, *formadores de cursos*, *manuais e folhetos*, *bibliografia*, *percursos de formação*, *significados* ou *quem o pode ajudar*, [9].

A página principal contém uma *Java Script* que, consoante exista ou não a chave e o tipo de pesquisa seleccionado, executa uma função adequada. Esta passa o valor chave para a *form* respectiva e submete-a. Para tal cada *form* contém a indicação do *handler*, neste caso o ficheiro *IDC*, que por sua vez tem a informação do *DSN*, do *username*, *password* e do ficheiro de *template HTX*. O ficheiro *IDC* consiste num bloco *SQL* onde estão uma ou mais *queries* que serão efectuadas à base de dados. O ficheiro *HTX* contém o *template* da página *HTML* com a indicação da secção de detalhe para os *records* devolvidos pela *query*.

Cursos

A pesquisa "*cursos*" apresenta os cursos disponíveis do catálogo de formação. Se não for fornecido o texto chave, são visualizados todos os cursos. Caso contrário, aparecem os cursos onde a chave esteja presente no seu código, designação, objectivo, pesquisa ou sumário e ainda aqueles cujos módulos contenham a chave nos campos do código do módulo, designação, tema, objectivo ou programa.

Ao ser seleccionado um curso é visualizado o código, designação, catálogo, formadores e módulos. O catálogo permite aceder ao programa, destinatários, pré-requisitos, duração, custo, número máximo de acções, responsável e coordenador. Os módulos são os que fazem parte desse curso. No *link* "*formadores*" é apresentado o número mecanográfico e o nome dos formadores, sendo possível ainda aceder ao contacto detalhado do formador. Existe também a possibilidade de consultar todos os cursos desse formador.

Figura 6: Página principal do *Helpdesk*

Coordenadores/Responsáveis/Formadores de cursos

Estas pesquisas são semelhantes à anterior mas, neste caso, é devolvido o nome dos coordenadores/responsáveis/formadores dos cursos, e não o nome dos cursos. O que foi dito em relação à existência ou não de chave também se aplica neste caso. Existe também a possibilidade de consultar todos os cursos desse coordenador/responsável/ formador.

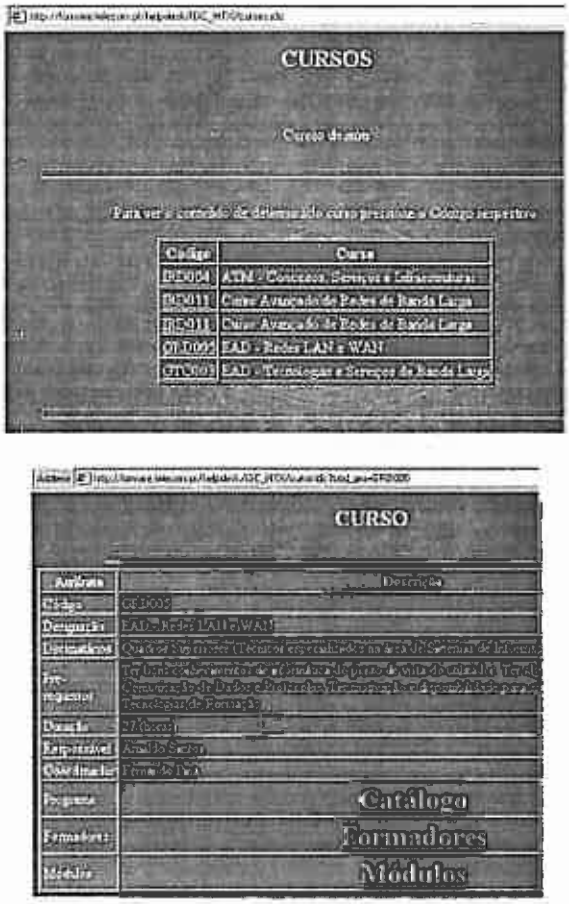


Figura 7: Resultado da pesquisa de cursos sobre *ATM* e informação do curso de Redes *LAN&WAN*

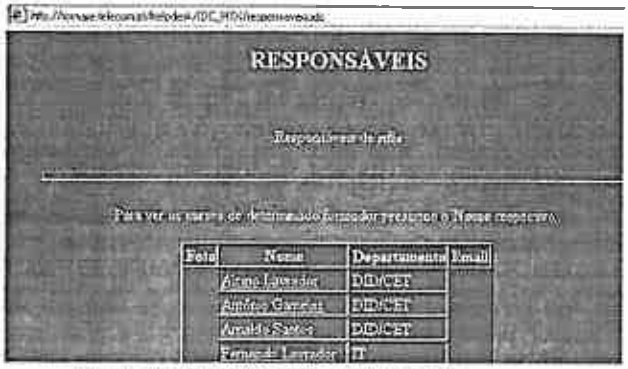


Figura 8: Consulta dos responsáveis de curso

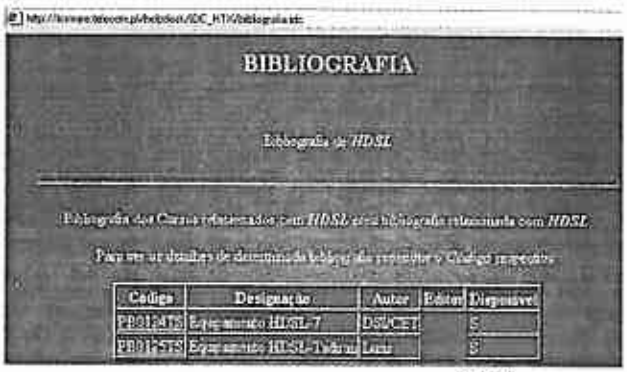


Figura 10: Bibliografia do tema *HDSL*

Manuais e folhetos

A pesquisa apresenta os manuais e folhetos disponíveis para a formação. A chave é procurada na designação, observações ou subtítulo dos manuais e folhetos, no código, designação, objectivo, pesquisa ou sumário dos cursos e, ainda, no código, designação, objectivo, tema ou programa dos módulos. É também possível efectuar o *download* dos manuais disponíveis.

Bibliografia

É apresentada a bibliografia disponível para a formação, sendo necessário indicar a chave de procura. Esta é procurada na designação, observações ou subtítulo da bibliografia, no código, designação, objectivo, pesquisa ou sumário dos cursos e, também, no código, designação, objectivo, tema ou programa dos módulos.

Percursos de formação

São apresentados os percursos de formação que podem ajudar o formando a optar pelo melhor caminho a seguir na sua formação pessoal. Esta informação não está armazenada na base de dados, sendo fornecida em vulgares páginas de hipertexto.

Quem o pode ajudar

Semelhante à pesquisa de cursos, mas é possível aceder directamente aos formadores através do código do curso.

Significado

Devolve o significado de uma dada palavra ou expressão, consultando para tal a tabela de significados que funciona como glossário.

ALGUNS INDICADORES E PRINCIPAIS CONCLUSÕES

O *Helpdesk* foi desenvolvido durante cerca de 1 ano e meio (entre Janeiro 97 [9] e Junho 98). O objectivo principal definido durante a fase de concepção não sofreu alterações significativas. No entanto, é importante realçar que se registaram algumas modificações relacionadas com o interface gráfico, com aspectos de segurança e com a possibilidade de *download* de manuais.

O *Helpdesk* foi apresentado à PT em Setembro de 1998, tendo sido incluído no servidor da FTS e disponibilizado no ambiente de formação à distância acessível via Intranet da PT em 4 de Novembro de 1998. Registaram-se, desde essa data até ao dia 8 de Setembro de 1999, cerca de 1725 acessos, [10].

De acordo com as sugestões e apreciações registadas, trata-se de um serviço de certo modo inovador, que proporciona ajuda a qualquer quadro da empresa, fundamentalmente a nível de acesso a informação sobre Formação.

Para que este *Helpdesk* seja optimizado é, no entanto, necessário que seja automatizada a actualização ou carregamento de conteúdos, por forma a que a informação que este fornece seja actual e fiável.

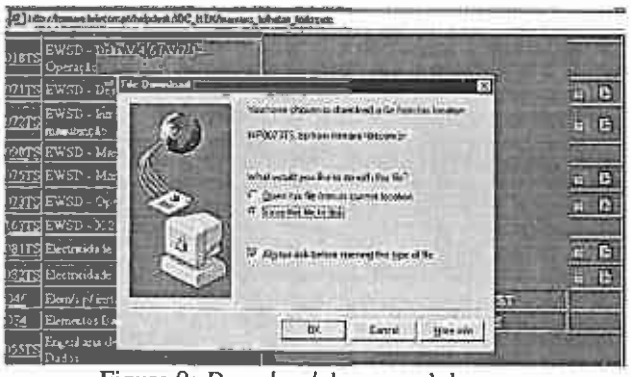


Figura 9: *Download* do manual de curso

Figura 11: Consulta de significados sobre ATM

A sua divulgação tem sido alvo de uma certa precaução pois, para além de exigir uma constante actualização das base de dados, só terá sucesso se as pessoas a contactar (*formadores*) estiverem sensibilizados e disponíveis para atenderem aos pedidos de ajuda.

Este constitui, verdadeiramente, o principal desafio deste serviço de *Helpdesk Pedagógico On-line*.

REFERÊNCIAS

[1] Santos, A., "A Formação Tecnológica e de Serviços à Distância na PT", PT/CET, 1998

[2] Manuais da *Oracle* V.7.01 (*SQL* e Base de dados) e Web: http://www.oracle.com

[3] Manuais da *Microsoft Front Page 97*, *IIS* e *Web*: http://www.microsoft.com

[4]http://csesun1.larc.nasa.gov/~beowulf/db/pc_products.html

[5] Sousa, A.; "Serviços Telemáticos na área do Ensino á Distância", Relatório de estágio final de licenciatura de Engª de Sistemas e Informática, U. Minho, 1997

[6] Santos, A., "Redes de Computadores: *LAN* e *WAN*" - MP0009TS, 1998

[7] Simões, S.; "Definição e Concepção de um Modelo de Gestão de Informação para a FTS", Programa Horizonte , PT/CET, 1996

[8] CD de instalação do *Oracle V.7.01*: ../orawin95/doc/net/doc/nwano233/ch3.htm

[9] Domingues, M.; "*HelpDesk* da formação Tecnológica e de Serviços", Relatório de estágio final de licenciatura de Engª de Sistemas e Informática, U. Minho, 1997

[10] Formare - Rede, Tecnologias e Serviços e *Web*: http://formare.telecom.pt/helpdesk

Arquitectura para um serviço de disseminação selectiva de informação

João Carlos Amaro Ferreira

jferreir@hotmail.com
Departamento de Matemática
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Sumário
Pretende-se com o presente documento a especificação de um conjunto de serviços, que conduza a informação desejada aos utilizadores, adaptados aos mais variados espaços de informação, figura 1.

1. Introdução

Encontramo-nos na era da informação onde o acesso e controle da informação se torna vital. A Internet abriu caminho para um processo que permite divulgar e aceder à informação duma forma mais fácil sem grandes custos. Esta condição favorável criou o problema do excesso de informação existente. O presente trabalho mostra como lidar com este problema nas suas duas vertentes, a pesquisa e a filtragem de informação.
Na pesquisa o utilizador procura o serviço para satisfazer uma necessidade de informação momentânea enquanto que na filtragem o sistema encaminha a informação de acordo com um conjunto de interesses estáveis do utilizador (perfil), criando-se assim um serviço de filtragem de informação, o qual é associado o nome de selecção disseminativa de informação (SDI). Estas necessidades de informação são expressas através de um conjunto de termos sobre os quais o sistema manipula convenientemente por forma a poder comparar com os termos representativos da informação existente. Deste processo resulta um conjunto de documentos ordenados, os quais o sistema considera relevante para satisfação dos interesses de informação do utilizador.
Este problema é bastante difícil de resolver, devido à subjectividade e complexidade da linguagem humana. Um conceito pode ser representado por mais do que um termo e uma palavra pode assumir vários significados consoante o contexto em que se encontra. A juntar a este problema deveras complexo, temos a falta de conhecimento do funcionamento dos sistemas e a pouca motivação para interagir com estes por parte dos utilizadores. O presente documento pretende apresentar um conjunto de técnicas integradas um formalismo coerente, que atenue o problema acima revelado, apresentado resultados satisfatórios no que respeita à condução da informação desejada pelo utilizador.
Paralelamente a este problema estamos interessados na criação de comunidades electrónicas através da manipulação conveniente dos perfis e explorar a entrega de informação a estas comunidades. Estas terão um valor importante num serviço futuro de SDI para a televisão e jornais personalizados, bem como constituí informação de grande valor para editoras e bibliotecas.

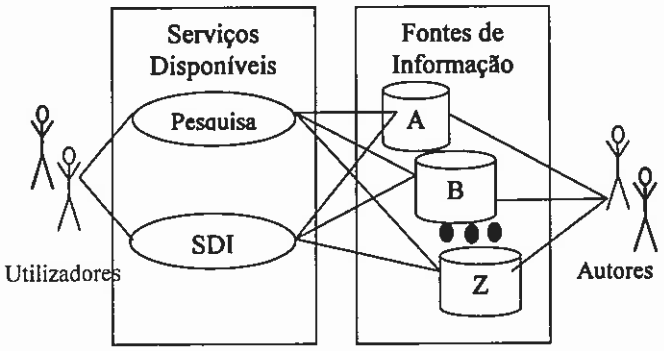


Figura 1: Descrição do problema a tratar.

2. Proposta para um serviço de Pesquisa e SDI.

Propomos um serviço de pesquisa e SDI com dois níveis: um automático através dos documentos ou da sua descrição e outro através dum espaço classificado estabelecido por uma autoridade (equivalente ao *"yahoo", "sapo"*). Pretende-se que o sistema seja capaz de lidar da melhor forma com a falta de conhecimento do

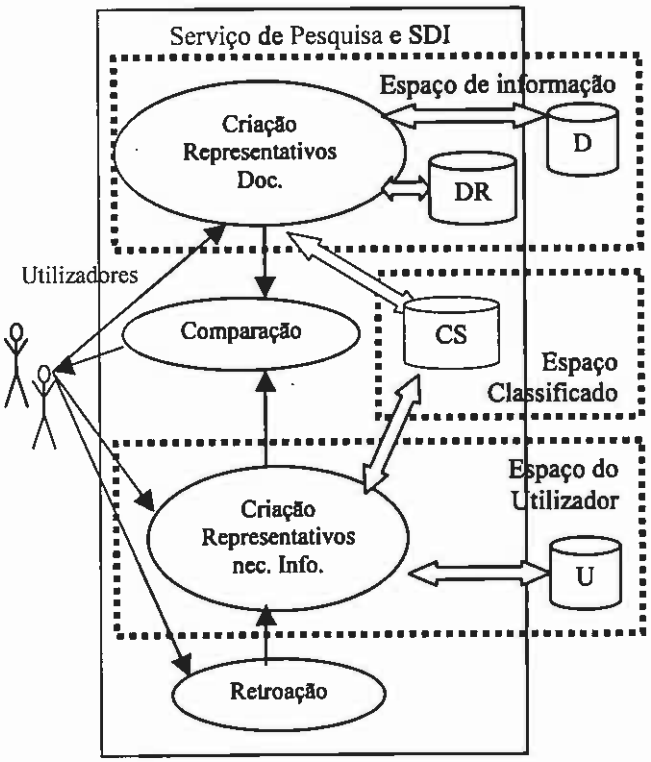


Figura 2:Caracterização dos serviços disponíveis.

funcionamento do sistema por parte dos utilizadores.

Para atingir os objectivos propostos e desenvolver um conjunto de ferramentas genéricas que satisfaçam os requisitos de um serviço de Pesquisa e SDI é proposta a arquitectura de espaços, representada na figura 2:

- Espaço de informação. Espaço heterogéneo, onde se guarda e manipula a informação disponível (D). Esta informação é indexada, ou classificada ou tem associada metadata num sub-espaço representativo (DR).
- Espaço classificado. Espaço onde se representam os diferentes termos previamente ordenados segundo determinados critérios. Dá-se especial ênfase à integração e à utilização dos sistemas de classificação (CS).
- Espaço do utilizador (U), no qual se guarda e manipula toda a informação de um utilizador, bem como as suas necessidades de informação. É na criação deste espaço que o presente artigo pretende apresentar um formalismo que integre um conjunto de soluções que mostrem bom desempenho quando aplicadas individualmente e apresentar uma proposta válida para a normalização de termos.

Os resultados desejados, ou seja a informação relevante para o utilizador é obtida pela comparação dos espaços representativos da informação e o das necessidades de informação dos utilizadores. O modelo usado será o vectorial, disponível no sistema SMART [1], com os devidos refinamentos. A interacção do utilizador com o sistema é feita através de uma interface Web e de Correio Electrónico.

Para uma mais eficiente representação dos documentos disponíveis e das necessidades de informação dos utilizadores um conjunto de ferramentas são introduzidas e descritas nos capítulos seguintes: 'thesaurus', sistemas de classificação, funções de normalização de termos construídas a partir de técnicas de aprendizagem de maquinas, análise da retroação dos utilizadores, análise local dos conteúdos das respostas do sistema.

3. Espaço de informação

Este espaço de informação é um espaço heterogéneo e distribuído onde coexistem dois tipos de informação: formal e informal (ver secção 4) nos mais variados formatos digitais. Para efeitos de pesquisa de informação este espaço será reduzido através da construção de um espaço representativo do original. Este espaço será organizado tendo em conta o espaço de conhecimento em que se enquadra. O desafio e objectivo principal é a criação de um representativo de pequenas dimensões que represente o documento da forma mais eficaz e aproximada. Devido à complexidade desta tarefa, diferentes aproximações serão disponibilizadas ao utilizador quer do lado da submissão de documentos quer da consulta de informação, escolhendo este a que melhor lhe convém, figura 3 :

I-1. O documento é classificado por uma autoridade tendo em conta o sistema de classificação em causa. O sistema disponibiliza mais uma vez um conjunto de interfaces para navegar facilmente nesse espaço classificado. Após esta classificação o documento fica identificado com uma ou mais classes dentro do sistema de classificação em causa. Após a classificação efectuada, a lista de documentos classificados da mesma forma é retornada para a autoridade com o propósito de certificar a sua escolha. O resultado deste trabalho é um catálogo com as ligações para os respectivos documentos.

I-2. O autor ao submeter a informação associa "metadata" ao documento, preenchendo um ou mais campos com a respectiva descrição. O sistema disponibiliza automaticamente a interface para o autor navegar facilmente no espaço classificado respectivo e assim introduzir termos de forma normalizada.

I-3. O documento é indexado automaticamente resultando um conjunto de termos, os quais se tentaram normalizar, através duma função construída para o efeito. Esta função usa técnicas de aprendizagem, usando as classificações desenvolvidas pelos processos um e dois.

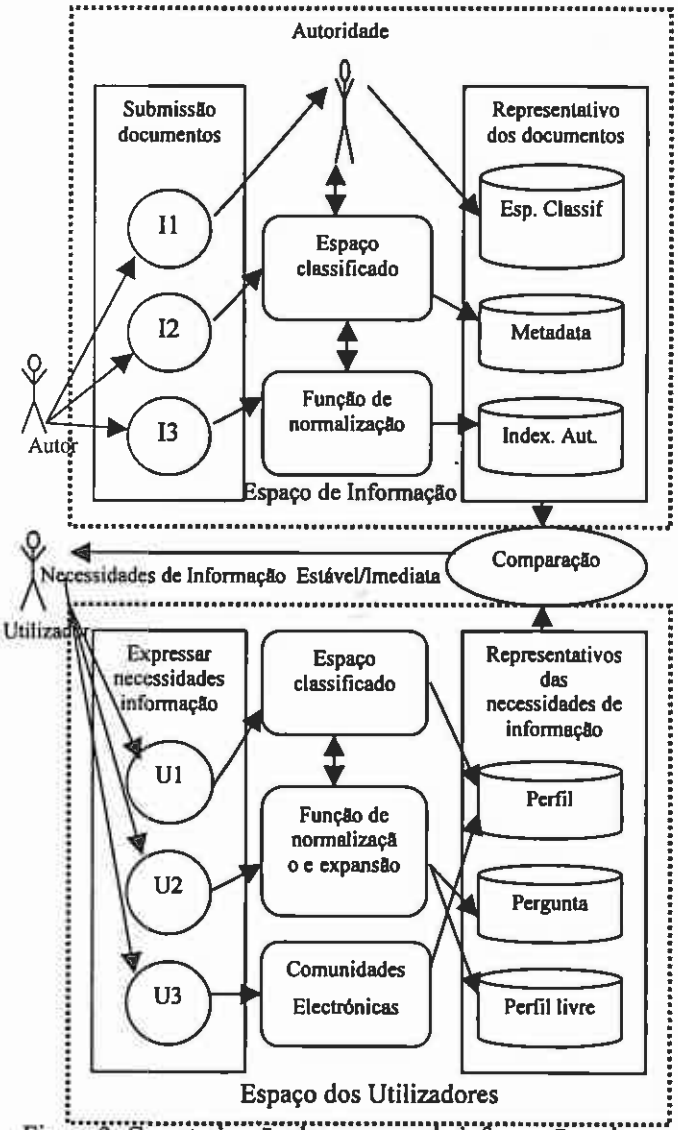


Figura 3: Caracterização dos espaços de informação e dos utilizadores

4. Espaço classificado

Este espaço assume um papel importante na tentativa de normalização dos termos usados pelos diferentes utilizadores e a existência de sistemas de classificação em diferentes idiomas permite a pesquisa nas diferentes línguas, através da equivalência de termos existentes dentro da mesma classe. Este espaço é dividido num espaço formal e informal. O espaço formal é constituído pelos sistemas de classificação oficiais e pelos "thesaurus" oficiais disponíveis, sendo usados de preferencia os específicos em oposição aos globais devido a possibilidade de uma palavra assumir diferentes significados consoante o contexto em que se encontra. O espaço informal é criado e mantido localmente sendo constituído pelos sistemas de classificação e "thesaurus" estatísticos construídos a partir da situação existente. Todo o espaço classificado é arquivado e mantido numa directoria X500 usando uma implementação LDAP, devido às suas propriedades hierárquicas e distribuídas. A construção de uma interface apropriada permite navegar e administrar facilmente este espaço. Nas diferentes áreas de conhecimento identificadas pelo sistema existe uma autoridade a qual é responsável pela administração da sua respectiva área de conhecimento. Esta autoridade é identificada pelo sistema a partir dos direitos estabelecidos no seu perfil de utilizador.
As classificações feitas e a metadata escolhida a partir deste espaço são usadas como fonte de treino para a construção da função de normalização com base em técnicas de aprendizagem.
A existência de sistemas de classificação em diferentes linguagens, permite a pesquisa em vários idiomas e a tradução automática, pela correspondência de termos existente nos sistemas de classificação das varias línguas.

5. Espaço do utilizador

Pretende-se construir um espaço, representativo das necessidades de informação estáveis/momentâneas dos utilizadores, de preferência normalizado de acordo com os sistemas de classificação existentes. Este espaço é criado pela interacção do utilizador com o sistema, a qual é reduzida, devido à falta de conhecimento do sistema por parte do utilizador e vice-versa. Os erros típicos são: os ortográficos e o uso de poucos e inadequados termos. Para além destes erros temos o problema que um termo pode assumir vários significados consoante o contexto em que se encontra e outro aspecto é que o mesmo conceito pode ser representado por mais do que um termo. É neste espaço que o presente artigo pretende introduzir um conjunto de ferramentas (figura 3) por forma a melhorar a representatividade deste espaço e assim contribuir para um melhor desempenho por parte do sistema. Para além deste aspecto, os interesses estáveis dos utilizadores (perfil), convenientemente manipulados servem para criar a noção de comunidade electrónica digital, a qual surge da comparação dos perfis de diferentes utilizadores.

5.1. Pergunta

Uma das formas como o utilizador interage com o sistema para expressar as suas necessidades de informação momentâneas é através de uma pergunta. Esta é feita, em média, recorrendo à especificação de um ou dois termos [2]. Os termos empregues para além de serem em número reduzido, contêm erros ortográficos e nem sempre são os mais correctos havendo desencontro entre os termos empregues na descrição dos documentos e os usados pelos utilizadores ao efectuarem a pergunta. Tendo em conta a eficácia do sistema de pesquisa, procede-se à expansão e normalização dos termos empregues na pergunta. O sistema disponibiliza um conjunto de interfaces para ajudar o utilizador a formular a pergunta da forma mais simples, motivando-o a usar o mais possível o sistema classificado para escolha dos termos. Estas interfaces devem evoluir de forma que o utilizador possa usar a sua linguagem natural ao formular a pergunta desejada.
O uso do perfil existente assume um papel importante na ordenação dos resultados obtidos.

5.2. Perfil

O perfil não é mais do que um conjunto de interesses estáveis do utilizador. A sua representação correcta assume um papel importante (figura 4):

- No serviço SDI, substituindo a tradicional pergunta levando informação relevante ao utilizador de:
  - Mudança ou chegada de documentos.
  - Chegada de novos utilizadores com interesses semelhantes ou na alteração de perfil da comunidade a que pertence.
  - Das novas classificações feitas pela autoridade no catalogo cujo assunto interessa ao utilizador.
- No serviço de pesquisa é usado para ordenar os resultados de acordo com os interesses do utilizador.
- No controlo do acesso à informação no serviço de pesquisa, permitindo resolver o problema do acesso restrito a determinada informação.

O perfil é construído da mesma forma que a pergunta,

Fontes de Eventos	Serviços nos quais os Perfis são usados		
	Espaço de informação	Pesquisa de Informação	Acesso à Informação
Documentos	-Novos documentos -Mudanças nos documentos	Ordenar os resultados da pesquisa	Controle de acessos
Catálogo	-Classificação feita p/ autorid.		
Perfil dos Utilizadores	-Novos utilizadores -Mudanças nos perfis		

Figura 4: Serviços nos quais os perfis são usados.

havendo a hipótese de escolher os perfis tipos da comunidade com que mais se identificam, figura3. Dado o seu caracter estável ao longo do tempo permite usar melhor os mecanismos de retroação do utilizador aos resultados que lhe foram fornecidos.
O perfil negativo é criado e mantido da mesma forma que o perfil normal chamado "positivo", evitando assim que o utilizador receba informação sobre temas nos quais não está definitivamente interessado.
A mudança de interesses do utilizador resolve-se permitindo o acesso do utilizador ao seu perfil, possibilitando-lhe apagar e acrescentar termos que achar necessários.

5.3. Normalização

O objectivo da normalização é evitar o desencontro de termos usados para representar documentos e necessidades de informação equivalentes, quer pelos erros ortográficos ou pelo uso de palavras diferentes para representar o mesmo conceito. Este problema é causa de mais de 50% das falhas de pesquisa de informação feitas [3]. Para redução desta percentagem de falhas é proposta a seguinte normalização de termos feita segundo três vertentes, aplicada aos dois espaços representativos, da informação e dos utilizadores:

- Interface para um sistema classificado, permitindo ao utilizador retirar facilmente os termos disponíveis deste espaço classificado.
- Função de normalização. Esta função é construída com base em técnicas de aprendizagem usando como fontes de informação a classificação feita pela autoridade e a "metadata". O objectivo desta função é normalizar os termos livres introduzidos pelos utilizadores e autores.
- Corrector ortográfico, assiste à introdução de termos livres introduzidos pelos utilizadores, deixando apenas submeter termos existentes na base de dados dos termos disponíveis. Sempre que aparece um novo termo é enviada uma mensagem em correio electrónico, à entidade responsável pela administração. Esta poderá ou não introduzir o termo na base de dados.

A função de normalização pode ser usada no sentido de efectuar a catalogação automática de documentos, no entanto o seu desempenho será seguramente inferior ao trabalho manual equivalente desenvolvido por uma autoridade.

5.4. Expansão

Dada a falta de termos constatada quando os utilizadores descrevem as suas necessidades de informação é comum usar um conjunto de metodologias para resolver o problema.
Métodos Globais:

- Uso de sistemas de classificação e "thesaurus"

Métodos Locais:

- Retroação do utilizador aos documentos
- Análise local dos documentos topo, considerados relevantes pelo sistema de pesquisa
- Construção estatística de "thesaurus".

Este conjunto de métodos permite reorganizar o espaço representativo, pela introdução de novos termos e alteração do peso de termos existentes.
O uso de "thesaurus" e sistemas de classificação assumem não só o papel da expansão com de possível normalização dos termos, embora o sucesso deste tipo de soluções esteja limitado à aplicação a domínios específicos de conhecimento ou sistemas de classificação próprios desses domínios. Neste método os termos são expandidos de acordo com os termos existente nas classes dos termos introduzidos.
Na retroação o utilizador, identifica o seu grau de interesse no conjunto de documentos considerados relevantes pelo sistema. Esta informação é usada para retirar termos dos documentos considerados importantes e assim modificar o espaço representativo das necessidades de informação, quer pela alteração de peso dos termos existente ou pela introdução de novos termos. Este mesmo processo é usado na Análise local de conteúdos na qual o sistema usa como premissa que os documentos mais importantes do ponto de vista do utilizadores são os primeiros x documentos identificados pelo sistema. A construção estatística de "thesaurus" e sistema de classificação

5.5. Comunidades (Agrupamentos de Perfis)

O estabelecimento de comunidades é outro grande desafio, sendo este um conceito ao qual se podem atribuir varias aplicações: escolha de um perfil, informação valiosa para criadores e distribuidores de informação bem como a difusão de informação a comunidades tipo identificadas. O sistema de comparação vectorial, vai efectuar as comparação dos perfis uns com os outros. As semelhanças entre perfis serão tratadas inicialmente com base numa função distância e posteriormente avaliadas com base na experiência e na singularidade dos assuntos tratados. Dada a complexidade estas comunidades estabelecidas só ficaram efectivas após a decisão duma autoridade Humana.
Da mesma forma que existe um serviço para informar da chegada de novos documentos relevantes, sempre que um

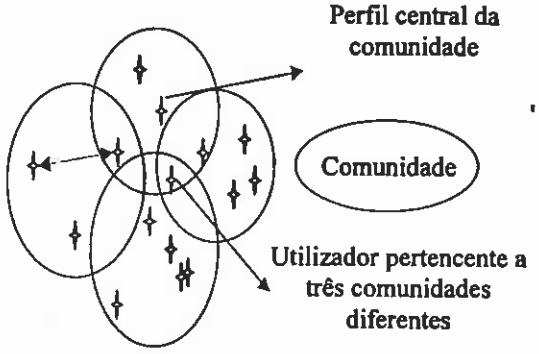


Figura 5: Espaço dos utilizadores, com identificação de comunidades.

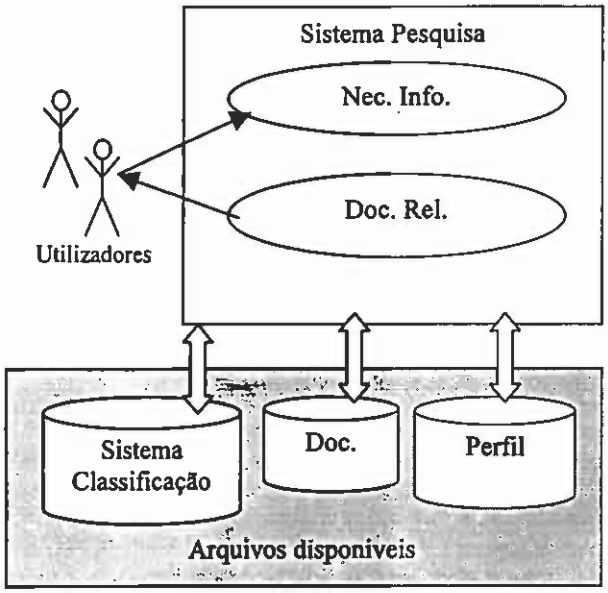


Figura 6: Serviço de Pesquisa de Informação.

novo perfil é criado todos os elementos das comunidades às quais possa vir a pertencer são informadas.

6. Sistema de Pesquisa

Neste serviço pretende-se satisfazer as necessidades momentâneas de informação por parte dos utilizadores, a qual é expressa pela pergunta feita ao sistema. Esta pergunta pode ser formulada através dos sistemas de classificação disponíveis ou através de termos livres introduzidos pelo utilizador. Dado que temos três representativos do espaço de informação (figura3), o utilizador escolhe qual é que pretende trabalhar e o sistema compara a pergunta com este espaço representativo escolhido. Os resultados são ordenados de acordo com o perfil do utilizador. O utilizador ao obter resultados inadequados pode usar a função de retroação para tentar melhor os resultados. Este sistema funciona em tempo real usando como modelo de comparação o modelo vectorial, figura 6.

7. Sistema de SDI

O sistema de filtragem trabalha com utilizadores (perfis) e documentos (representativos). O modelo de comparação usado é o vectorial no qual a tradicional pergunta é substituída pelo perfil. Os resultados apresentados serão os que estão acima de um determinado nível excluindo os obtidos pelo perfil negativo. Um número máximo de mensagens, bem como a sua periodicidade é previamente definido.

O sistema de SDI é responsável pela detecção dos seguintes eventos, figura 7:

- Notificação da chegada de novos documentos relevantes. Isto acontece sempre que qualquer perfil comparado com o representativo dos documentos chegados dê um valor acima do limiar considerado pelo sistema. Esta situação incluí a classificação feita pela autoridade, a qual pode ser melhorada através dos mecanismos de retroação que o sistema disponibiliza. Neste caso, possíveis comentários serão encaminhados pelo sistema à entidade responsável pela classificação manual, gerando assim um sistema colaborativo.
- Notificação de mudanças nos documentos guardados. Sempre que uma nova versão do documento é submetida os utilizadores que consultaram ou cujo perfil se enquadre com o novo representativo do documentos, são notificados.
- Notificação de novos utilizadores na comunidade: Sempre que um utilizador se regista os perfis similares serão informados da existência deste novo utilizador.

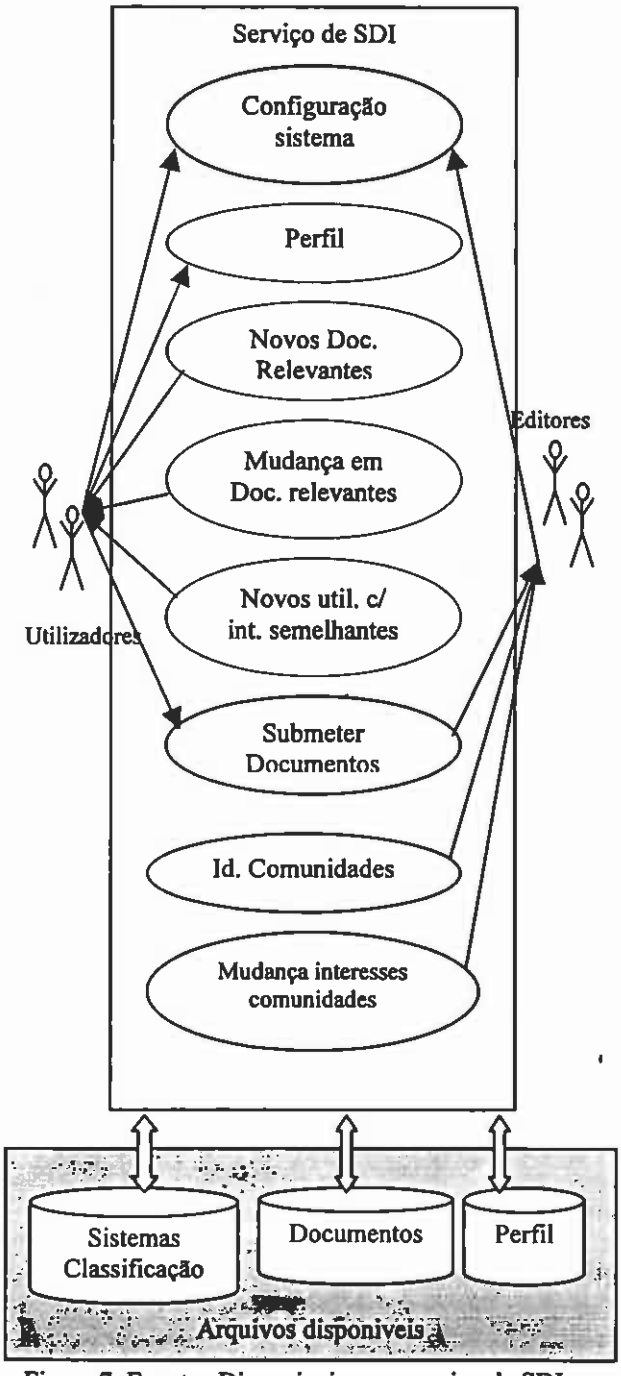


Figura 7: Eventos Disponiveis num serviço de SDI

- Identificação de comunidades, bem como a mudança de interesses nestas. Este tipo de eventos é informação valiosa para fornecedores de informação.

Este sistema terá disponível um conjunto de interfaces para facilitar a interacção com o sistema, incluindo a submissão ou alteração de documentos.

8. Conclusões

Demostrou-se a possibilidade da construção de um sistema flexível adaptado aos mais variados espaços de informação.
Os desafios principais deste sistema são:

- A integração de forma coerente das diferentes componentes do sistema.
- Estabelecer técnicas e estratégias para proceder à normalização dos espaços de informação (documentos e utilizadores), evitando assim o desencontro de termos.
- Criação de comunidades de utilizadores.
- Criação e manutenção de perfis de utilizadores.
- Criação da função de normalização baseada nos sistemas de classificação e nas classificações manuais efectuadas.
- Expansão e normalização dos termos representativos das necessidades de informação.
- Classificação automática de documentos através da função de normalização.
- Técnicas e estratégias para a pesquisa multi-linguística de informação bem como da sua filtragem recorrendo a um sistema de classificação multi-linguístico.

Acreditamos no entanto, e devido à complexidade do problema, que a utilização das técnicas apresentadas neste documento não dispensam a decisão humana, como verificação sensitiva ao resultado destes processos estatísticos.

Este é um sistema em desenvolvimento, o qual se pretende aplicar aos mais diversos espaços de conhecimento. Pode-se citar como potenciais aplicações imediatas, a criação de jornais personalizados, a criação de um serviço SDI na Biblioteca Nacional, e a exploração deste serviço em áreas de conhecimento bem definidas.

Pretende-se também apresentar uma solução alternativa aplicável às mais variadas áreas de conhecimento tentando evitar a actual proliferação de sistemas, os quais pretendem resolver um problema especifico que estão a tratar.

9. Referências

[1] – G. Salton. "*The SMART Retrieval System Experience in Automatic Document Processing*". Prentice-Hall, 1971.

[2] – Kwok, K.L. and Chan, M. "Improvement two-stage ad-hoc Retrieval for short queries. SIGIR98, pp.250-256.

[3] – R. Nordlie. *"User revealment" – a comparasion of initial queries and ensuing question development in online searching and in Human reference interactions.* SIGIR 99, pp.11-18 .

MINIMISING A NON-CONVEX PRODUCTION COST

R. N. Pestana
REN-Rede Electrica Nacional
Lisbon, Portugal
rpestana@edinfor.pt

V. M. F. Mendes
Instituto Superior Engenharia
Lisbon, Portugal
vfmendes@isel.pt

ABSTRACT

This paper proposes an information system application for decomposing a non-convex economic dispatch problem of the type faced at REN. We state facts concerning the paradigm of convex versus non-convex economic dispatch problems. Finally, we present an algorithm for solving the problem and case studies for the Portuguese gird economic dispatch. We conclude that our algorithm is an efficient computational scheme.

KEYWORDS

Long and short term operation, non-convexity optimization, local/global optimum.

1. INTRODUCTION

In 1991 EDP-Electricidade de Portugal was transformed from a vertical company into a joint stock company, leading to the creation of the entrepreneurial EDP group in 1994. The core mission of earlier EDP is now carried out by CPPE-Companhia Portuguesa de Produção de Energia, REN-Rede Electrica Nacional and by four regional distribution companies. EDP is now the holding responsible for the strategic management of the group. CPPE is responsible for generation. REN is responsible for operation of the transmission and interconnection system. In order to accomplish its mission, REN made Power Purchase Agreements (PPAs) with CPPE and with an independent power producer Tejo Energia. REN aims at making the most effective management with the operation of PPAs.

Convex programming and high-speed computers have made possible an important tool for proper load balancing in day-to-day operations of power systems. However, there are realistic load balancing problems [2] that cannot be adequately simulated as a convex mathematical programming problem, owing to the non-convexity of the objective function and/or the non-convexity of the feasible set.

Early applications of economic dispatch in the industrial context of EDP were in the area of convex optimization. By that time, an efficient computer code was available to handle that convex economic dispatch problem. In nowadays the economic dispatch problem faced by REN is a non-convex problem owing to PPAs contracts having non-convex cost functions. Hence, in nowadays REN needs a computer code for minimizing a non-convex cost to accomplish its mission.

Efforts to solve the non-convex economic dispatch problem have made some progress during the past decades. In the non-convex case, the paradigm of nice convex economic dispatch is no longer observed. That is to say, it is no longer observed that if the load is increased (decreased) to a feasible value, then the electric power generation of each unit and the marginal cost are never decreased (increased). It is possible to observe units jumping at minimum generation limit while some units with lower incremental cost at maximum generation limit jump at this maximum while the marginal cost decreases.

Another aspect concerning the non-convex economic dispatch is that it is also possible to observe optimum solutions with the same total cost and with considerable difference in the electric power generation of each unit. If the units belong to the same company the gain stays in the company. If they belong to different companies those companies must split the gains at minimal total cost. Hence, in the non-convex economic dispatch it is possible that a new question will remain unanswered. If so it should be answered by policy-makers.

In non-convex optimization it is possible to have local optimum points. The global optimum is the best of all local optimums. In our purpose we consider a cubic objective function, taking advantage of the following fact. A cubic function with a point of inflexion admits a decomposition into a concave segment function and a convex segment function. As we will show this decomposition is suitable for developing an efficient computational scheme. Our algorithm identifies the global optimum point by decomposing the problem into a small number of subproblems such that each subproblem is either infeasible or one with only one optimum. Finally, it chooses the least cost subproblem solution among all feasible ones, identifying the global optimum point.

In this paper we unify the convex economic dispatch and the non-convex economic dispatch through a theory that rests on second order necessary optimum conditions. The remainder of the paper deals with the second order necessary optimum conditions, the convex/non-convex economic dispatch paradigm, the algorithm for decomposing the non-convex economic dispatch, and the case studies for the Portuguese grid.

2. PROBLEM

In this paper, the economic dispatch problem is formulated as follows

$$\min \sum_{i \in I} C_i(p_i)$$

s.t.

$$(p_i)_{i \in I} \in F \qquad (1)$$

$$F = \{ (p_i)_{i \in I} : \sum_{i \in I} p_i = D \text{ and } \underline{p}_i \le p_i \le \bar{p}_i \},\ \underline{p}_i < \bar{p}_i$$

The objective function is twice differentiable. The gradient of the Lagrangian function is the vector ∇L with components

$$(\nabla L)_i = C_i'(p_i) + \mu_i - \lambda \qquad (2)$$

The value μ_i is the reduced marginal profit for the inequality constraint 'i', restricting the electric power generated by the unit 'i' within the minimum limit generation and the maximum limit generation [3]. λ is the Lagrangian multiplier for the equality constraint. The Hessian matrix of the Lagrangian function is the diagonal matrix $\nabla^2 L$ with diagonal components

$$(\nabla^2 L)_{ii} = C_i''(p_i) \qquad (3)$$

The economic dispatch problem (1) is susceptible of a theory treatment based on second order necessary optimum conditions, considering the sparsity in the Hessian matrix, such treatment is a base for the problem decomposition proposed in this paper. We consider that treatment in what follows.

2.1 OPTIMUM

Constraint functions of problem (1) are affine functions. Hence, constraint qualification is ensured and Karush-Khun-Tucker conditions are written as follow

i) $(p_i^*)_{i \in I} \in F$

ii) $\forall i \in I \quad (|\mu_i| - \mu_i)(\underline{p}_i - p_i^*) = (|\mu_i| + \mu_i)(p_i^* - \bar{p}_i) = 0$

iii) $\forall i \in I \quad C_i'(p_i^*) + \mu_i = \lambda$

Those conditions imply at the optimum the following fact: if unit 'i' is not a binding unit, then the difference between the Lagrangian multiplier λ and the marginal cost of the unit is null; otherwise there is a possible non-null difference. The meaning of this difference is shown in the next figure.

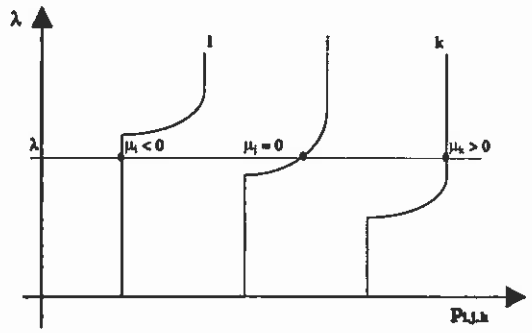


Figure 1 : Incremental cost curves.

In Figure 1, the incremental cost at minimum limit generation of unit 'i' is larger than the Lagrangian multiplier. The incremental cost at optimal generation of unit 'j' is equal to the Lagrangian multiplier. The incremental cost at maximum limit generation of unit 'k' is smaller than the Lagrangian multiplier. Hence, unit 'i' is a binding unit at minimum generation while unit 'k' is a binding unit at maximum generation.

Consider an optimum solution and let the set of binding units be

$$\tilde{I} = \underline{I} \cup \bar{I}$$

with

$$\underline{I} = \{ i \in I : p_i^* = \underline{p}_i \}$$

and

$$\bar{I} = \{ i \in I : p_i^* = \bar{p}_i \}$$

Consider the following condition

iv) $\forall \Delta_i \in R$ with $\sum_{i \in I} \Delta_i = 0$

and $\Delta_i = 0$ if $i \in \tilde{I}$,

$$\sum_{i \in I} \Delta_i^2 C_i''(p_i^*) \ge 0$$

Condition iv) means that the Hessian matrix is positive semidefine for every feasible direction at the optimum. i), ii), iii) and iv) are second order necessary optimum conditions for problem (1). For a non-convex problem, insight can be gained into the characteristics of the optimal solution through the use of those conditions over an economic dispatch problem with two equal units. We consider that insight in what follows.

2.2 EXAMPLE

One important insight into the characteristics of problem (1) comes from revealing how does the electric power generated by each unit depend on the value of the demand. For revealing that, let in problem (1)

$$C_i(p_i) = \alpha + \beta p_i + \gamma/2\, p_i^2 + \theta/3!\, p_i^3$$
$$i \in I = \{1,2\}$$

$$\underline{p}_1 = \underline{p}_2 = \underline{p} = \underline{d}/2$$

$$\bar{p}_1 = \bar{p}_2 = \bar{p} = \bar{d}/2$$

$$\underline{d} < D < \bar{d}$$

with

$$\alpha, \beta, \gamma \in R \quad \theta \in R^+ \cup \{0\}$$

From condition i), ii), iii), iv) and letting

$$p_2 = D - p_1$$

the electric power generated by unit 1 has to satisfy the following conditions

i') $\quad p_1 \in P_1(D) = \{p : \underline{P} \le p \le \bar{P}\}$

$$\underline{P} = max\{\underline{p}, D - \bar{p}\} \quad \bar{P} = min\{\bar{p}, D - \underline{p}\}$$

ii') $$\mu_1 \equiv \begin{cases} p_1 = \bar{p}, & \mu_1 \ge 0 \\ \underline{p} < p_1 < \bar{p}, & \mu_1 = 0 \\ p_1 = \underline{p}, & \mu_1 \le 0 \end{cases}$$

$$\mu_2 \equiv \begin{cases} p_1 = D - \bar{p}, & \mu_2 \ge 0 \\ D - \bar{p} < p_1 < D - \underline{p}, & \mu_2 = 0 \\ p_1 = D - \underline{p}, & \mu_2 \le 0 \end{cases}$$

iii') $$(\theta D + 2\gamma)(p_1 - D/2) = \mu_2 - \mu_1$$

iv') $$D < 2p_i^\circ \Rightarrow \bar{I} \ne 0, \quad p_i^\circ = -\gamma/\theta$$

Conditions i'), ii'), iii') are implied by Karush Khun Tucker conditions.

The first condition means that the optimal point belongs to the point-to-set map M graphically illustrated in the next figure.

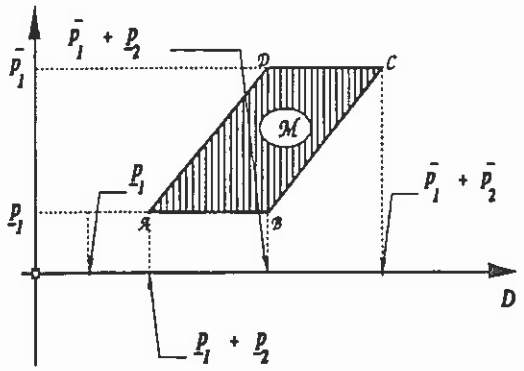


Figure 2 : Point-to-set map M.

Conditions i'), ii'), iii'), iv') are graphically illustrated in Figure 3.

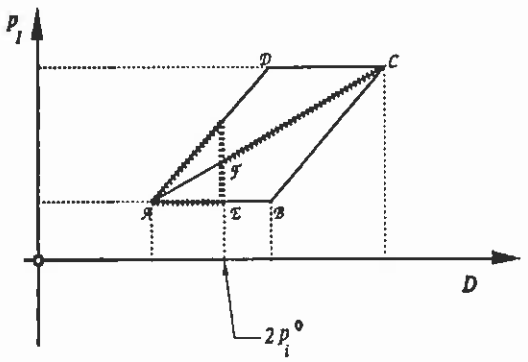


Figure 3 : Optimal generation of unit 1.

If the minimum electric generation is not less than the double of the electric generation at the inflexion point, then condition iv') does not play any rule. That is, each unit contributes with half of the demand. The line FC in Figure 3 defined by condition iii') shows that dependence.

If the minimum electric generation is less or equal than the double of the electric generation at the inflexion point, then condition iv') plays a rule. It imposes that at least one unit is binding. But any unit is a possible binding unit. Hence, we have to make a political option between the two units. The line AEF in Figure 3 shows a sufficient relation between the electric power generated by unit 1 and the demand at the optimum solution.

Conditions i'), ii'), iii'), iv') imply that at the optimum the contribution of each unit is not necessarily half of the demand. For instances, when the electric power generated at the inflexion point of the cost function is larger than half of the maximum feasible power. Hence, we conclude the paradigm that if we want optimum operation, then the two equal units have to behave in a way that at least one is always binding. The subadditive cost function implies that paradigm on the non-convex

economic dispatch. In short the paradigm says one unit monopolizes the generation over the others.

3. ALGORITHM

The proposed algorithm has to go beyond the fact that convex algorithms are not effective in solving non-convex economic dispatch problems, because those algorithm can not distinguish between local optimum and the global optimum. Convex algorithms are based on feasible convex sets: from minimum limit generation to maximum limit generation of each unit, every value is feasible.

The proposed algorithm avoids this by analyzing the cost curve of each unit and verifying if it is of a convex type or a non-convex type function. If it is a convex function, the operation limits of the unit are from minimum limit generation to maximum limit generation.

If it is a non-convex function, the algorithm computes the point where the second derivative of the cost functions is zero. Identifying the point where the cost function of the unit goes from the concave segment function to the convex segment function. This point is the so-called inflexion point computed as follows:

$$C''(p^\circ)=0$$

and considering 2.2 example it is given by

$$p^\circ=-\gamma/2\theta$$

Then, the problem is decomposed into two subproblems. In the first subproblem the unit will go from minimum generation limit to the value at the inflexion point. We represent this operation set as follows:

$$(\underline{p}\leftrightarrow p^\circ)$$

In the second subproblem the unit will go from the value at the inflexion point to maximum limit generation. We represent this operation set as follows:

$$(p^\circ\leftrightarrow\overline{p})$$

The total number of subproblem is a combination of the types of cost curve of each unit. For instances, consider three units. If the cost curves are all convex functions, then number of subproblems is 1x1x1, which is, the usual convex economic dispatch. If the cost curves are all non-convex the number of subproblems are 2x2x2, we have to consider eight subproblems, see Table 1.

Not all subproblems have to be computed, because some of them are infeasible. For each subproblem there is a load range that can be satisfied. For instances, if the load equals the sum of maximum limit generation of the three units, then only the last subproblem is select because it is the only one admissible, three units at maximum output.

Subproblem	Unit 1	Unit 2	Unit 3
1	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$
2	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$
3	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$
4	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$
5	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$
6	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$
7	$\underline{p}\leftrightarrow p^\circ$	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$
8	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$	$p^\circ\leftrightarrow\overline{p}$

Table 1 : Number of subproblems

The algorithm computes the optimum for each subproblem, storing the solutions of the subproblems in order to evaluate at the end best of all solutions.

4. CASES

In this paper we present two case studies. Both cases were design to illustrate the paradigm:

The marginal cost is not necessarily an increasing function with the increasing load.

The first case was particularly designed to illustrate another paradigm:

One unit monopolizes the generation output over the others.

The second case was particularly designed to illustrate another paradigm:

While the load increases, the generation of some units is decreasing and jumps discontinuously.

4.1 CASE 1

In the first case we consider three equal units with minimum generation limit equal to 20 MW and maximum generation limit equal to 30 MW. The cost curve is a cubic function without no convex segment function. The results of the computer simulation are shown in the next figures.

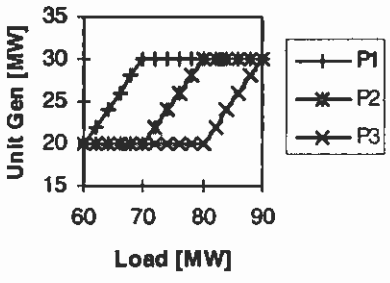


Figure 4 - Case 1: Unit Output.

In Figure 4 we observe that if the load increases, *only one* of the units will increase its power generation to match the load. As soon as this unit reaches the maximum power generation it stays at this value and other unit increases its power generation to match increasing demand, and so on until all units are at maximum power generation. We also conclude from the computer simulation that the variation of the incremental cost IC with the load is a discontinuous function and at points of continuity IC is a non-increasing function with the increasing load. Figure 5 shows that conclusion.

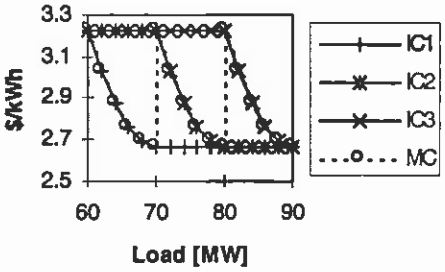


Figure 5 - Case 1 : Incremental and Marginal Cost.

In Figure 5 we observe that the marginal cost MC is described by three segments functions, [60, 70], [70, 80] and [80, 90]. Each segment function is a non-increasing function and the number of segments is equal to the number of units. Hence, we conclude that the marginal cost is not necessarily an increasing function with the increasing load, as it happens in the convex economic dispatch: as long as the load increase the units do not decrease generation.

4.2 CASE 2

In the second case we consider three equal units with minimum generation limit equal to 20 MW and maximum generation limit equal to 50 MW. The cost curve is a non-convex cubic function with a point of inflexion at the value of 30.575 MW. The units generation goes from 20 MW to 50 MW, a transition from a non-convex segment function to a convex segment function. If the load is continuously incremented from minimum value, 60 MW, to maximum value, 150 MW, we have the behavior of the units shown in Figure 6 and Figure 7.

We start with 60 MW of load, then all units are at minimum limit generation, 20 MW for each unit. As the load increases only one unit increases output, has explained in case 1. As soon the load is twice the value at the inflexion point plus the minimum limit generation

$$41.15+20+20 = 30.575+30.575+20 = 81.15 \text{ MW}.$$

the first discontinuity occurs.

The second discontinuity occurs at

$$98.07 \text{ MW} = 39.035+39.035+20 = 32.69+32.69+32.69.$$

This can be seen in table 2.

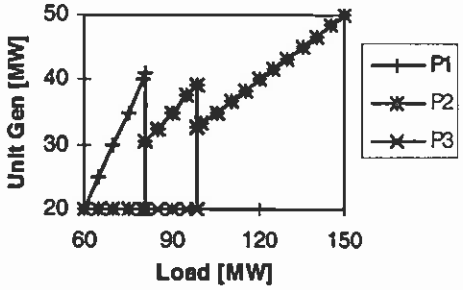


Figure 6 - Case 2: Unit Output.

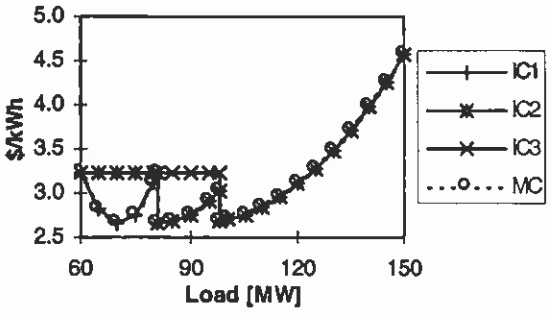


Figure 7 - Case 2 : Incremental and Marginal Cost.

Load	Unit 1	Unit 2	Unit 3
60.000	20.000	20.000	20.000
70.000	30.000	20.000	20.000
80.000	40.000	20.000	20.000
81.150	41.150	20.000	20.000
81.150	30.575	30.575	20.000
90.000	35.000	35.000	20.000
98.070	39.035	39.035	20.000
98.070	32.690	32.690	32.690
100.000	33.330	33.330	33.330
110.000	36.670	36.670	36.670
120.000	40.000	40.000	40.000
130.000	43.330	43.330	43.330
140.000	46.670	46.670	46.670
150.000	50.000	50.000	50.000

Table 2 : Load and unit output in MW

Identical conclusion as in case 1 can be given. The marginal cost is not necessarily a continuous function or an increasing function with the increase in electric power generation.

More important the unit output is neither necessarily continuous nor increasing with the electric power generation. Hence, an operation problem occurs, because it is not reasonably to increase the unit output, then decrease it sharply and increase it again while the load is increasing.

5. CONCLUSION

This paper has described a strategic planning application for an information system which decomposes the non-convex economic dispatch problem considering cubic cost functions.

For a unit with a cubic cost function it is possible to identify two-segment function, one is a convex function and the other is non-convex function.

As a result for each unit with a non-convex cost function the disjoint segment function form a partition of the decision space, creating two subproblems.

The proposed method systematically decomposes the non-convex decision space into a set of subproblems.

The global optimum point is the least cost solution among all feasible subproblems.

We conclude the following paradigms:

(1) the marginal cost is not necessarily an increasing function with the value of the load;

(2) it is possible that one unit monopolizes the generation over the others;

(3) it is possible that the generation of some units decreases, jumping discontinuously with an increasing load.

References

[1] H.W. Dommel, W.F. Tinney, "Optimal power flow solutions", IEEE transactions PAS, Vol 87, pp 1866-1876, October 1968.

[2] Fred N. Lee, Arthur M. Breipohl., "Reserve constrained economic dispatch with prohibited operating zones", IEEE transactions PAS, Vol 8, pp 246-254, February 1993.

[3] A.J. Wood, B.F. Wollenberg, "Power Generation Operation & Control ", John Wiley & Sons, 1984.

Sistema de Monitorização da Qualidade da Água: Uma Implementação no Âmbito do Programa Aveiro - Cidade Digital

Osvaldo Rocha Pacheco*, Luís Pedro Antunes*, Rui Ferreira**
*DET - Universidade de Aveiro, **DECQ - Serviços Municipalizados de Aveiro
Departamento de Electrónica e Telecomunicações - Universidade de Aveiro
3810 - 193 Aveiro
034-370355/ 034-381128/ osvaldo@inesca.pt

Resumo - Neste artigo apresentamos os trabalhos que decorrem de um projecto financiado no âmbito do Programa Aveiro - Cidade Digital. Com este projecto pretende-se complementar o mecanismo de controlo da qualidade da água, dotando os Serviços Municipalizados de Aveiro de um sistema que permita a monitorização em contínuo das captações mais significativas de produção de água para consumo humano. O sistema consiste basicamente numa rede de estações terrestres de medição de vários parâmetros, que caracterizem sumariamente a qualidade da água captada para produção de água para consumo humano. Este sistema deverá permitir em tempo real, a detecção e monitorização de eventuais irregularidades. Pretende-se ainda, no âmbito deste projecto, aproveitando o seu impacto junto dos cidadãos e usando a informação disponibilizada, contribuir para a educação ambiental do cidadão, sensibilizando-o e estimulando-o para uma maior participação na protecção do ambiente.

INTRODUÇÃO

A água, nos tempos correntes, assume vital importância para a generalidade da civilização. Pensamos que também é unanimemente reconhecida a importância da preservação do ponto de vista ambiental, dos recursos aquíferos disponíveis. A utilização das tecnologias da informação e da comunicação pode de alguma forma preparar os serviços gestores dos recursos, com novos mecanismos de fiscalização e prevenção. Uma segunda vertente igualmente importante, está associada à melhoria dos serviços prestados, na medida em que estas tecnologias potenciam a rápida detecção de uma qualquer anomalia que ocorra. Finalmente, a grande difusão das novas tecnologias da comunicação, também poderá permitir de alguma forma para a educação e sensibilização ambiental.

Com este projecto pretendemos, usando as tecnologias da informação e da comunicação disponibilizar algumas das funcionalidades enunciadas. Nesta primeira fase, o projecto resume-se à instalação de estações remotas de análise em contínuo de parâmetros de qualidade da água, colocadas nas captações mais representativas, de modo a transmitir esta informação, a uma estação central e posteriormente à população. A estação central terá por funções fazer a recolha dos dados, accionar automaticamente alarmes e preparar a informação para difusão pública, via Internet e/ou pela comunicação social. Assim, no final da primeira fase, o sistema permitirá dotar os Serviços Municipalizados de Aveiro de uma rede de estações terrestres de medição de vários parâmetros que caracterizem sumariamente a qualidade da água captada para produção de água para consumo humano, de forma a complementar o sistema de controlo de qualidade em vigor e permitir em tempo real, a detecção e monitorização de eventuais irregularidades.

A implementação deste projecto está a ser realizada pelos Serviços Municipalizados de Aveiro e pela Universidade de Aveiro em consórcio e é parcialmente financiada pelo programa Aveiro - Cidade Digital [1].

CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA DE CAPTAÇÃO DE ÁGUA DO CONCELHO DE AVEIRO

O sistema público de abastecimento de água do Município de Aveiro, tem uma extensão aproximada de 650 Km, abastecendo uma população aproximada de 70000 habitantes e representando uma taxa de cobertura de 98 %. Este sistema é constituído por 6 subsistemas (Cidade, Silval, Cacia, Nariz, Mamodeiro - Zona Industrial, S. Jacinto) dos quais cinco se encontram interligados.

O sistema é abastecido por 20 origens de água, das quais 17 são furos subterrâneos (que captam no aquífero Cretácico), uma é um aproveitamento de minas (duas) e as últimas são o fornecimento de água através da Associação de Municípios do Carvoeiro (AMC) que possui a sua captação no rio Vouga.

Analisando os registos do ponto de vista de caudais fornecidos, pode-se dizer que, basicamente, a água que os Aveirenses consomem tem três origens naturais, superficial captada no Rio Vouga, junto à povoação do Carvoeiro em Albergaria-a-Velha, sendo fornecida através do sistema da AMC, a segunda é a utilização de furos que captam no aquífero Cretácico de Aveiro e finalmente a utilização de duas minas interligadas na zona do Vale das Maias, que utilizam um aquífero sub-superficial. Assim, foram seleccionadas as três principais origens de água do sistema, para instalação de equipamentos de medição dos parâmetros críticos, que acoplados a equipamentos de tratamento, armazenamento e envio de dados à estação central, permitirão saber a cada momento a qualidade da água captada e distribuída ás populações.

Considerando a dimensão e complexidade do sistema verifica-se que, para cumprimento da legislação (Decreto Lei n.º 74/90 de 7 de Março e agora o Decreto Lei n.º

236/98 de 1 de Agosto), existe um longo historial analítico e anualmente é gerado um grande manancial de resultados analíticos que genericamente não são do conhecimento da população abastecida. Por outro lado os eventuais problemas ambientais de contaminação ou sobre exploração das origens de água levam a que os SMA, efectuem o controle de qualidade quase diário aos parâmetros chave das captações referidas. Utilizando o longo historial analítico existente de quase dez anos, e conhecendo os riscos ambientais associados a cada uma das captações escolhidas, foram seleccionados os parâmetros a integrar no controlo de qualidade em tempo real, de acordo com as tecnologias disponíveis actualmente. Assim, seleccionaram-se respectivamente os seguintes locais e parâmetros:

AMC (fornecimento no reservatório do Silval, onde se inicia a distribuição em baixa): ***PH, Cloro residual, Nitratos e Condutividade.***

Esta água apresenta-se com PH ligeiramente básico, consequência do tratamento efectuado no sistema em "alta" pouco mineralizada, com alcalinidade média, pouco dura e apresentando alguns nitratos.

VALE DAS MAIAS (no reservatório da Cidade onde se inicia a distribuição em baixa): ***PH, Cloro residual, Ferro e Nitratos.***

As principais características desta água são o PH ligeiramente ácido, (embora corrigido na captação, através da adição de leite de cal) com algum ferro em excesso, apresentando alguns nitratos embora com teores normalmente inferiores ao VMR definido no decreto-lei 236/98 de 1 de Agosto.

JK10 (na própria captação): ***Ferro, Turvação, Condutividade, Cloro residual e Cloretos.***

Esta água possui características alcalinas e teores de Ferro da ordem do VMA ou superior. Refira-se que aos restantes parâmetros indicados no decreto-lei n.º 236/98 de 1 de Agosto estão de acordo com os respectivos valores máximos recomendáveis e as suas tendências de evolução não levantam preocupações de maior.

CARACTERIZAÇÃO DO SISTEMA

O sistema a instalar no terreno, compreende uma aplicação de supervisão desenvolvida no Departamento de Electrónica e Telecomunicações e instrumentação comercial. A aplicação de supervisão baseia-se num sistema de gestão de uma rede de estações de meteorologia (projecto SiMoVA) [2]. A informação será gerida por um sistema de supervisão e controlo tipo SCADA e as estações remotas compreendem a instrumentação necessária, um módulo para a análise e o módulo de controlo e de comunicações.

O sistema é constituído por três estações remotas e uma estação central. Em cada uma das estações remotas são recolhidos os parâmetros da qualidade da água, à frequência programada, sendo de seguida enviados para a estação central, onde se efectuará todo o processamento dos dados recebidos. Após este processo, a informação será disponibilizada para monitorização, e será construída uma súmula da informação que será divulgada ao cidadão, por meio da Internet, quiosques multimédia, e meios de comunicação social. Os analisadores dos parâmetros PH e condutividade são do tipo de análise em contínuo e em linha, enquanto os restantes são do tipo '*batch*', com amostra perdida, sendo esta inferior a 20 litros/hora.

Este sistema será integrado no sistema de Telegestão do sistema de abastecimento de água (já instalado) e no de Telegestão do sistema de drenagem e tratamento das águas residuais domésticas. Por razões funcionais, os dados deste projecto, serão recebidos na mesma central da Telegestão, sendo correlacionados com os do próprio funcionamento destes sistemas municipais, integrando-se a informação final num único sistema de gestão, apoio à decisão e informação ao Público.

Estações Remotas

Para concentrar a informação proveniente de cada um dos analisadores, estão previstas e testadas duas soluções. Em função das características da instrumentação a instalar, pode-se recorrer a um controlador lógico programável (PLC) ou a um PC industrial. A interligação de cada um dos analisadores com o concentrador é efectuada em corrente (4-20mA), RS232C ou por RS485. O software presente neste concentrador recolhe os dados de cada analisador, disponibiliza-os num formato que seja susceptível de ser transmitido e envia-os para a estação central com uma periodicidade programável pelo utilizador, quer localmente quer remotamente, limitada superiormente pelo tempo necessário a ser efectuada uma análise do tipo 'batch'. Este software permite ainda o controlo da calibração dos analisadores que possam ser calibrados automaticamente, bem como a abertura e fecho de válvulas para os analisadores 'batch'. Este software é desenvolvido em linguagem 'Ladder', caso se esteja a utilizar a solução com o PLC, ou em LABVIEW 5.01, caso se esteja a utilizar o PC industrial.

Estação Central

A estação central baseia-se numa plataforma *Intel* a correr *Windows NT*. O software presente neste servidor, desenvolvido em *LABVIEW 5.01*, controla o processo de recolha, processamento, armazenamento e disponibilização da informação recebida. Além de disponibilizar os valores dos parâmetros recolhidos como um software *SCADA*, permite a realização de um conjunto significativo de cálculos, tais como médias flutuantes, anuais, mensais, diárias e horárias, bem como a determinação de máximos e mínimos, num intervalo escolhido pelo utilizador. Ainda é possível relacionar vários parâmetros de diferentes estações e exportar gráficos para o *Microsoft Excel*. Existe ainda um módulo que permite construir uma base de dados com a informação adquirida nas estações remotas, o que garante a disponibilização da informação necessária para a construção do *site* para consulta pública.

Comunicação entre a Estação Central e as Estações Remotas

Para a comunicação entre as estações remotas e a estação central, foram equacionadas várias soluções, que passavam pela utilização do GSM, linhas RDIS, linha analógica, rádio *Trunking* ou *TCP/IP*. Após a análise das várias soluções, concluímos que as soluções baseadas em Rádio *Trunking* e *TCP/IP* são as mais vantajosas, pois proporcionam uma redução de cerca de 1/3 nos custos, sendo estes sensivelmente semelhantes para as duas soluções.

O rádio *Trunking* apresenta-se como uma solução inicialmente dispendiosa, pois é necessário a aquisição de rádios emissores - receptores e *'radio-modems'* para cada estação (central e remotas). Estes equipamentos apresentam um custo elevado, ao que acresce uma mensalidade de baixo valor. Em compensação, as comunicações não apresentam mais nenhum custo adicional, sendo somente limitadas em tempo (cerca de 1,5 minutos). As grandes desvantagens desta solução são a baixa largura de banda disponível (≈1200bps, o que serve os nossos propósitos) e a existência de interferências nas comunicações quando as condições climatéricas são adversas, podendo eventualmente nestas circunstâncias, necessitar de alguma redundância.

A opção pela comunicação por TCP/IP é motivada pela existência de ligação permanente do servidor (estação central) à *Internet*. Para que esta solução seja possível, é necessário em cada estação remota uma ligação à *Internet*. Esta solução apresenta como vantagens, além do preço, uma largura de banda mais elevada do que o rádio *Trunking*, maior imunidade às condições climatéricas e um baixo custo de implementação. No entanto, apresenta como desvantagens a possibilidade de a ligação não ser efectuada na altura pretendida por excesso de clientes no POP, falta de segurança (apesar de estar prevista a encriptação dos dados) e por não ser possível ao servidor interagir em tempo real com a estação remota.

Ponderando as questões enunciadas, a solução que apresenta um binómio vantagens/desvantagens mais significativo, para um projecto de longa duração é o rádio *trunking*, apesar das limitações apresentadas.

CONCLUSÕES

O sistema de controle em tempo real apresentado nesta comunicação, poderá trazer vantagens significativas para o funcionamento do sistema de abastecimento público de água, dado que:

- Permite ter acesso e dar a conhecer à população de Aveiro e entidades interessadas, informação contínua e actualizada da qualidade da água das captações de água para consumo humano;
- Permite conhecer mais cedo os eventuais problemas ou contaminações da água nas origens, originando uma intervenção precoce para solucionar as causas destas situações anómalas e/ou ainda contactar as autoridades competentes para a tomada de medidas que visem a protecção dessas mesmas origens de água;
- Permite a tomada de medidas de optimização dos sistemas de tratamento de água existentes no sistema de abastecimento de água;
- Contribui para a melhoria da qualidade do serviço prestado, e ainda com a disponibilização desta informação à população, poder-se-á aumentar a sua sensibilização e formação para uma actuação correcta ao nível ambiental em particular na utilização e gestão individual da água.

Pensamos que o projecto apresenta um carácter inovador e estratégico, uma vez que não existe no país uma rede de monitorização a esta escala e com estes objectivos. O sistema a instalar, já testado para outros problemas no âmbito ambiental, é totalmente aberto, permitindo as mais variadas alterações, em função do problema tratado. A simplicidade e versatilidade da linguagem de programação usada permite a rápida alteração à aplicação de base, para uma eventual modificação. A utilização de *hardware* convencional de aquisição de dados e comunicação integrado num *software* aberto, liberta a entidade que explorará o serviço de um qualquer fornecedor particular.

TRABALHO FUTURO

Em fase futura do projecto, não contemplada no financiamento obtido, será incluído um módulo de medição da altura das marés que antecipadamente dará informações à população sobre as probabilidades de cheias, via protecção civil.

Atendendo ao conjunto de actividades ligadas à fruição da Ria, que decorrem em Aveiro, como por exemplo: turismo, pesca, actividades desportivas aquáticas (remo, vela), lazer, aquacultura e salicultura, pensamos que seria de todo interesse em fases posteriores, alargar o âmbito deste projecto, tornando possível a análise da qualidade da água superficial dos pontos representativos dos canais urbanos da Ria de Aveiro. A gestão desta informação permitiria para além da melhoria em termos de qualidade de vida, a classificação dos recursos hídricos, tal como actualmente acontece com as praias de Bandeira Azul.

REFERÊNCIAS

[1] Dossier de candidatura do Projecto SIMOQUA ao Programa Aveiro - Cidade Digital. Rui Ferreira, Osvaldo Pacheco. 1998.

[2] L. Coimbra, R. Matos, J. P. E. Oliveira, O. R. Pacheco. "Sistema de Monitorização e Actuação de Aplicação Ambiental". Anais da Engenharia Electrotécnica. Ano IV, nº 7. Maio de 1999.

Antenas Helicoidais Isoladas e em Agregado

Nuno Garcia[1], Sérgio Abreu[1], Alexandre Silva[1]
Henrique Silva[2], Carlos Correia[2]

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro,
1949-014, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8317208; Fax: +351.1.8317114
anms@bigfoot.com

Resumo

Apresenta-se neste artigo o estudo teórico da antena helicoidal e as equações e parâmetros caracterizadores do seu funcionamento no modo axial.

Projecta-se uma antena helicoidal para funcionar a 11 GHz e comparam-se os resultados obtidos por simulação, com base em software desenvolvido para o efeito, com os resultados práticos obtidos em laboratório.

Projecta-se igualmente um agregado plano de 4 antenas helicoidais, iguais à anterior, e discutem-se as vantagens e desvantagens da nova estrutura.

I. INTRODUÇÃO

A antena helicoidal pode ser encarada como uma antena da qual a antena de quadro e a antena linear são casos particulares. Se o espaçamento entre espiras tender para zero estamos perante uma antena de quadro. Se fizermos tender para zero o diâmetro de uma hélice, de diâmetro fixo, obtemos um condutor linear. Esta analogia é importante para a análise teórica do dispositivo radiante.

Definem-se para a antena helicoidal, as seguintes grandezas e respectiva simbologia:

D_λ = diâmetro da hélice (centro a centro)	L_λ = comprimento de uma espira
C_λ = circunferência da hélice = πD	n = nº de espiras
S_λ = espaçamento entre espiras (centro a centro)	A = comprimento axial = nS
α = ângulo de passo = arctg (S/ πD)	d = diâmetro do condutor da hélice

O diâmetro D e a circunferência C referem-se ao cilindro imaginário cuja superfície passa através da linha do condutor da hélice. O índice λ significa que as dimensões da grandeza em causa são medidas em comprimentos de onda no espaço livre.

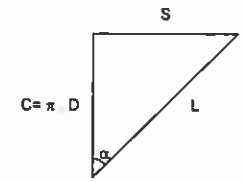


Figura 1: Definição de ângulo de passo

a) Modos de Radiação e Transmissão

O termo, "modo de radiação", descreve a forma geral do diagrama do campo distante de uma hélice finita. Os modos de radiação possíveis são dois:

- O *modo normal*, para o qual o campo é máximo na direcção normal ao eixo da hélice, sendo a polarização circular para uma dada relação entre o espaçamento entre espiras e o seu diâmetro. Para o funcionamento neste modo as dimensões da hélice têm de ser pequenas relativamente ao comprimento de onda $(n \times L << \lambda)$. A largura de banda da antena é nestes casos pequena.

- O *modo axial ou de feixe*, para o qual o campo é máximo na direcção do eixo da hélice, com polarização circular ou elíptica. Este modo de radiação é conseguido quando se aumenta a circunferência da hélice C_λ até ser da ordem de um comprimento de onda.

b) Parâmetros da Antena no Modo Axial

A impedância da antena é bastante variável com a frequência, para valores

$$C_\lambda < \frac{2}{3}$$

No entanto se

$$\frac{3}{4} < C_\lambda < \frac{4}{3}$$

e a antena estiver a radiar no modo axial, a impedância é mais ou menos constante em função da frequência, tendo como condição que α e n não sejam demasiado pequenos. A relação empírica que permite determinar a impedância com uma tolerância de ±20% é:

$$R = 140 \times C_\lambda \ [\Omega] \qquad (1)$$

esta relação aplica-se para as seguintes condições

$$12° < \alpha < 15° \quad \text{e} \quad \frac{3}{4} < C_\lambda < \frac{4}{3}$$

A largura de feixe, para meia potência e entre os primeiros zeros, são determinadas de forma quase empírica por:

$$\text{Largura de Feixe}_{(3dB)} = \frac{52}{C_\lambda \sqrt{n \times S_\lambda}} \ [\text{graus}] \qquad (2)$$

$$\text{Largura de Feixe}_{(primeiros\ zeros)} = \frac{115}{C_\lambda \sqrt{n \times S_\lambda}} \ [\text{graus}] \qquad (3)$$

Estas expressões são válidas nas condições anteriores de α e C_λ, e para n >3.

Determina-se a directividade, D, de uma hélice no modo axial pela expressão:

$$D = 15 \times C_{\lambda}^{2} \times n \times S_{\lambda} \quad (4)$$

O diagrama total da hélice é dado pelo produto do diagrama de uma única espira pelo factor espacial. Assim a componente ϕ total (E_{ϕ}) é dada por:

$$E_{\phi} = E_{\phi T} \times F \quad (5)$$

Do mesmo modo, a componente θ total (E_{θ}) é dada por:

$$E_{\theta} = E_{\theta T} \times F \quad (6)$$

Para obtermos o diagrama aproximado de qualquer componente do campo, no caso da direcção de radiação máxima de uma só espira, estar aproximadamente na direcção axial, e da hélice ser longa $(n \times S_{\lambda} > 1)$, basta calcular o factor espacial, não sendo assim necessário determinar o diagrama de uma só espira.

Se a antena for constituída por algumas espiras e se a condição de hélice longa se mantiver válida, o efeito do plano de terra nos diagramas, para o modo axial, é pequeno. A relação frente-costas é por seu lado bastante elevada.

O diagrama de radiação total normalizado pode então ser calculado por (7):

$$E = \left(\sin\frac{90^{\circ}}{n}\right) \times \frac{\sin\left(n \times \frac{\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \times \cos(\phi) \quad (7)$$

onde:

$$\psi = 360^{\circ}\left[S_{\lambda} \times (1 - \cos(\phi)) + \left(\frac{1}{2 \times n}\right)\right] \quad (8)$$

A relação axial (RA), é definida pela relação entre o semi-eixo maior e o semi-eixo menor da "elipse de polarização". Quando a antena está a funcionar em modo axial o valor da relação axial é aproximadamente 1, isto significa que a polarização da antena é circular.

As expressões para o cálculo da relação axial são as seguintes [1]:

$$RA = \frac{2 \times n + 1}{2 \times n}, \quad \text{(Directividade aumentada)} \quad (9)$$

$$RA = \left| L_{\lambda} \times \left(\sin(\alpha) - \frac{1}{\rho}\right)\right|, \quad (\rho \text{ sem restrições}) \quad (10)$$

onde ρ representa a velocidade de fase relativa e ϕ o ângulo com relação ao eixo da hélice. As expressões acima referidas, foram desenvolvidas, para antenas helicoidais no modo axial, com um número de espiras, n, que continua a ser superior a 3.

II. SOFTWARE PARA ESTUDO DA ANTENA

Com base nas expressões matemáticas apresentadas no ponto anterior desenvolveu-se uma aplicação em MATLAB que permite a simulação das características da antena. Na figura 2 apresenta-se o quadro de atribuição de valores às várias variáveis. Os campos são preenchidos de cima para baixo, e como tal, o primeiro parâmetro a ser escolhido é a frequência de trabalho da antena.

Para que esta funcione em modo axial é necessário que:

$$\frac{3 \times \lambda}{4 \times \pi} < D < \frac{4 \times \lambda}{3 \times \pi} \quad (11)$$

Para que permaneça o modo axial, $12^{\circ} < \alpha < 15^{\circ}$, e como:

$$tg(\alpha) = \frac{S}{C} \quad (12)$$

o espaçamento entre espiras deverá ser:

$$C \times tg(12^{\circ}) < S < C \times tg(15^{\circ}) \quad (13)$$

Escolhido o espaçamento entre espiras é então determinado o ângulo do passo com base na seguinte expressão:

$$\alpha = tg^{-1}\left(\frac{S}{C}\right) \quad (14)$$

O número de espiras é, $n > 3$.

Escolhidos os valores das variáveis, o *software* desenvolvido permite o traçado do diagrama de radiação na forma rectangular, polar e a três dimensões. Determina-se e traça-se igualmente a largura de feixe, a directividade e a impedância da antena.

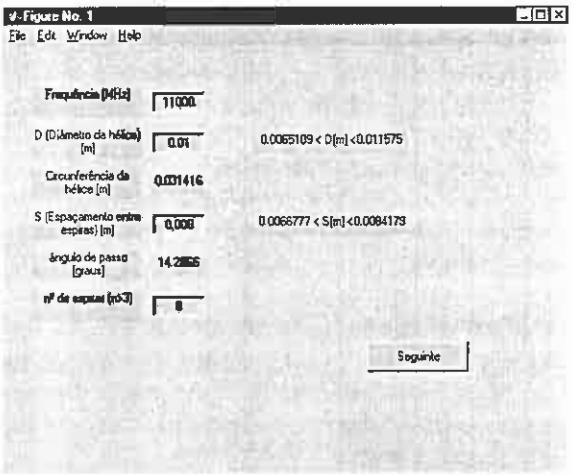


Figura 2: Definição das características do elemento

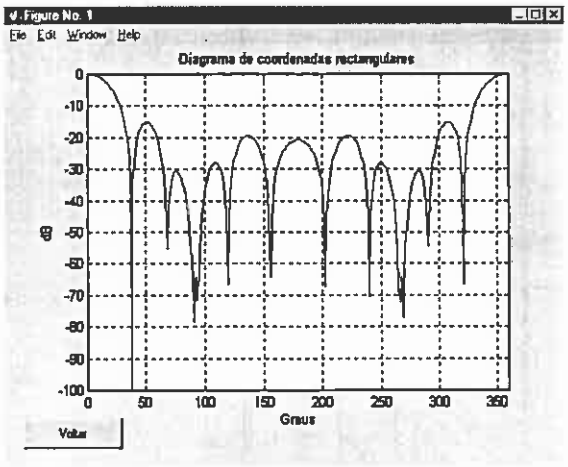


Figura 3: Diagrama de coordenadas rectangulares

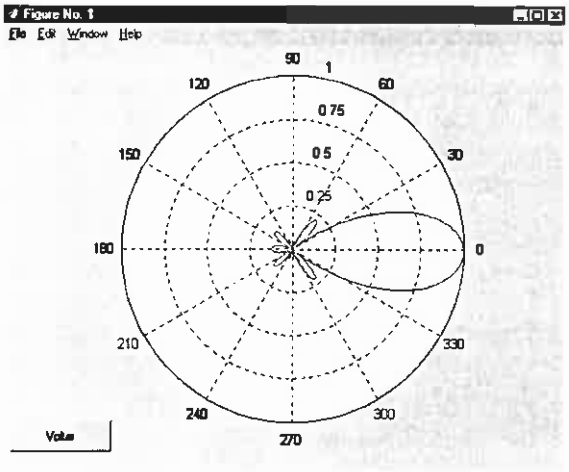


Figura 4: Diagrama em coordenadas polares

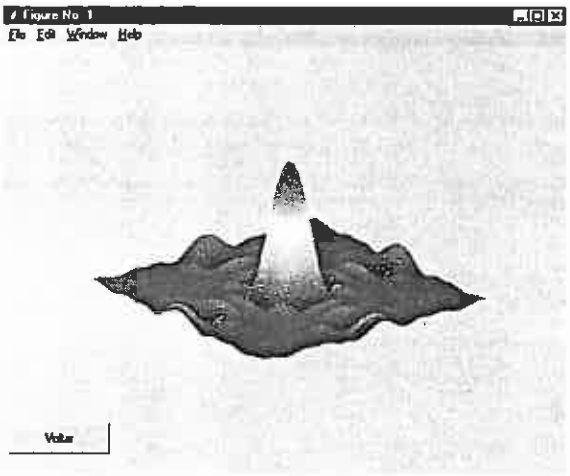


Figura 5: Diagrama a três dimensões

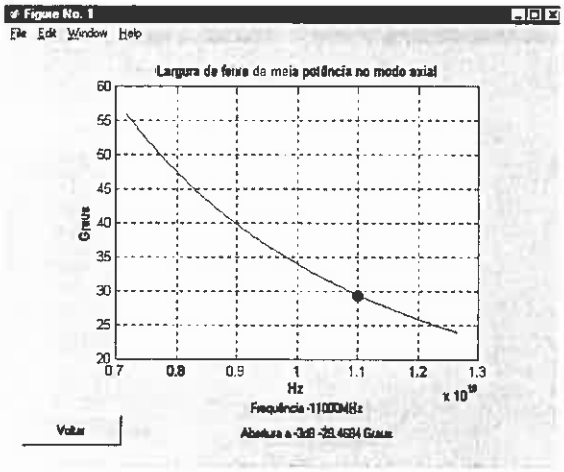


Figura 6: Largura de feixe no modo axial

A banda de frequência que aparece no eixo de abcissas dos vários gráficos, corresponde ao funcionamento da antena no modo axial, considerando as dimensões físicas especificadas no quadro de valores da figura 2.

Nos gráficos da largura de feixe (figura 6), da directividade (figura 7) e da impedância de entrada da antena (figura 8), surge um ponto no traçado correspondendo à frequência escolhida no quadro da figura 2, e a indicação do valor da grandeza em causa.

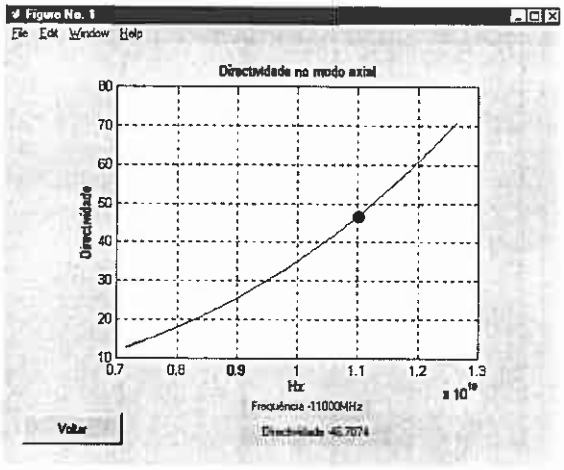


Figura 7: Directividade no modo axial

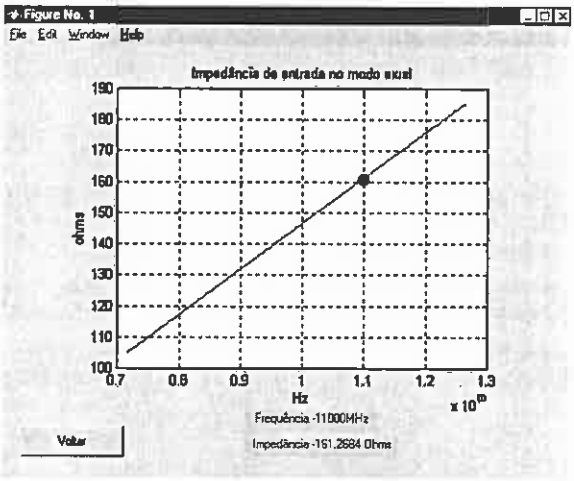


Fig 8: Impedância de entrada

III. RESULTADOS PRÁTICOS

Utilizando-se o *software* anterior, obtiveram-se as características da antena para a frequência 11 GHz. A antena apresenta em termos de estrutura física, um diâmetro de hélice igual a 1cm, espaçamento entre espiras igual a 8 mm e comporta 9 espiras. O resultado obtido para o diagrama de radiação está representado no gráfico da figura 9.

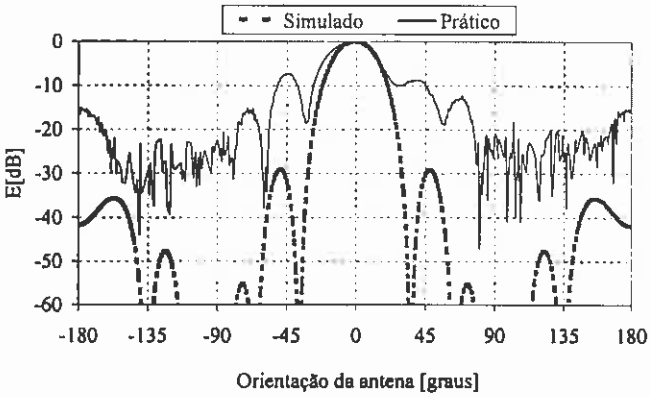


Fig 9: Comparação entre o diagrama teórico e prático

No mesmo gráfico, apresenta-se o resultado prático obtido com uma antena de referência que acompanha o equipamento de medida e que apresenta em termos de

robustez mecânica e de dimensões físicas uma construção rigorosa. Os dois diagramas, simulado e prático apresentam boa concordância do lobo principal. Relativamente ao resultado obtido por simulação, a antena de referência apresenta, no entanto, um nível de radiação mais elevado em todas as outras direcções, com lobos secundários a 45° apenas 7 dB abaixo do lobo principal.

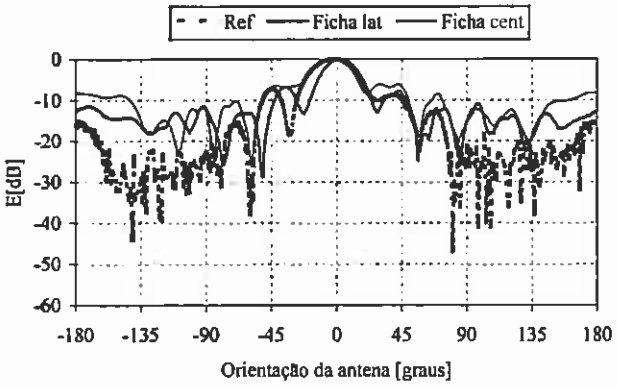


Figura 10: Comparação entre as 3 antenas

No gráfico da figura 10 comparam-se os resultados práticos obtidos com a antena de referência anterior e com duas antenas construídas no âmbito deste trabalho.

Uma vez mais, é nas direcções mais afastadas da direcção do lóbulo principal que se verificam as maiores divergências. Nomeadamente nas direcções próximas dos 180°, as duas antenas construídas apresentam um nível de radiação crescente. Este facto está relacionado com a estrutura de alimentação. Num dos casos, referido no gráfico como 'Ficha_lat', a antena é alimentada por uma linha de transmissão, desenhada na face oposta da placa de circuito impresso que constitui o plano de massa. Tomando em consideração que o substrato utilizado apresenta uma espessura significativa, 1.5 mm, e constante dieléctrica efectiva relativamente baixa, $\varepsilon_{reff} = 3.5$, a linha de transmissão apresenta um nível de radiação relativamente elevado, comportando-se como um dipolo. Dependendo da sua posição face à polarização vertical radiada pela cometa de emissão, este nível de radiação é mais ou menos perturbador.

Sem um isolamento apropriado, a outra antena construída e alimentada por ficha coaxial, 'Ficha_cent', não apresenta melhor relação frente-costas. Pelo contrário apresenta piores resultados logo a partir dos ±135°.

IV. AGREGADO DE 4 HELICOIDAIS

Pretende-se com a construção do agregado, um aumento da directividade da antena e a obtenção de um ganho maior. O agregado é constituído por 4 antenas helicoidais, tendo cada uma delas 10 espiras, com um ângulo de passo de 14.7°. As 4 antenas helicoidais distam entre si de 1.5 λ, relação que minimiza a interferência entre cada um dos elementos do agregado [2].

Medidas da impedância de entrada (figura 11), efectuadas sobre as antenas isoladas (de referência e construída no ponto anterior), mostram a 11 GHz valores próximos dos valores esperados. No caso da antena de referência encontramos o valor 117+j17.9 Ω, enquanto que no caso da antena construída o valor é superior, sendo igual a 180+j26 Ω. Irregularidades na construção da antena e consequentes imperfeições na sua geometria, tomando em consideração o pequeno comprimento de onda de trabalho, justificam o valor medido.

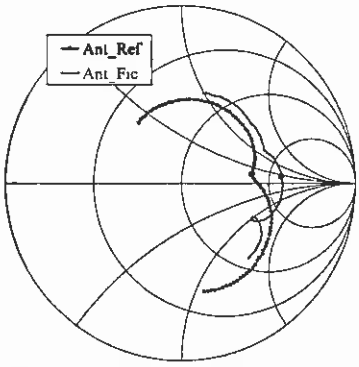


Figura 11: Impedância de entrada da antena isolada

O plano de massa reflector tem um diâmetro igual a 12.6 cm e a forma de alimentação está esquematizada na figura 12. Utilizam-se uma vez mais linhas de transmissão impressas, desenhadas na face oposta do plano de massa reflector.

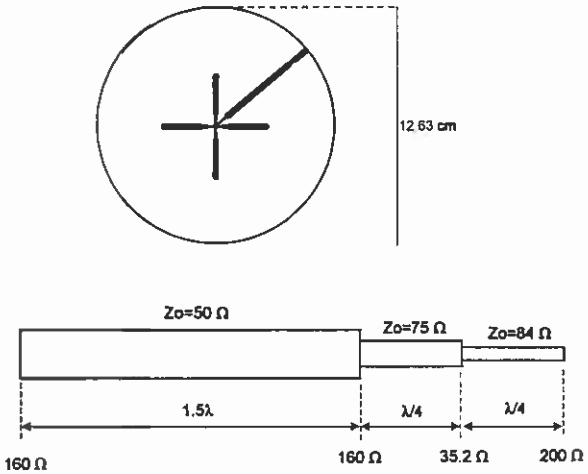


Figura 12: Estrutura de alimentação e adaptação do agregado

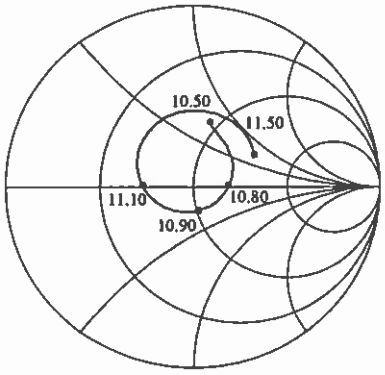


Figura 13: Impedância de entrada do agregado. Os valores de frequência indicados estão em GHz

Considerando o valor da impedância de entrada obtido por simulação e não o medido, estudou-se a forma de adaptação do agregado à carga de 50 Ω. No ponto de

união das linhas de transmissão da figura 12, a impedância de cada linha é igual a 200 Ω.

Na figura 13 apresenta-se o resultado obtido para a impedância de entrada do agregado. A 10.9 GHz, a antena apresenta uma impedância igual a 50-j10 Ω. A 10.8 GHz e a 11 GHz a componente imaginária anula-se mas a componente real passa a ser respectivamente 60 e 25 Ω. O gráfico da figura 14, mostra o factor de reflexão medido na entrada do agregado, e na figura 15 mostra-se uma fotografia do agregado, posicionado numa pequena câmara anecóica para medida do diagrama.

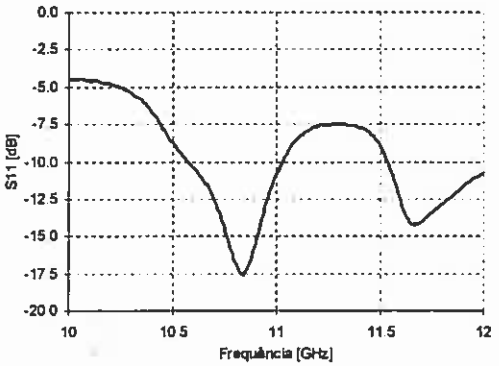


Fig 14: Factor de reflexão de entrada do agregado

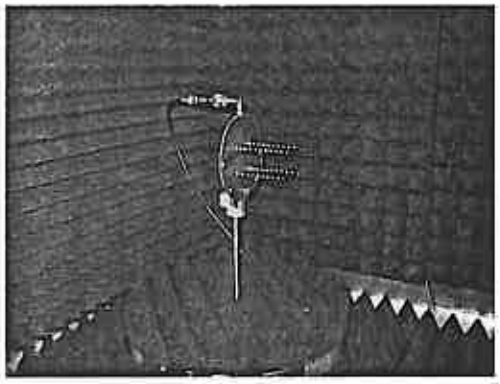


Fig 15: Fotografia do agregado posicionado para medida

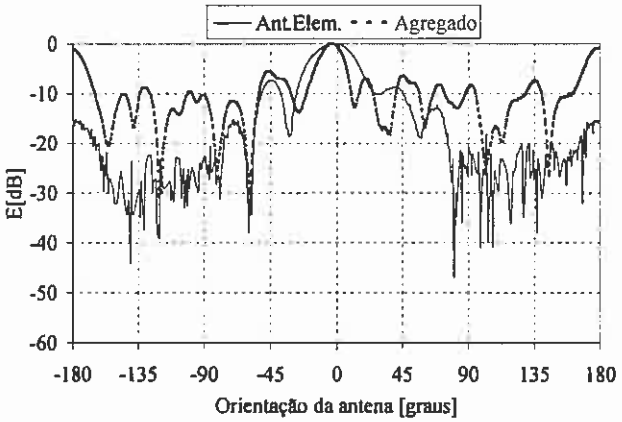


Fig 16: Comparação do diagrama de um agregado e uma antena elementar

A vantagem do agregado relativamente à antena isolada é visível pela maior directividade do lobo principal. No agregado a relação frente-costas é inicialmente baixa, devido uma vez mais à forte radiação proveniente das linhas de alimentação. Este problema é aqui eliminado pela cobertura das linhas com um material absorvente. Na figura 17 comparam-se os diagramas de radiação obtidos por simulação "Simulado", medido sem a cobertura referida "Prático", e medido com cobertura "Agre_Isol". É neste último caso notória a melhoria da relação frente-costas, principalmente a partir dos ±90°. Observa-se igualmente uma diminuição dos lobos secundários em torno do lobo principal, encontrando-se 10 dB abaixo deste.

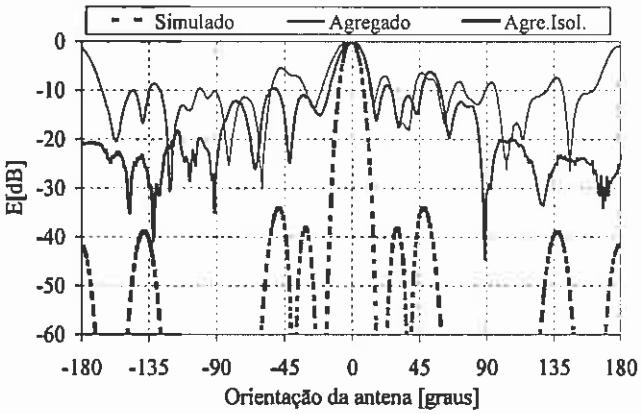


Fig 17: Comparação do diagrama do agregado, prático e simulado.

VI. CONCLUSÕES

Foram construídas, no âmbito deste trabalho, duas antenas helicoidais isoladas e um agregado de 4 antenas idênticas. Foi também desenvolvido *software* para o estudo deste tipo de antenas. Os diagramas de radiação, medido e simulado, obtidos para as helicoidais isoladas, apresentam boa concordância, nomeadamente a nível do lobo principal. É igualmente boa a concordância com o diagrama de uma antena de referência utilizada para o efeito e que apresenta idêntica estrutura física. Devido ao pequeno comprimento de onda, a construção das antenas apresenta aspectos críticos, sendo por isso aceitáveis alguns desvios nos valores medidos para a impedância de entrada.

Com o agregado consegue-se um nítido aumento da directividade. A má relação frente-costas resultante da forte radiação proveniente das linhas de transmissão que alimentam cada um dos elementos, é eliminada pela cobertura destas linhas com um material absorvente. Esta radiação resulta no entanto em perdas significativas, devendo neste sentido ser melhorada a forma de alimentação da antena.

REFERÊNCIAS

[1] John D. Krauss. "Antennas", MacGraw-Hill, 2ª Edição
[2] Constantine A. Balanis "Antena Theory Analysis and Design", John Willy & Sons Inc., 2ª Edição

Trabalho realizado no âmbito da disciplina de Sistemas Radiantes.

(1) Alunos do 4° Ano da Licenciatura de Sistemas das Telecomunicações e Electrónica.
(2) Docentes do ISEL, respectivamente das disciplinas de Propagação I e Sistemas Radiantes

Simulação e Estimação de Cobertura e Interferência em Ambientes Urbanos

Telmo Azevedo, Nuno Cota

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Departamento de Engenharia Electrónica e Comunicações

Rua Conselheiro Emídio Navarro, Nº1
Tel: +351 1 8317180; Fax: +351 1 8317114
Email: ncota@isel.pt, tazevedo@isel.pt

Resumo

Nesta comunicação apresenta-se uma ferramenta de software, que permite estimar a cobertura rádio de ambientes urbanos em sistemas de comunicações móveis, na banda dos 900 e 1800 MHz. Permite igualmente localizar possíveis pontos de interferência co-canal, normalmente resultantes da reutilização de frequências. É utilizado um modelo de estimação de sinal para ambientes urbanos de características microcelulares.

I. INTRODUÇÃO

O enorme crescimento verificado nos últimos anos nas comunicações móveis, leva os operadores de telecomunicações a oferecer um serviço de qualidade, cobrindo o melhor possível as zonas urbanas, normalmente de elevada densidade de tráfego. Por outro lado, elevados níveis de tráfego obrigam os operadores a diminuir a distância de reutilização para valores críticos, relativamente à interferência co-canal.

Neste contexto as ferramentas de predição de cobertura rádio são indispensáveis no planeamento celular de sistemas de comunicações móveis pessoais. Após a análise das necessidades relativamente à capacidade de tráfego do sistema, a partir da qual se deduz a localização aproximada das estações base, é necessário aplicar estes dados à morfologia do terreno, respeitando todos os fenómenos inerentes ao ambiente. Com base nas ferramentas de predição poder-se-ão ajustar localizações, alturas, parâmetros de emissão das estações base e optimização das respectivas antenas de forma a aproximar-se do planeamento inicialmente efectuado.

Complementarmente à funcionalidade de estimação de cobertura rádio, o *software* de aplicação desenvolvido permite localizar e eliminar, possíveis zonas em que o nível de interferência co-canal fica aquém dos valores recomendados para a tecnologia GSM [7]. Este tipo de interferência resulta do recurso à reutilização de frequências, com um padrão de repetição, de acordo com os níveis de tráfego oferecidos para um determinado *GoS*..

II. MODELO DE PROPAGAÇÂO

A ferramenta desenvolvida tem por base um modelo de estimação de sinal para ambientes urbanos microcelulares. Foi utilizado o modelo *Walfisch-Ikegami,* modificado pelo COST 231[2], modelo especialmente adequado ao tipo de aplicação em causa. Segundo este modelo, a atenuação de propagação, para linha de vista, é dada por:

$$Lp = 42.6 + 26 \cdot \log d + 20 \cdot \log f \qquad (1)$$

Em caso de não existir linha de vista, a expressão será:

$$Lp = L_0 + L_{rts} + L_{msd} \qquad (2)$$

Em que:

$$L_0 = 32.4 + 20 \cdot \log d + 20 \cdot \log f \qquad (3)$$

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \cdot \log w + 10 \cdot \log f + 20 \cdot \log \Delta h_{Movel} + L_{ori} \qquad (4)$$

$$L_{ori} = \begin{cases} -10 + 0.34 \cdot \Psi & \text{para } 0° \le \Psi < 35° \\ 2.5 + 0.075 \cdot (\Psi - 35) & \text{para } 35° \le \Psi < 55° \\ 4.0 + 0.114 \cdot (\Psi - 55) & \text{para } 55° \le \Psi \le 90° \end{cases} \qquad (5)$$

Onde:

- Δh_{Movel} : $h_{Edificio} - h_{Movel}$
- $h_{Edificio}$: Altura dos Edifícios (metros)
- h_{Movel} : Altura do Móvel (metros)
- w: Altura dos Edifícios (metros)
- f: Altura dos Edifícios (metros)
- d: Altura dos Edifícios (metros)

Em que L_0 representa a atenuação em espaço livre, L_{rts} traduz a atenuação provocada pela difracção e L_{ori} é a atenuação provocada pela orientação da rua em relação ao raio directo. O último parâmetro de (2) L_{msd} é dado por:

$$L_{msd} = L_{bsh} + K_a + K_d \cdot \log d + K_f \cdot \log f - 9 \cdot \log b \qquad (6)$$

Com

$$L_{bsh} = \begin{cases} -18 \cdot \log(1 + \Delta h_{Base}) & \text{para } h_{Base} > h_{Edificio} \\ 0 & \text{para } h_{Base} \le h_{Edificio} \end{cases} \qquad (7)$$

$$\Delta h_{Base} = h_{Base} - h_{Edificio}$$

$$K_a = \begin{cases} 54 & \text{para } h_{Base} > h_{Edificio} \\ 54 - 0.8 \cdot \Delta h_{Base} & \text{para } d \ge 0.5 \text{ Km e } h_{Base} \le h_{Edificio} \\ 54 - 0.8 \cdot \Delta h_{Base} \cdot d/0.5 & \text{para } d < 0.5 \text{ Km e } h_{Base} \le h_{Edificio} \end{cases} \qquad (8)$$

$$K_d = \begin{cases} 18 & \text{para } h_{Base} > h_{Edificio} \\ 18 - 15 \cdot \Delta h_{Base} / h_{Edificio} & \text{para } h_{Base} \le h_{Edificio} \end{cases} \quad (9)$$

$$K_f = \begin{cases} -4 + 0.7 \cdot (f/925 - 1) & \text{para cidades de tamanho médio e centros suburbanos com baixa densidade de árvores} \\ 18 - 15 \cdot \Delta h_{Base} / h_{Edificio} & \text{para centros metropolitanos} \end{cases} \quad (10)$$

Onde

- b : separação entre edifícios (metros)

A ferramenta permite a edição de todos os parâmetros envolvidos no modelo. Optou-se por não extrair os parâmetros físicos, relacionados com o ambiente, por ser um processamento extremamente complexo, que não se justificaria no âmbito do estudo.

III. ESTIMAÇÃO DE COBERTURA

A estimação de cobertura poderá ser feita individualmente para cada estação base ou para todo o conjunto de estações base que constituem o sistema. A potência do sinal recebido P_r (em dBm) será dado pela seguinte equação:

$$P_r = P_e + G_e(\theta) - Lp + G_r \quad (11)$$

Onde:

- P_e : Potência emissão (dBm)
- $G_e(\theta)$: Ganho da antena de emissão na direcção θ
- Lp : Atenuação devido à propagação
- G_r : Ganho da antena de recepção

O diagrama de radiação da antena de emissão, da estação base, pode ser alterado individualmente para cada sec tor, Figura 1, sendo também configurável o número de sectores activos bem como a respectiva orientação.

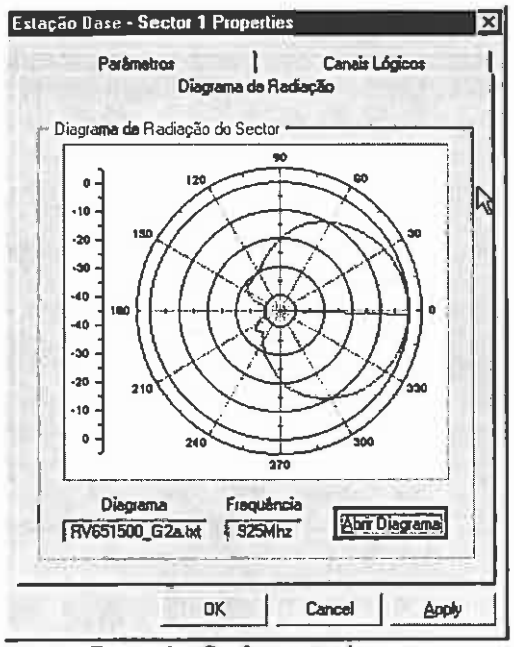


Figura 1 – Configuração do sector

O resultado da simulação é apresentado no mapa através de cores representativas dos diversos níveis de sinal. A respectiva escala de cores pode ser alterada. A cobertura apresentada está limitada pelo critério da atenuação de propagação *CI [7]* utilizado pelo móvel, que segundo a norma depende de quatro parâmetros:

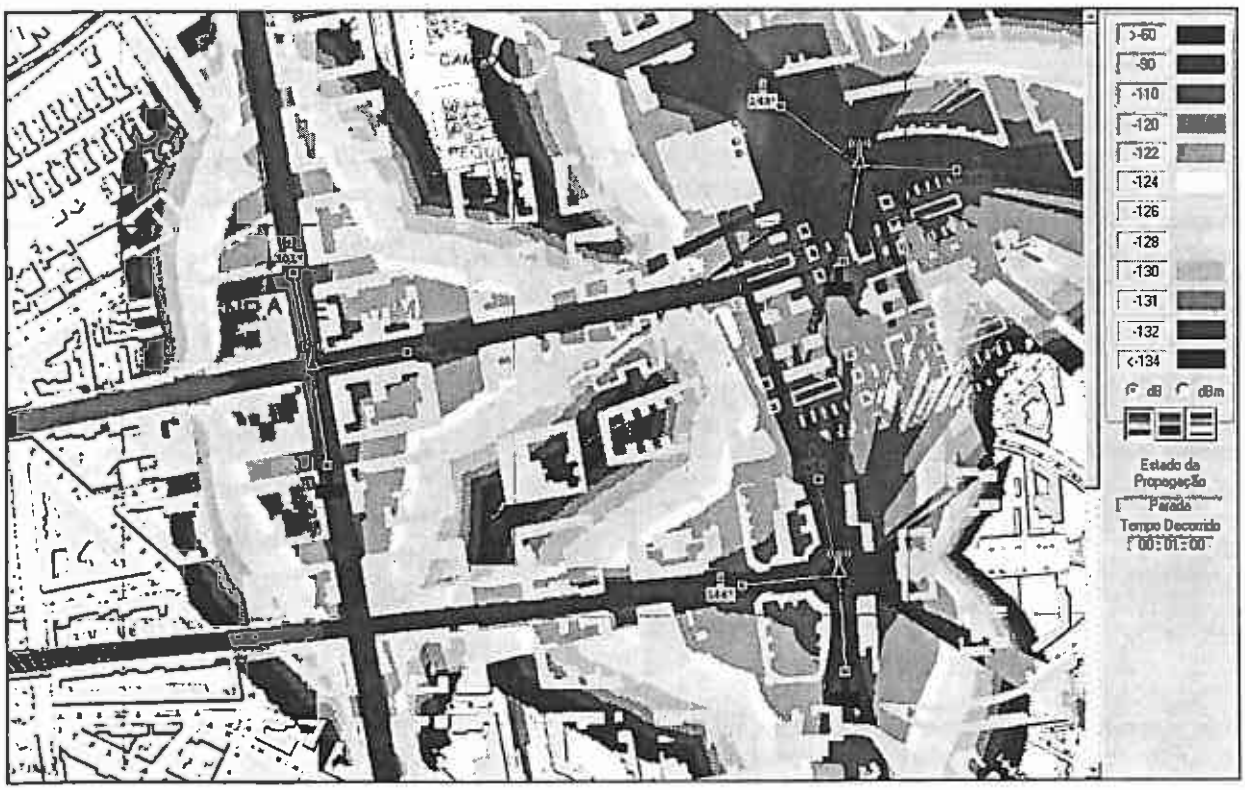


Figura 2 –Estimação de Cobertura de Sinal

i) O nível de sinal recebido, dado por (11);

ii) O parâmetro RXLEV_ACCESS_MIN, configurável em cada estação base e representa o nível mínimo de sinal recebido pelo móvel para que o acesso ao sistema seja possível;

iii) O parâmetro MS_TXPWR_MAX_CCH, igualmente configurável na estação base, representado a máxima potência permitida utilizada pelo móvel no acesso ao sistema.

iv) A máxima potência do móvel, configurável de forma igual para todos os móveis do sistema.

Na figura 2 pode ser visualizado um exemplo de estimação do sinal para um sistema constituído por qutro estações base.

IV. ESTIMAÇÃO DE INTERFERÊNCIA COCANAL

Uma das funcionalidades mais importantes de uma ferramenta de predição de cobertura para sistemas de comunicações móveis é a estimação de zonas críticas, nas quais a interferência cocanal está abaixo, ou no limite, dos níveis adoptados pelas normas e pelos fabricantes [7].

O cálculo das zonas limites tem por base a estimação de cobertura de sinal efectuada anteriormente, assim como a atribuição de frequências às estações base. A estimação da relação portadora/interferência C/I é dada por:

$$C/I = \frac{C}{\sum_{k=0}^{N} I_k} \qquad (12)$$

Nesta expressão C representa o nível de sinal recebido da estação base vítima e I o nível de sinal interferente, recebido pelo móvel, emitido por cada uma das estações base interferentes.

O resultado é apresentado através de uma escala de cores, configurável, sendo possível identificar perfeitamente as zonas críticas.

V. ESTIMAÇÃO DAS CÉLULAS RÁDIO

Não menos importante numa aplicação deste tipo é a possibilidade da fácil identificação dos limites e frequências das células de um sistema. Para estimar os limites das células a aplicação utiliza o critério rádio *C1*.

O resultado é apresentado também sob a forma de cores, atribuindo-se a cada grupo de frequências uma cor, possibilitando assim verificar o padrão de cobertura e reutilização celular.

V. CONCLUSÕES

Foi desenvolvida uma ferramenta de software para efectuar simulações e estimação de cobertura e interferências. A aplicação mostrou-se bastante rápida nos cálculos e na apresentação dos resultados, possibilitando assim uma rápida reconfiguração do sistema e ajuste de parâmetros.

A aplicação tem como entrada o mapa, que é introduzido na forma de ficheiro de imagem em formato

Figura 4 – Estimação de Interferência Cocanal

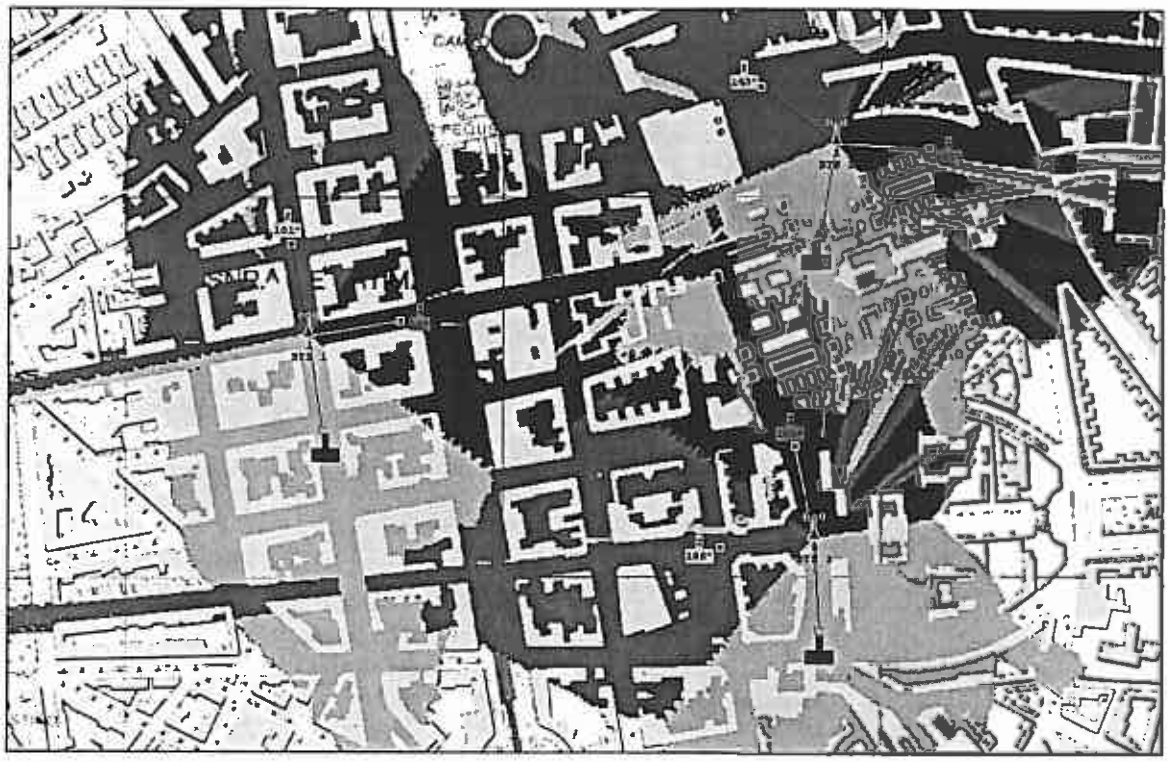


Figura 4 – Estimação dos limites das Células Rádio.

BMP, JPEG, GIF ou PNG a 256 cores. Permite a introdução de todos os dados que caracterizam a morfologia do terreno, assim como os parâmetros das estações base, dos móveis e do sistema.

A utilização deste tipo de ferramenta desenvolvida apresenta diversas vantagens, quer ao nível profissional, no planeamento celular, assim como na educação e investigação, permitindo efectuar simulações para posterior validação através de medidas retiradas no terreno, melhorando-se e adaptando-se os modelos de estimação de sinal.

Como melhoramento da aplicação poderiam ser utilizados mais modelos de estimação para ambientes microcelulares urbanos e suburbanos.

REFERÊNCIAS

[1] COST 207, "Digital Land Mobile radio Communications", Anex 1. Final report of the WG1 on Propagation. 1989.

[2] COST 231, "Urban Transmission Loss Models for Mobile Radio in the 900 and 1800 MHz Bands", 1993.

[3] Bertoni (H.L.), Maciel (L.R.) and Xia (H.H.), "Theorical Prediction of Propagation Over Buildings for Low Base Station Antennas", 1993

[4] C. Correia, "Modelos de Propagação para Áreas Urbanas e Suburbanas", ICP-DEG,1995

[5] N. Cota, "GSM 900, DCS 1800 – Descrição da Tecnologia", ISEL-DEEC, 1999

[6] ETSI-GSM 01.04 (ETR 100): "European digital cellular telecommunication system (Phase 2); Definitions, abbreviations and acronyms". 1995

[7] ETSI-ETR European digital cellular telecommunications system (Phase 2); Radio network planning aspects (GSM 03.30), 1995

[8] ETSI-ETR European digital cellular telecommunications system (Phase 2); Radio subsystem link control (GSM 05.08), 1996

Wideband Propagation Model for Mobile Communications

Paulo Marques[1], José Fernandes[2]

[1]Instituto Politécnico de Castelo Branco, Escola Superior de Tecnologia, 6000 Castelo Branco – Portugal; Email: pmarques@est.ipcb.pt

[2]Universidade de Aveiro, Instituto de Telecomunicações, 3810 Aveiro - Portugal

Abstract

A new tapped delay line model propagation channel for the millimeter-wave band is presented in this paper. The model consists in a combination of a analytical and statistic parts. The analytical part generates the channel profile taking into account the influence of the propagation environment and the antenna configuration once they have a strong impact on the channel impulse response while the statistical part is used to include the small scale variations of the amplitude and phase. The model is tapped-delay-line based and it is shown that the Rice distribution is adequate to model the fast variations of the amplitude of each tap being the respective parameters extracted from the deterministic modeling part. Moreover, a statistical phase distribution about the phase of the dominant multipath component in each time bin proves to be more appropriate than the uniform distribution. The comparison with some measurements have shown the validity of the analytical model. Due to the lack of experimental measurements, the results of the statistical model are compared with results obtained with a ray-tracing tool, previously validated with measurements, and have shown the validity of the proposed model.

I. INTRODUCTION

The growth of mobile communications has paralleled the continuing expansion of our social and economic activities. Along with this expansion arises the demand for more diverse and higher quality services and larger capacity. The required large spectrum bandwidth to accommodate the high bit rates forces the migration to the milimeter-wave band due to the congestion of the lower bands. At theses frequencies, the signal is severally attenuated by the partition walls that naturally imposes the cell boundaries, giving a scenario of one or multiple cells per room.

Complex impulse response (CIR) models of the wideband radio propagation channel are required for system design and performance evaluation by computer simulations. As the CIR strongly depends on the propagation environment and on the antenna configuration, a suitable channel model should take those parameters into account which impacts directly on the system performance [1]. Ray-tracing techniques have been successfully applied in the estimation of the CIR, but it is not practical, or even impossible, to take into account deterministically all the details of the propagation environment. The best approach seems to be the use of a deterministic modeling based on a simplified description of the propagation environment to estimate the channel profile and the statistical modeling to add on the fast fading. This approach has the advantage of keeping the deterministic part simpler (only a simple description of the scenario is necessary) and versatile to use in system simulations.

The wideband modelling have been based on a tapped-delay-line model [1], with the coefficients being extracted from a channel profile obtained through measurements or deterministically modelling. It has been also a common practice to emulate the fast fading by establishing a Rice distribution for the first tap (time bin) and a Rayleigh distribution for the others. This is not always true and depends on the propagation environment and on the antenna configuration. This paper concentrates on the random characteristics of the fast variation of the amplitude and phase of the impulse response for small displacements of the mobile station.

II. COMPLEX IMPULSE RESPONSE MODELING

As a realistic CIR model should be able to take into account the propagation environment and the antenna configuration, this part should be handled deterministically once it is not possible to establish a channel profile for all kinds of scenarios and for all kinds of antenna configurations, while the fast variations should be made statistically. This approach has the advantage of keeping the deterministic part simpler (only a simple description of the scenario is necessary) and versatile to use in system simulations.

A. *Analytical Modeling*

The CIR of a multipath propagation channel [2] is represented by multiple paths or rays having real positive gains, propagation delays and associated phase shifts. It can be written as a combination of line-of-sight (LOS) ray and multiple order reflected rays:

$$h(\tau) = \alpha_{LOS} e^{-j\varphi_{LOS}} \delta(\tau - \tau_{LOS}) + \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{Nm} \alpha_{mn} e^{-j\varphi_{mn}} \delta(\tau - \tau_{mn}) \quad (1)$$

where $\delta(.)$ is the Dirac delta function; α_{mn} represents the normalised amplitude (normalised to the transmitted pulse amplitude) of the nth ray reaching the receiver after m reflections; τ_{mn} is the excess time delay given by r_{mn}/c, where r_{mn} is the length of nth ray reflected m times and c represents the light speed in free space; φ_{mn} accounts for the phase shift. Correspondingly, α_{LOS}, τ_{LOS} and φ_{LOS} represent the amplitude,

excess delay and phase shift of the LOS-ray. M is the maximum reflection order to be considered.
The NRP, defined as the quotient of the received to the transmitted power, can be written as

$$NRP = \frac{P_r}{P_t} = \alpha_{LOS}^2 + \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{Nm} \alpha_{mn}^2 \quad (2)$$

As excess time delay is proportional to the ray-path length, $h(\tau)$ can be referred as $h(r)$ and can be seen as the IR in the distance domain:

$$h(r) = \alpha_{LOS} e^{-j\beta r_{LOS}} \delta(r - r_{LOS}) + \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{Nm} \alpha_{mn} e^{-j(\varphi_{Rmn} + \beta r_{mn})} \delta(r - r_{mn}) \quad (3)$$

where α_{mn} is calculated as:

$$\alpha_{mn} = C \left| \frac{\underline{E}(\theta_{Tmn}, \phi_{Tmn})}{r_{mn}} \prod_{k=1}^{m} R(\varepsilon_{rk}, \gamma_{ik}, \psi_k) \cdot \underline{le}(\theta_{Rmn}, \phi_{Rmn}) \right| \quad (4)$$

$\underline{E}(\theta,\phi)$ represents the electric field vector of the transmitting antenna at ray departure direction and $\underline{le}(\theta,\phi)$ the effective length of the receiving antenna; θ and ϕ are directional angles defined as in spherical co-ordinates where the subscript T stands for transmitting and R for receiving ray direction and β is the wave number. Eq. (3) can be seen as Friis formula applied to each ray including the reflection losses. Neglecting the losses introduced by the antennas, the constant C ($=\lambda/4\pi$) can be obtained through the Friis formula for free space propagation. $R(\varepsilon_r, \gamma_i, \psi)$ represents the reflection coefficient which depends on the dielectric permitivity ε_r, the angle of incidence γ_i, and polarisation angle ψ. φ_{Rmn} accounts for the phase shift at each reflection point and the number of rays Nm, for a reflection order m, is given by $4m^2 + 2$ [3]. α_{LOS} can be obtained using (4) for $m = 0$.
The estimation of the CIR requires the calculation of each ray-path length r_{mn}, the respective departure and arriving directions (θ, ϕ) to the transceiver antennas These parameters calculations are based on the geometrical optics and on the image theory [4].
The reflection coefficients of a surface depends on the ε_r, $tg\delta$, γ_i, and ψ, being the polarisation described by two orthogonal components, one parallel and other perpendicular to the incidence plane. Thus, the amplitude of the reflected field can be expressed as (5)

$$\left|\underline{E^r}(\varepsilon_r, tg\delta, \gamma_i, \psi)\right| = \sqrt{\left|\underline{E_i}\right| R_\perp(\varepsilon_r, tg\delta, \gamma_i)\cos(\psi)\Big|^2 + \left|\underline{E_i}\right| R_\parallel(\varepsilon_r, tg\delta, \gamma_i)\sin(\psi)\Big|^2} \quad (5)$$

In order to simplify the model, we skip the reflection coefficient dependence with polarisation angle ψ, taking an average value in the variation domain, being the average power reflection coefficient given by (5). Since ε_r and $tg\delta$ are the electromagnetic characteristics of a particular surface, we need to calculate the incidence angle γ_i.

$$\left|R(\varepsilon_r, tg\delta, \gamma_i)\right|^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left|R(\varepsilon_r, tg\delta, \gamma_i, \psi)\right|^2 d\psi = \frac{1}{2}\left[\left|R_\perp(\varepsilon_r, tg\delta, \gamma_i)\right|^2 + \left|R_\parallel(\varepsilon_r, tg\delta, \gamma_i)\right|^2\right]$$

Using the definition of the internal product between two vectors, the incidence angle γ_i, can be obtained for each ray at each reflection point [4]. (2)
The Fig.1 depicts the PDP (Power Delay Profile) calculated by the analytical model in a empty room with dimensions 13 m x 9 m x 4 m, made of low reflective materials. The base statior (BS) and the mobile station (MS) use a biconical horn antenna with 10° beamwidth in the elevation plane and are vertically polarized. The BS is centrally placed in the room at 2.6 m height and for this specific PDP the MS is in the center of the room, where due to the antenna radiation pattern the shorter rays are very attenuated. The Fig. 2 depicts, for the same scenery, the PDP but this time with the MS 4.3m far away from the BS. In the Fig. 3 we can find the comparison between the variation of NRP measured and the one found by the analytic model for this particularly scenery. The modulated and measured results depicted in Fig. 3 were obtained with 1 ns time resolution, while the ones from the model have infinite resolution, which explains some differences between them due to the fast fading.

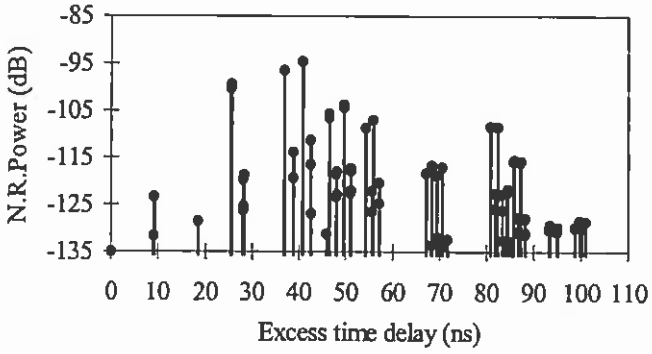


Fig. 1 PDP in typical indoor scenario with the MS is in the center of the room.

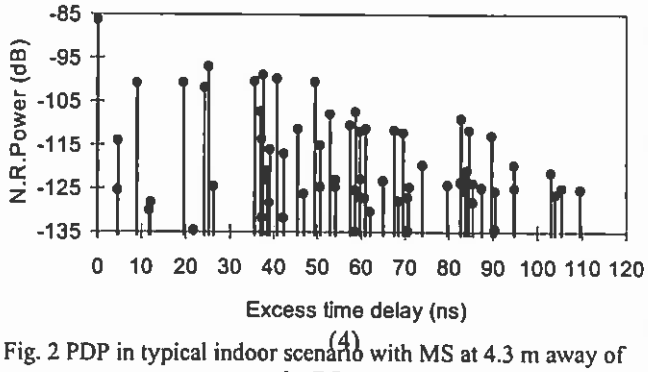


Fig. 2 PDP in typical indoor scenario with MS at 4.3 m away of the BS.

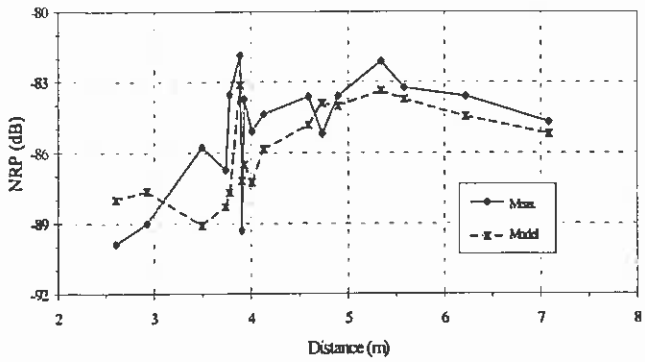


Fig. 3 NRP with the analytical model and experimental measurements in typical indoor scenario.

B. *Statistical Modeling of Envelope Distribution*

In a tapped-delay-line model, each tap coefficient results from the vectorial sum of the multipath components arriving in the corresponding time bin. As a result of high phase variations of such components due to small displacements of the MS, the amplitude and phase of each tap varies rapidly.

Several statistical distributions have been studied and applied to describe the fast variations of the signal amplitude. If a significant number of multipath components with approximately equal power are present in a time bin the envelope fading follows a Rayleigh distribution, but when there is a stronger path it follows a Rice distribution [5]. Let A be the deterministic amplitude of the stronger path superimposed on the other multipath components with a mean power of σ^2. In these conditions the probability density function (pdf) of the resultant amplitude is given by

$$pdf(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+A^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \qquad (6)$$

where I_0 is the zeroth-order modified Bessel function of the first kind. The Rice distribution is generally characterized in terms of a K parameter (Rice factor) defined by

$$K = 10\log\left(A^2/2\sigma^2\right) \qquad (7)$$

When $A \to 0$ the dominant ray vanish and $K \to -\infty$, hence the Rice distribution becomes a Rayleigh distribution. Fig.4 shows the tapped-delay-line model with time resolution $\Delta\tau$ and Q taps.

The parameters of the statistical distributions for all taps are derived from the output of the analytical model referred in Sec. II.A. The methodology consists in selecting the strongest path in each time bin and calculate the Rice factor based on its amplitude and on the mean power of the other components. This is a key issue of our approach because the statistical distribution of each tap is established according to the propagation environment and the antenna configuration expressed by the deterministic part.

The derived parameters are stricted to a "coherence spatial area" defined as the space region where the channel can be considered as is wide sense stationary

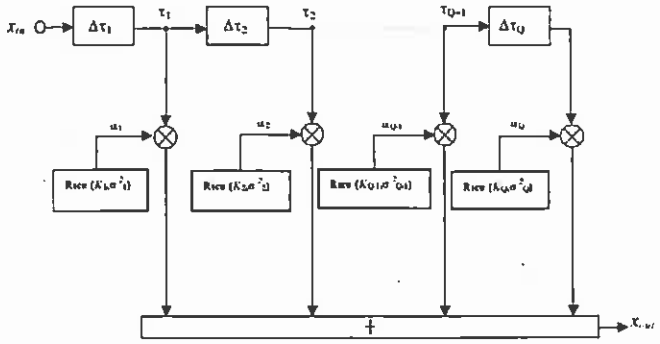


Fig. 4 Tapped-delay-line model for wideband channel with time resolution $\Delta\tau$ and Q taps.

The coherence spatial area dimension was found using the analytical model to calculate the PDP in 50 initial position (scenario of Sec.II.A) and in adjacent positions separated of 5 cm. All the data was analyzed in order to study the evolution of the correlation coefficient of several rays of the PDP, in function of the separation distance to the initial positions. The Fig. 5 shows the evolution of the correlation coefficient of the direct and reflected rays, and also for the 2nd, 3rd and 4th order rays.

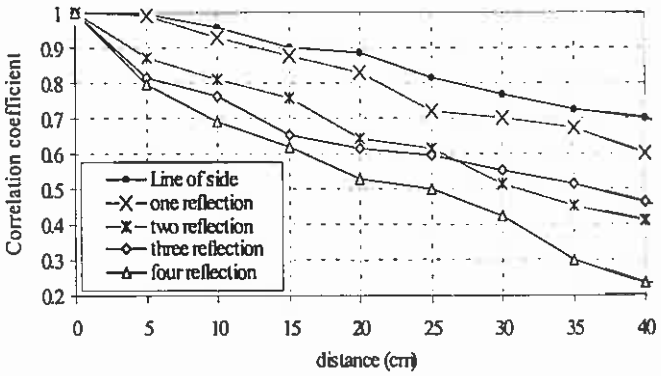


Fig. 5 Evolution of the correlation coefficient for some rays of the PDP in order to the distance of the initial position.

In the firsts 10 cm all the rays present a correlation coefficient above 0.7. So a square of 20 cm per side is small enough to guarantee that in this area the channel is wide sense stationary. This result is in agreement with the experimental results of [6]. This result is of great importance because it determines the minimum number of channel profiles required to characterize a scenario.

For larger displacements of the MS, the procedure is to calculate for each "coherence spatial area" a new channel profile by using the analytical model and calculate again the parameters of the statistical distributions for all time bins. This brings the possibility to have a channel model for any scenario with any antenna configuration and in any position of the MS.

Besides the K and σ^2 parameters the model calculates the mean excess delay, τ_m, and the average power for each time bin given by (8) and (9).

$$\tau_m = \sum_i \tau_i \alpha_i^2 \Big/ \sum_i \alpha_i^2 , \; m = 1,2,...,Q \tag{8}$$

$$\overline{P_m} = A_m^2/2 + \sigma_m^2, m = 1,2,...,Q \tag{9}$$

where τ_m represents the excess time delay of tap m, τ_i e α_i are, respectively, the delay and the amplitude associated to the multipath component i.

As the radio channel can be considered as uncorrelated scattered [2], then the Q Rice distributed amplitudes of the taps fluctuate independently of each other. Therefore, the total received power can be calculated as the sum of the power of each tap and is given by

$$NRP_Rice = \sum_{m=1}^{Q} r_m^2 \tag{10}$$

with r_m following a Rice distribution characterized by (K_m, σ^2_m).

C. *Phase Modeling*

The performance of digital communication systems is very sensitive to statistical properties of the phase of the received signals. Specially at high frequencies, a small displacement of the MS causes a high phase variation of the multipath components and it has been a common practice to consider the phase uniformly distributed in the interval [0, 2π] [5]. This is only true when several multipath components are present and none of them is dominant. On the other hand, the phase does not change abruptly as the MS moves and it tends to follow the phase of the dominant multipath component in case it exists.

A deterministic phase increment model and a random phase increment model are proposed in [7] but none of them are derived from empirical data and only indirect justifications are provided. Moreover, they do not include any information from the propagation environment.

As it is also mentioned in [7], it is not important to predict the absolute phase value of a multipath component at a fixed point in space, the modeling effort should be placed on the phase evolution as the mobile moves. A model for the phase evolution of each tap during a continuos movement of the MS is presented hereafter.

The phase of the dominant ray-path arriving in a specific time bin can be easily modeled through a deterministic increment between adjacent positions. Using the arriving angles (θ and ϕ) calculated by analytical model (Sec. II.A) the phase evolution can be written as

$$\varphi(j) = \varphi(j-1) + \Delta\varphi, \quad j = 1,2,3,... \tag{11}$$

with $\varphi(0) = 2\pi L/\lambda$ and

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta s \cos(\gamma - \phi)\cos(\theta) \tag{12}$$

where L is the ray-path length, Δs is a very small spatial displacement between the (j-1)th and jth positions, λ is the wavelength, θ and ϕ are, respectively, the elevation and the azimuth angles of the dominant ray-path and γ is the angle of the MS movement direction [2, page 114].

Beyond the dominant multipath component, usually there are other arriving components that introduce random phase variations which should be added on. Similarly to the amplitude, this part is modeled statistically, being the pdf of the phase in a Ricean fading channel given by [8]

$$pdf(\xi) = \frac{e^{-A^2/2\sigma^2}}{2\pi}\left[1 + \sqrt{\pi}\psi e^{\psi^2}\left[1 + erf(\psi)\right]\right] \tag{13}$$

with

$$\psi = A\cos(\xi)/\sigma\sqrt{2}, \quad |\xi| \le \pi \tag{14}$$

Note that when $A \to 0$ (Rice tends to Rayleigh distribution) the pdf(ξ) approaches 1/2π, i.e., the phase distribution of that specific tap is uniform over the interval [0,2π].

III. RESULTS AND DISCUSSION

Considering the channel profile with infinite time resolution represented in Fig. 1 and a time bin of 10 ns gives 11 taps for the tapped-delay-line model (Q=11). Each tap follows a Rice distribution characterized by a pair of parameters (K_m,σ^2_m) with m = 1,...Q, which are shown in Table 1 as well as the excess time delay and the mean power. All these parameters were calculated based on the methodology described in Sec.II.B.

Table 1 Parameters of the model for MS in the center of the room.

Time bin	τ_m (ns)	σ_m^2	K_m (dB)	$\overline{P_m}$ (dB)
0-10	9.2	6.8E-14	5.3	-125.3
10-20	18.4	single ray		-128.5
20-30	25.6	9.45E-11	-2.1	-98.1
30-40	36.4	5.5E-12	13.2	-99.2
40-50	42.7	1.13E-10	1.7	-95.5
50-60	52.6	4.03E-11	-3.6	-102.4
60-70	68.0	3.03E-12	-4.5	-113.8
70-80	71.2	1.39E-13	8.4	-119.6
80-90	83.0	2.9E-11	-6.0	-104.4
90-100	95.8	4.74E-13	-9.0	-122.7
100-110	100.5	1.38E-13	-2.9	-126.8

Due to the lack of experimental measurements a ray-tracing tool [9] was used to validate the model. The accuracy of the model is very dependent on the accuracy of the deterministic part.

A Rice distribution curves were generated with the model

using the parameters presented in Table 1 and thousand of instantaneous channel impulse responses with the ray-tracing tool in a small area with the same time resolution (10 ns) and compared against each other. The Fig. 6 depicts the cumulative distribution function (CDF) of the amplitude for both cases for the four most important time bins in terms of average power received. As it can be seen, the fading depth is quite different between them and is directly related with the K factor shown in Table 1. There is a good agreement between the results obtained with the ray-tracing tool (Simulation in figure's legend) and with the model as well as in Fig. 7 for time bin = 10 ns that depicts to the CDF of the total received power calculated using (10).

In Fig. 7 one can see the influence of the time resolution that characterize the channel on fading depth. As larger is the time bin, the biggest is the number of rays that arrive during that period. This fact reinforces the component σ^2 making the K parameters of each time bin to decrease, consequently raising the probability of occurrence of deep fades of the NRP.

With the enlarger of the time bin, one gets to a narrow band situation, where the largest responsible for the degradation of the communication is the fading.

In order to give an insight of the channel behavior along the considered room, it is represented in Fig.8 the average power for the first nine taps as the MS moves along the room diagonal. As in the center of the room (distance=0) the shorter rays are very attenuated by the biconical horn antenna radiation pattern the power of the first two time bins decreases significantly having a small contribution for the total received power.

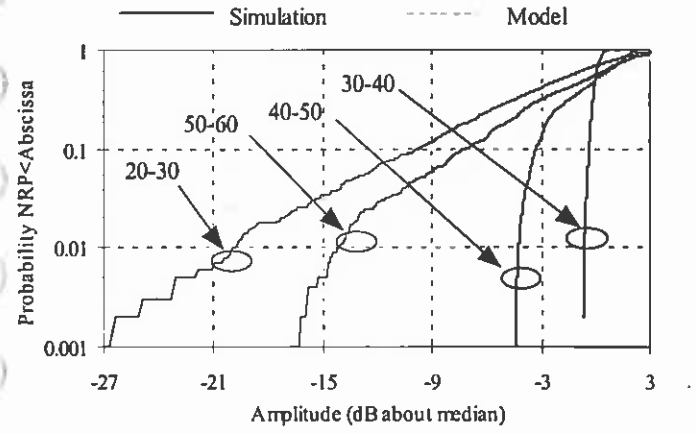


Fig. 6 CDF of the amplitude of time bins 20-30 ns, 30-40 ns, 40-50 ns and 50-60 ns obtained with the model and with the ray-tracing tool.

The Fig. 9 shows how the with of the pdf phase decreases when the Rice factor increases for five taps when the MS is in the center of the room. The phase of the taps with a high Rice factor, have a low variation about the phase of the dominant component following its deterministic evolution, while for very low Rice factors, the distribution broadens having a higher variation range, tending to uniform distribution. This is illustrated in Fig. 10 and in Fig. 11 that depicts the phase evolution obtained with the ray-tracing tool, with (11) for the dominant ray and the result of the proposed model calculated by combining (11) and (13). Although we can not relay on the absolute phase values obtained through the ray-tracing techniques in a fixed point in space, it provides an estimation of the phase evolution and it appears that the proposed model performs quite well. Moreover, it tends to be more realistic than the ones previously proposed once it uses information from propagation environment.

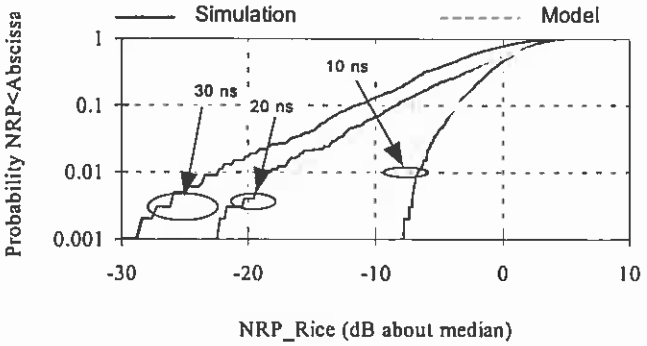


Fig. 7 CDF of the signal envelope fading obtained with time bins 10, 20 and 30 ns in center of the room.

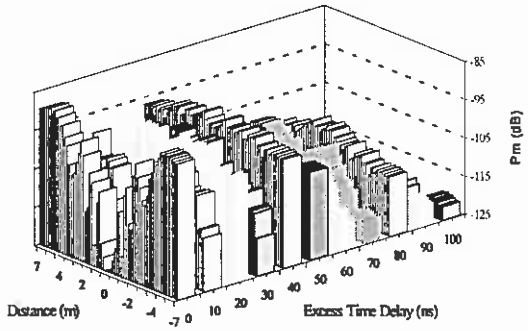


Fig. 8 Variation of the average power for each time bin (10 ns) along the room diagonal.

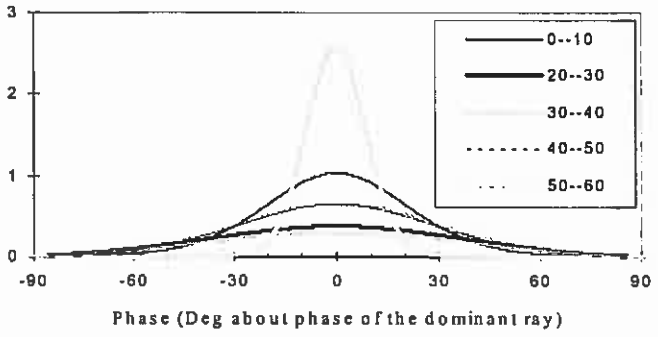


Fig. 9 Phase distribution of five taps with MS in the center of the room obtained with the model.

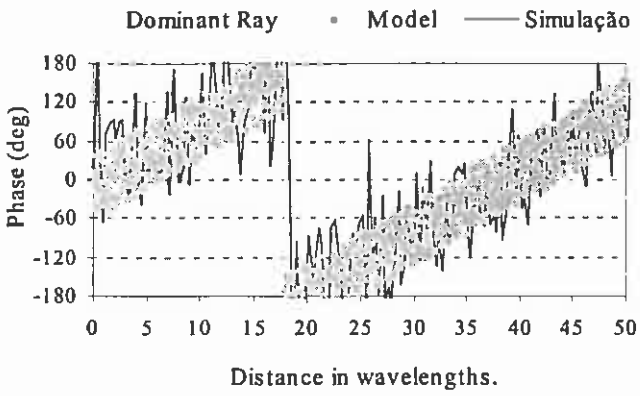


Fig. 10 Phase evolution of the time bin 20-30 ns obtained with the ray-tracing tool, with (11) for the dominant ray and with the proposed model.

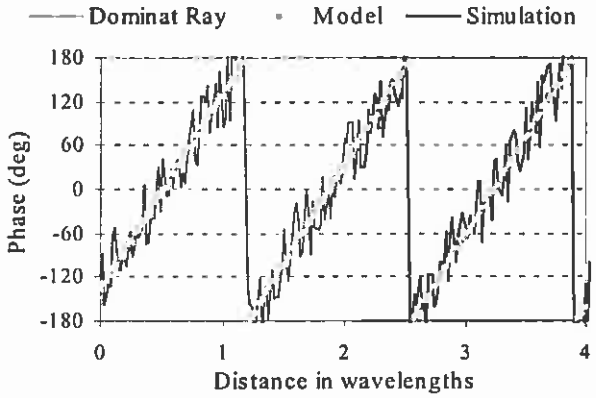


Fig. 11 Phase evolution of the time bin 30-40 ns obtained with the ray-tracing tool, with (11) for the dominant ray and with the proposed model.

IV. CONCLUSIONS

The foundations of a wideband site-specific radio propagation channel model were presented. A statistical modeling is combined with a deterministic modeling so as to take into account the influence of the propagation environment and the antenna configuration once they have a strong impact on the channel impulse response. It was shown that the Rice distribution is adequate to model the fast variations of the amplitude of each tap being the parameters extracted from the deterministic modeling part. Moreover, a statistical phase distribution about the phase of the dominant multipath component in each time bin proves to be more appropriate than the uniform distribution. The comparison with some measurements have shown the validity of the analytical model Due to the lack of experimental measurements, the results of the model were compared with results obtained with a ray-tracing tool, previously validated with measurements, and have shown the validity of the proposed model.

Due to the flexibility and the implementation simplicity, this model will be of great utility in the estimation of CIR in a given environment which is a great help for system design and fading evaluation in realistic scenarios.

REFERENCES

[1] A. Gusmão, J. Fernandes and R. Dinis, "Performance of MBS Radio Transmission", RACE Mobile Workshop, Amsterdam, May 1994.

[2] J.D. Parsons, "*The Mobile Radio propagation Channel*", Prentech Press, London, 1992.

[3] U. Dersch and E. Zollinger, "*Propagation Mechanisms in Micro Cell and Indoor Environments*", Proc. Joint COST 227/231 Workshop on Mobile Comm., University of Limerick, pp.191-213, Sept. 1993.

[4] J. Fernandes and J. Neves, "New Wide-Band Propagation Channel Model for the mm-Wave Band", 2nd International Symposium on Mathematical Modelling, Vienna, Austria, Feb. 1997

[5] H. Hashemi, "The Indoor Propagation Channel", Procedings of the IEEE, vol.81, no 7, pp. 943-968, July 1993.

[6] H. Hashemi, *"Impulse Response Modeling of Indoor Radio Propagation Channels"*, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 11, No 7, pp. 967-978, Sep. 1993.

[7] H. Nikookar and H. Hashemi, "Phase Modeling of Indoor Radio Propagation Channels", VTC'94, pp.1759-1763, 1994.

[8] J.C. Bic, D. Duponteil and J.C. Imbeaux, "Elements of Digital Communication", John Wiley & Sons, 1991.

[9] J. Fernandes, J. Neves and P. Smulders, "Mm-Wave Indoor Radio Channel Modelling vs. Measurements", Wireless Personal Communications Journal, vol. 1, pp.211-219, 1995.

ABSTRACTS

SPEECH CODING BASED ON PHONETIC LABELLED SEGMENTS

Carlos Meneses Ribeiro
ISEL-CEDET/INESC

Isabel Trancoso
IST/INESC

INESC, R. Alves Redol nº 9 Lisboa
01.3100314 cmr@inesc.pt

Among the speech coding techniques, phonetic coding is the one able to reach the lowest bit rates. This efficiency stems from the fact that this type of coding is based on a chain of recognition (transmitter) and synthesis (receiver). Phonetic coders segment the speech signal using a phonetic recognizer, transmitting the index of the recognized unit and the corresponding prosodic information to the receiver, in order to synthesize the speech signal.

Speaker recognisability is one of the main issues in phonetic coding, given the type and quantity of the transmitted information. This paper adresses the development of phonetic coders, including speaker adaptation capabilities, at the cost of an increase in bit rate. Results suggest that the improvement in the synthetic signal is achieved not only in terms of speaker recognisability but also in terms of intelligibility and overall quality. In order to take advantage of the intra-speaker correlation, an incremental speaker adaptation method is also proposed, allowing a trade-off between bit rate and quality.

Detection and Trajectory Parameter Estimation of Moving Targets using Synthetic Aperture Radar Data

Paulo A. C. Marques
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa,
Departamento de Engenharia Electrotécnica e das Comunicações
Edificio 5, Sala 16
R. Conselheiro Emídio Navarro, 1
1949-014 Lisboa
E-mail: pmarques@isel.pt

José M. B. Dias
Instituto Superior Técnico
Instituto de Telecomunicações
Torre Norte, Piso 10
Av. Rovisco Pais
1049-001 Lisboa
DEEC, IST
E-mail: bioucas@lx.pt

Abstract

Detection and trajectory parameter estimation of moving targets using Synthetic Aperture Radar (SAR) data is an active area of research. Several methods have been proposed to detect and estimate moving targets trajectory parameters in recent literature. Basically they are supported on the azimuth signature Doppler shift and multilook techniques. However, unless stereo measures are available, the so-called blind angle ambiguity occurs: it is possible to detect the trajectory velocity modulus, but the direction is not available.

Herein we formalise the problem of moving targets in SAR imagery and propose a methodology to estimate the speed modulus and direction using data from a single radar. It is shown that the returned echo takes, in the frequency domain, the shape of the antenna radiation pattern in the azimuth direction. Beside that, the echoed function shape shows two effects: a shift proportional to the target speed in range direction and a contraction/dilation proportional to the target speed in the azimuth direction. Using this knowledge it is proposed a methodology based on the measure of spectral moments to solve the blind angle ambiguity.

Main references

[1] Mehrdad Soumekh, Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB algorithms, Wiley-Interscience, 1999.

[2] Mehrdad Soumekh, "Reconnaissance with ultra wideband UHF Synthetic Aperture Radar", IEEE Signal Processing Magazine, pp. 21-40, July 1995.

[3] Paulo Marques and José Dias, "Efficient Detection and Ground Mapping of Selected Moving Targets using SAR raw-data", Proc. of IEEE IGARSS'99, 1999.

[4] Richard J. Doviak, Doppler Radar and Weather Observations, Academic Press, 1993.

[5] Martin Kirsht, "Detection, velocity estimation and imaging of moving targets with single-channel SAR", Proc. of EUSAR'98, pp. 587-590, 1998.

Independent Component Analysis: Assumptions and Approaches

Gonçalo Caetano Marques
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa - DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1 - 1949.014 Lisboa
goncalo.marques@inesc.pt

Abstract

The field of *Independent Component Analysis* (ICA) has emerged as an important and natural way of statistical data analysis and signal processing. The main application area of ICA is *Blind Source Separation* (BSS), where unknown source signals are estimated from observations of a number of their mixtures. For this process, the main assumption is the statistical independence of the sources. Potential applications of BSS include image, audio, speech, biomedical, and telecommunication signal analysis and separation.

This paper focuses on the linear and instantaneous mixture model for ICA. First the mathematical formulation of problem is addressed, and the model assumptions and indeterminations are stated. Also, it is shown that one needs to go beyond decorrelation to achieve separation. Then the main lines of tackling this problem are described. These include analytical methods based on higher order statistics, cost functions also based on higher order statistics, algorithms that maximize the non-Gaussianity of the distributions of the observed mixtures, and information theoretical techniques such as minimum mutual information, entropy maximization, and maximum likelihood estimations. Finally, the relations and similarities between the presented methods are described as well as their shortfalls.

Image Sensor based on μc-Si:H P-I-N Structures

J. Martins, F. Sousa, M. Fernandes, P. Louro, A. Maçarico e M. Vieira
ISEL, Departamento da Engenharia da Electrónica e das Comunicações
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa, Portugal.
Tel: +351.21.8317289 / Fax. +351.21.8317114 / E-mail: joao.martins@isel.pt

A two-dimensional imager has been designed and produced based on μc-Si:H material. The basic building block for the sensor element is a TCO/ μc-p-i-n Si:H photodiode with two front metal contacts and a back TCO transparent one. A scan-out process obtains the image.

The effect of the contact geometry on the sensor output characteristics (linearity, distortion, sensitivity and signal-to-noise ratio) were studied by systematic variation of the metal contact pattern (rectangular/parallel and L-like). The highest sensitivity has been achieved with L-like contacts. The differential responsivity shows a 10% linearity increase and a 30% image distortion decrease when the contact geometry changes from parallel to L-like. A full 2D imaging has been achieved with a dynamic range of about 32 dB and a signal-to-noise ratio of about 37 dB without significant image distortion.

A basic model that takes into account the physics of the sensor element and the transducer behaviour is presented. Simulation results are analysed and compared with the experimental data. Basic image processing algorithms were developed for image enhancement and restoration. A special concern is given to light patterns with dark interior areas.

VIS/NIR DETECTOR BASED ON μc-Si:H P-I-N STRUCTURES

M. Fernandes, A. Fantoni, J. Martins, A. Maçarico,
R. Schwarz e M. Vieira
Departamento de Engenharia Electrónica e de Comunicações , ISEL
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa, Portugal
Tel: +351 1 8317289. Fax: +351 1 8317114. E-mail: mfernandes@isel.pt.

ABSTRACT

The spectral response and the photocurrent delivered by entirely microcrystalline p-i-n-Si:H detectors are analysed under different applied bias and light illumination conditions. The devices consist of a ZnO covered glass substrate, followed by a $p^+/i/n^+$ structure, and an Al top contact. The light is incident either through the glass or through the rear part of the device.

The spectral range depends on the illumination side. Under rear illumination the spectral response is extended beyond 1000 nm and has a maximum near 700 nm with a good rejection of the blue spectrum. If the light is incident through the glass the same infrared response is observed, however, in the visible range the maximum is shifted to the blue region.

Numerical modelling of the VIS/NIR detector, choosing appropriate band discontinuities near the grain boundaries and interfaces complements the study and gives insight into the internal physical processes.

We suggest that transport will proceed on parallel paths along the amorphous, the crystalline, or both phases depending on the wavelength. The enhanced sensitivity to the red/infrared region is then related with the operation of the crystalline-like diode while the spectral responsivity in the "blue" region is ascribed mainly to the amorphous-like photodiode.

Keywords:

VIS/NIR detectors, microcrystalline hydrogenated silicon, photocurrent, spectral responsivity.

STABILITY OF MICROCRYSTALLINE SILICON P-I-N SOLAR CELLS EXPOSED TO SUN LIGHT AND TO PULSED LASER IRRADIATION

P. SANGUINO[1], S. KOYNOV[1], R. SCHWARZ[1], M. FERNANDES[2], M. VIEIRA[2], R. MANSO[3], A. JOYCE[3], and M. COLLARES-PEREIRA[3]

(1) Instituto Superior Técnico IST, Physics Department, P-1096 Lisbon, Portugal
(2) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa ISEL, Electronics Dept., P-1900 Lisbon, Portugal
(3) Instituto National de Energia e Tecnologia Industrial INETI, Renewable Energy Dept., P-1200 Lisbon, Portugal

SUMMARY

We have shown that completely microcrystalline Si thin film solar cells can be prepared by the CC-CVD technique. The not yet optimized p-I-n structures show V_{oc}=400 mV, I_{sc}= 10mA/cm^2, and efficiency η=2,9%. These modest results can be improved by purification of the source gases during the preparation process and by increasing the absorption of the solar light in the cell (thicker I layer- light trapping).

The performance of an entirely microcrystalline p-i-n solar cell was monitored during a long-term outdoor test and also during a laboratory test under pulsed laser irradiation.

In the outdoor test, a small decrease of the short-circuit current was observed after 5 months of operation. The open-circuit voltage remained stable around 400 mV. From the analysis of the I-V characteristic in dark and under illumination we could identify the weak points of the test structure, like large series resistance, high recombination rate, and intensity-dependent collection efficiency.

In the laboratory test under pulsed laser irradiation, the degradation showed to be dependent on the energy of the laser pulse and a stable state was reached after some time of laser exposition.

The character of the degradation seemed to be different on both cases.

SHORT-TERM RESOURCE SCHEDULING IN HYDROTHERMAL POWER SYSTEMS BY LAGRANGIAN RELAXATION: AN APPROACH FOR DUAL VARIABLE UPDATING

V.M.F. Mendes
Instituto Superior de Engenharia
Lisbon, Portugal
vfmendes@isel.pt

L.A.F.M. Ferreira
Instituto Superior Técnico, Lisbon
Lisbon, Portugal
lmf@hertz.ist.utl.pt

P. Roldão and R. Pestana
REN-Rede Electrica Nacional
Lisbon, Portugal
proldao@edinfor.pt, rpestana@edinfor.pt

SUMMARY

KEYWORDS Short-term scheduling, step sizing, trust region, subgradient optimization.

Short-term resource scheduling has to satisfy the targets imposed by the medium/long term plans. The schedule consists of establishing a feasible operation plan for each resource on a period typically of one hour, or half-hour, to ensure the adequate and reliable supply of future demand throughout a horizon typically of one day to one week. The schedule for a resource comprises both deciding the commitment status a discrete value, and deciding the power contribution a continuous value.

Optimal short-term resource scheduling in large-scale hydrothermal power systems involves solving a non-convex large-scale mixed-integer dynamic programming problem. But from a practical implementation point of view that problem has not been successfully solved due to time requirements. Hierarchical structures involving minor problems have been used as a technical approach. Since the Lagrangian relaxation approach was proposed in for solving the problem of optimal short-term resource scheduling in large-scale power systems it has been recognized as a good approach. One of the most appealing properties of the Lagrangian relaxation approach is its linearity between the computing time and the number of resources, its convenience to handle resource-specific constraints and its estimation of the quality of the solution, that is the duality gap. The Lagrangian relaxation approach can be interpreted as a two-stage hierarchical process, a decomposition stage and a coordination stage. The last stage consists in solving an optimization problem called dual problem, involving the updating of the dual variables.

There are different optimization techniques, which are applicable to mathematical models and objective functions of different types. It is not a successfully practice to use the same optimization technique for all problems. One optimization techniques to solve the dual problem has been the usual subgradient algorithm. It suffers from some drawbacks, the selection of the rule for the step size is one crucial problem.

Usually a series defined by two parameters is the rule for the step size. If the values of the parameters are different from zero, then the subgradient algorithm is guaranteed to converge. But, from a practical implementation point of view, the optimization performance depends heavily on the choice of the step size parameters. That choice is blind in a sense that it can lead to steps too small or to too large for achieving the right solution. If the steps are too small, then the area where the optimal point is is not reached. If the steps are too-large, the algorithm jumps around without homing in in the neighborhood of the optimal point. For that algorithm to yield acceptable results, the parameters need to be tuned by trial-and-error. Therefore, more efficient algorithms for the Lagrangian relaxation approach have been researched.

Both success in dual optimality and plan feasibility are important for a successful approach of the Lagrangian relaxation to optimal short-term resource sheduling in large-scale hydrothermal power systems. We inquired into an algorithm for dual variable updating, using concepts of trust region and subgradient algorithms in order to improve both dual optimality and plan feasibility. Our algorithm is divided in two phases.

The first phase, an acceleration phase for the optimal point, uses at an iteration the information available of the dual function and the subgradient from the preceding iterations for building an objective function model, assumed to be valid in a neighborhood of the current iteration. Then the model is optimized and as the algorithm proceeds and more information became available the model is updated. The second phase, a convergence phase for the optimal point, uses an upper bound to help tuning a subgradient algorithm, starting from the point near the optimal value of the dual function given in the first phase.

Comparing with a conventional subgradient algorithm the limitation of using the developed algorithm are: the need to have a small oscillation of the dual function in a neighborhood of the optimal point for the dual problem. The advantages of using the developed algorithm are: good adaptation of step sizes as opposed to trial an error tuning of the parameters in conventional subgradient algorithms.

Translation Algorithm
From Logical Queries to SQL

Porfírio P. Filipe[1], Nuno J. Mamede[2]

[1]Inst. Sup. de Eng. de Lisboa, R. Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa, Portugal
pfilipe@isel.pt, Tel: +351.1.8317211
[2]Instituto Superior Técnico, Av. Rovisco Pais, 1049-001 Lisboa, Portugal
nuno.mamede@acm.org, Tel: +351.1.8419159

Abstract. *A natural language interface for databases contributes to release the user of learning an artificial language giving it the opportunity to enunciate the questions in its own language. The user questions are translated to an intermediate logical language that is translated later on to a Structured Query Language (SQL instruction SELECT) processed then by a database management system that returns the answers. The logical language expresses the meaning of the question in concepts of high level, isolating the linguistic component of the knowledge component of the database of domain. This article focuses the used translation process algorithm that treats specifically the translation of the expressed question in the logical language to SQL, describing a group of functions used by the translation process in the consult of the conceptual model of the domain. The translation algorithm is presented with an illustrated example that demonstrates its operation. The translation process, supported in the data contained in a relational data model (conceptual model), bases on question partial translations (logical language clauses) allowing, through concatenation of the partial translations, to arrive to the complete translation. Several situations were modeled tied to Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores (INESC) projects, with quite positive results, having as final product the accomplishment of a prototype that is used to formulate questions in natural language through the Internet*

Key Words. natural language processing, natural language interface for databases, conceptual model, relational database, translation.

Areas. artificial intelligence, information systems, Internet.

Mobile Agents in Remote Operation

Walter Vieira[1][2] L. M. Camarinha-Matos[1]
(1) Universidade Nova de Lisboa, Faculdade de Ciências e Tecnologia, DEE
Quinta da Torre, 2825-114 MONTE CAPARICA
Tel +351-1-2953213 Fax +351-1-2957786, Email {wv, cam}@uninova.pt
(2) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa
Tel +351-1-8317217, Fax +351-1-8317114, Email wv@isel.pt

Keywords: intelligent agents, mobile agents, execution monitoring, remote operation

ABSTRACT

The area of remote operation is progressively gaining strategic importance in Intelligent Robotics, due to its large range ` potential application areas such as hazardous environments, spatial vehicles, remote telescopes, remote manufacturing 'stems, etc. This tendency is specially evident in the domain of the Internet, where a large number of applications .volving some sort of remote operation already exist.

A traditional solution that has been adopted for remote operation is based on the remote procedure calling (RPC) echanism and considers that the remote place implements a set of low level commands which are composed in the client´s de to achieve the desired functionality. Although this solution allows high flexibility, since new functionality can be :hieved in the client sides by appropriate composition of the low level commands, it is extremely dependent on the ıaracteristics of the communication channels such as availability, reliability, and delays.

On the opposite side, solutions based on the availability of high level commands on the remote places significantly ·duce the dependence on the communication channels but sacrifice flexibility, since the addition of new functionality nplies the need to update all remote places which have to be operated with the new functionality.

This article describes a solution based on adaptive mobile agents which takes advantage of both the flexibility of the first ɔlution, and, to a great extent, the level of independence on the communication channels from the second approach. In this ɔproach the agents carry high level abstract plans that are refined in the remote places according to the capabilities of the xecution environment. The final refined plan is then executed.

Since the mobile agents have to operate autonomously, the availability of execution monitoring and error recovery ıpabilities is a mandatory requirement. The application scenarios for these mobile agents, characterized by inherently ncertain environments, turn this requirement more difficult to achieve. A solution that allows some level of execution ıonitoring and error recovery is described. This solution is based on hierarchical abstract plans enriched with execution ıonitoring information.

An architecture for adaptive mobile agents with execution monitoring is described in its most relevant aspects, which ıclude mobility, plan representation and execution supervision.

O projecto OCTOPUS: Modelo da Arquitectura de Software

HJ Pinheiro-Pita[1)2)3)] Fernando Coito[3)] A. Steiger-Garção[2)3)] R. Gonçalves[2)3)] L. Palma[3)]
(1) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1949-014 Lisboa
Tel +351-1-8317217, Fax +351-1-8317114, Email hp@isel.pt
(2) UNINOVA – Instituto de Desenvolvimento de Novas Tecnologias
Quinta da Torre, 2825-114 MONTE CAPARICA
Tel +351-1-2954464 Fax +351-1-2957786, Email {hp,asg,ruig}@uninova.pt
(3) Universidade Nova de Lisboa, Faculdade de Ciências e Tecnologia, DEE
Quinta da Torre, 2825-114 MONTE CAPARICA
Tel +351-1-2954464 Fax +351-1-2957786, Email fjvc@mail.fct.unl.pt

Abstract

The OCTOPUS – "Remote Maintenance Control of Ship's Hull and Topside" is one project Brite-Euram with nº BE97-4385 that it intends to develop a robot that, moving it the long one of the hull, executes the tasks of laundering and blasting using the hydroblasting technology. The partnership is composite for the French company Cybernertix (that it co-ordinates), for Italian institutions ICO, RGI and PTMM and for Portuguese institutions UNINOVA and LISNAVE. In the present article the Model of the Software Control Architecture is presented, giving special emphasis to the work of the responsibility of the UNINOVA, namely, the Process Control and the Rust Recognizer modules.

Definition of Information Contracts on Agent Based Data Warehousing Systems

Orlando Belo e Alcino Cunha

Departamento de Informática
Escola de Engenharia
Universidade do Minho
Largo do Paço, 4709 Braga Codex, PORTUGAL
Tel.: +351(53)604470 Fax: +351(53)604471 E-mail : {obelo, alcino}@di.uminho.pt

ABSTRACT

In order to develop effectively their daily activities of decision making, enterprise's managers need to use large amounts of specialised information organised by subjects. In the last few years, the implementation of Data Warehousing Systems and On-Line Analytical Processing Systems, inside enterprises, has contributed significantly to the quality improvement of managers decision making abilities, and, consequently, to the general enterprise's welfare. This contribution comes from the ability of such systems to store and manage large amounts of information - collected in the enterprise's information sources and related to the main enterprise's activities of management - and from the great capacity of answering to complex management queries that need temporal support to their satisfaction. Due to the dynamics of the current economic markets, managers are systematically confronted with new situations that, besides to need information related to the activities of the enterprise demand data from external information sources. The first case may be satisfied through the enterprise's Data Warehouse System, while the second one demands to appeal to outsourcing processes and protocols. This paper presents and explores a computational model based on agents, and on economic techniques and processes, oriented to support data migration from external information sources. The proposed system allows to define better loading plans of external sources information, oriented to the specific needs of enterprise's managers, and provides the basis to reduce the costs related to information outsourcing processes.

Reasoning and Modeling using Spatial Ontologies

Jorge Pais
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Instituto de Sistemas e Robótica
Instituto Superior Técnico
jpais@isel.pt

Carlos Pinto-Ferreira
Instituto de Sistemas e Robótica
Instituto Superior Técnico
cpf@isr.ist.utl.pt

Keywords. Qualitative Spatial Reasoning, Automatic Reasoning, Spatial Ontologies.

ABSTRACT

The design of systems which reason about spatial ontologies include three relevant parts: 1- A theory model which represents and reason about space and time, 2 - A domain model which represents the set of exception rules to the theory model being so completely domain dependent, 3 - A reasoning process, which is typically based on either search or refutation paradigms. Together, these components contribute to a complex simulation process depending on several aspects such as the complexity of the adopted theory, problem modeling and the paradigm, which underlies the reasoning process.

In order to respond adequately to changes in the external environment, certain real-world systems (e.g., biological, and chemical) typically allow the creation, elimination, and mutation of elements within their boundaries.

As an example to illustrate such behavior, consider the amoeba and the processes of phagocytosis and exocytosis (the mechanisms by which this unicellular organism ensures its nutrition and waste elimination).

To emulate and analyze such processes, a knowledge representation mechanism should be utilized and implemented.

The present paper describes an approach to represent and reason about spatial ontologies, allowing two kinds of reasoning: synchronic — involving relations among entities in the domain, and diachronic — concerning the change of relations in domain elements and the change due from the creation and elimination of elements. It also introduces one kind of rules to the domain model called *conditional* exception rules which expand the set of *normal* exception rules to model a domain developed by Cui, Cohn and Randell. The system makes distinction between these two kind of exception rules from a conditional event, which is described explicitly in the conditional exception rules and it does not exist in the exception rules. When a firing event happens in the domain, corresponding at least to one conditional exception rule at a certain time simulation, it inhibits the application of all normal exception rules over the same set of domain's entities. Also, a formal description about how the system solves these priority differences is presented.

To evaluate and illustrate the adequacy of the conceptual framework, a running system was implemented, which was exposed to the problem of predicting the behavior of the amoeba — in what regards the phagocytosis and exocytosis processes (using a sophisticated and consequently complex model).

Notwithstanding the specificity of the application, the results got and the assumptions made allow the conclusion that the implemented system can be applied to models -theories and problems - involving spatial ontologies in arbitrary domains.

INTELIGÊNCIA COGNITIVA ARTIFICIAL APLICADA AO CONTROLO

José Carlos Quadrado
ISEL / IPL
R. Cons. Emídio Navarro,1
1900 - 651 Lisboa
Telef: 8317271 Fax: 8317273
email: jcquadrado@isel.pt

A intelligent human based behaviour controller synthesis is presented in this paper. To incorporate the intelligent behaviour into electromechanical position actuator, three levels of behaviour were considered for the controller, in a similar manner to the human cognitive behaviour. Therefor, the behaviour levels corresponding to the skills, rule based and knowledge based are presented.

A simulation model of the proposed controller is also presented to allow the study of its behaviour and particularly to highlight its learning capabilities.

With this paper it can be concluded that the TSets can be used to incorporate cognitive knowledge into a electromechanical actuator controller.

From the paper it can be seen also that although the development of the controller is complex, its usage is quite simplified by the knowledge incorporating tables manipulation.

The main disadvantage demonstrated by this method is its inherent need to know some clues about the structural behaviour of the elements that constitute the electromechanical actuator, as well as the structural behaviour of the controller itself.

Finally, the simulation results demonstrate that even without having any knowledge about the system dynamic behaviour, the controller can incorporate knowledge, through a learning process, and store that knowledge into a knowledge base.

Keywords: Intelligent Systems, Electromechanical Actuators Control, Tendentious Vague Logic.

References:

[1] ANTSAKLIS, P.J.; PASSINO, K.M. - An Introduction to Intelligent and Autonomous Systems. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1992.

[2] ISERMANN, R. - Mechatronic Systems - A Challenge for the Design of Intelligent Control Systems. Proc. 3rdECC. Rome, 1995, p. 2708-2719.

[3] BROWN, M.; HARRIS, C.J. - Neurofuzzy Adaptive Modeling and Control. London: Prentice-Hall, 1994.

[4] KOSKO, B. - Neural Networks and Fuzzy Systems: A Dynamical Systems Approach to Machine Intelligence. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1992.

[5] DELSON, N.; WEST, H. - Robot Programming by Human Demonstration: Subtask Compliance Controller Identification. In IEEE/RSJ - Proceedings of IROS'93. 1993. p.33-41.

[6] SCHWEITZER, G. - Motion Control for Human Oriented Machines. In Proceedings of IFAC on Motion Control. Munich, 1995. p. 51-58.

[7] RASMUSSEN, J. - Skills, Rules and Knowledge; Signals, Signs, Symbols, and Other Distinctions in Human Performance Models. IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. Vol. 13, nº3 (1983), p. 257-266.

[8] QUADRADO, J.C.; SILVA, J.F. - Tendentious Vague Set Controller. In ELITE - Proceedings of EUFIT'96. Aachen, 1996.

[9] QUADRADO, J.C.; SILVA, J.F. - On the Elimination of Steady-State Errors with an "Elastic" Fuzzy Position Controller for Motor Drives. In Proceedings of IECON '93. Maui, 1993.

[10] ZADEH, L.A. - Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Process. IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics. Vol. SMC-3 (1973), p.28-44.

[11] SHENOIS, A.; ASHENAY, K.; TIMMERMAN, M. - Implementing a Self-Learning Fuzzy Controller. IEEE Control Systems. Special Issue on Intelligent Control, (1995).

Coordenação e Raciocínio Social em Sistemas Multi-Agente: Uma nova perspectiva sobre a formação de coligações

Luis Morgado
Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
lm@isel.pt

Graça Gaspar
Faculdade de Ciências da Universidade de Lisboa
gg@di.fc.ul.pt

Resumo - Um dos principais problemas associados à realização de sistemas multi-agente é o problema da coordenação. Este problema está directamente relacionado com os aspectos sociais dos sistemas multi-agente, uma vez que os agentes necessitam de raciocinar acerca dos outros agentes, por exemplo, na tentativa de antecipar as acções dos outros agentes de forma a garantir que a sociedade age de forma coerente. Este artigo aborda precisamente alguns aspectos associados a esta perspectiva social. São analisados alguns modelos de raciocínio social em termos das suas principais características e limitações, sendo igualmente apresentado, em termos gerais, um modelo de raciocínio social que permite ultrapassar algumas das limitações de modelos anteriores.

Abstract – One of the main problems associated with multi-agent's systems is the coordination problem. This problem is closely related with the social aspects of multi-agent systems, since the agents need to reason concerning the other agents, for example, in the attempt of anticipating other agent's actions, to guarantee that the society acts in a coherent manner. This article approaches some aspects associated to this social perspective. Some models of social reasoning are analyzed in terms of its main characteristics and limitations, and a model of social reasoning, that allows to surpass some of the limitations of previous models, is also generically presented.

Statistical and Geometric Heuristics on the Generation of Dictionaries for Image Representation

Heurísticas Estatísticas e Geométricas na geração de dicionários para representação de imagem

André T. Puga e Artur P. Alves
FEUP e INESC-Porto
Largo Mompilher 22, Apartado 4433, 4007 Porto Codex, Portugal
(02) 2087830 / (02) 2087829/apuga@newton.inescn.pt

ABSTRACT

This contribution focus on the interpretation of the human early visual system in the task of natural image coding. Three linear analysis operators are identified as justifying the main receptive fields of the cells involved in the representation of static image. Symmetric Component Analysis justifies the center-surround receptive fields of the cells from optic nerve, lateral geniculate nucleus and level IVCb of primary visual cortex (V1). Principal Component Analysis justifies the receptive fields associated with the frequency selective channels. Independent Components Analysis justifies the line and edge receptive fields of V1 simple cells.

The connections between the layers of primary visual cortex and lateral geniculate nucleus show a feedback information system. Using this fact, a conjecture for cell activation is introduced. This consists in a linear projection pursuit model where, at each interpretation step, is selected one receptive field and the correspondent scalar determining its activity. Then, the residual image is interpreted again in the same way.

The materialization of this principle by using a dictionary including one Principal Component Analysis basis, one Symmetric Component Analysis basis and a 30 degrees acuity dictionary of Independent Components learned from several natural images, produces image representations very similar to the original images. The verified very small quantity (between one and four) of receptive fields required to archive perceptually equivalent images proves that the proposed model is a sparse coder.

Visual Inspection of a Combustion Process in a Thermoelectric Plant

Pedro M. Jorge
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Centro de Estudos e Desenvolvimento da Electrónica e Telecomunicações
E-mail : pmj@isel.pt

Jorge S. Marques
Instituto Superior Técnico
Instituto de Sistemas e Robótica
E-mail : jsm@isr.ist.utl.pt

ABSTRACT

Infrared images provide useful information to inspect the status of combustion processes. The flame geometry and intensity depend on the process variables and the characteristics of the combustion chamber. This paper describes methods to analyze infrared images of industrial flames and to characterize the flame geometry. A segmentation algorithm is proposed to separate the flame region from the background using an image formation model, a background model and the available shape information. The flame is characterized by a pair of contours (an inner contour and an external contour) which are evaluated by Bayesian estimation methods. A set of parameters computed from the segmented image is defined to characterize the flame geometry. Finally, the proposed algorithm is used to study the relationship between the flame parameters and the process variables in a boiler of a thermoelectric plant.

REFERENCES

[1] J. Victor, "A System for the Analysis and Classification of Industrial Flames", MSc Thesis, Instituto Superior Técnico, 1991.

[2] B. Georgel, B. Lavaissier, P. Jacques, J. Labarre, "Flamenco: an Image Processing System for Flame Analysis in a Combustion Chamber", Technical Report, EDF, 1995

[3] W. Pratt, "Digital Image Processing", Wiley, 1991

[4] R. Curwen, A. Blake, "Dynamic Contours: Real-Time Active Splines", Active Vision, MIT Press, 1992.

[5] L. Staib, J. Duncan, "Deformable Fourier Models for Surface Finding in 3D Images", Conf. On Visualization in Biomedical Computing, SPIE, 90-104, 1994.

[6] T. Cootes, C. Taylor, D. Cooper, J. Graham, "Active Shape Models – Their Training and Applications", Computer Vision and Image Understanding, 38-59, 1995.

[7] H. Van Trees, "Detection, Estimation and Modulation Theory", John Wiley, 1968.

[8] M. Figueiredo J. Leitão, "Bayesian Estimation of Ventricular Contours in Angiographic images", IEEE Trans. on Medical Imaging, Vol. 11, Nº3, 416-429, 1992.

[9] J. Besag, "On the Statistical Analysis of Dirty Picture", J. Royal Statist. Soc. B, Vol. 48, 259-302, 1986.

[10] S. Geman, D. Geman, "Stochastic Relaxation, Gibbs Distributions ans the Bayesian Restoration os Images", IEEE Trans. on Pattern Analysis ans Machine Intelligence, 721-741, 1984.

[11] M. Black, A. Rangaranjan, "The Outlier Process: Unifying Line Process and Robust Statistic", IEEE Proc. Comp. Vision and Pattern Recognition, 15-22, 1994.

[12] P. Huber, "Robust Statistics", John Wiley, 1981.

[13] N. Metropolis, A. Rosenbluth, M. Rosenbluth, A. Teller, E. Teller, "Equation of State Calculation by Fast Computing Machine", J. Chem. Phys., Vol. 21, 1087-1091, 1953.

Visual-Based Behaviours Integration for Mobile Robots

Vitor Costa
Instituto de Sistemas e Robótica, Centro de Estudos e Desenvolvimento de Electrónica e Telecomunicações, Instituto de Engenharia de Lisboa / DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro nº1 1900 Lisboa
Tel.: 351-1-8317238
Email: vsc@isel.pt

José Santos Victor
Instituto de Sistemas e Robótica, Instituto Superior Técnico
Av. Rovisco Pais nº1, Torre Norte 7ºpiso
1096 Lisboa Codex
Tel.: 351-1-8418294
Email: jasv@isr.ist.utl.pt

ABSTRACT

The use of perception enables the robotic system to a greater autonomy and functional flexibility in dynamic environments. These capabilities can either allow the performance of tasks in environments that are adverse to human beings or simplify the teleoperational functions. This paper describes the work of an autonomous mobile robotic system in indoor environments.

An architecture is developed based in certain behaviours (obstacle avoidance, navigation, docking) that use the vision to perceive the surrounding environment. The decomposition of the system in behaviours makes the work easier and it also allows future improvements in each behaviour and the inclusion of new ones.

To implement all the behaviours concepts as Active Vision and Purposive Vision are used. This means that only the relevant information for the current goal is processed, being the interaction of the system with the environment a visual behaviour that joins perception and action to a concrete purpose. The paradigms of Active Vision and Purposive Vision are inspired by the observation of visual biological systems and, particularly, by the way they interact with the surroundings. These systems can not only know the meaning of the visual world data but they can also show how important is the involvement of an active observer in the perception of the world.

All the implemented behaviours use as an input information the motion observed in the image plane (Optical Flow). This information is taken from different parts of the visual field in agreement with the characteristics of each behaviour. Dynamic systems theory is used for behaviour integration. The contribution from each behaviour is defined as a function of phase space. This gives rise to attractive and repulsive states, which change dynamically during navigation. Real time operational results are obtained by the system and presented.

Keywords: Robotic vision, Active vision, Visual behaviours, Dynamics of behaviours, Behaviour integration, Autonomous robots.

Allocators definition in C++

Pedro Alexandre Pereira
Centro de Cálculo do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro – 1949-014 Lisboa, Portugal
Telephone: 8317036 E-mail: palex@cc.isel.pt

Abstract

Key words: C++, Standard Template Library, Allocators.

The standard C++ language defines the concepts: Iterator, Container and Allocator. Containers are objects that may contain other objects. Iterators establish the link between generic algorithms and containers. Allocators isolate the containers from allocation models details and separate the object allocation from the initialization.

The Standard Template Library (STL) defines an allocator (the standard allocator) which uses special versions of the operators `new` and `delete` to reserve and free space in memory. Containers use this allocator when no other is indicated. In addition, specific allocators can be defined to represent other memory allocation models.

Implementations of generic containers must support any allocator that is conformal with the standard C++ requirements. Each container has, at least, one allocator member in order to allocate, deallocate, construct and destruct contained elements.

This work shows the importance of the adoption of Allocator concept in the C++ language, and the caused impact in container implementations that are generic in relation with contained elements type and with the memory type. Generic programming techniques, for implementations of specific allocators are described: `AllocPool`; `AllocShared` and `AllocFile`.

The allocator `AllocPool<T,SZ,Alloc>` is a manager of elements pool of type `T`. This allocator requests the `Alloc` allocator for blocks of size `SZ` and uses them when replying to allocate and deallocate requests.

`AllocShared<T,Alloc>` is used to share the same `Alloc` allocator by many containers. `AllocShared` has as a static member other allocator in witch all actions are delegated.

The allocator `AllocFile<T,FILE>` is useful to store container elements in a file. This is an emulator of memory in a file named `FILE`.

Allocators like these encapsulate memory models more general than what is normally assumed by container implementations of the standard library: usually this implementations constrains the types `pointer` and `reference` to the types `T*` and `T&` of the language and assumes that all instances of a given allocator type are equal.

Utilização de estadogramas na programação de microcontroladores

(Micro-controllers programming using Statecharts)

Carlos Soares, Luís Gomes
Universidade Nova de Lisboa, Faculdade de Ciências e Tecnologia
Email: cs@uninova.pt, lugo@uninova.pt

EXTENDED ABSTRACT

The modelling tasks of a reactive system can be quite complex. It is quite frequent to find a system subdivided into a set of subsystems communicating between them. Each component or subsystem can be independently characterised from the other surrounding subsystems. Each component has a well defined set of states, that contain all the abstraction in order to describe the actual and future behaviour of that component.

It is quite common to find some minimally complex systems to be characterised as containing activities that evolve in a parallel fashion. This means that activities in a component can occur simultaneously and independently along with activities in other parallel components. In this sense, the questions about parallelism and synchronisation between components are very important aspects to take into account when modelling discrete event systems. For instance, the transferral of information from a component to the other, requires that the activities in the involved components be synchronised while this action is processing. This generally results in a subsystem having to wait for the other. It is unanimously accepted that the modelling of concurrent systems is a no trivial task, due to its temporal characteristics. Graphical representations are being frequently used for the behavioural modelling of such systems.

Particularly, graphical formalisms such as Petri Nets and Statecharts are commonly identified as interesting solutions for the identified modelling problems.

In this paper, the Statecharts will be utilised as a specification formalism for the description of the behavioural model associated to a reactive system.

The main goal of the work presented is this paper is to automatically generate executable code for a low cost hardware platform, starting from a high level specification using Statecharts. In this sense, as far as the generation of the executable code is accomplished through an automatic procedure, it is possible to use property analysis methods at the Statechart model level and guarantee that those properties are still verified in the final implementation. For instance, a particularly significant example for embedded systems is the detection of deadlock situations.

The micro-controller PIC-16C84 will be used as a specific platform, where the final implementation of the system controller will occur.

This platform has low memory resources and so it can't be used for the implementation of complex reactive systems. So, it will be used for the implementation of small to medium complexity systems and to validate the main goal of the work, that is to go from the "specification to the implementation".

For this to take effect, two compilers had been developed. The first one receives a Statechart specification, described through a specific language and produces an intermediate language, which in turn, will be delivered to the second compiler that will produce executable code to be run directly on the final platform, i.e., on the PIC-16C84 micro-controller.

The developed compilers were validated through several examples; one of them will be presented.

From the work here presented it should be easy to extend the support for other programmable controllers with higher performances.

REFERENCES

[1] Carlos Soares, "Utilização de *Statecharts* em Controladores Programáveis - da especificação à implementação", Master Thesis in Computer Engineering, FCT / UNL, Portugal, 1998.

[2] David Harel, "Statecharts: A Visual Formalism for Complex Systems", Science of computer Programming, vol. 8, 1987, pp. 231-274.

[3] David Harel, "On Visual Formalisms", Communications of the ACM, vol. 31, number 5, May 1988, pp. 514-530.

[4] David Harel, Amnon Naamad, "The STATEMATE Semantics of Statecharts", Technical report, i-Logix, Inc., 1996.

[5] Michael von der Beeck, M., "A Comparison of Statechart Variants", in Formal Techniques in Real-Time and Fault-Tolerant Systems, Lecture Notes in Computer Science, vol. 863, Springer-Verlag, 1994, pp. 128-148.

[6] Levenson, N. G., M. P. E. Heimdahl, H. Hildreth and J. D. Reese, "Requirements Specification for Process-Control Systems", IEEE Trans. Soft. Eng. 20, 1995, pp. 684-707.

Programmable Logic
Pressing Chapter in Telecommunication and Computer Engineering Syllabus

Hernâni Mergulhão

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa – Centro de Cálculo do ISEL
Rua Cons. Emídio Navarro, 1 – 1949-014 Lisboa
+351 218 317 093 – hernani@cc.isel.pt

Abstract

Describes shortly and in a generic overview, the technological and conceptual development of the so-called "programmable logic" and proposes the inclusion of related topics into the graduation syllabuses currently carried out by the Department of Electronics and Telecommunication Engineering in the Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (DEEC/ISEL).

Analyzing the teaching practice of "digital systems" and "microprocessor fundamentals" currently being performed in the department, tries to identify the troubles and insufficiencies witch are susceptible to be overcame by introducing the learning of methods, languages and tools offered for CAD with programmable logic devices (PLD).

Defines the set of objectives to be spread by the first couple of (sophomoric) subjects and by another to appear as optional at the end of the graduation course, intending to melt this new knowledge with the healthy tradition of ISEL teaching.

Defends the perspective that it is indispensable and urgent to introduce the learning of new architectures along with methods and concepts adequate to the design of more complex systems, where the CPU may also reappear implemented within the PLD, including in such case the support for reconfigurability.

Recognizes the need of validation criteria in using alternative solutions based on PLD, namely the importance of know how to conduct the choice facing each concrete problem.

In conclusion stays that, behind the knowledge of main trends in technological development in this area, the teaching practice must enable to transcribe in hardware description languages (VHDL, Verilog, ...) the submitted tasks and objectives, and know how to take advantage of third-party libraries, and eventually built them as well. The Portuguese industrial reality makes evident the probable vocation for this kind of production – in this case, to a relatively small investment correspond large perspectives of application.

LED TRAFFIC SIGNALS

Manuel Augusto Vieira

Câmara Municipal de Lisboa, Departamento d.e Tráfego, Rua 1° de Dezembro, 1200, Lisboa e Departamento de Engenharia Electrónica e das Comunicações, ISEL, Rua Conselheiro Emídio Navarro, P 1949-014 Lisboa, Portugal.

ABSTRACT

In Lisbon there is about 450 traffic signal installations. In any installation, certain fundamental items such as controllers, detectors and signal heads are required. The number of lenses per signal face will vary with the number of movements controlled at a given intersection, but except in the case of pedestrian signal faces, they shall consist of at least three lenses. With the replacement of over 23.000 incandescent traffic signal lamps with LEDs, the city will realize energy and maintenance costs savings... Through LED traffic replacement program, city can significantly reduce energy and maintenance costs, while operating more safely and reliably, working efficiently with the simplest to the most sophisticated controls through the full range of normal voltage.

Some LEDs are designated specifically for use in traffic signal applications. Between 18 and 250 LEDs are installed on a positioning plate. Every LED is fitted with a efficient lens to optimise light output. Arrow lenses and pedestrian signals have 8 W and circular lenses 15 W. An LED lamp consumes only 10 to 15 per cent as much energy as its incandescent counterpart.

Engineering teams continually pursue research and development. As a result, users of LED modules benefit from the most advanced optical and electronic technologies, good design and desirable location of signal faces.

Robot signal is a special kind of traffic signal indication intended for the purpose of controlling any given traffic situation, with fully actuated operation. For maximum efficiency it must be supplied with updated data from the street. Locating vehicles and pedestrians by infrared, ultrasonic or any other positioning system, it constantly centralises all the data and it is able to keep users, police and road safety services informed of the state of traffic at all times.

Keywords: Traffic control; LED traffic signals; new technologies, safety services.

Tecnologias CMOS Aplicadas às Comunicações Móveis

Fernando Fortes (1,2), Fernando Azevedo (1,2), Maria João do Rosário (2)

(1) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, (2) Instituto de Telecomunicações

Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1900 Lisboa, Portugal

Tel: +351.1.8317289; Fax: +351.1.8317114

email: ffortes@isel.pt

Abstract

This paper describes the evolution of RF circuits and topologies for wireless communications transceivers. Emphasis is made in the standard CMOS process as the technology to achieve high level of integration, when associated with the optimum receiver architecture.

Modern wireless communications are quite complex in the signal processing and communication protocol that has to be performed by the electronic systems, in which analogue and digital circuits have to work together in base band processing and system control. However, this complexity is easy to implement as a monolithic form in a mixed mode CMOS chip.

The RF Front End has a much simpler task than the base band processing. The analogue receiver has to convert in successive stages of filtering, amplifying and downconverting, a high frequency (few GHz), very high dynamic range signal into a low frequency, low dynamic range that can be sampled easily. The transmitter has to upconvert a signal to the same high frequency with a very good linearity and a large output power. The implementation is usually achieved with a set of discrete components, therefore limiting integration level, cost and power consumption. This paper describes the evolution in RF architecture and CMOS technology as a way to achieve a fully integrated RF front end.

Design of Digital Integrated Circuits Using VHDL

José F. Rocha, João F. Martins, Miguel T. Fernandes

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa – Departamento de Engenharia da Electrónica e das Comunicações

Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1 – 1949-014 Lisboa, Portugal

Tel: +351.21.831 7288; Fax: +351.21.831 7114; E-mail: jrocha@isel.pt

This communication presents a design flow of digital integrated circuits. In this design flow an optimised logical representation of a circuit is automatically synthesised from the circuit representation in a hardware description language - VHDL. The VHDL ancient nature is the high level programming languages in general. VHDL was elected by IEEE in 1987 has a standard hardware description language (IEEE standard 1076). The design flow comprises two main sets of stages, which are so called front-end and back-end.

The front-end design flow starts by settling the functional and temporal specifications of the circuit. In the next stage these specifications are translated to a VHDL representation. The VHDL representation must be validated by means of a VHDL simulator. The following stage is the logical synthesis which automatically generates an optimised logical representation of the circuit from the VHDL representation. The circuit logical representation is already optimised in order to fulfil the area and/or speed constraints previously settled by the designer. The synthesised circuit is simulated in the next stage to verify if the circuit fulfils the designer specifications. The front-end design flow end stage generates a netlist file that has information about the cells included in the circuit and information about the way these cells are connected. The netlist is the main interface between front-end and back-end parts of the design flow.

The back-end part of the design flow performs the physical implementation of the circuit in a programmable or non-programmable device. The implementation in a non-programmable logical device results in a lesser power consumption, lesser area and higher processing speed. However the high development costs of a non-programmable device only reflects a competitive price when the device is produced in high quantities. The programmable logical devices (ex: FPGAs – Field Programmable Gate Arrays and CPLDs – Complex Programmable Logic Devices) have became popular among the designers because a circuit can be quickly loaded in these devices, which results in a lower cost and a shorter time to develop prototypes.

Although the back-end design flow is extremely dependent on the technology used to implement the device, five main stages can be identified. *(i)* The placement & routing gives the circuit layout in the silicon wafer core or it gives the internal resources configuration and interconnection of a programmable logic device. *(ii)* The Design Rule Check (DRC) stage must be performed when the designer makes modifications on the initial placement and routing. *(iii)* The post-layout simulation can be more accurate because it uses the exactly propagation delays in the interconnection lines. *(iv)* The programming or fabrication depends on the circuit implementation technology: in a programmable device (ex: FPGAs or CPLDs) or in a specific mask technology (ex: sea-of-gates or standard cells). *(v)* The test main objective in a first step is to find fabrication faults that stuck circuit lines permanently at the logic value '0' or '1' (stuck-at-faults), by applying test pattern in the circuit inputs. In a second step other test patterns are applied in order to verify if the circuit function is correct.

The design flow hereby presented makes use of non traditional methodologies to design digital circuits. These methodologies are becoming popular among the designers not only because these methodologies are more efficient but also because they boost the productivity of the designer. The authors have been making use of this design flow to develop some devices that were implemented in three distinct technologies: *(i)* Field Programmable Gated Arrays (FPGAs); *(ii)* Sea-of-gates with a minimum gate geometry of 1.2 μm; and *(iii)* Standard cells with minimum gate geometry of 1.4 μm and 0.7 μm. Some of the developed devices were designed to interconnect with analog signals. This case applies to a digital decimator filter included in a sigma-delta 1-bit analog-to-digital converter. Some others circuits were developed only to interface digital devices. This case applies to a data acquisition board controller, a remote command controller and a protocol converter.

Experimental procedure for studying the behaviour of a sealed NiCd cell during overcharge

Fernando R. Teixeira
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
DEEC R. Conselheiro Emídio Navarro 1900 Lisboa
8317288 / 8317114 / teix@iname.com

ABSTRACT

The purpose of this study is to investigate the degree of risk resulting from overcharging sealed NiCd cells using high amplitude pulse currents.
To get significant results it would be necessary to monitor many cells but it would be very expensive to monitor individually the pressure in each one.
For one single cell the pressure and the temperature were monitored in order to correlate the internal pressure and the external temperature during a fast charge process. For all the others only the temperature was measured.

The cell was perforated in the centre of the top cap to glue a metallic extension for connecting a low volume plastic tube . Prior the perforation, the cell have been previously fully discharged.
To monitor the pressure P(t) an unsuccessful attempt was made based on the use of two strain-gages glued to the cell surface. Inside the cell it is generated a spray of KOH solution, which will propagate by diffusion through the connection tube causing corrosive effects. To overcome this problem it was considered the possibility of using an inexpensive silicon sensor protected with silicon oil. However, lack of assessment of this method lead us to use a more guaranteed solution based on an industrial KS2150 Philips pressure sensor with a stainless steel membrane.

Several solutions were considered to monitor the heat generated by the cell]. The ideal solution would be to measure directly the internal hot spot temperature with an optical pyrometer through an IR window. A more economic solution could be to use teflon isolated thermocouples and to pass the wires through the pressure connection. For a small temperature increase a microvoltmeter with DC output would be required. It could also be used a very small glass encapsulated sensor with isolated wires. Instead of that, an inexpensive plastic KTY10 temperature sensor was used to measure the cell external temperature. With this sensor an acceptable signal (with high signal/noise ratio) was easily obtained. The measured temperature will be very dependent on the airflow in the vicinity of the cell.

With batteries built with stocked cells (Cadnica N 400D from Sanyo) [1] were obtained similar thermal plots, during 100 full charges of 8 bateries with 6A charge current during 6s and 1 A discharge current during 1s. The average capacity loss was less than 10%for 5 bateries and 5% for 3 bateries.

Passive and Active Microstrip Patch Antenna Arrays for 3 GHz

Pedro Miguel Ferreira Pires Correia[1], Luís Carlos Barruncho dos Santos Gonçalves[1],
Henrique José da Silva[1], Fernando Fortes[1]
Custódio Peixeiro[2], Maria João do Rosário[2]

[1]Instituto Superior de Engenharia de Lisboa,
Rua Conselheiro Emídio Navarro,
1949-014, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8317209; Fax: +351.1.8317114
email: hjs@isel.pt

[2]Instituto Superior Técnico
Av Rovisco Pais,
1049-001, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8418167; Fax: +351.1.8418472
email: custodio.peixeiro@lx.it.pt

Abstract

This paper presents the study of three microstrip patch antennas aimed to resonate at 3GHz. First, the radiation pattern and input impedance of a single patch antenna is obtained. Then, by using the single patch input impedance, a matching network for three patch antennas is designed in order to achieve a linear antenna array. Finally, an active circuit is inserted in each antenna feeding line in order to achieve an active, electrically controlled antenna. For the three antennas, the experimental results are shown and conclusions extracted.

MICROSTRIP PATCH ANTENNA FOR GPS

Giulio Salvatori, Custódio Peixeiro

Instituto de Telecomunicações
Instituto Superior Técnico
Av. Rovisco Pais, 1
1049-001 Lisboa, Portugal

Tel.: +351-1-8418167 Fax: +351-1-8418472 e-mail: custodio.peixeiro@lx.it.pt

ABSTRACT

Microstrip patch antennas have some well known advantages such as small size, lightweight, low profile, planar (but conformal) geometry, easy to integrate MICs and low cost. Moreover they are very flexible in terms of radiation pattern, gain, and polarization. Due to these and other relevant characteristics microstrip patch antenna technology has probably been the most rapidly developing topic in the antenna field in the last twenty years. Microstrip patch antennas have been increasingly used in many applications mostly in telecommunications but also in other areas. Intensive research has been carried out to develop new techniques to overcome the microstrip patch antennas drawbacks, the most restrictive being narrow band.

The satellite based Global Positioning System (GPS), initiated thirty years ago for military missions has now many and important commercial applications such as (aeronautic, maritime and land) navigation and intelligent transportation systems.

The purpose of this paper is to present a simple microstrip patch antenna to be used in a GPS receiver. The main antenna specifications are a central frequency of 1575 MHz, an almost hemispherical radiation pattern, and right hand circular polarization.

Three configurations are studied. Two with one point excitation and another with a two points excitation. Using and accurate software package it has been verified that the two points excitation configuration provides better matching, bandwidth and circular polarization characteristics. An antenna prototype has been fabricated and tested. A reasonable good agreement between theoretical and experimental results has been obtained. The microstrip patch antenna element provides the almost hemispherical required coverage, the exception being only approximately 20 degrees above horizon. The axial ratio in the direction of maximum radiation is 2.3 dB. As expected an important circular polarization degradation is observed away from broadside direction.

Análise do Comportamento e Evolução da Rede Banyan Aplicada ao Roteamento de Células ATM

Carlos Antônio Ruggiero
Universidade de São Paulo - USP
Instituto de Física de São Carlos
Av. Dr. Carlos Botelho, 1465 - São Carlos – CEP 13.560-300
Estado: São Paulo - Brasil
Telefone: (016) 273.9879 Universidade de São Paulo
(016) 672.9867 Residência
Email: toto@if.sc.usp.br

Angelo Cesar Colombini
Universidade de Franca - UNIFRAN
Av. Dr. Armando Salles Oliveira, 201 – CxP. 082
Estado: São Paulo - Brasil
Parque Universitário – Franca – SP – CEP 14.404-600
Telefone: (016)724.2211 – Fax – (016)722.0086
Email: angelo@unifran.br

Summary

This article addresses the problem of accomplishing multicast traffic in ATM networks. An rchitecture is proposed for the cell structure of the switch, more specifically the routing of cells inside an ATM switch. Because ATM tries to satisfy all the demands of the B-ISDN model, an ATM switch must ransport cells between its input and output ports as fast as possible. To achieve that, the proposed architecture oesn't use buffers in its commutation elements. This work doesn't implement a complete ATM switch, eaving the problem of the loss of sequence of cells inside the routing structure open. This problem must be olved by the output module of the switch.

The proposed architecture was modeled and a simulator was built for testing purposes. For the imulations, both the unicast and the multicast traffic were taken into account. As the unicast cells and the opies of the multicast cells disputed for the same output link, a strategy was proposed to separate these cells. his resulted in the positioning of the cell copy network in the second stage of the routing structure, leaving ie first stage for the routing of unicast cells.

The result was a very free second stage used for copying multicast cells. This new stage educed the contention for an exit link. The structure incorporates the concepts of Tandem Banyan Switch abric (TBSF), and route duplicity, which make it extremely modular and flexible. To separate the traffic, it as introduced between the two stages of the Banyan Network, an escape exit, allowing cells that have eached the correct output port to leave the structure.

Control of Distributed Systems Using High-Level Petri Nets and Mobile Agents

Nuno Santos A. Walter Colombo
Grupo de Sistemas Robóticos e CIM, DEE - FCT - UNL
Quinta da Torre, 2825-114 Monte de Caparica
telef.:2948519 e-mail: wc@uninova.pt

Keywords: Distributed Systems, Discrete-Event Control, High-Level Petri Nets, Mobile Agents.
Area: Software Engineering

ABSTRACT

A distributed system possesses a set of characteristics such as: utilisation of shared resources, synchronisation of operations, competence and concurrence relationships among components, etc. This set of characteristics can be found in computer systems, manufacturing systems, air traffic control, etc. Currently state of the art is to perform design, analysis, validation and implementation of the control software of this kind of systems as isolated phases from those corresponding to the design and implementation of the distributed system itself. This generates a set of errors that can be found only during the last phase, i.e., set the system into operation.

Based on other results reported by the authors related with the design and implementation of flexible production systems and their control structures using High-Level Petri Nets, this work proposes two approaches for solving some of the problems above addressed. (Fig. 1):

1. One partition of the High-Level Petri Net-based control logic topology according with the structure of the distributed system (all specifications of the whole system and those of each component have to be maintained).
2. The distribution of the parts of the control topology into the components of the distributed system using mobile agent technology.

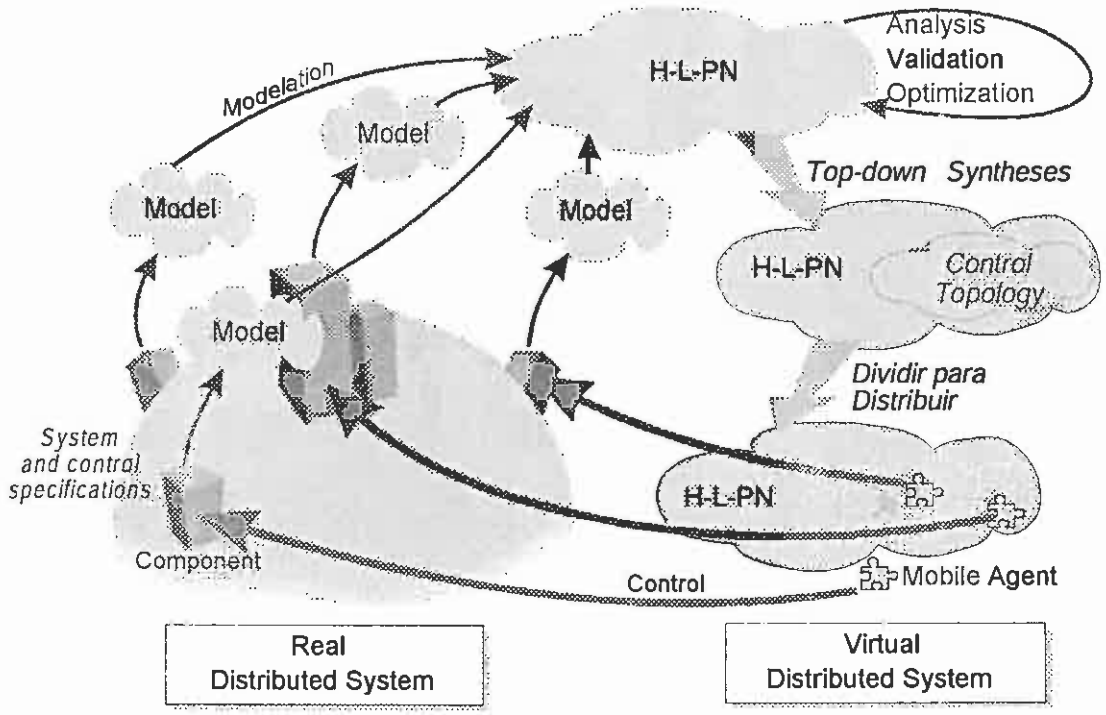


Fig. 1: Distributed System Using H-L-PN and Mobile Agents.

Design and Control of Manufacturing Systems using Petri Nets based Simulation

Paulo Compadrinho Rui Gonçalves Walter Colombo

Group of Robotic Systems and CIM, DEE - FCT - UNL
Quinta da Torre, 2825-114 Monte de Caparica
e-mail: wc@uninova.pt telef.:2948519

Keywords: Production System, Discrete Control, Petri Nets, Simulation
Area: Software Engineering

Abstract: The competition of countries in which the workmanship-hand is cheaper, the fall of international economic barriers, the new requirements of consumers, and other economic factors, demand from companies a higher product quality, a short delivery periods, satisfaction of the customers specific requirements and shorter life cycle of products. Consequently, these factors demand more flexible production methods and production system architectures.

The production systems have become more and more complex, especially in assembly lines based in conveyors and robots. The main goal of these systems is to increase the production of these lines and optimise the software and hardware components, etc.. Factors as: the number and speed of conveyors, machines and robots; layout of the lines, systems integration, task distribution, error-free control software, can contribute to reach this goal.

To study the impact that certain effects can have as: changes in design of the products; changes of the material types to be used, changed of costs and new methods of production; the use of different control and supervision strategies; etc., simulation as been used by researchers and practitioners for long time. In this work a new application field of discrete-event simulation is presented to design, optimise and implement a manufacturing system (Fig 1).

The summary of the methodology that is presented in this work, based in the use of Petri Nets as a tool for formal specification of discrete-event dynamic systems (DEDS), is the following one:

- First, the emphasis is placed in the transformation of the production system specifications into a graphical-mathematical model, with characteristics of DEDS.
- Secondly, the model is analysed and the specifications of the production system and its control software are validated in a integrated way.
- Finally, using the validated simulation models of the production system and its control software, new extensions can be proposed for monitoring and other real-time supervision tasks.

The results of the application of the proposed methodology are presented with an example.

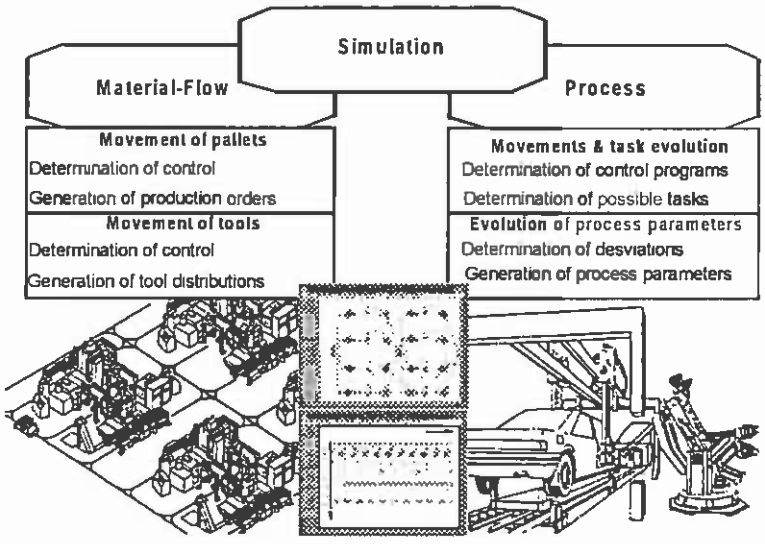


Figure 1: Use of simulation as a CIM-Component

VIRTUAL TOURIST

ABSTRACT

The purpose of this project, included in the "programme Leonardo de Vinci ("chance 21")", is to give to the students the possibility of training the knowledge acquired during their academic life. Two main objectives were proposed:

1 To create a network of young people and put them in touch with high technology in addition to their academic education;

2 to prove the feasibility of creating new products in the academic environment.

The "virtual tourist" is a moving platform (robot) with a video camera that can be controlled through any personal computer connected to the Internet and having a browser. Anyone connected to the Internet can do "virtual tourism" moving the robot through the desired region. The area is only limited by the wireless technology used and the battery supply time.

The technical approach followed during the conception and production phases involves the following requirements:

- The access to the "virtual tourist" is performed through any personal computer having a browser and a connection to the Internet;
- The images are acquired in real time and the transmission realized through the Internet;
- Several users can "travel" (see the images) at the same time, but only one can control the robot (be the "tourist guide");
- All the Internet clients have access to the images and to the robot status (speed, position and sonars);
- The movement of the "tourist" is controlled from a common Web browser and its mobility is only limited by the robot physical characteristics, by the distance allowed by the wireless technology used for the connection to Internet and by the power supply time;
- The system can be extended in future by the addition of new functions, such as: transmission of environment sound and reception of the sound collected through the Web browser.

To implement the methods and means for the system development different ways were proposed taking into account the available technologies. Several independent experiences were performed using Web servers, different digital video cameras and specific software for image acquisition. By doing so, it was possible to better understand the project and to define correctly the tasks. Also, using the existing synergies among the professors and the students several areas of knowledge were developed:

- C++
- Java
- Windows programming using threads
- Web servers
- Wireless communications
- Communication protocols.

To produce and to optimize the embedded system, as a lab prototype (mobile remote control) and to integrate the suitable hardware and software we have used the following items:

Hardware:

- 1 robot Pioneer 2DX (www.activmedia.com/robots);
- 1 Laptop PC Toshiba (Pentium, 133 MHz, 32 MB RAM, 2 GB disk);
- 1 color video camera (QuickCam from Connectrix);
- PCMCIA Ethernet wireless (BreezeCom) and fixed network base station.

Software:

- Java and C/C++ tools;
- Image acquisition and transmission (InetCAM);
- Web server (Personal Web Server from Microsoft).

Two conception routes were analyzed:

- To use a mobile video camera controlled through a fixed PC that communicates with a simple embedded system in the mobile unit;
- PC with the Web server integrated into the mobile platform with the video camera connected directly to the PC.

The last hypothesis was chosen since it has the advantage of using a common Web video camera connected through a parallel port. This has the advantage that it doesn't need the developing of dedicated hardware.

Keywords: Internet, Wireless, Robot, Java, C++, Video and Browser.

Reconhecimento Óptico de Dígitos Impressos

Miguel P. Campilho Gomes

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Centro de Estudos e Desenvolvimento de Electrónica e Telecomunicações

email: mpcg@isel.pt

tel: 8317 237

fax: 8317114

Abstract

Optical Character Recognition has been a subject of active investigation for at least the last three decades and is still under a strong effort of investigation and development by several scientific groups spread all over the world. Today, optical character recognition is part of a broader area, DIA-Document Image Analysis, which has more ambitious and complex goals. The achievement of these goals is possible nowadays thanks to the progress made in the recent past by scientific areas like Pattern Recognition and Artificial Neural Nets, and also by the extraordinary increase in computational capacity seen in the last decade.

This paper presents an artificial neural network based recognizer for printed digits. This classifier is meant to be used in an automatic document processing system dedicated to process printed forms and standardized financial documents. The neural networks were trained with the well-known backpropagation algorithm and used the weight sharing method extensively. All data bases used were generated within the scope of this work and were formed by digits printed in several types of printers and media, using several fonts, sizes and styles. The automation of the data base generation process was accomplished to a fairly complete degree so that it became possible to easily generate a large number of patterns directly from real printed documents. The pattern pre-processing stage was limited to deskewing and scaling of the digits in order to minimize the computational weight of this stage.

Keywords

Optical character recognition, OCR, printed digits recognition, neural networks, backpropagation, multilayer perceptron.

Development of a Library for Cryptographic Systems Based on Number Theory

Pedro Félix

Centro de Cálculo
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro 1, 1900 Lisbon, Portugal
pfelix@isel.pt, tel: +351 1 8317188

Key Words: Cryptography, multiple precision arithmetic, microprocessors.

Abstract

The confidenciality and authenticity of information are necessary attributes in modern communication systems. This necessity involves a heterogeneous set of domains, namely: mobile communications, electronic commerce and virtual private networks. The integration of these attributes in open networks requires the use of assimetric cryptographic systems, usually known as public-key systems. The growing need for these type of systems is shown by the actual normalisation efforts, visible in standards as the IEEE P1363 "Standard Specifications for Public Key Cryptography" (currently in draft version) or the "Public Key Infrastructure" defined by the Internet Engineering Task Force (IETF) and based on the ISO X.509 standard.

The majority of the public key systems are based on problems from Number Theory, namely the Integer Factorization (IF) or the Discrete Logarithm (DL). The implementation of these systems normally implies the computation of operations over integers defined with several hundreds of bits, namely: modular arithmetic, exponentiation, Euclidian Algorithms and probabilistic tests of primality.

This paper presents the development and optimization of a software library, named EPZ (Extended Precision $\mathcal{Z}$), for the computation of operations over multiple precision integers. The main purpose of the library is to provide the base primitives for the implementation and optimization of public key systems based on the IF problem and the DL problem over finite fields $GF(p)$ with p prime. These two classes includes the following systems: Rivest-Shamir-Adleman; Rabin-Williams; Diffie-Hellman; ElGamal and the Digital Signature Standard.

The design criteria of the library also includes: minimization of the processing time; easy integration and optimization on heterogeneous computational platforms, namely generic purpose processors, digital signal processors and microcontrollers.

The paper describes the following development aspects: design of a software architecture that facilitates portability; choice of algorithms and optimization techniques; adaptation and non-portable optimization of the library to specific computational platforms. A comparision with other similar libraries is also made.

Supervision System and Database for a Flexible Manufacturing Cell

Jorge G. Silva

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Departamento de Engenharia da Electrónica e das Comunicações
Rua Conselheiro Emídio Navarro,
1949-014 Lisboa, Portugal
E-mail: jgs@isel.pt
Telephone: 351 1 8317210

Jorge S. Marques

Instituto de Sistemas e Robótica /
/Instituto Superior Técnico
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Av. Rovisco Pais, 1000 Lisboa, Portugal
E-mail: jsm@isr.ist.utl.pt
Telephone: 351 1 8418297

Abstract

One of the most important issues for industrial SMEs is the integration of their islands of automation, as well as the linkage of shop-floor operations with CAD/CAM design and the remaining corporate operations.

This paper approaches this problem in the context of a flexible manufacturing cell, to be used in a CIM demostration centre for the metal working industry. The work presented has consisted in the development of two modules: a supervision system and a production database.

The supervision module has been implemented through an expert system, programmed in LISP. A graphical user interface has also been added. The supervision allows real-time monitoring and control of the cell, manual scheduling of manufacturing orders, alarm management and process simulation. The matter of concurrency involving several parts in simultaneous processing has been addressed.

The database module consists of a client/server relational DBMS. The database is the integrating backbone of the cell, because it contains information about all plant equipment, operationg stations and part project files, including the machine tool lists, raw material lists, machining queus and other real-time data. The issue of shop-floor message ordering has been addressed.

This paper describes the flexible manufacturing cell, the plant operating modes (with and without supervision intervention), the supervision system, the production database and the integration of these modules in the cell. Shop-floor cell operation is illustrated by a set of video-recorded experiments.

Keywords: Industrial supervision, expert systems, relational databases.

Area: Information Systems.

GENETIC ALGHORITMS

P. A. L. Anastácio
Instituto Superior Engenharia de Lisboa, Portugal
pan@deea.isel.pt
telf: 2041442

V. M. F. Mendes
Instituto Superior Engenharia de Lisboa, Portugal
vfmendes@isel.pt
telf: 8317107

Sumary

Keywords: Population, selection, crossover, mutation.

The appearance off Genetic Algorithms can be attributed to the idea of using strategies used successfully by Nature (Darwinian Evolution) and applying them in real optimisation problems. In 1975 Holland developed the idea that describing how to apply these strategies of natural evolution to optimisation problems, and obtained the first Genetic Algorithm. This theory was developed in the 80's. David Goldberg, Holland's student, obtained the firs successful industrial applications.

In nature individuals compete among themselves to obtain resources essentials for survival for example raw materials, food, shelter, etc. Among these individuals those who aren't successful in the competition tend to have a lower number of descendants or even none at all, which makes it impossible for their genes to be inherited by future generations. With Genetic Algorithms, exactly the same thing will occur. Individuals represented by chromosomes will suffer a similar evolutionary process to that of nature. By this process Genetic Algoritlms can be defined as optimisation Algorithms based on natural selection mechanisms and genetics.

Genetic Algorithms work in such way as to execute a search parallel and structured, with the objective of reinforcing the existence off individuals capable of generating other individuals which can be admissible solutions of the problem in which they are involved. As well as being majority alienator, Genetic Algorithms are also deterministic, because they're based in facts deterministic provided from individuals their ancestors, previous generations, to find individuals with a "better qualification". Their functioning that any point of the space solution has zero probability of being analysed. In each generation, genetic operators (Selection, Crossover and Mutation) are applied to a population of individuals, that can change according to the resolution of the problem of programmatic in mathematics. The individuals with better aptitude will have a bigger probability to generate other individuals for a subsequent generation. The ability of each individual measures his adaptation to the problem.

The resolution of the problems of mathematical programming based only on techniques of deterministic optimisation begins with only one individual candidate to optimal. On the contrary, Genetic Algorithms, witch are evolutionary techniques of computing, operate with a population of individuals. By working with several individuals in parallel, the algorithm can fulfil stochastically different areas of the solution space.

Genetic Algorithms are sufficiently effective in the search for good, or near good solutions, of a big variety problems, leading the fact of allowing the cancellation of many disadvantages which are observed in the uses of the traditional techniques of optimisation, whether deterministic, or stochastic. The communication presents one system of information based on an application to a real optimisation problem in the area of electrical energy systems, using the technique of Genetic Algorithms.

Visual-Based Navigation for Mobile Robots

Vitor Costa
Instituto de Sistemas e Robótica, Centro de Estudos e Desenvolvimento de Electrónica e Telecomunicações, Instituto de Engenharia de Lisboa / DEEC
Rua Conselheiro Emídio Navarro nº1 1900 Lisboa
Tel.: 351-1-8317238
Email: vsc@isel.pt

José Santos Victor
Instituto de Sistemas e Robótica, Instituto Superior Técnico
Av. Rovisco Pais nº1, Torre Norte 7ºpiso
1096 Lisboa Codex
Tel.: 351-1-8418294
Email: jasv@isr.ist.utl.pt

ABSTRACT

The implementation of robotic systems with the capability for navigation is particularly important in spaces with specific forms such as corridors or roads (examples of indoor and outdoor environments). In this paper, a robotic navigation system is implemented based in vision, working in real time, for indoor environments.

The following proposal consists in moving a robot using the information obtained by a camera with a system of mirrors, which is put in the front of the robot, that enables the robot to get the peripheral zones of the visual field (Divergent Stereo). From these zones of the visual field, qualitative information of the Optical Flow is extracted (image plane observed motion). With this qualitative information it is possible to control the robot, in a relatively robust way, in spaces such as corridors.

The optical flow of the right side zone is compared with the one of the left side. By means of this, a proportional error to the deviation of the robot in relation to the corridor centre is obtained. With this error is possible to control the direction of the mobile robot. Another error, which is function of the distance between the robot and the corridor walls, can be extracted from the same information to implement a controller to the linear velocity. The main aim of the controller is to reduce the speed whenever the robot is too near the walls and vice-versa.

All this work is related to Active Vision and Purposive Vision. It is only taken into account the relevant information needed for the main purpose, being the perception and the action joined by the same goal. The proposed system was inspired in the studies of the behaviour of bees and all the mechanisms they use for navigation.

A mobile platform was equipped with a camera having a mirrors system which allows getting the peripheral zones of the visual field (similar to the zones visualised by the bees) and two controllers, based on the information obtained in real time of the Optical Flow, were implemented. A sustained system is also added with the specific purpose of increasing the robustness of the system towards the temporary absence of information of the Optical Flow due to the lack of walls or texture. Results are presented having the system working in real time in different sceneries.

Keywords: Robotic vision, Active vision, reactive navigation, Control based vision, Visual behaviours, Autonomous robots.

Data Compression with the Lempel-Ziv Algorithm: A Case Studied

Marco Soares Pascoal Martins Ricardo Pereira David Pereira Coutinho

Centro de Cálculo,
DEEC, ISEL
Email: {msoares, pascoalm, ricardop, davidpc}@ isel.pt

Abstract

Data compression is very commonly used to improve the performance of telecommunication systems. Compression is used either to increase throughput or to decrease transmission time with low speed links or to decrease telecommunications costs. With the growing development of the *Internet* the communications possibilities between systems are much easier. However systems such as the target or embedded systems, which are characterized by the use of private operating systems, not well known, doesn't allow the use of compression programs as popular as the Pkzip. So, the knowledge of the data compression techniques is fundamental to allow its integration in embedded systems applications.

This paper describes the data structures and the implementation of one compressor that reflects the state of the art of data compression with the Lempel-Ziv algorithm. First we make a description of the algorithm and the main features of one of its implementation: the compression program Gzip. Like the Pkzip this program belongs to the class of dictionary based compressors and uses the Lempel-Ziv algorithm for source coding.

Based on the analysis of the Gzip compressor, we are going to make an implementation of *Deflate* algorithm used by Gzip. That implementation use the C++ programming language and a didactic framework for data compression applications developed by *Centro de Cálculo do ISEL* members using the object-oriented paradigm.

At the end the developed compressor is compared with other compressors like LZSS, LZHuf, Gzip and Pkzip, showing the results of the comparison tests using the standard file set Calgary Corpus.

Area: teaching **Keywords:** Data Compression, Lempel-Ziv e object oriented.

Class Hierarchy for Data Compression Support

Artur Ferreira Nuno Pereira Paulo Pereira David Coutinho
Centro de Cálculo, DEEC, ISEL
Rua Conselheiro Emídio Navarro nº 1, 1949-014 Lisboa
Tel.: +351-1-8317070 Fax.: +351-1-8317071
E-mail: { arturj, npereira, palbp, davidpc }@isel.pt

ABSTRACT

Data compression is an emergent subject nowadays. There are several ways to encode the information produced by a source, with the purpose of reducing the amount of physical space needed for its storage or the time for its transmission. These forms of encoding follow the theoretical model of data compression.

The present paper describes a didactic framework for applications using data compression, which was developed according to the referred theoretical model. The object-oriented paradigm was used to establish the translation between the components of the theoretical model and the entities in the framework. The features of this programming paradigm are very well suited in terms of code reuse and identification of the theoretical model components. The code was written in C++.

The micro-architectures built-in the framework are shown along with the explanation of the chosen design options, enlightening its relation with the theoretical model. The differences between several compression techniques are pointed out along with its significant properties. The same analysis is used for the coding techniques.

The implemented compressor types are: statistical, dictionary based and ad-hoc. In the first type was implemented the Huffman, Arithmetic and CommaCode encoders. In the second was the Lempel-Ziv codification in the LZSS variant. In the *ad-hoc* variant there is the Run Length Encoding.

The expansion of the theoretical model is achieved through data pre-processing by use of transforms. The framework sets available the Burrows-Wheeler and Move to Front transforms. There is also a support mechanism for creating transform sequences.

In order to show the features of the framework, was developed a new compressor (made by a sequence of transforms followed by Run Length Encoding and Adaptive Arithmetic Compression) which was applied to the Calgary Text Compression Corpus. Then was established a comparison with well-known commercial products. Results are stated along with their explanation. Finally, conclusions and points of future work are stated.

Keywords: *framework*, object-oriented programming, data compression.

ESPECTRÓMETRO DE MASSA POR TEMPO DE VOO

J. M. A. Frazão[a], N. A. R. Cerqueira[b] e M. Áurea Cunha[b]

Centro de Física Molecular da Universidade Técnica de Lisboa
I.S.T., Complexo I, Av. Rovisco Pais, 1000 Lisboa
Tel: (351 1) 8419210
Fax: (351 1) 8464455 / 8464457

[a] Depart. de Engenharia da Electrónica e das Comunicações, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (I.S.E.L.).
[b] Departamento de Física, Instituto Superior Técnico (U.T.L.).

ABSTRACT

A time-of-flight mass spectrometer, its assembly in a molecular beam apparatus and functioning is described. The ion lens design criteria for optimum transmission and mass resolution are studied in detail. The electron gun ionizer assembly, the detection and acquisition systems are also presented.

INTERPRETAÇÃO HIDRODINÂMICA DAS EQUAÇÕES DE MAXWELL

M. A. Rolão Santos
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1900 Lisboa, Portugal
Telef.: +351.1.831 72 09; Fax: +351.1.831 71 14

ABSTRACT:

Considering Webber expression for fluid acceleration and defining particular mechanical vectorial fields dual of Electromagnetic fields $\bar{E}, \bar{D}, \bar{B}$ and $\bar{H}$, were obtained Mechanical Fluid expressions, corresponding to the Maxwell equations concerning to homogeneous, isotropic and linear fields, involving only the above referred mechanical fields. Considering, for the vacuum, the above theory, it has been possible the intuition of a mechanical interpretation for the electric field, electric displacement, magnetic induction and magnetic field, which are in this way represented by the mechanical vectorial fields characteristic of vacuum movement gained under the electromagnetic field. (Vacuum has been considered as a specifical form of material like in quantic field theory).

Formulação Tensorial e em Formas Diferenciais Exteriores das equações hidrodinâmica duais das equações de Maxwell do Electromagnetismo .

M.A . Rolão Santos

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1900 Lisboa, Portugal

Telf.:+351.1.831 72 09 ; Fax : 351.1.831 71 14

Abstract :

The following considerations must be taken as an extension of previous paper " Interpretação Hidrodinâmica das equações de Maxwell " . In a first step were obtained tensorial formulations for Maxwell equations , and afterwords their transcription into external diferential forms , which , not adding anything new to theory , is mandatory for the objective of present paper . In following steps , tensorial and diferential external forms of Hidrodinac`s equations , dual of these of Maxwell , were developed .

In future papers under preparation , the author intends to explicit noticeable analogies concerning Electromagnetism and Fluid Mechanics , occuring when potencial equations for electric field and velocity respectively , are of hyperbolic type (Cerenkov cone , Mach cone) , and will report also to relativistic and not relativistic Doppler shift occurring in both domains of Physics .

Fiber Bragg Grating Sensors

[1]O. Frazão, [2,1]F. M. Araújo, [1]I. Dias, [1]L. A. Ferreira, [2,1]J. L. Santos
[1]Unidade de Optoelectrónica e Sistemas Electrónicos, INESC Porto
Rua Campo Alegre, 687, 4169-007 Porto, Portugal
Tel.: 02-6082601, Fax: 02-6082799, Email: ofrazao@goe.fc.up.pt
[2]Departamento de Física, Faculdade de Ciências da Universidade do Porto
Rua Campo Alegre, 687, 4169-007 Porto, Portugal

ABSTRACT

Fiber Bragg Grating (FBG) sensors are simple, intrinsic sensing elements, passive components and easily fabricated when UV exposure through a phase mask is used. The basic principle of operation commonly used in FBG based sensor systems is to monitor the shift in wavelength of returned signal with the changes in the measurand. The Bragg wavelength, or resonance condition of a grating, is given by expression [1], $\lambda_B=2n\Lambda$, where Λ is the grating pitch and n is the effective index of the core. FBG sensors are becoming useful for a variety of applications; especially in particular the area of distributed embedded sensing in materials for developing smart structures. This sensor allows measurement of parameters such as load, strain, temperature, and vibration. The monitoring system usually includes a broadband source, a fiber optic coupler and an optical spectrum analyser (see Fig. 1).

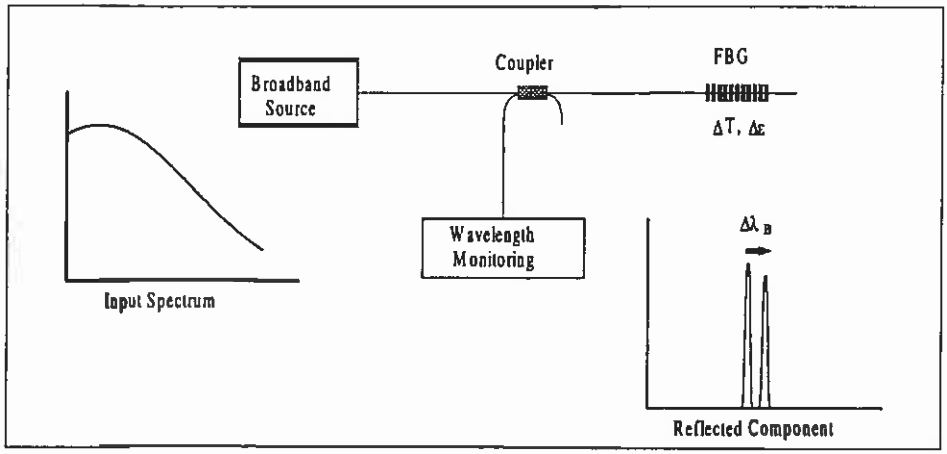


Fig. 1 – Basic Bragg Grating based sensor system

We report on the fabrication process of FBG sensors using the phase mask techniques. The capability of these sensors is demonstrated in some measurement of strain and temperature.

References:

[1] W. Morey, G.Meltz, W. Glenn, "*Fiber Bragg Grating Sensor*" in Proceedings SPIE, (**1169**), p.98, 1989.

Circuitos RF CMOS de Baixa Tensão para Comunicações Móveis

Fernando Azevedo (1,2), Fernando Fortes (1,2), Maria João do Rosário (2,3)

(1) Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, (2) Instituto de Telecomunicações,

(3) Instituto Superior Técnico

Rua Conselheiro Emídio Navarro, 1900 Lisboa, Portugal

Tel: +351.1.8317289; Fax: +351.1.8317114

email: fsa@isel.pt

Abstract

This paper describes the design and implementation of two monolithic RF circuits for wireless communications: a wideband image rejection down conversion mixer and a power amplifier, both implemented in a standard 0.6µm CMOS process, aimed at 3V power supply. The simulations were performed with SPICE, by using BSIM3v3 model for the MOSFETs.

The mixer requires no off-chip components. It presents 15 dB conversion gain at 1.89GHz under a 3V power supply with a LO drive of +7dBm while dissipating 20mW. The third-order input intercept point is +6dBm, the input 1dB compression point is -5dBm and the image rejection is better than 34dB. The die area is 0.64mm^2, including bond pads and ESD protection.

The power amplifier requires only a few off-chip components. It presents 23dBm (200mW) output power at 1.9GHz under a 3V power supply. The PAE is 38% with a drain efficiency of 48%. The amplifier's die area is 0.1mm^2, including bond pads.

An Antenna Radiation Pattern Measurement System [2.3 GHz - 4 GHz]

Ana Cristina Reis[1], Henrique José da Silva[1], Fernando Fortes[1]
Custódio Peixeiro[2], Maria João do Rosário[2]

[1]Instituto Superior de Engenharia de Lisboa,
Rua Conselheiro Emídio Navarro,
1949-014, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8317209; Fax: +351.1.8317114
email: hjs@isel.pt

[2]Instituto Superior Técnico
Av Rovisco Pais,
1049-001, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8418167; Fax: +351.1.8418472
email: custodio.peixeiro@lx.it.pt

Abstract

This paper shows an antenna radiation pattern measurement system, working in the 2.3 to 4 GHz range, based on commercial laboratory equipment, which was modified and adapted for this purpose.

The RF source is the local oscillator output of a spectrum analyser, with the specified frequency band. To maintain compatibility with the measurement equipment, a modulator was introduced between the RF source and an helix test antenna.

Experimental results show the capabilities and limitations of our system when compared with a professional measurement system, with an anechoic chamber.

Digital Transmissions Simulator

Francisco A. Taveira Branco N. Monteiro, Francisco A. B. Cercas
IST - Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Instituto de Telecomunicações, IST - Torre Norte 11-09, Av. Rovisco Pais 1
Tel:+351 1 841 8485 / Fax:+351 1 841 8472 / fc@lx.it.pt ; frmo@lx.it.pt

ABSTRACT

In the article a simulation environment for digital transmission systems is presented. The application, *DigiLab*, was developed in *Matlab*© and its use is made through a graphical interface.

BPSK and QPSK modulations with limited and non-limited spectrum are considered.

The simulations run applying the low-pass equivalent of the modulations and therefore each modulation branch is transmitted in PAM.

It is possible to visualise some points of the system as well as modify structures and transmission parameters as for: binary rate, sequences length, sequences type, pulse shape, modulation, number of simulation points, receiver type and filters.

Having in account the program's interactive nature, it was chosen to apply a semi-analytical method (SAM) for the BER estimation. The SAM is based on eye pattern aperture and supplies results in few seconds. These fast results are possible because the SAM supposes ergodicity and has *a priori* knowledge of the channel statistical model (AWGN). The method is optimised for sequences of deBruijn. The way to construct those sequences is described in the annex.

Although it is only presented the case of an AWGN non-dispersive channel, the study of other channels defined by a complex function *C(f)* is also possible. The delay must then be determined and compensated. This is made by a frequency domain correlation.

In the receiver it is possible to use a matched filter with optimum instant sampling or an equivalent correlation detector. The equivalence of both reception processes in the sampling instants is confirmed. That can be seen in signal time domain windows or in the eye patterns associated to each modulation branch.

It is possible to verify that transmission with spectrum limitation through Nyquist filtering has the same performance as rectangular pulses transmission. It is seen that spectrum reduction by narrowing the Nyquist chain implies a bigger requirement for bit synchronism and provokes envelope fluctuations.

To show the easy inclusion of high order blocks, convolutional coding was added.

The *DigiLab* tool finds suitable application in digital transmission teaching by allowing key parameters influence study. It can be used as well for new digital systems development.

Distance Training in PT, 1996-1998

Arnaldo M. P. Santos

Portugal Telecom Innovation
Training Department, Rua José Ferreira Pinto Basto, 3810 Aveiro
Email: arnaldo@ptinovacao.pt ; Tel: 034 403 514 ; Fax: 034 383 369

Abstract

Professional Training plays an important role in this context; therefore it must be faced by all as a valuable instrument that increase the platform of knowledge, the productivity and the individual satisfaction.

New training technologies access, with adequate contents, stimulates auto learning, shortens the distance and allows differentiated rhythms of study.

With the participation in several European projects (Delta, Race, Telematics and Acts programs), with special reference for the project D2003 - JANUS (Joint Academic Network Using Satellite), CET gained some knowledge and experience in the area of internetworking and training services.

Since 1993, PT Innovation became responsible for the development and execution of Technology and Services training courses for Portugal Telecom. During 1996 we conducted 500 training actions for 5,000 employees.

Our urgent needs in developing and management training courses, led us to develop and implement an Intranet network, based on ISDN.

CET Training Department decided to invest on open distance professional learning, having included, in 1998, 10 different courses (multimedia CD-ROM format) on its annual training catalogue:

- LAN and WAN
- Multimedia
- ISDN
- SDH
- High Speed Networks
- Data Communication
- Switching Technology
- TMN
- PABX for users
- PABX for companies

Students can use new technological services, in order to contact remote tutor or another student, like Email, Desktop Conferencing, CMC, Netmeeting, Intranet Access, White Board and Chat, Applications and Files Sharing.

This paper aims to explain the methodology used, to describe the technological requirement systems and to present main results of the open and distance learning activity inside Portugal Telecom.

Simulation of a GSM 900/1800 Mobile Communication System

Telmo Azevedo, Nuno Cota

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Departamento de Engenharia Electrónica e Comunicações

Rua Conselheiro Emídio Navarro, N°1
Tel: +351 1 8317180; Fax: +351 1 8317114
Email: ncota@isel.pt, tazevedo@isel.pt

Abstract

The focus of this paper lies on the presentation of a software tool developed by the authors, which simulates a mobile communication system with the GSM 900/1800 technology. This tool follows the GSM standard for the radio interface as well as for access algorithms and the traffic channel allocation. It simulates, in a statistic way, the use of system resources, providing the extraction of values of traffic levels and GoS.

The application is used in education as an excellent auxiliary software tool in the study of personal mobile communication systems with GSM technology.

ON-LINE EDUCATIONAL HELPDESK

Paulo J. R. Ferreira [1], Arnaldo M. P. Santos [2]
[1] Portugal Telecom paulo-j-rolo@telecom.pt
[2] PT Inovação arnaldo@cet.pt

Keywords: Distance Training, Training Management, Tele-learning, Web, Database, Intranet, Internet, Information Systems, Internet Information Server, Structured Query Language

ABSTRACT

During a class of Business Solutions, Services and Networks, in CET - Aveiro, a student presented to the teacher the following challenge:

"... one of the major difficulties I frequently have is when I'm dealing with a client on a more intricate technical issue, and I feel I don't have the right answer, neither the access to the information or people that can help me to understand better that question"

This need, in conjunction with the experience of CET's Technology Training Systems Department on Distance Training and Training Management, has been the key to the born of a Online Educational Helpdesk. It was developed to work on Intranet environment, supported on web/database interaction.

In order to assist Training Management an information system was developed earlier, relaying on a database that contains several features related to the classes. Helpdesk uses part of this information to give the desired answers.

The purpose was simple: make available a user-friendly tool (search like), that could give the answer, in a useful and efficient way, to several pedagogical questions. It should also return the meanings, bibliography, related classes, people and manuals about the desired subject identified from the search word.

After identifying the answers that Helpdesk should be able to give, the next step was deciding what implementation tools to use, taking in account the database structure and the way to access this service.

There were no major modifications on the main objectives defined during the initial phase, although the graphical interface and security issues were revised, and added the capacity to support download of manuals. For best performance it is also necessary to automate the loading and actualisation of the information in the database, in order to keep the answers trustable and updated.

This work intends to present a global insight of Helpdesk, briefly describing the initial need, options taken on implementation, development, configuration settings and results obtained.

Arquitecture for a service of selective dissemination of information

João Carlos Amaro Ferreira

jferreir@hotmail.com
Departamento de Matemática
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Abstract

The Internet opens an easy way of publishing and accessing information. That means nowadays people are affected with information overload. This research project wills ameliorate this problem by finding a way of distributing the right information to the right people in a heterogeneous environment, know as Information Retrieval (IR) selective dissemination of information (SDI). The problem of giving the right information that covers a user need could have two faces: one by using is stable preferences and take that needs in an incoming flux of information (SDI) or as result of a momentaneous of database search, information retrieval. This problem started being study during the eighties, trying to solve the problem of finding the correct information in a big database of information not structured (text databases).
This was a complex problem only partially solved due to human subjectivity and complexity language, a hard task to give to a computer. Several approaches have then been applied without a complete success either.
The problem of this service has been explored ever since and several systems have been built based on common retrieval techniques. In this project, we will also establish a common framework for "generic information brokers" to avoid the construction of new systems. This system will provide two levels of services through a classified space, one automatic and other using a human authority. We can establish communities of interests based on profile similarities and provide (in an anonymous basis) useful feedback to publishers and librarians. The system will also provide semi-automatic methods to help librarian classification. SDI will generate collaboration of users interested in specific topics and their input will be considered for classification. As a standard framework we made apply this system to other environments: Personalised newspaper, helping on decide which documents to store based on certain criteria and several specific areas.
Basic contributions of this work are:

- Normalisation of information through classified systems and their integration on this system.
- Defining and maintain user profiles.
- Define and establish communities.
- Automatic classification of documents.
- Cross-language search.

MINIMISING A NON-CONVEX PRODUCTION COST

R. N. Pestana
REN-Rede Electrica Nacional
Lisbon, Portugal
rpestana@edinfor.pt

V. M. F. Mendes
Instituto Superior Engenharia
Lisbon, Portugal
vfmendes@isel.pt

SUMMARY

KEYWORDS Long and short term operation, non-convexity optimization, local/global optimum.

In 1991 EDP-Electricidade de Portugal was transformed from a vertical company into a joint stock company, leading to the creation of the entrepreneurial EDP group in 1994. The core mission of earlier EDP is now carried out by CPPE-Companhia Portuguesa de Produção de Energia, REN-Rede Electrica Nacional and by four regional distribution companies. EDP is now the holding responsible for the strategic management of the group. CPPE is responsible for generation. REN is responsible for operation of the transmission and interconnection system. In order to accomplish its mission, REN made Power Purchase Agreements (PPAs) with CPPE and with an independent power producer Tejo Energia. REN aims at making the most effective management with the operation of PPAs.

Convex programming and high-speed computers have made possible an important tool for proper load balancing in day-to-day operations of power systems. However, there are realistic load balancing problems that cannot be adequately simulated as a convex mathematical programming problem, owing to the non-convexity of the objective function and/or the non-convexity of the feasible set.

Early applications of economic dispatch in the industrial context of EDP were in the area of convex optimization. By that time, an efficient computer code was available to handle that convex economic dispatch problem. In nowadays the economic dispatch problem faced by REN is a non-convex problem owing to PPAs contracts having non-convex cost functions. Hence, in nowadays REN needs a computer code for minimizing a non-convex cost to accomplish its mission.

Efforts to solve the non-convex economic dispatch problem have made some progress during the past decades. In the non-convex case, the paradigm of nice convex economic dispatch is no longer observed. That is to say, it is no longer observed that if the load is increased (decreased) to a feasible value, then the electric power generation of each unit and the marginal cost are never decreased (increased). It is possible to observe units jumping at minimum generation limit while some units with lower incremental cost at maximum generation limit jump at this maximum while the marginal cost decreases.

Another aspect concerning the non-convex economic dispatch is that it is also possible to observe optimum solutions with the same total cost and with considerable difference in the electric power generation of each unit. If the units belong to the same company the gain stays in the company. If they belong to different companies those companies must split the gains at minimal total cost. Hence, in the non-convex economic dispatch it is possible that a new question will remain unanswered. If so it should be answered by policy-makers.

In non-convex optimization it is possible to have local optimum points. The global optimum is the best of all local optimums. In our purpose we consider a cubic objective function, taking advantage of the following fact. A cubic function with a point of inflexion admits decomposition into a concave segment function and a convex segment function. As we will show this decomposition is suitable for developing an efficient computational scheme. Our algorithm identifies the global optimum point by decomposing the problem into a small number of subproblems such that each subproblem is either infeasible or one with only one optimum. Finally, it chooses the least cost subproblem solution among all feasible ones, identifying the global optimum point.

This paper describes a strategic planning application for an information system which decomposes the non-convex economic dispatch problem considering cubic cost functions. For a unit with a cubic cost function it is possible to identify two-segment function, one is a convex function and the other is non-convex function. As a result for each unit with a non-convex cost function the disjoint segment function form a partition of the decision space, creating two subproblems. The proposed method systematically decomposes the non-convex decision space into a set of subproblems. The global optimum point is the least cost solution among all feasible subproblems. We conclude the following paradigms: the marginal cost is not necessarily an increasing function with the value of the load; it is possible that one unit monopolizes the generation over the others; it is possible that the generation of some units decreases, jumping discontinuously with an increasing load.

Isolated Helical Antenna and a Four Element Array

Nuno Garcia[1], Sérgio Abreu[1], Alexandre Silva[1]
Henrique Silva[2], Carlos Correia[2]

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Rua Conselheiro Emídio Navarro,
1949-014, Lisboa, Portugal
Tel: +351.1.8317208; Fax: +351.1.8317114
anms@bigfoot.com

Substract

This paper presents the theoretical study of the helical antenna, and the equations and parameters for its operation in the axial mode. Aiming the simulation of this kind of antennas, software are developed and an helical antenna to work at 11 GHz are projected. The simulated and measured results are compared.

An array of 4 helical antennas are also projected and its advantages and disadvantages discuss.

Simulation and Estimation of Radio Cover and Interference in Urban Environments

Telmo Azevedo, Nuno Cota

Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Departamento de Engenharia Electrónica e Comunicações

Rua Conselheiro Emídio Navarro, Nº1
Tel: +351 1 8317180; Fax: +351 1 8317114
Email: ncota@isel.pt, tazevedo@isel.pt

Abstract

In this paper is presented a software tool that allow to evaluate the radio cover on urban environment in mobile communications systems for the 900 and 1800 MHz band. It also permit to locate possible co-channel interference points normally resulted from frequency reuse.

The tool developed is based on signal estimation model for microcell urban environments.

Índice de Autores

Author Index

Abrantes, Arnaldo VI-15
Abreu, Sérgio XII-37
Aguiar, Rui IX-9
Almeida, Vítor X-21
Alves, Artur VI-3
Alves, Luis IX-9
Amaral, A. XI-27
Anastácio, P. X-45
Antunes, Luís XII-33
Araújo, M. XI-23
Azevedo, Fernando VIII-7, XI-33
Azevedo, Telmo XII-7, XII-43
Barata, Manuel I-9
Belo, Orlando V-15
Brogueira, P. XI-27
Camarinha-Matos, L. V-3
Carrapatoso, E. IV-3
Carvalho, C. XI-27
Carvalho, José III-9
Cercas, Francisco XI-43
Cerqueira, M. XI-7
Coito, Fernando V-9
Collares-Pereira, M. III-25
Colombini, Angelo IX-31
Colombo, Walter I-5, X-3, X-9
Compadrinho, Paulo X-9
Correia, Carlos IX-3
Correia, Pedro IX-15
Costa, Amioto IX-25
Costa, Vitor VI-21, X-51
Cota, Nuno IX-3, XII-7, XII-43
Coutinho, David X-57, X-63
Cunha, Alcino V-15
Cunha, M. XI-7
Dias, I. XI-23
Dias, José Bioucas I-3, II-9
Fantoni, Alessandro III-13, III-19
Félix, Pedro X-33
Fernandes, José XII-47
Fernandes, Miguel III-3, III-13, III-25, VIII-11
Ferreira, Artur X-63
Ferreira, João XII-21
Ferreira, L. IV-17
Ferreira, L. XI-23
Ferreira, Paulo XII-15
Ferreira, Rui XII-33
Filipe, Porfírio IV-23
Fortes, Fernando VIII-7, IX-15, XI-39
Frazão, João XI-7
Frazão, Orlando XI-23
Gameiro, Atílio III-9
Garcia, Nuno XII-37
Gaspar, Graça V-33
Gomes, Luis VII-13
Gomes, Miguel X-27
Gonçalves, Luís IX-15
Gonçalves, Rui V-9, X-9
Grácio, Marco X-21
Guerreiro, Nuno X-21
Joyce, A. III-25
Koynov, S. III-25
Loureiro, Carlos XII-11
Louro, Paula III-3
Maçarico, António III-3, III-13
Mamede, Nuno IV-23
Manso, R III-25
Marques, Gonçalo II-15
Marques, Jorge II-21, VI-9, VI-15, X-39
Marques, Paulo C. II-9
Marques, Paulo J. XII-47
Martins, João III-3, III-13, VIII-11
Martins, Pascoal X-21, X-57
Martins, Rodrigo III-19
Mendes, E. IV-3
Mendes, Jorge IV-9
Mendes, V. IV-17, X-45, XII-27
Mendes-Jorge, Pedro VI-9
Mergulhão, Hernâni VII-19
Monteiro, Francisco XI-43
Moreira, Rui IV-3
Morgado, Luis V-33
Nascimento, José II-21
Neto, Nuno XII-11
Oliveira, José IV-3
Pacheco, Osvaldo XII-11, XII-33
Pais, Jorge V-21
Palma, L. V-9
Peixeiro, Custódio IX-15, IX-21, XI-39
Pereira, Fernando I-7
Pereira, Nuno X-21, X-63
Pereira, Paulo X-63
Pereira, Pedro VII-3
Pereira, Ricardo X-21, X-57
Pestana, R. IV-17, XII-27
Pinheiro-Pita, Hélder V-9
Pinto-Ferreira, Carlos V-21
Puga, André VI-3
Quadrado, José V-27
Rego, A. XI-27
Reis, Ana XI-39
Reis, António III-9
Ribeiro, Carlos II-3
Rocha, José R. III-9
Rocha, José F. VIII-11
Roldão, P. IV-17
Rosário, Maria VIII-7, IX-15, XI-33, XI-39
Ruggiero, Carlos IX-31
Salvatori, Giulio IX-21
Sanguino, Pedro III-25
Santos, Arnaldo P. XII-3, XII-15
Santos, Dinis IX-9
Santos, L. XI-23
Santos, Nuno X-3
Santos, Rolão XI-13, XI-17
Santos-Victor, José VI-21, X-51
Schwarz, Reinhard III-13, XI-3
Sebastião, Carlos X-21
Silva, Alexandre XII-37
Silva, Henrique IX-15, XI-39, XII-37
Silva, Jorge X-39
Soares, Carlos VII-13
Soares, Marco X-21, X-57
Sousa, Fernando I-9, III-3, VII-9
Steiger-Garção, A. V-9
Teixeira, Fernando VIII-17
Teófilo, António X-15
Trancoso, Isabel II-3
Vieira, Manuel VIII-3
Vieira, Manuela I-9, III-3, III-13, III-19, III-25
Vieira, Walter V-3

Patrocínios

SIEMENS

NOVONDEX

PT Portugal Telecom

ALCATEL

Apoios

ORDEM DOS ENGENHEIROS

FCT
Fundação para a Ciência e Tecnologia

CENTRO DE CÁLCULO

ISEL CEDET
Centro de Estudos e Desenvolvimento

Organiz

IS
DE