



Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Área Departamental de Engenharia Electrónica e Telecomunicações e de
Computadores

Comunicações digitais através de ultra-sons em ambientes subaquáticos

Dissertação para obtenção de grau de Mestre em Engenharia Electrónica e
Telecomunicações – Área de Telecomunicações

Orientadores:

Doutor Paulo Marques
Engenheiro Renato Costa

Júri:

Presidente e Vogal: Doutor Mário Véstias
Vogal: Engenheiro Artur Ferreira

Candidato:

Mário José Vitória Lopes
N.º 31432
Licenciado em Engenharia Electrónica, Telecomunicações e Computadores

Orientação

Prof. Doutor Paulo Alexandre Carapinha Marques

Área Departamental de Engenharia Electrónica, Telecomunicações e Computadores
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Instituto Politécnico de Lisboa

Engenheiro Renato Manuel Pereira Costa

Área Departamental de Engenharia Electrónica, Telecomunicações e Computadores
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Instituto Politécnico de Lisboa

Júri da Prova

Coordenador de Mestrado e Vogal

Prof. Doutor Mário Pereira Véstias

Área Departamental de Engenharia Electrónica, Telecomunicações e Computadores
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Instituto Politécnico de Lisboa

Vogal

Engenheiro Artur Jorge Ferreira

Área Departamental de Engenharia Electrónica, Telecomunicações e Computadores
Instituto Superior de Engenharia de Lisboa
Instituto Politécnico de Lisboa



Agradecimentos

Dedico estas breves linhas às pessoas e às entidades que possibilitaram o progresso desta dissertação.

Ao professor Paulo Marques e ao engenheiro Renato Costa, serão sempre poucas as palavras de agradecimento por todo o empenho, motivação e apoio científico fornecido, tão importante nos momentos mais retorcidos deste projecto.

Ao amigo Valter Venâncio e à sua família, a minha eterna gratidão pelo apoio nas frequentes sessões experimentais desta dissertação, durante as quais sempre me forneceram todas as condições humanas e materiais aos seus alcances.

Aos amigos Nuno Sousa, Adelaide Teixeira, Vítor Gurjão, Ricardo Leitão, Débora Oliveira, Bruno Barbosa e Nuno Verdasca deixo uma especial palavra de apreço, pelo convívio e apoio durante esta dissertação, desejando-lhes todo o sucesso nos seus percursos pessoais e profissionais.

Ao Instituto Superior Engenharia de Lisboa, ao Instituto de Telecomunicações – Pólo de Lisboa e ao Centro de Estudos e Desenvolvimento de Electrónica e Telecomunicações, os meus agradecimentos, por possibilitarem as condições materiais para a realização desta dissertação.

Por último, mas não menos importante, à minha família, por serem aquela pedra basilar de apoio incondicional durante toda a minha formação académica.



Resumo

Actualmente, as comunicações digitais em ambientes subaquáticos representam uma necessidade humana e um desafio à engenharia de sistemas.

A maioria das aplicações dirigidas a meios subaquáticos recorre a sinais acústicos, já que relativamente a sinais de natureza electromagnética ou óptica, os sinais acústicos desfrutam de uma atenuação reduzida. Contudo, os meios subaquáticos possuem um comportamento complexo relativamente à propagação de sinais acústico, sendo caracterizados como canais dispersivos, no domínio do tempo e no domínio da frequência.

Como os sistemas acústicos possuem uma largura de banda limitada, requer-se que um sistema de comunicação acústico subaquático seja, simultaneamente, eficiente na gestão dos recursos que possui e eficaz nos mecanismos que implementa para ultrapassar as limitações providenciadas pelo meio.

Enquadrada neste âmbito, a presente dissertação propõe uma solução completa de um sistema de comunicação digital. Apresenta-se o dimensionamento de uma plataforma genérica, de baixo custo, que suporta a transmissão e recepção de sinais acústicos num ambiente subaquático. Através desta, verifica-se num meio subaquático real se as características deste ambiente coincidem com a informação presente na respectiva literatura científica. Adicionalmente, são analisadas quais as técnicas de processamento de sinal mais adequadas às comunicações digitais neste meio.

Converge-se para uma solução baseada na modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que alcança uma eficiência espectral de 2,95 bit/s/Hz, a um ritmo binário máximo de 103,288 kbit/s, numa largura de banda de 35 kHz. Através desta técnica, obtém-se elevada robustez aos efeitos de dispersão temporal do canal de comunicação, minimizando de forma eficaz a distorção de sinal devido à interferência inter-simbólica.

Esta modulação multi-portadora recorre a sub-portadoras ortogonais, maximizando desta forma a eficiência espectral do sistema. Contudo, a ortogonalidade destas componentes pode ser comprometida pelo espalhamento de Doppler introduzido pelo canal subaquático. Para minimizar este efeito, é implementado um algoritmo adaptativo baseado na técnica LMS (*Least Mean Squares*).

Palavras-chave: comunicações digitais; ambientes subaquáticos; canal acústico subaquático; plataforma genérica; modulação OFDM;



Abstract

To the present days, digital underwater communications are both a human necessity and a challenge to the system engineering area.

Most applications directed to underwater environments resort to acoustic signals, given their low attenuation in comparison with electromagnetic or optical signals. These mediums however have a high complexity response, given the time and frequency dispersive nature of the underwater acoustic channels.

Additionally, acoustic systems are bandwidth limited. Therefore, an underwater acoustic communication system must be efficient with the available resources and effective to overcome the performance limitations induced by the channel.

The present thesis presents a complete solution for an underwater digital communication system. A low cost generic platform is presented, supporting both transmission and reception of acoustic signals in an underwater environment. In a real underwater medium, channel models described in the scientific literature are validated. The most adequate signal processing techniques for a digital communication in this environment are also analyzed.

An OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) modulation based solution is presented, having a spectral efficiency of 2.95 bit/s/Hz, with a maximum data rate of 103.288 kbit/s in a 35 kHz bandwidth channel. Significant improvement to the time dispersion effects of the underwater channel are achieved through this technique, effectively mitigating the signal distortion caused by the inter-symbolic interference.

This multicarrier modulation uses orthogonal subcarriers, raising spectral efficiency. However, in the presence of Doppler spreading, the orthogonality of these components is compromised. A LMS (*Least Mean Squares*) based adaptive algorithm for the estimation and compensation of this effect is also considered.

Keywords: digital communications; underwater environments; underwater acoustic channels; generic platform; OFDM modulation;



Índice

Agradecimentos.....	V
Resumo.....	VII
Abstract	IX
Índice de figuras	XV
Índice de tabelas	XIX
Lista de acrónimos	XXI
Lista de símbolos.....	XXIII
1. Introdução	1
1.1 Enquadramento	1
1.2 Estado de arte	3
1.2.1 Primeiros sistemas de comunicação em meios subaquáticos	4
1.2.2 Sistemas baseados em modulações não-coerentes	4
1.2.3 Sistemas baseados em modulações coerentes	5
1.2.4 Sistemas baseados em modulações de espalhamento espectral	5
1.2.5 Sistemas baseados em modulações multi-portadora	6
1.2.6 Sistemas que recorrem a técnicas de diversidade espacial	7
1.3 Motivação.....	8
1.4 Organização do documento.....	9
2. Fundamentação teórica referente ao canal acústico subaquático	11
2.1 Introdução	11
2.2 Mecanismos de atenuação e caracterização do ruído acústico.....	12
2.3 Mecanismos de variabilidade da velocidade de propagação do sinal acústico	17
2.4 Mecanismos de variabilidade temporal do meio subaquático.....	21
3. Processamento de sinal.....	25
3.1 Introdução	25
3.2 Fundamentação teórica.....	25

3.2.1	Correlação	25
3.2.2	<i>Chirp</i> linear	26
3.2.3	Modulação OFDM	29
3.2.4	Algoritmo LMS estimador e compensador de CFO.....	36
4.	Desenvolvimento do protótipo	41
4.1	Introdução	41
4.2	Arquitetura geral do sistema.....	41
4.3	Considerações iniciais sobre o dimensionamento do protótipo	42
4.4	Módulo de alimentação	45
4.5	Módulo de aquisição e geração de sinal.....	47
4.5.1	Cadeia de reconstrução.....	48
4.5.2	Cadeia de digitalização.....	51
4.6	Módulo de acondicionamento	53
4.6.1	Circuito amplificador de potência	53
4.6.2	Circuito amplificador de baixo-ruído	57
4.7	<i>Hardware</i> configurável	59
4.7.1	Máquinas de estados do componente "TOP MODULE"	62
4.7.2	Comunicação FPGA-UART	65
4.7.3	Comunicação FPGA-DAC	68
4.7.4	Comunicação FPGA-ADC	70
4.7.5	Comunicação FPGA-DDR2	72
4.8	Considerações sobre o ambiente de desenvolvimento do processamento de sinal	74
5.	Resultados obtidos.....	77
5.1	Introdução	77
5.2	Configuração do cenário experimental.....	77
5.3	Caracterização do canal acústico subaquático.....	81
5.3.1	Sinal tonal.....	82
5.3.2	Sinal <i>chirp</i>	88
5.3.3	Sinal de silêncio	91

5.4 Desenvolvimento do sistema de comunicação digital.....	92
5.4.1 Escolha da técnica de modulação.....	93
5.4.2 Configuração da modulação por omissão	94
5.4.3 Testes de variabilidade dos parâmetros da modulação.....	99
5.4.4 Desempenho do algoritmo LMS estimador e compensador de CFO	107
5.4.5 Convergência de resultados.....	112
6. Conclusões	125
6.1 Conclusões do trabalho desenvolvido	125
6.2 Possíveis abordagens de trabalho futuro	127
7. Referências	131
8. Anexo 1 – Esquemáticos	137
9. Anexo 2 – Cálculo do alcance teórico do sistema desenvolvido.....	141
10. Anexo 3 – Resumo das principais especificações da plataforma	145
11. Anexo 4 – Resumo das principais especificações do sistema de comunicação	149
12. Anexo 5 – Estudo económico da plataforma desenvolvida.....	151
13. Anexo 6 – Manual de operação da plataforma.....	153



Índice de figuras

Figura 1 – Aplicações comuns dos sistemas acústicos subaquáticos.....	3
Figura 2 – Densidade espectral de potência acústica do ruído ambiente em um canal acústico subaquático em função da frequência	13
Figura 3 – Absorção da onda acústica em água salgada em função da frequência	15
Figura 4 – Dispersão geométrica cilíndrica da onda acústica no meio subaquático	16
Figura 5 – Propagação multi-percurso do sinal acústico em água rasa.....	19
Figura 6 – Ilustração das diferentes camadas oceânicas	19
Figura 7 – A velocidade de propagação do sinal acústico em função da profundidade de submersão.....	20
Figura 8 – Ilustração da propagação de múltiplas ondas sonoras em torno da região de fronteira entre as camadas termoclina e isotérmica	20
Figura 9 – Espectro de amplitude de um sinal <i>chirp</i>	27
Figura 10 – Autocorrelação do sinal <i>chirp</i>	28
Figura 11 – Autocorrelação do sinal tonal	28
Figura 12 – Espectro FDM e Espectro OFDM.....	29
Figura 13 – Exemplo de quatro sub-portadoras ortogonais	30
Figura 14 – Correlação por extensão cíclica	34
Figura 15 – Espectro de amplitude unilateral do sinal de referência <i>dk</i>	39
Figura 16 – Espectro de amplitude unilateral do sinal recebido <i>xk</i>	40
Figura 17 – Curva de "aprendizagem" do algoritmo estimador e compensador de CFO.....	40
Figura 18 – Diagrama de blocos da arquitectura do sistema.....	42
Figura 19 – Imagem do transdutor 200LM450	43
Figura 20 – Diagrama de blocos das principais interfaces do sistema	44
Figura 21 – Módulo de alimentação desenvolvido	46
Figura 22 – Módulo de aquisição e geração de sinal desenvolvido	48
Figura 23 – Circuito de conversão digital-analógica.....	49
Figura 24 – Circuito de conversão analógica-digital.....	51
Figura 25 – Módulo de acondicionamento desenvolvido	53
Figura 26 – Circuito Amplificador de Potência.	55
Figura 27 – Circuito Amplificador de Baixo-Ruído.	57
Figura 28 – Diagrama de Bode do circuito Amplificador de Baixo-Ruído	59
Figura 30 – Diagrama de blocos das principais interfaces e componentes VHDL	60
Figura 31 – Fluxograma da FSM 1	62

Figura 32 – Fluxograma da FSM 2	64
Figura 33 – Formato de uma trama UART	65
Figura 34 – Diagrama temporal da interface de comunicação com o dispositivo DAC8830	68
Figura 35 – Fluxograma da máquina de estados do componente "DAC SPI"	69
Figura 36 – Diagrama temporal da interface de comunicação com o dispositivo AD7980	70
Figura 37 – Fluxograma da máquina de estados do componente "ADC SPI"	71
Figura 38 – Fluxograma da máquina de estados do componente "DDR2 CONTROL RAM"	73
Figura 39 – Exemplo de um <i>script</i> MATLAB para comunicação com a plataforma	75
Figura 40 – Exemplo de comunicação subaquática com uma embarcação à superfície	78
Figura 41 – Imagem do meio subaquático utilizado para os testes de campo	79
Figura 42 – Configuração do cenário de teste utilizado em piscina	80
Figura 43 – Suporte em acrílico do protótipo desenvolvido	81
Figura 44 – Encapsulamento do protótipo desenvolvido	81
Figura 45 – Espectro de amplitude do sinal tonal transmitido	83
Figura 46 – Espectro de amplitude do sinal tonal recebido. Configuração com os transdutores directamente alinhados	84
Figura 47 – Espectro de amplitude do sinal tonal recebido. Configuração com os transdutores directamente alinhados	84
Figura 48 – Espectrograma do sinal tonal recebido. Configuração com os transdutores directamente alinhados	85
Figura 49 – Envolvente da correlação cruzada entre o sinal tonal recebido com filtragem e o sinal tonal transmitido. Configuração com os transdutores directamente alinhados	85
Figura 50 – Envolvente da correlação cruzada entre o sinal tonal recebido com filtragem e o sinal tonal transmitido. Configuração com os transdutores desalinhados	86
Figura 51 – Função densidade de probabilidade em dependência da amplitude da envolvente do sinal tonal recebido. Configuração com os transdutores directamente alinhados	87
Figura 52 – Função densidade de probabilidade em dependência da amplitude da envolvente do sinal tonal recebido. Configuração com os transdutores desalinhados	88
Figura 53 – Espectro de amplitude do sinal <i>chirp</i> transmitido	89
Figura 54 – Espectro de amplitude do sinal <i>chirp</i> recebido no reservatório de laboratório	90
Figura 55 – Espectro de amplitude do sinal <i>chirp</i> recebido no meio subaquático em estudo	90
Figura 56 – <i>Power Delay Profile</i> do canal subaquático	91
Figura 57 – Espectro de amplitude do sinal recebido, com a transmissão de um período de silêncio	92
Figura 58 – Símbolo OFDM transmitido no domínio do tempo, com extensão cíclica (configuração por omissão - 1ª versão)	96

Figura 59 – Resposta de amplitude do canal de comunicação (configuração por omissão - 1ª versão).....	97
Figura 60 – Constelação do símbolo recebido (configuração por omissão - 1ª versão).....	97
Figura 61 – Símbolo OFDM transmitido no domínio do tempo, com extensão cíclica (configuração por omissão - 3ª versão)	98
Figura 62 – Módulo da correlação da extensão cíclica (teste nº 2.e).....	102
Figura 63 – Módulo da correlação da extensão cíclica (teste nº 2.f).....	102
Figura 64 – Constelação do símbolo recebido no teste nº 4.a (OOK).....	105
Figura 65 – Constelação do símbolo recebido no teste nº 4.b (QPSK).....	105
Figura 66 – Constelação do símbolo recebido no teste nº 4.c (16QAM).....	105
Figura 67 – Espectro unilateral de amplitude do símbolo de referência dk (teste nº 4.b)	108
Figura 68 – Espectro unilateral de amplitude do símbolo recebido xk (teste nº 4.b).....	108
Figura 69 – Curva de "aprendizagem" do algoritmo estimador e compensador de CFO (teste nº 4.b).....	109
Figura 70 – Espectro unilateral de amplitude do símbolo resultante, após compensação do efeito de CFO (teste nº 4.b).....	110
Figura 71 – Constelação do símbolo recebido no teste nº 4.b, após o sincronismo	111
Figura 72 – Constelação do símbolo recebido no teste nº 4.b, após o algoritmo de CFO.....	111
Figura 73 – Constelação do símbolo recebido na optimização nº 1.a (QPSK).....	115
Figura 74 – Constelação do símbolo recebido na optimização nº 1.b (16QAM).....	116
Figura 75 – Constelação do símbolo recebido na optimização nº 1.c (64QAM).....	116
Figura 76 – Resposta de amplitude do canal de comunicação (optimização nº 1.c).....	117



Índice de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros da configuração OFDM por omissão, na sua 1ª versão	95
Tabela 2 – Parâmetros da configuração OFDM por omissão, na sua 3ª versão	99
Tabela 3 – Configurações utilizadas no Teste nº 1	100
Tabela 4 – Taxa de erros binários para as configurações do Teste nº 1	100
Tabela 5 – Configurações utilizadas no Teste nº 2	101
Tabela 6 – Taxa de erros binários para as configurações do Teste nº 2	103
Tabela 7 – Configurações utilizadas no Teste nº 3	103
Tabela 8 – Taxa de erros binários para as configurações do Teste nº 3	104
Tabela 9 – Configurações utilizadas no Teste nº 4	104
Tabela 10 – Taxa de erros binários para as configurações do Teste nº 4	106
Tabela 11 – Taxa de erros binários com e sem o algoritmo de estimação do efeito da CFO....	112
Tabela 12 – Parâmetros da configuração inicial OFDM	114
Tabela 13 – Configurações utilizadas na Optimização nº 1	115
Tabela 14 – Desempenho do sistema de comunicação para a Optimização nº 1	119
Tabela 15 – Configurações utilizadas na Optimização nº 2	119
Tabela 16 – Desempenho do sistema de comunicação para a Optimização nº 2	120
Tabela 17 – Configurações utilizadas na Optimização nº 3	121
Tabela 18 – Desempenho do sistema de comunicação para a Optimização nº 3	121
Tabela 19 – Configurações utilizadas na Optimização nº 4	122
Tabela 20 – Desempenho do sistema de comunicação para a Optimização nº 4	123



Lista de acrónimos

AC/DC - *Alternating Current/Direct Current*
ADC - *Analog to Digital Converter*
AWGN - *Additive White Gaussian Noise*
BJT - *Bipolar Junction Transistor*
BPSK - *Binary Phase-Shift Keying*
CFO - *Carrier Frequency Offset*
CNV - *CoNVert*
COM - *Component Object Mode*
CS - *Chip-Select*
DAC - *Digital to Analog Converter*
DCM - *Digital Clock Manager*
DDR - *Double Data Rate*
DFE - *Decision-Feedback Equalizer*
DFT - *Discrete Fourier Transform*
DSSS - *Direct Sequence Spread Spectrum*
ELF - *Extremely Low Frequency*
FDM - *Frequency Division Multiplexing*
FFT - *Fast Fourier Transform*
FIFO - *First In First Out*
FIR - *Finite Impulse Response*
FSK - *Frequency Shift Keying*
FSM - *Finite-State Machine*
FPGA - *Field-Programmable Gate Array*
FTDI - *Future Technology Devices International*
ICI - *Inter-Carrier Interference*
IDFT - *Inverse Discrete Fourier Transform*
IFFT - *Inverse Fast Fourier Transform*
INL - *Integral NonLinearity*
IP - *Intellectual Property*
ISI - *Inter-Symbol Interference*
I2C - *Inter-Integrated Circuit*
LASER - *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*
LMS - *Least Mean Squares*

LSb - *Least Significant Bits*
MIMO - *Multiple-Input Multiple-Output*
MMSE - *Minimum Mean Square Error*
MSb - *Most Significant Bits*
OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
OOK - *On-Off Keying*
PAPR - *Peak to Average Power Ratio*
PC - *Personal Computer*
PDP - *Power Delay Profile*
PSK - *Phase Shift Keying*
QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*
QPSK - *Quadrature Phase-Shift Keying*
RLS - *Recursive Least Squares*
ROM - *Read Only Memory*
RXD - *Received eXchange Data*
SAR - *Successive Approximation Register*
SCLK - *Serial CLock*
SDI - *Serial Data In*
SDO - *Serial Data Out*
SDRAM - *Synchronous Dynamic Random Access Memory*
SINAD - *Signal-To-Noise And Distortion Ratio*
SONAR - *SOund Navigation And Ranging*
SPI - *Serial Peripheral Interface*
SPL - *Sound Pressure Level*
SSB - *Single Side Band*
TTL - *Transistor-Transistor Logic*
TXD - *Transmitted eXchange Data*
UART - *Universal Asynchronous Receiver Transmitter*
USB - *Universal Serial Bus*
UWB - *Ultra-WideBand*
VHDL - *VHSIC Hardware Description Language*
VHSIC - *Very High-Speed Integrated Circuit*
VLSI - *Very Large-Scale Integration*
ZP - *Zero-Padding*

Lista de símbolos

- a_1 - Constante do modelo de Mackenzie = 1448,96 [-]
- a_2 - Constante do modelo de Mackenzie = 4,591 [-]
- a_3 - Constante do modelo de Mackenzie = $-5,304 \times 10^{-2}$ [-]
- a_4 - Constante do modelo de Mackenzie = $2,374 \times 10^{-4}$ [-]
- a_5 - Constante do modelo de Mackenzie = 1,340 [-]
- a_6 - Constante do modelo de Mackenzie = $1,630 \times 10^{-2}$ [-]
- a_7 - Constante do modelo de Mackenzie = $1,675 \times 10^{-7}$ [-]
- a_8 - Constante do modelo de Mackenzie = $-1,025 \times 10^{-2}$ [-]
- a_9 - Constante do modelo de Mackenzie = $-7,139 \times 10^{-13}$ [-]
- A - Amplitude do sinal [V]
- A_i - Constante do termo 'i' da pressão atmosférica do modelo de Ainslie e McColm [s/m]
- Ac - Acidez do meio submerso [pH]
- A_{pilot} - Amplitude das portadoras piloto [V]
- $B_{Rate-FPGA}$ - *Baud rate* definido nos componentes da FPGA [baud/s] ou [bit/s]
- $B_{Rate-PC}$ - *Baud rate* definido no conversor de FDTI [baud/s] ou [bit/s]
- c - Velocidade de propagação do sinal acústico no meio submerso [m/s]
- C - Capacidade do canal de comunicação [bit/s]
- C_f - Capacidade do filtro reconstrutor ou do filtro de *anti-aliasing* [F]
- d - Valor de divisão inteiro do *baud rate* [-]
- d' - Valor de divisão decimal do *baud rate* [-]
- d_k - Símbolo OFDM transmitido no domínio temporal [V]
- D - Distância entre o transdutor emissor e transdutor receptor [km]
- D_{ep} - Profundidade do meio submerso [m]
- D_{REF} - Distância de referência do transdutor [km]
- e_k - Sinal de erro [V]
- $env[n]$ - Envolvente do sinal analítico discreto [V]
- f - Frequência [Hz]
- f_a - Frequência de alias [Hz]
- f_c - Frequência de corte [Hz]
- f_{clk} - Frequência do relógio digital [Hz]
- f_d - Frequência de Doppler [Hz]
- f_i - Frequência instantânea [Hz]

f_{inf} - Frequência inferior do sinal OFDM [Hz]
 f_{max} - Frequência máxima [Hz]
 f_0 - Frequência inicial de varrimento [Hz]
 f'_0 - Frequência final de varrimento [Hz]
 f_s - Frequência de amostragem [Hz]
 f_{sup} - Frequência superior do sinal OFDM [Hz]
 f_1 - Frequência de relaxação do ácido bórico [Hz]
 f_2 - Frequência de relaxação da molécula de sulfato de magnésio [Hz]
 F - Factor de ruído [-]
 $f[n]$ - Sinal complexo de exemplo [V]
 $g[n]$ - Sinal complexo de exemplo [V]
 I - Valor inteiro para determinação da frequência de *alias* [-]
 I_o - Corrente de saída [A]
 I_p - Corrente de pico [A]
 k - Índice do espectro discreto [-]
 k_b - Constante de Boltzmann = $1,3806488 \times 10^{-23}$ [J/K]
 k_c - Passo de crescimento do *chirp* [-]
 L_f - Dimensão do sinal $f[n]$ [amostras]
 L_g - Dimensão do sinal $g[n]$ [amostras]
 m - Número da amostra [-]
 M - Ordem da modulação [-]
 M' - Número Mach [-]
 n - Número da amostra [-]
 N - Dimensão do sinal discreto [amostras]
 N_{AV} - Intensidade da actividade naval [-]
 N_{guard} - Dimensão do período de guarda [amostras]
 N_s - Número de portadoras de sistema [-]
 p - Pressão [atm]
 p_{REF} - Pressão de referência do transdutor [Pa] ou [μ bar]
 $PAPR$ - Rácio entre potência máxima e potência esperada [-]
 P_D - Potência dissipada [W]
 P_i - Dependência do termo 'i' da pressão atmosférica do modelo de Ainslie e McColm [-]
 P_{RMS} - Potência eléctrica eficaz [W]
 PSD_N - Densidade espectral da potência acústica do ruído [dB]
 r_g - Rácio do tempo de guarda/tempo de símbolo [-]

r_p - Rácio do número de portadoras piloto/número de sub-portadoras [-]
 R - Resolução do conversor [bit/amostra]
 R_b - Débito binário [bit/s]
 R_{EQ} - Resistência equivalente [Ω]
 R_f - Resistência do filtro reconstrutor ou do filtro de *anti-aliasing* [Ω]
 R_{MIN} - Impedância mínima do transdutor [Ω]
 s_n - Valor complexo de codificação das sub-portadoras OFDM [V]
 S - Sensibilidade acústica do transdutor [dB] ou [mV/Pa] ou [mV/ μ bar]
 S_{AL} - Salinidade do meio submerso [ppt]
 SNR - Relação sinal-ruído [dB]
 SNR_Q - Relação sinal-ruído de quantificação [dB]
 SPL_{Noise} - Nível de pressão sonora recebida do ruído acústico [dB]
 SPL_r - Nível de pressão sonora recebida [dB] ou [Pa] ou [μ bar]
 SPL_t - Nível de pressão sonora transmitida [dB]
 t - Tempo [s]
 t_1 - Duração do sinal *chirp* [s]
 T_A - Temperatura ambiente [$^{\circ}$ C] ou [K]
 T_C - Tempo de coerência [s]
 T_g - Tempo de guarda [s]
 T_J - Temperatura da junção [$^{\circ}$ C]
 T_s - Tempo de símbolo [s]
 T_u - Tempo útil [s]
 v - Factor normalizado de CFO [-]
 v_d - Velocidade de deslocamento [m/s]
 V_{ANoise} - Nível de ruído eléctrico proveniente de meios acústicos [V]
 V_{CC} - Tensão de alimentação [V]
 V_{DC} - Tensão média [V]
 V_{ENoise} - Nível de ruído eléctrico proveniente de meios eléctricos [V]
 V_i - Tensão de entrada [V]
 V_{LNA} - Tensão de saída do circuito amplificador de baixo ruído [V]
 V_o - Tensão de saída [V]
 V_P - Tensão de pico [V]
 V_{PA} - Tensão de entrada no circuito amplificador de potência [V]
 V_R - Tensão recebida no transdutor receptor [V]
 V_{REF} - Tensão de referência do transdutor [V]
 V_{RMS} - Tensão eficaz [V]

$x[n]$ - Sinal discreto no domínio temporal [V]
 $\hat{x}[n]$ - Transformada de Hilbert do sinal $x[n]$ [V]
 x_k - Símbolo OFDM recebido no domínio temporal [V]
 $X[k]$ - Sinal discreto no domínio espectral [V]
 w_k - Valor estimado do factor normalizado CFO [-]
 W - Velocidade do vento [m/s]
 $y[n]$ - Sinal de saída no domínio discreto [V]
 $y(t)$ - Sinal de saída no domínio contínuo [V]
 Z_0 - Valor complexo genérico [-]
 Z_1 - Valor complexo genérico [-]
 Z_2 - Valor complexo genérico [-]
 α - Coeficiente de perdas por absorção [dB/km]
 β - Coeficiente de perdas por espalhamento [-]
 γ - Coeficiente de perdas por dispersão [dB]
 Δf - Resolução de frequência [Hz]
 $\Delta f'$ - Largura de banda [Hz]
 ϵ_0 - Desvio de frequência normalizado devido a erro de fase [-]
 ϵ_D - Desvio de frequência normalizado devido a Doppler [-]
 η - Passo de adaptação [-]
 θ_{CS} - Resistência térmica entre encapsulamento-dissipador [°C/W]
 θ_{JA} - Resistência térmica entre junção-ambiente [°C/W]
 θ_{JC} - Resistência térmica entre junção-encapsulamento [°C/W]
 θ_{SA} - Resistência térmica entre dissipador-ambiente [°C/W]
 ξ_k - Erro quadrático médio [V]
 ρ - Eficiência espectral [bit/s/Hz]
 ϕ_0 - Condições iniciais de fase [rad]
 ϕ_{pilot} - Fase das portadoras piloto [rad]
 ∇_k - Gradiente da função de adaptação [-]

1

Introdução

1.1 Enquadramento

A existência de comunicações sem fios em ambientes submersos desde há muito que se revela uma necessidade e um desafio ao engenho humano. Ao contrário do desenvolvimento das comunicações em ambientes terrestres, as comunicações em meios submersos conheceram um progresso significativamente menor.

O comportamento complexo inerente a estes meios traduz, principalmente nos ambientes subaquáticos, um desafio na caracterização do meio e no desenvolvimento de sistemas de comunicação eficientes. Consequentemente, no contexto actual ainda são conduzidas discussões pela comunidade científica de qual o mecanismo mais adequado à comunicação. Os mecanismos mais promissores são, presentemente, as comunicações baseadas em sinais electromagnéticos, ópticos e sonoros [1].

Os sinais de natureza electromagnética apresentam uma reduzida aplicabilidade nos ambientes subaquáticos, existindo limitações significativas no alcance de comunicação destes sistemas. Entre outras considerações, tal deve-se à salinidade presente nestes meios, induzindo a este tipo de sinais perdas significativas por condutividade [1].

Procurando incrementar a distância de comunicação destes tipo de sistemas, na referência [2] é indicado o registo de uma das poucas aplicações que utilizou sinais electromagnéticos neste meio. Esta aplicação visava uma comunicação a longa distância com um veículo submergível, para a qual esta recorria a sinais rádio na gama das ELF (*Extremely Low Frequency*). Como as frequências de operação nesta faixa espectral se situam dos 30 Hz aos 300 Hz, obtém-se um débito binário reduzido. Adicionalmente, segundo a ordem de grandeza dos comprimentos de onda resultantes, obtêm-se antenas com dimensões muito consideráveis, atingindo extensões superiores a várias dezenas de quilómetros.

Apresentando menores limitações de atenuação pela propagação num ambiente subaquático, os sinais de natureza óptica são uma alternativa a considerar. Contudo, estes sistemas apresentam elevadas debilidades na sua aplicação, dependendo das condições do meio em parâmetros como a luminosidade existente, a presença de partículas suspensas que originam perdas por efeito de dispersão, entre outras características [1].

Note-se que a transmissão de sinais ópticos nestes meios utiliza frequentemente um *LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation)* de feixe estreito. Consequentemente, o alinhamento deste feixe com o sistema receptor torna-se assim um requisito essencial. Considerando o elevado grau de variabilidade tipicamente existente nos ambientes subaquáticos, a implementação de um sistema de alinhamento pode revelar-se complexa.

Estes sistemas de comunicação permitem a transmissão de débitos binários elevados a distâncias moderadas, estando documentados sistemas com alcances até 100 m [1]. Porém, encontram apenas aplicações em meios submersos cujas características sejam controláveis, sem um grau de variabilidade elevado. A título de exemplo, tal acontece no controlo de uma dada zona de um porto ou a realização de uma ligação à superfície subaquática de uma dada embarcação a um ponto fixo terrestre [1].

Neste contexto, as comunicações através de sinais sonoros apresentam frequentemente maior interesse. Nos meios subaquáticos, existindo uma reduzida atenuação na propagação dos sinais acústicos, permite-se atingir alcances de comunicação consideráveis, na ordem das dezenas de quilómetros [1]. Como curiosidade, esta mesma evidência encontra-se documentada desde a época renascentista através do próprio Leonardo Da Vinci, que sugere um mecanismo de detecção de navios longínquos através de sinais sonoros, recebidos num tubo submerso [2].

A evolução tecnológica das comunicações nestes sistemas conhece ainda na actualidade desafios consideráveis, derivados do comportamento complexo do meio. Como será fundamentado posteriormente no capítulo 2 deste documento, estes problemas ocorrem essencialmente devido à reduzida velocidade de propagação que os sinais acústicos possuem em meios líquidos. Por este facto, tipicamente os canais subaquáticos possuem, simultaneamente, uma elevada dispersão no domínio temporal e no domínio da frequência [3].

Nos meios submersos é privilegiada a propagação de sinais acústicos a baixa frequência, reduzindo consequentemente o débito binário oferecido por estes sistemas [1]. Devido à reduzida largura de banda disponível, torna-se imprescindível uma eficiente ocupação espectral. Estes sistemas exibem, tipicamente, um comportamento associado a sistemas de banda larga, na medida que a variação de amplitude na largura de banda utilizada possui uma reduzida correlação em relação à frequência central.

Adicionalmente, a presença de movimentação no meio, provocada pela cinética das massas de água ou pela própria mobilidade induzida nos transdutores, acrescenta efeitos de

dispersão e desvio de Doppler [3]. Nesta vertente, a caracterização estatística do comportamento destes canais encontra-se, actualmente, longe de obter um consenso científico, sendo um dos focos actuais de investigação.

Como ilustra a Figura 1, pode actualmente encontrar-se um vasto domínio de tecnologia desenvolvida para ambientes subaquáticos baseados na propagação de sinais acústicos. Referem-se nomeadamente os:

- Sistemas que baseiam o seu comportamento em técnicas de SONAR (*SOund Navigation And Ranging*) para monitorização oceanográfica [4], pesquisa de recursos geológicos [5] e equipamentos auxiliares às actividades piscatórias [6].

- Sistemas para controlo remoto de veículos submergíveis [7], comunicação de voz entre mergulhadores [8], transferência de informação entre sondas depositadas em profundidade na indústria extractora de petróleo e gás [9] ou para observações biológicas, sistemas de localização geográfica em meios submersos [10], e aplicações de cariz militar [11].

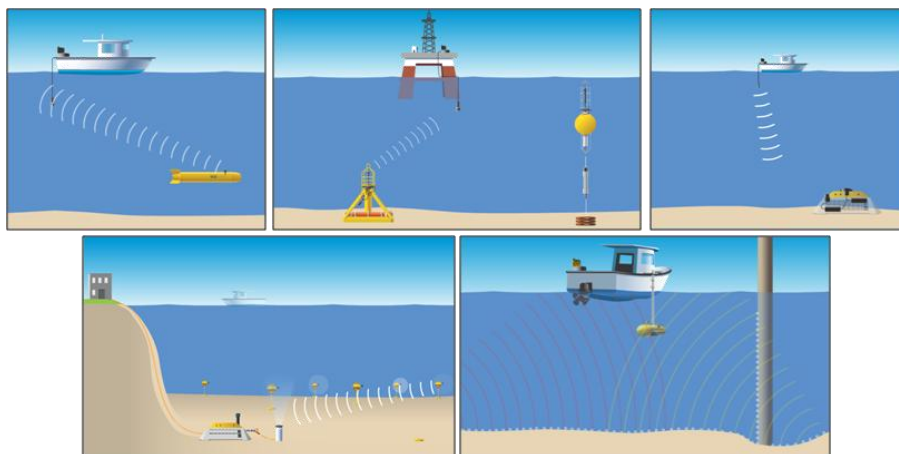


Figura 1 – Aplicações comuns dos sistemas acústicos subaquáticos. Da esquerda para a direita, de cima para baixo: controlo remoto de veículos submergíveis; comunicação com sondas para indústria extractora de petróleo e gás; comunicação com sondas para estudos biológicos; sistema de localização geográfico em meios submersos; aplicação de técnicas de SONAR para monitorização oceanográfica. Imagem extraída de [9].

1.2 Estado de arte

Nesta secção do documento dá-se foco à evolução histórica das comunicações por sinais acústicos em ambientes subaquáticos, contextualizando o desenvolvimento tecnológico obtido até à actualidade, onde se insere esta dissertação.

1.2.1 Primeiros sistemas de comunicação em meios subaquáticos

Como foi indicado na secção 1.1, a primeira sugestão para um sistema de comunicação em meios subaquáticos foi realizada por Da Vinci. Contudo, foram necessários cerca de cinco séculos para serem desenvolvidos, com o início da primeira Guerra Mundial, os primeiros sistemas de comunicação subaquáticos. Repare-se que o âmbito desta tecnologia destinava-se essencialmente a aplicações de cariz militar, um paradigma de desenvolvimento que se manteve até ao término da segunda Guerra Mundial [2].

A natureza destas comunicações possuía, essencialmente, um cariz analógico. Um exemplo destes primeiros sistemas de comunicação pode ser encontrado na referência [12], que descreve um sistema desenvolvido pela marinha americana em 1945, para comunicação de voz entre submarinos a muito longa distância. Para tal, era utilizada a modulação SSB (*Single Side Band*) com supressão da portadora, na banda de frequências acústicas entre os 8 kHz e os 11 kHz.

1.2.2 Sistemas baseados em modulações não-coerentes

O desenvolvimento das primeiras comunicações digitais neste meio ocorreu no início da década de 70, devido ao progresso da tecnologia VLSI (*Very Large-Scale Integration*) [2]. Com o aparecimento de unidades de processamento digital com consumos energéticos mais moderados, possibilitou-se o desenvolvimento de algoritmos mais sofisticados para este domínio aplicacional.

Uma das primeiras técnicas de modulação digital testada com sucesso foi a modulação FSK (*Frequency Shift Keying*) [13]. Curiosamente, esta técnica de modulação obteve até aos dias de hoje algum sucesso comercial, dirigindo-se a aplicações com um débito binário reduzido mas com elevada fiabilidade da comunicação. Um exemplo destes sistemas pode ser encontrado na referência [14], que descreve um *modem* com um débito binário de 80 bit/s, ocupando uma largura de banda de 4 kHz.

Na modulação FSK a informação binária é multiplexada em diferentes portadoras transmitidas, espaçadas entre si por uma banda de guarda. A recepção e decodificação dos símbolos transmitidos são realizadas de forma não-coerente, ou seja, através da medição da energia em cada uma das bandas.

Como esta técnica de modulação possui uma robustez aos efeitos do canal de comunicação, evita-se a implementação de técnicas complexas de estimação de canal. O débito binário obtido através desta técnica é, contudo, reduzido, possuindo tipicamente eficiências espectrais inferiores a 0,5 bit/s/Hz [13]. Repare-se que a eficiência espectral exprime a razão entre o débito binário transmitido e a largura de banda ocupada.

Na referência [13] pode ser encontrada uma descrição mais detalhada da evolução desta técnica de modulação em ambientes subaquáticos.

1.2.3 Sistemas baseados em modulações coerentes

A utilização bem sucedida de técnicas de modulação coerente em ambientes subaquáticos ocorreu apenas a partir da década de 80. Neste tipo de modulações, o desafio tecnológico encontra-se na acentuada variabilidade da fase dos canais subaquáticos, que deriva da cinética existente no meio e da reduzida velocidade de propagação do som [3].

Pela elevada e variável dispersão temporal deste canal, ocorre nestas modulações uma interferência inter-simbólica ISI (*Inter-Symbol Interference*) significativa. Devido a este efeito, a coerência temporal dos símbolos recebidos é decrementada, induzindo desvanecimento selectivo na frequência. Consequentemente, no sistema receptor são implementados mecanismos complexos de correcção de fase, assim como algoritmos adaptativos de compensação da distorção provocada pelo canal de comunicação [15].

Através da implementação de esquemas de modulação coerente como o PSK (*Phase Shift Keying*) ou QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), obteve-se um incremento do débito binário, atingindo uma eficiência espectral superior à que é alcançada por comunicações baseadas na modulação FSK. Contudo, mesmo uma superior carga de processamento, verificou-se que este mecanismo de comunicação possui uma capacidade limitada de resposta à elevada variabilidade do canal subaquático, confinando consequentemente o débito binário resultante.

Na referência [13] pode observar-se o resultado de diversos esquemas de modulação coerente em meios de água rasa e água profunda. Por sua vez, na referência [14] pode analisar-se as especificações de um *modem* que possui um modo de comunicação por PSK, que oferece até um débito máximo de 5 kbit/s numa banda de 4 kHz.

1.2.4 Sistemas baseados em modulações de espalhamento espectral

As modulações de espalhamento espectral, como a DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), foram testadas na década de 90, tendo obtido resultados poucos satisfatórios quanto à eficiência espectral [1].

Neste tipo de modulação é realizado o *spreading*, ou seja, o “espalhamento” de um sinal de banda reduzida numa banda espectral superior. Para este processo, recorre-se a um sinal de código que possui propriedades interessantes de correlação. Como o sinal transmitido, de banda larga, possui uma reduzida correlação com outros sinais interferentes que coexistem na mesma banda de frequências, torna-se possível realizar a sua desmodulação de forma eficiente [1].

No caso da modulação DSSS, através do esquema receptor apropriado torna-se também possível identificar as múltiplas réplicas de um símbolo que chegam ao sistema receptor, minimizando a interferência devido ao comportamento temporalmente dispersivo do canal.

Apesar destas características, num sistema acústico subaquático a operação de *spreading* converte um sinal base, com um débito próximo das centenas dos bit/s, num sinal de banda larga que ocupa uma região do espectro acústico na ordem dos kHz. Consequentemente, a eficiência espectral resultante é inferior a 0,5 bit/s/Hz. Nas referências [16] e [17] podem ser encontrados alguns exemplos de *modems* comerciais que utilizam esta técnica de modulação.

1.2.5 Sistemas baseados em modulações multi-portadora

Na última década, foram testadas técnicas de modulação multi-portadora no âmbito das comunicações subaquáticas [1]. Destas técnicas dá-se destaque à modulação OFDM, que permite mecanismos de implementação consideravelmente eficientes com um razoável compromisso de complexidade. Note-se que, actualmente, esta modulação possui um elevado sucesso nos *standards* dos sistemas de comunicações digitais terrestres.

O OFDM permite uma ocupação eficiente da banda disponível, utilizando um conjunto de portadoras que podem, de forma controlada, sobrepor-se no espectro, dadas as suas propriedades de ortogonalidade. Igualmente, como habitualmente é utilizado um número considerável de portadoras ortogonais, o tempo de símbolo resultante tende a ser longo comparativamente com o atraso das réplicas do sinal transmitido por multi-percurso, minimizando de forma significativa a ISI.

O comportamento temporalmente dispersivo do canal afecta de forma selectiva o espectro dos símbolos recebidos. Nas modulações multi-portadora, estando um canal de banda larga repartido em múltiplos canais de banda estreita, os algoritmos de compensação dos efeitos de canal são menos complexos que os mesmos requeridos nas modulações de portadora única [15].

A existência de um canal com comportamento dispersivo na frequência revela-se, contudo, consideravelmente problemática para sistemas baseados em OFDM, devido à proeminência da interferência entre portadoras adjacentes ICI (*Inter-Carrier Interference*) [1]. Repare-se que por este efeito, podem ser comprometidas as propriedades de ortogonalidade, acima descritas.

A inexistência de métodos eficientes de supressão da ICI limitou o desempenho dos primeiros sistemas OFDM num canal subaquático. Actualmente, este é um dos principais tópicos de investigação. Do progresso científico realizado, destacam-se alguns factos interessantes.

Devido à natureza complexa do canal subaquático, nas técnicas actualmente implementadas evitam-se elevados compromissos sobre a resposta do meio. Analisando o artigo da referência [18], de 2006, entende-se esta motivação. Neste artigo, é proposto um esquema OFDM não convencional, onde a estimação dos efeitos dinâmicos do canal (nomeadamente do desvio de Doppler) é realizada por duas portadoras piloto, transmitidas no início e no fim do símbolo. Como se verifica pelos resultados obtidos, os compromissos definidos neste algoritmo são desadequados em alguns canais subaquáticos, não sendo apropriado assumir uma elevada estacionariedade do meio durante a transmissão do símbolo, assim como uma variação linear do desvio de Doppler.

Para estimação do comportamento dinâmico do canal de comunicação, alguns algoritmos adaptativos já foram avaliados, como acontece no artigo [19] de 2009. Neste artigo é comparado o desempenho de um algoritmo adaptativo MMSE (*Minimum Mean Square Error*) de estimação dos coeficientes da ICI com um algoritmo RLS (*Recursive Least Squares*), que não realiza estimação explícita dos coeficientes da ICI, recorrendo a decodificadores adaptativos DFE (*Decision-Feedback Equalizer*). Obtendo este último algoritmo um melhor desempenho, neste artigo obtêm-se também outras conclusões interessantes, como a indicação que o maior grau de interferência ICI numa dada sub-portadora é dado directamente pelas duas sub-portadoras adjacentes, ou seja, nas sub-portadoras no índice antecedente e posterior.

Relativamente ao desempenho dos sistemas OFDM, na referência [20] foi comprovado que, ao contrário das modulações de portadora única, esta técnica é facilmente escalável a diferentes bandas de frequência. Foram testadas bandas de 12 kHz, 25 kHz e 50 kHz, obtendo débitos de respectivamente 12 kbit/s, 25 kbit/s e 50 kbit/s, utilizando uma codificação de 1/2 e uma constelação de 16 QAM.

Curiosamente, verificou-se que uma quantidade elevada de artigos publicados relativos a sistemas baseados em OFDM, não utilizavam a técnica de sincronismo por extensão cíclica, implementando o sincronismo e propondo esquemas alternativos de recepção baseados na utilização de ZP (*Zero-Padding*) nos tempos de guarda dos símbolos OFDM. Como se encontra descrito em [21], sobre um incremento de complexidade, a utilização de esquema proposto de ZP garante a recuperação dos símbolos transmitidos, inclusive na presença de nulos do canal de comunicação, com uma capacidade incrementada de estimação das variações do canal de comunicação.

1.2.6 Sistemas que recorrem a técnicas de diversidade espacial

Aproveitando algum do desenvolvimento realizado na área de radiofrequência, nos últimos anos alguma investigação respeitante às comunicações subaquáticas tem dado relevo a técnicas de diversidade espacial. Nestas técnicas recorre-se a sistemas com múltiplos

transmissores e receptores, designado abreviadamente por MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*).

A vantagem deste tipo de técnicas traduz-se num incremento linear da capacidade de um dado canal em função do número mínimo de transmissores ou receptores existentes, desde que a comunicação seja realizada num ambiente suficientemente dispersivo [1]. Esta maior capacidade não resulta do incremento da banda utilizada ou da potência transmitida, mas sim da utilização da dimensão espacial, que permite a criação de um conjunto de canais de comunicação virtuais, paralelos entre si [1].

Nesse contexto, foram registados alguns testes de sistemas MIMO em modulações de portadora única e multi-portadora. Note-se que muitas das limitações existentes nas técnicas de portadora única continuam presentes mesmo recorrendo a diversidade espacial. Como tal, observa-se que a tendência de investigação em ambientes subaquáticos se dá por combinar sistemas MIMO com a capacidade única da modulação OFDM para lidar com canais dispersivos, através de equalização de baixa complexidade.

Dos resultados publicados, no sistema descrito na referência [22], que utiliza seis transmissores e uma modulação QPSK (*Quadrature Phase-Shift Keying*), obteve-se um débito de 12 kbit/s para uma banda de 3 kHz. Por sua vez, na referência [23] é reportada uma experiência de MIMO-OFDM com um sistema de dois transmissores e quatro receptores, obtendo um débito de 12 kbit/s numa banda de 12 kHz, com uma codificação de 1/2 e as subportadoras moduladas em QPSK. Neste teste obtém-se assim uma eficiência espectral de 1 bit/s/Hz, correspondendo ao dobro da eficiência espectral que a experiência descrita na referência [24], que utiliza um único transmissor e receptor com a mesma modulação e codificação.

1.3 Motivação

De acordo com o enquadramento tecnológico, esta dissertação propõe a elaboração de um sistema de comunicação digital em ambientes subaquáticos através da propagação de sinais acústicos, na gama dos ultra-sons. A proposta contempla três etapas de desenvolvimento:

1 - Projecto e construção de uma plataforma genérica de transmissão e recepção de sinais acústicos em ambientes submersos.

2 - Estudo das características do canal acústico subaquático, procurando através dos resultados experimentais obtidos avaliar o desempenho dos modelos teóricos existentes.

3 - Realização do processamento de sinal associado ao sistema de comunicação, tomando partido dos desenvolvimentos obtidos neste campo. Procura-se desenvolver um

sistema que maximize o débito binário da comunicação, garantindo robustez no seu desempenho.

Dado que a plataforma deve possuir uma natureza genérica, não se vocacionou este equipamento a uma aplicação concreta num meio submerso. Ao longo do dimensionamento da plataforma foram consideradas, contudo, algumas restrições relativamente às especificações do *hardware*, procurando equilibrar a complexidade deste equipamento. Estas considerações são devidamente evidenciadas ao longo deste documento.

Relativamente à implementação de um sistema de comunicação digital para um meio subaquático, o foco do trabalho desenvolvido incide no estudo de uma modulação eficiente para este ambiente. Neste contexto, a informação transmitida não provém de uma aplicação em particular, já que um determinado cenário de teste permite simular, simultaneamente, diversos contextos aplicacionais. Realce-se que muitas aplicações se particularizam pelo conteúdo dos dados transmitidos e o respectivo protocolo de comunicação entre os elementos do sistema.

1.4 Organização do documento

Este documento encontra-se organizado em seis capítulos.

O segundo capítulo, designado *Características do canal acústico subaquático*, apresenta a abordagem teórica do meio de comunicação em estudo. Destacando as singularidades presentes na propagação de sinais acústicos em ambientes subaquáticos, são estudados os principais mecanismos de atenuação e variabilidade do meio.

O terceiro capítulo, denominado *Processamento de sinal*, realiza o estudo teórico das principais técnicas e modulações implementadas.

O quarto capítulo, intitulado *Desenvolvimento do protótipo*, contempla as principais opções de dimensionamento do *hardware*, possibilitando suporte aos testes pretendidos de processamento de sinal. São caracterizados os módulos desenvolvidos que constituem a camada analógica do protótipo, assim como toda a lógica sintetizada e principais interfaces de comunicação que compõem o núcleo digital. Adicionalmente, neste capítulo são fornecidas as principais considerações sobre o ambiente de desenvolvimento do processamento digital de sinal.

O quinto capítulo, denominado *Resultados obtidos*, enquadra as condições presentes na realização dos testes experimentais. Posteriormente é caracterizado o meio subaquático em uso, seguindo-se a análise dos resultados obtidos no âmbito das comunicações digitais neste ambiente.

O sexto e último capítulo, designado *Conclusões*, sumariza os principais desafios encontrados durante o desenvolvimento deste trabalho, bem como as principais conclusões, deixando algumas sugestões sobre diferentes abordagens ou possíveis melhoramentos ao conteúdo desenvolvido.

2

Características do canal acústico subaquático

2.1 Introdução

Atendendo que se pretende realizar comunicações digitais num meio subaquático através da propagação de sinais sonoros, torna-se importante compreender as principais propriedades e particularidades da hidro-acústica.

Uma onda acústica possui uma natureza mecânica, distribuindo a sua energia no espaço através da vibração das partículas que constituem o seu meio. Na presença de um meio líquido, esta característica de propagação assume um carácter longitudinal, ao qual as sucessivas compressões e refrações do meio no sentido de deslocamento da onda originam alterações de pressão [3].

Num meio subaquático, as variações de pressão que descrevem uma onda acústica são dependentes de inúmeros parâmetros. Entre estes, incluem-se grandezas meteorológicas (como a temperatura e o vento), parâmetros que descrevem o próprio meio submerso (como a salinidade e a acidez do líquido) e outras perturbações existentes no meio, de origem natural ou não natural (como a presença de vida marinha e a actividade humana com embarcações).

Considerando a complexidade de análise de todos estes fenómenos, o estudo do canal acústico subaquático é tipicamente abordado segundo os mecanismos de: atenuação, variabilidade da velocidade de propagação do sinal acústico e variabilidade temporal, espectral e espacial do próprio meio submerso.

Apesar de fruto de uma pesquisa intensiva desde a segunda metade do século anterior, a modelação dos fenómenos que caracterizam estes meios ainda presencia nos dias de hoje sucessivos desenvolvimentos. Tal ocorre devido à dificuldade de uniformização destas características em ambientes submersos distintos.

2.2 Mecanismos de atenuação e caracterização do ruído acústico

Num sistema de comunicação, o estudo dos mecanismos de atenuação de um determinado meio tornam-se imprescindíveis como medida de estimação do alcance máximo em que é viável o sistema receptor recuperar a informação transmitida. Para realizar esta análise, repare-se que não bastará determinar o nível de pressão acústica obtida pelo transdutor receptor. Na verdade, para o efeito nos sistemas de telecomunicação é utilizada a métrica da relação sinal-ruído SNR do sinal eléctrico recebido pelo transdutor receptor (que, no cenário de interesse, realiza a conversão do sinal acústico em eléctrico).

Nos sistemas de comunicação acústicos subaquáticos a SNR é descrita pela equação (1), correspondendo a uma relação de amplitude do sinal eléctrico recebido V_R sobre os níveis de ruído eléctrico provenientes do meio acústico (V_{ANoise}) e das fontes de ruído eléctrico do próprio sistema receptor (V_{ENoise}).

$$SNR = 20 \log_{10} \left(\frac{V_R}{V_{ANoise} + V_{ENoise}} \right) \quad (1)$$

O ruído eléctrico provém de diferentes efeitos físicos, dando-se particular destaque ao ruído térmico originado pela deslocação aleatória das cargas nos condutores e dispositivos eléctricos. A tensão eficaz do ruído térmico V_{ENoise} é descrita pela equação (2), dependente da constante de Boltzmann k_b , da temperatura ambiente T_A em Kelvin, da resistência equivalente R_{EQ} e da largura de banda $\Delta f'$.

$$V_{ENoise} = \sqrt{4 \times k_b \times T_A \times R_{EQ} \times \Delta f'} \quad (2)$$

Como os sistemas acústicos apresentam tipicamente larguras de banda reduzidas, o ruído térmico é frequentemente menor que o ruído proveniente de fontes acústicas.

O ruído acústico subaquático pode ser caracterizado como ruído ambiente comum ou ruído específico ao local. O ruído ambiente comum é tipicamente originado pela própria movimentação e turbulência das colunas de água, pela alteração das superfícies das ondas devido ao efeito do vento, pelo ruído originado pelo rebentamento das ondas, pela queda de precipitação, pela presença de embarcações distantes, entre outros factores. Segundo a referência [1], este ruído pode ser modelado como ruído gaussiano, não branco, possuindo uma densidade espectral de potência que decai com a frequência a uma relação aproximada de 18 dB/década.

Observe-se os dados empíricos presentes na Figura 2, que indicam a variação da densidade espectral de potência acústica do ruído PSD_N em função da frequência. Nestes dados são contemplados cenários distintos de velocidade do vento (W) e da actividade de

embarcações. Analisando a figura, comprova-se a relação de decaimento da potência acústica do ruído com o aumento da frequência. Verifica-se que com a presença de vento se obtêm valores superiores da PSD_N às frequências mais baixas. Com uma maior intensidade de actividade naval, representada através do factor unitário (N_{AV}), existe adicionalmente um aumento da densidade espectral de potência do ruído.

Para uma futura análise quantitativa, considere-se que o sistema de comunicação que se pretende desenvolver possui uma frequência central de 200 kHz. Para o pior cenário a esta frequência, com ausência de vento e maior actividade naval, obtém-se uma densidade espectral de potência acústica do ruído próxima de 35 dB, referenciados a 1 μPa .

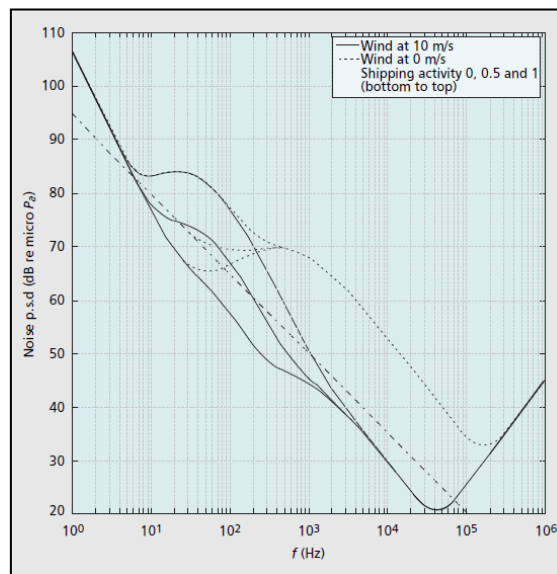


Figura 2 – Densidade espectral de potência acústica do ruído ambiente de um canal acústico subaquático em função da frequência (com e sem vento, com e sem embarcações). Imagem extraída de [2].

O ruído específico ao local é proveniente de características acústicas concretas de determinados ambientes subaquáticos, como certas actividades de vida marinha "incomuns" (provocada, por exemplo, pela presença de camarões-pistola) ou por outros fenómenos físicos singulares (como o som originado por actividade vulcânica submersa ou pelo ruído do quebrar de gelo dos glaciares nas regiões árticas). A modelação do ruído originado por estas fontes é substancialmente mais extensa e complexa, dependente do cenário em estudo.

Para estimação da tensão recebida V_R , calcula-se numa primeira instância o nível de pressão sonora SPL (*Sound Pressure Level*) obtido no transdutor receptor. Como exprime a equação (3), o nível de pressão sonora recebido $SPL_r[dB]$, em unidades logarítmicas, é dependente da tensão eficaz V_{RMS} que é fornecida ao transdutor emissor, fornecendo um ganho de potência acústica sobre o valor base de $SPL_t[dB]$ transmitido. O SPL recebido é igualmente função da distância D entre os transdutores emissores e receptores, e dos coeficientes de perdas β (pelo espalhamento geométrico da potência acústica), α (pela absorção energética do sinal

sonoro no meio) e γ (devido à dispersão das ondas sonoras pela presença de não uniformidades e outras superfícies de reflexão). Note-se que, nesta expressão, as grandezas V_{RMS} e D são referenciadas à tensão V_{REF} e distância D_{REF} , descritas pelo fabricante do transdutor emissor.

Posteriormente, como mostra a relação (4), ao valor de $SPL_{r[dB]}$ realiza-se a conversão para as unidades lineares de Pascal ou μbar , considerando o valor de pressão de referência p_{REF} indicado pelo fabricante do transdutor emissor. Por último, como indica a equação (5), o valor de V_R é obtido pela multiplicação da grandeza SPL_r com o valor de sensibilidade acústica S do transdutor receptor, transformando esta última grandeza de unidades logarítmicas para mV/Pa ou $\text{mV}/\mu\text{bar}$.

$$SPL_{r[dB]} = SPL_{t[dB]} + 20\log_{10}\left(\frac{V_{RMS}}{V_{REF}}\right) - 10\beta\log_{10}\left(\frac{D}{D_{REF}}\right) - (\alpha \times D) - \gamma \quad (3)$$

$$SPL_r = p_{REF} \times 10^{\frac{SPL_{r[dB]}}{20}} \quad (4)$$

$$V_R = SPL_r \times 10^{\frac{S_{[dB]}}{20}} \quad (5)$$

A quantificação exacta dos diversos coeficientes de perdas é, por norma, um processo de elevada complexidade, já que estes coeficientes dependem intrinsecamente das características do meio de comunicação subaquático, ao qual tipicamente se possui uma reduzida capacidade de avaliação e controlo. Como tal, recorre-se a modelos empíricos que estimam os efeitos de perdas em diferentes ambientes.

O coeficiente de absorção α quantifica as perdas pela conversão energética de sinal acústico em calor, provocada pelo grau de não-elasticidade (ou seja, viscosidade) do meio [1]. Quanto maior a frequência de trabalho f , mais célere será a vibração das partículas no meio, resultando numa transferência energética do sinal acústico mais significativa e, conseqüentemente, num maior coeficiente de absorção α [25]. De acordo com a estrutura molecular de cada meio subaquático, verificam-se tipicamente distinções do coeficiente de absorção α para os cenários de propagação em água salgada e água doce.

Segundo as condições do modelo de Ainslie e McColm de 1998 [1], para uma dada frequência o coeficiente α pode ser estimado com base na equação (6). Nesta expressão, o primeiro termo descreve a contribuição da componente de ácido bórico. O segundo termo contabiliza a contribuição maioritária dada pelas moléculas de sulfato de magnésio. Por sua vez, o último termo quantifica a componente dada pela água pura. Os termos A_1, A_2, A_3 e P_1, P_2, P_3 descrevem constantes e dependências dos valores de pressão atmosférica, respectivamente. Os parâmetros f_1 e f_2 definem sucessivamente as frequências de relaxação do ácido bórico e sulfato de magnésio. Por sua vez, estas grandezas são dependentes dos seguintes parâmetros do meio líquido: salinidade, temperatura, profundidade e acidez.

$$\alpha(f) = \frac{A_1 P_1 f_1 f^2}{f_1^2 + f^2} + \frac{A_2 P_2 f_2 f^2}{f_2^2 + f^2} + A_3 P_3 f^2 \quad (6)$$

Para valores padrão destes parâmetros em água salgada, pode-se observar na Figura 3 a variação das diferentes componentes que maioritariamente contribuem para o coeficiente de absorção α em função da frequência. Verifica-se que a componente de ácido bórico é a mais significativa às frequências acústicas mais reduzidas, possuindo um comportamento praticamente constante para frequências superiores a 1 kHz. Por sua vez, às frequências mais elevadas serão as componentes de água pura e de sulfato de magnésio a contribuírem maioritariamente para o coeficiente α , possuindo esta última componente um crescimento menos célere ao aproximar-se das frequências da ordem das centenas de kHz.

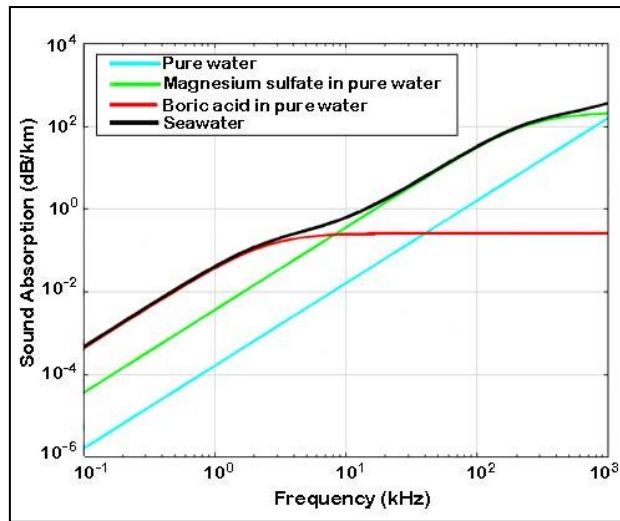


Figura 3 – Absorção da onda acústica em água salgada em função da frequência, segundo o modelo de Ainslie e McColm, 1998. Imagem extraída de [1].

Estando fora do âmbito deste documento a exploração de todas as funções matemáticas que suportam o modelo em estudo, verifica-se que para o cenário típico de água de oceano, de salinidade S_{AL} de 35 ppt, acidez Ac de 8 na escala de pH, a 50 m de profundidade D_{ep} e uma temperatura T_A de 20 °C, obtém-se à frequência f de 200 kHz um coeficiente de absorção α próximo de 80 dB/km [26]. No cenário de água doce, considerando uma salinidade S_{AL} máxima de 0,5 ppt, acidez de 7 pH, profundidade a 50 m e T_A de 20 °C, obtém-se à frequência de 200 kHz um coeficiente α aproximado de 10 dB/km [25].

O coeficiente de espalhamento geométrico β quantifica as perdas energéticas originadas pela propagação do sinal acústico a distâncias cada vez mais longínquas, resultando que a frente de onda ocupe progressivamente uma área de superfície maior. De acordo com a lei de conservação de energia, aumentando a área de superfície, diminui-se consequentemente a energia por unidade de superfície [1].

Relativamente à dispersão geométrica do sinal acústico, se não existissem regiões de fronteiras no meio submerso, o espalhamento energético seria uniforme em todas as direcções,

em distribuição esférica. Consequentemente, a perda de intensidade acústica seria proporcional à área da superfície esférica, ou seja, proporcional à raiz da distância percorrida (resultando em β igual a 2).

Contudo, estando o meio submerso delimitado pela superfície e pelo fundo marítimo, a dispersão geométrica tende na verdade a aproximar-se a uma forma cilíndrica, como ilustra a Figura 4. Neste cenário, como a energia acústica estará mais "confinada" ao meio submerso, a que perda de intensidade acústica no plano horizontal seja menor que a dispersão esférica. Em perfeita equidistância em todas as fronteiras do meio, β corresponderá a 1 [25].

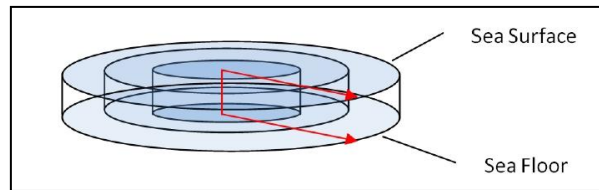


Figura 4 – Dispersão geométrica cilíndrica da onda acústica no meio subaquático. Imagem extraída de [25].

Para efeitos práticos do estudo do canal de comunicação subaquático, admite-se que a dispersão energética seguirá um comportamento híbrido entre a dispersão esférica e cilíndrica, podendo o parâmetro β variar entre 1 e 2, sendo frequente assumir que o valor médio é um compromisso adequado [25]. Evidencie-se ainda que o espalhamento geométrico é um factor independente da frequência do sinal transmitido [1].

O coeficiente de dispersão γ quantifica as perdas provocadas pela reverberação da onda acústica em não uniformidades do meio (como partículas, vida marinha, bolhas de ar) e superfícies de reflexão [1], provocando a dispersão energética. Em consequência a estes fenómenos, produzem-se desvios à trajectória da frente de onda, introduzindo atraso ao sinal propagado e contribuindo aos efeitos de multi-percurso.

Frequentemente, o efeito de reverberação possui diferentes características na superfície e no fundo marinho. A superfície marítima apresenta-se tipicamente como um bom reflector acústico, aos quais as perdas energéticas são proporcionais a parâmetros como o nível de agitação de ondas (que tende a ser mais significativo com o aumento da intensidade do vento) e a quantidade de bolhas de ar à superfície [25]. Note-se que em condições ideais, o coeficiente de reflexão à superfície corresponde a -1, implicando uma inversão da fase da onda acústica [1].

Por sua vez, no fundo marítimo as perdas pelo efeito de reverberação tendem a ser mais significativas, dependentes da frequência de operação, do ângulo incidente e da composição e rigidez da superfície. De forma global, é privilegiada a propagação com ângulos incidentes reduzidos, frequências menos elevadas e superfícies mais rígidas [25].

Considerando que a modelação dos efeitos de reverberação tende a ser complexa e fortemente dependente do meio subaquático, deverá ser alvo de um estudo mais aprofundado, em função do cenário de comunicação em questão. Para o efeito, poderão ser considerados os

modelos de K. Mackenzie de 1964, Marshall e Chapman de 1964 ou outro modelo mais apropriado ao meio em análise.

2.3 Mecanismos de variabilidade da velocidade de propagação do sinal acústico

A velocidade de propagação de uma onda acústica e os seus mecanismos de variabilidade representam umas das particularidades mais relevantes que caracterizam este tipo de sinais.

A velocidade de um sinal acústico em qualquer ambiente é determinada em função da densidade e capacidade de compressão do meio. Como tal, frequentemente é privilegiada a propagação dos sinais sonoros em meios sólidos, líquidos e gaseificados, respectivamente, na medida que os meios sólidos possuem maior densidade molecular e capacidade de resistência a deformações por pressões exteriores. De forma análoga, semelhantes considerações podem ser tomadas dos meios líquidos em relação a meios gasosos.

No caso específico dos meios subaquáticos, a velocidade de propagação do sinal acústico c é maioritariamente influenciada pelos seguintes parâmetros: temperatura T_A , salinidade S_{AL} e pressão p [1]. Frequentemente na literatura, em função do parâmetro de pressão é utilizada a profundidade do meio subaquático D_{ep} , já que existe uma relação aproximadamente directa entre estas grandezas (em que cada 10 m de profundidade corresponde a um incremento de 1 atm de pressão).

Observe-se pela equação (7) a expressão empírica deduzida por K. Mackenzie em 1981 [27], que descreve a velocidade de propagação do sinal acústico em função dos parâmetros fundamentais e das constantes $a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, a_8$ e a_9 .

$$c = a_1 + a_2 T_A + a_3 T_A^2 + a_4 T_A^3 + a_5 (S_{AL} - 35) + a_6 D_{ep} + a_7 D_{ep}^2 + a_8 \times T_A (S_{AL} - 35) + a_9 \times T_A \times D_{ep}^3 \quad (7)$$

Considerando as condições comuns do meio subaquático encontradas à superfície oceânica, com uma temperatura ambiente de 25 °C, salinidade de 35 ppt e uma profundidade de 10 m, obtém-se uma velocidade da onda acústica próxima dos 1520 m/s. Em distinção dos sinais electromagnéticos ou ópticos, que são propagados a velocidades próximas da luz, uma onda sonora viaja a velocidades substancialmente inferiores, numa relação em cerca de 5 ordens de grandeza. Este facto ocorre devido à natureza mecânica do sinal acústico.

Dos parâmetros fundamentais, verifica-se que a temperatura é o que mais influi nas variações de velocidade da onda acústica, incrementando aproximadamente 4 m/s com a subida de 1 °C. Por sua vez, incrementos de 1 ppt da salinidade ou de 10 atm de pressão (100 m)

correspondem a uma descida de 1,4 m/s e subida de 1,7 m/s, respectivamente [25]. Repare-se que, como já se verificou pela equação (7), estas variações não possuem um carácter linear, sendo apenas indicadas estas proporções como medida qualitativa.

No âmbito do estudo do canal subaquático, como existe um comportamento dinâmico destes parâmetros ao longo do tempo e do espaço, para modelar a variabilidade da velocidade do sinal acústico é tipicamente focada a análise em dois cenários de propagação distintos: água rasa e água profunda.

Apesar da definição de água rasa (ou *shallow water*) apresentar-se ambígua na literatura existente, subentende-se para este meio que a propagação dos sinais acústicos é realizada até uma profundidade próxima de 30 m. Considerando o valor reduzido deste parâmetro, sabe-se neste meio que as alterações ao nível da pressão são desprezáveis.

Neste cenário, a maior causa de variabilidade da velocidade da onda acústica é dada pelas alterações térmicas, originada por fenómenos como a exposição solar, precipitação e temperatura das correntes [25]. Por sua vez, variações de salinidade tendem a ser pouco significativas e incomuns, particularmente num cenário de oceano aberto. A ocorrência destas alterações são tipicamente provocadas pela queda de precipitação, fenómenos de evaporação face a exposição solar e à presença de estuários ou zonas costeiras nas quais possam desaguar fontes de água doce.

Considerando o carácter lento que estas variações possuem no tempo e no espaço, é possível realizar uma análise linear aos mecanismos de propagação das componentes de raio directo e multi-percurso. Como ilustra a Figura 5, verifica-se que a difusão dos sinais acústicos é fortemente influenciada pela geometria do canal, predominando os efeitos de reflexão à superfície e no fundo do meio [1].

Frequentemente neste cenário, a resposta impulsional do canal acústico possui atrasos elevados, da ordem das dezenas ou centenas dos milissegundos [3]. Tal acontece devido à conjugação da velocidade lenta das ondas acústicas e ao facto de, no multi-percurso, os raios sonoros mais significativos percorrerem distâncias apreciáveis, ponderando a reduzida absorção do sinal acústico no meio subaquático. A título de quantitativo, existindo uma diferença de 15 m no caminho entre o raio directo e um raio secundário significativo, origina-se já um atraso próximo de 10 ms.

No domínio das comunicações digitais, a presença de um canal dispersivo temporalmente poderá originar forte interferência inter-simbólica, se a duração do símbolo digital for inferior ou comparável ao atraso do canal. Devido ao efeito da ISI, o desvanecimento selectivo de frequência é acentuado, diminuindo a banda de coerência do canal. Em definição, a banda de coerência corresponde ao intervalo de frequência ao qual dois tons de frequência adjacentes poderão sofrer um desvanecimento correlacionável entre si. Comunicando numa largura de banda superior à banda de coerência do canal poderá resultar em desafios

consideráveis à eficiência de um sistema, implicando mecanismos de estimação e compensação dos efeitos do canal de comunicação de complexidade acrescida.

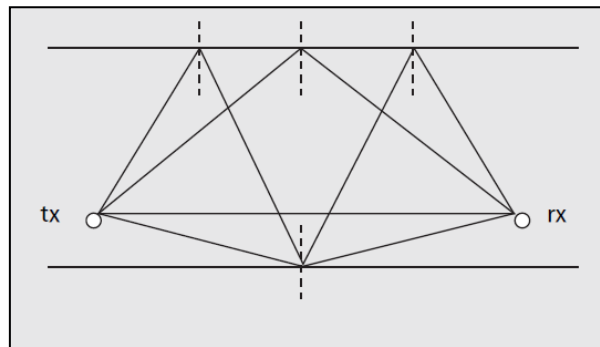


Figura 5 – Propagação multi-percurso do sinal acústico em água rasa. Imagem extraída de [3].

Em águas profundas (ou *deep water*), a velocidade dos sinais acústicos é maioritariamente determinada pelas condições de pressão e temperatura presentes em cada camada oceânica. Analise-se a Figura 6 e a Figura 7, que em perfil vertical respectivamente representam os principais níveis da zona oceânica e a típica variação da velocidade do som com o aumento da profundidade.

Até próximo dos 100 m de profundidade situa-se a camada superficial, zona onde está limitada a plataforma continental e que não possui variações muito significativas da velocidade de propagação. Deste nível até cerca dos 600 m segue-se a camada de termoclina, onde se situa o talude continental. Esta área corresponde a uma região de elevado declive e de acentuada redução térmica, provocando a que mesmo com um incremento da pressão seja sucessivamente reduzida a velocidade da onda acústica [3]. Por último, até à zona das planícies abissais aos 4 km de profundidade, situa-se a camada isotérmica onde se localiza o sopé continental. Como se pode verificar pela Figura 7, desde a região de fronteira entre a camada de termoclina e esta camada, a velocidade do sinal acústico proveniente de um mínimo absoluto é incrementada em função do aumento da profundidade. Repare-se que nesta camada ocorre uma estabilidade térmica em torno dos 4 °C, sentindo-se assim os efeitos do crescimento da pressão no meio [3].

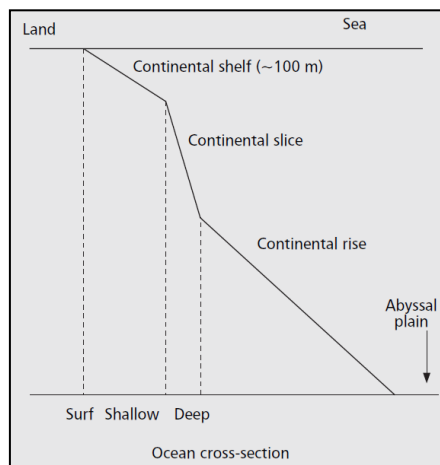


Figura 6 – Ilustração das diferentes camadas oceânicas. Imagem extraída de [3].

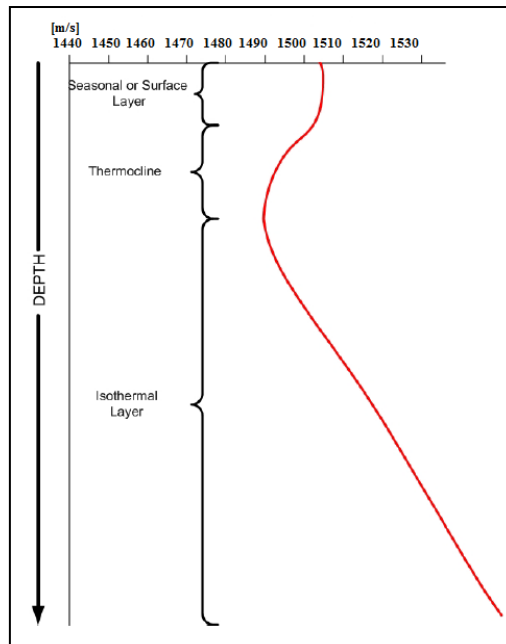


Figura 7 – A velocidade de propagação do sinal acústico em função da profundidade de submersão. Imagem extraída de [25].

De acordo com a lei de Snell-Descartes, alterações da velocidade de propagação entre dois meios adjacentes origina variações na relação entre ângulo incidente e ângulo refractado. [28]. Como tal, num canal acústico em águas profundas, as ondas sonoras sofrem predominantemente do efeito de refração em função da profundidade, provocando o encurvamento dos raios no sentido do meio com menor velocidade de propagação [3], como exemplifica a Figura 8.

Considerando que é na área de fronteira entre as camadas de termoclina e isotérmica que ocorre o valor mínimo da velocidade de propagação, verifica-se a tendência dos sinais acústicos difundidos sobre o plano horizontal a deslocarem-se verticalmente até esta região. Posteriormente a este fenómeno, é frequentemente estabelecido um movimento oscilatório da curvatura dos raios sonoros em torno desta zona privilegiada de propagação, semelhante ao efeito de um ducto atmosférico.

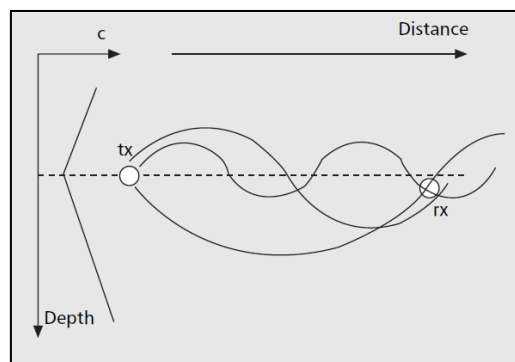


Figura 8 – Ilustração da propagação de múltiplos raios sonoros em torno da região de fronteira entre as camadas termoclina e isotérmica. Imagem extraída de [3].

Enquanto historicamente esta região oceânica conheceu um elevado interesse nas tecnologias militares e ciências biológicas, actualmente no âmbito das comunicações submersas apresenta-se como um dos canais mais complexos de comunicar. Repare-se que pela natureza refractiva deste meio, ocorre a possibilidade do raio directo propagar-se mais lentamente que um raio que percorreu uma distância mais elevada, provocando uma resposta do canal dispersiva no domínio temporal. De acordo com informação presente na literatura [3], este comportamento do canal assume uma resposta sem mínimo de fase, resultando num aumento substancial da complexidade de análise a este tipo de sistemas. A resposta impulsional de um canal desta natureza possui no círculo de raio unitário, pelo menos, uma raiz com amplitude superior a 1. Consequentemente, a resposta inversa deste canal possui uma natureza instável [29].

2.4 Mecanismos de variabilidade temporal do meio subaquático

As variações temporais de um canal acústico subaquático ocorrem essencialmente devido a dois fenómenos: alterações nas características de propagação inerentes ao meio submerso e o deslocamento entre os elementos transmissores e receptores de um sistema [3].

Relativamente a este primeiro fenómeno, na secção 2.3 analisou-se como as características de propagação são fortemente dependentes dos parâmetros fundamentais que determinam a velocidade da onda acústica no meio. Como frequentemente se verifica que a ocorrência de flutuações significativas nestes parâmetros se dá entre períodos temporais consideráveis, pode concluir-se que estes efeitos não contribuem significativamente para o desvanecimento rápido do sinal acústico no meio.

Contrariamente a tal, verifica-se que o movimento relativo entre os terminais de comunicação é o principal factor de variabilidade temporal do canal submerso. Repare-se que este deslocamento não é provocado somente pela cinética (intencional ou não) dos próprios transdutores acústicos, mas também pelas alterações à própria geometria do meio submerso. Referindo particularmente os cenários de água rasa, estas variações de geometria são induzidas pela agitação das ondas na superfície marítima, provocando alterações na localização dos pontos de reflexão dos sinais acústicos. Consequentemente ao facto dos sinais acústicos percorrerem assim diferentes distâncias, ocorrem alterações no comportamento dispersivo e de espalhamento de Doppler no sinal sonoro recebido [3].

No âmbito das comunicações digitais, a análise do espalhamento de Doppler (também designado na literatura por desvio de Doppler) torna-se particularmente importante pela relação inversa desta grandeza com o tempo de coerência do canal. Em definição, o tempo de coerência de um canal indica o período durante o qual a sua resposta impulsional possui um grau mínimo

de correlação entre si, sendo para o efeito importante que o tempo do símbolo digital não ultrapasse esta duração.

A modelação dos fenómenos que caracterizam a variabilidade temporal num canal subaquático está, ainda hoje, longe de ser consensual. Como para a generalidade dos canais subaquáticos não existem modelos teóricos viáveis e facilmente extrapoláveis para outros cenários, recorre-se tipicamente à caracterização por experimentação no próprio local, ou em cenários com características semelhantes. Segundo alguma literatura [3], em diferentes canais subaquáticos ocorrem distribuições estatísticas de desvanecimento do tipo K, Rice e Rayleigh. Destes resultados, conclui-se frequentemente que é uma boa aproximação considerar um tempo de coerência do canal subaquático na ordem das várias centenas de ms.

A título de exemplo, sendo adequada a aproximação de desvanecimento de Rayleigh para um determinado canal de comunicação subaquático, verifica-se que para um determinado desvio de Doppler f_D se obtém um respectivo tempo de coerência T_C a 50%, como mostra a relação (8) [30]. Para um cenário exigente onde o tempo de coerência seja de 100 ms, pela aplicação da equação seguinte obtém-se um desvio de frequência próximo dos 4,23 Hz, um resultado já dificilmente desprezável para um sistema de comunicação acústico.

$$T_C \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi}} \frac{1}{f_D} \quad (8)$$

No âmbito da comunicação digital, a distorção introduzida por desvio de Doppler devido não estacionariedade do meio pode revelar-se complexa de compensar. Tal ocorre devido à relação entre a velocidade de deslocamento v_d do sistema e a velocidade de propagação da onda no meio (no caso de interesse, da velocidade da onda acústica no meio subaquático c). Na literatura, esta relação é tipicamente exprimida pela quantidade Mach M' , como mostra a equação (9).

$$M' = \frac{v_d}{c} \quad (9)$$

Na generalidade dos sistemas de radiofrequência, os efeitos de espalhamento de Doppler são pequenos. Tal deve-se ao facto de, mesmo em cenários de elevada mobilidade, o valor da velocidade de propagação da onda electromagnética no meio ser consideravelmente superior, resultando num valor Mach reduzido. Tal pode ser verificado, a título de exemplo, ao analisar-se o cenário encontrado nos satélites de baixa órbita terrestre, que se deslocam a velocidades médias de deslocamento na ordem dos 8000 m/s, resultando em valores Mach próximo dos 27 micros.

Já num sistema acústico subaquático, como a velocidade do sinal sonoro na água é substancialmente inferior à velocidade de propagação da luz, os valores Mach apresentam frequentemente uma ou várias ordens de grandeza superiores. Se, para uma análise qualitativa, for aproximada a velocidade do sinal acústico para 1500 m/s, e considerando um determinado cenário de estacionariedade do sistema acústico onde, através das movimentações de correntes e ondulação na superfície da água, ocorra uma deslocação relativa de cerca de 0,5 m/s, obtém-se um valor Mach de 333 microns.

Caso a plataforma que transporta o sistema acústico se encontre em movimento, o espalhamento de Doppler deverá ser considerado, nomeadamente no impacto de possíveis interferências espectrais. Repare-se que devido aos próprios mecanismos complexos de variabilidade deste meio, em muitos cenários submersos o desvio de Doppler pode nem possuir uma característica linear com a frequência [15]. Consequentemente, em muitos cenários de comunicação digital poderão ocorrer desafios para os algoritmos de sincronismo e estimação do comportamento do canal de comunicação, nomeadamente na análise a desvios de frequência e fase [15].

3

Processamento de sinal

3.1 Introdução

Neste capítulo do documento são estudadas as principais técnicas de processamento digital de sinal implementadas, analisando também algumas propriedades importantes de outros sinais de interesse.

3.2 Fundamentação teórica

3.2.1 Correlação

A função de correlação é uma operação realizada sobre dois sinais, permitindo avaliar semelhança entre eles [31]. Esta operação é designada por autocorrelação quando é definida sobre o mesmo sinal de entrada, denominando-se por correlação cruzada quando tal não ocorre.

A correlação não normalizada entre dois sinais complexos $f[n]$ e $g[n]$, de dimensão de L_f e L_g amostras respectivamente, é definida pela equação (10). Após esta operação, é resultante um sinal com uma dimensão de N amostras, como pode ser determinado pela relação (11).

$$f \star g [n] = \sum_{m=0}^{N-1} f^*[m] g[n + m] \quad (10)$$

$$N = L_f + L_g - 1 \quad (11)$$

Repare-se que as funções de correlação e convolução possuem uma natureza semelhante, como respectivamente se pode comparar pelas expressões (10) e (12). Contudo, esta primeira operação particulariza-se na medida que não requer o espelhamento de um dos

sinais, não gozando igualmente a propriedade comutativa entre os seus operandos [31]. Destas funções obtêm-se assim sinais resultantes distintos, sendo a convolução frequentemente aplicada na resposta dos sistemas lineares e invariantes no tempo.

$$f * g [n] = \sum_{m=0}^N f[m] g[n - m] \quad (12)$$

Considerando a elevada carga de processamento que a execução da função de correlação pode exigir, são frequentemente utilizados outros algoritmos de cálculo rápido e eficiente. Neste contexto, são comuns os métodos que tiram partido das propriedades de circularidade da correlação, baseados nos algoritmos de cálculo rápido da transformada discreta de Fourier FFT (*Fast Fourier Transform*) e inversa IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) [29].

A correlação de dois sinais através destas transformadas pode ser determinado pela função (13). Nesta equação, note-se que a dimensão N corresponde à próxima potência de base 2 do valor de N determinado na relação (11), realizando inserção de amostras com valor nulo (*zero-padding*) nos sinais $f[n]$ e $g[n]$. Através deste procedimento, garante-se uma operação eficiente dos algoritmos de FFT/IFFT e minimiza-se o efeito de *aliasing* temporal do sinal resultante de correlação [29].

$$f * g [n] = IFFT_N(FFT_N^*(f[n]) \times FFT_N(g[n])) \quad (13)$$

3.2.2 Chirp linear

O sinal *chirp* corresponde a um sinal tonal ao qual é realizado um varrimento temporal de frequência, no sentido crescente ou decrescente. Pelas características simples e interessantes que se irão destacar, frequentemente são explorados os sinais *chirp* com um varrimento linear de frequência.

No domínio contínuo para estes sinais observe-se a equação (14), que exprime a relação entre a frequência instantânea f_i , a frequência inicial de varrimento f_0 , o tempo decorrido t e o passo de crescimento k_c . Como exprime a relação (15), o passo do *chirp* indica a razão entre a variação de frequência entre o valor inicial f_0 e valor final f'_0 sobre a duração do sinal t_1 .

$$f_i = f_0 + k_c t \quad (14)$$

$$k_c = \frac{(f'_0 - f_0)}{2t_1} \quad (15)$$

Desenvolvendo a equação genérica do sinal tonal (16), dependente adicionalmente da amplitude A e das condições iniciais de fase ϕ_0 , obtêm-se respectivamente as funções do sinal *chirp* no domínio contínuo e discreto nas equações (17) e (18).

$$y(t) = A \times \text{sen}(2\pi f_0 t + \phi_0) \quad (16)$$

$$y(t) = A \times \text{sen} \left(2\pi f_0 t + 2\pi \frac{(f'_0 - f_0)}{2t_1} t^2 + \phi_0 \right) \quad (17)$$

$$y[n] = A \times \text{sen} \left(\frac{2\pi \left(f_0 + \frac{(f'_0 - f_0)}{2N} n \right) n}{f_s} + \phi_0 \right) \quad (18)$$

Observe-se a Figura 9, que apresenta um espectro de amplitude de um dado *chirp* linear. Devido ao varrimento linear de frequência, verifica-se que a energia é uniformemente distribuída em toda a banda do *chirp*. Com uma resposta de amplitude notavelmente plana, uma das principais aplicações do *chirp* dá-se como sinal de estudo à resposta de frequência de um dado sistema, avaliando as variações de amplitude resultantes na banda de varrimento.

Na mesma figura, como curiosidade, é verificável o efeito de Gibbs nas extremidades da banda de varrimento. Este efeito ocorre pela limitação do número de coeficientes espectrais que representam o sinal discreto [29], sendo minimizado com o incremento do número de amostras N ou com recurso a uma janela de filtragem adequada.

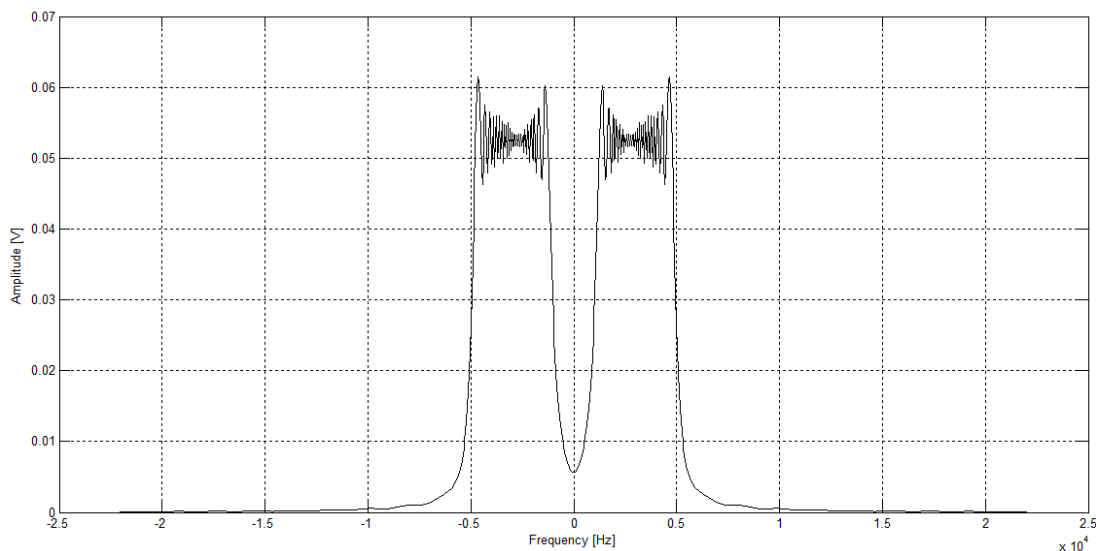


Figura 9 – Espectro de amplitude de um sinal chirp (com $f_0 = 1$ kHz, $f'_0 = 5$ kHz, $N = 1000$ amostras, $f_s = 44,1$ kHz; $A = 1$ V, $\phi_0 = 0$ rad).

O sinal *chirp* possui adicionalmente uma propriedade interessante relativamente à correlação entre dois destes sinais, com características semelhantes. A particularidade desta correlação dá-se por uma resposta de elevada selectividade, possuindo um proeminente máximo no instante de sobreposição dos sinais correlacionados. Este aspecto pode ser salientado ao

observar o resultado da autocorrelação de um sinal *chirp* e um sinal tonal pela Figura 10 e Figura 11, respectivamente.

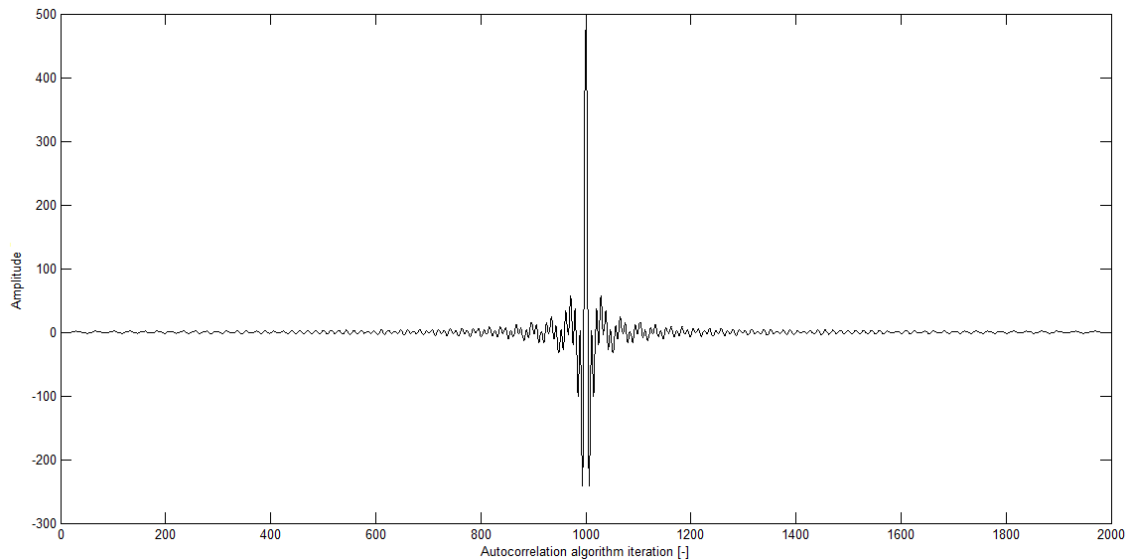


Figura 10 – Autocorrelação do sinal *chirp* (com $f_0 = 1$ kHz, $f'_0 = 5$ kHz, $N = 1000$ amostras, $f_s = 44,1$ kHz ; $A = 1$ V, $\phi_0 = 0$ rad).

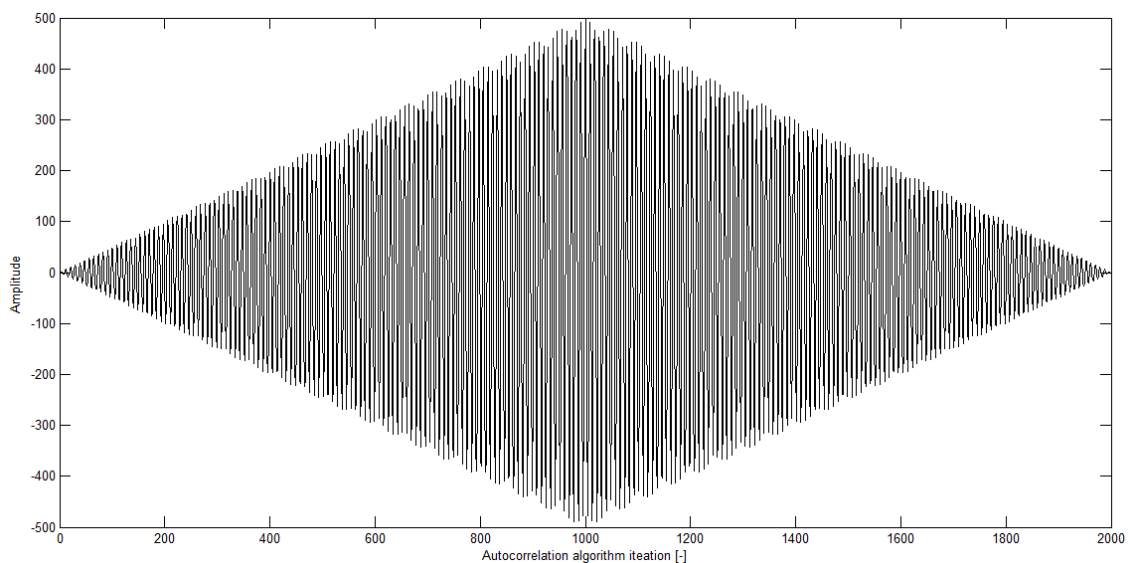


Figura 11 – Autocorrelação do sinal tonal (com $f = 5$ kHz, $N = 1000$ amostras, $f_s = 44,1$ kHz; $A = 1$ V, $\phi_0 = 0$ rad).

Devido a esta característica, este sinal possui aplicação no domínio do SONAR e do RADAR, em técnicas como a compressão de pulso [29], ou no estudo do comportamento de um canal de comunicação, permitindo de forma não ambígua identificar as diversas componentes de multi-percurso.

3.2.3 Modulação OFDM

A modulação OFDM consiste numa técnica de multiplexagem na frequência, utilizando um sistema de múltiplas portadoras, ortogonais entre si [32]. Para melhor compreender as características desta modulação, compare-se esta técnica com outro método comum de multiplexagem de frequência: o FDM (*Frequency Division Multiplexing*).

Num sistema FDM a informação é transferida num único canal de comunicação, através de uma portadora. Incrementando o débito binário transmitido por esta portadora é conseqüentemente ocupada uma maior largura de banda, fruto da menor duração dos símbolos digitais. Por sua vez, uma maior ocupação espectral possui implicações na vulnerabilidade do sinal a ruído e interferências no canal de comunicação. Devido a estes efeitos, no sistema receptor são requeridos algoritmos de maior complexidade, nomeadamente nos blocos estimadores de canal e decodificadores binários.

Outra das principais desvantagens dos sistemas FDM dá-se na presença de múltiplos sistemas que pretendam partilhar o mesmo meio, transferindo informação paralelamente por vários canais de comunicação. Neste cenário, a minimização de interferência entre canais adjacentes no espectro é realizada através da utilização de bandas de guarda em torno da banda útil de cada portadora, decrementando razoavelmente a ineficiência espectral. Observe-se um exemplo do espectro de um sistema FDM na parte superior da Figura 12, comparando com o espectro de um sistema OFDM na mesma figura, na parte inferior.

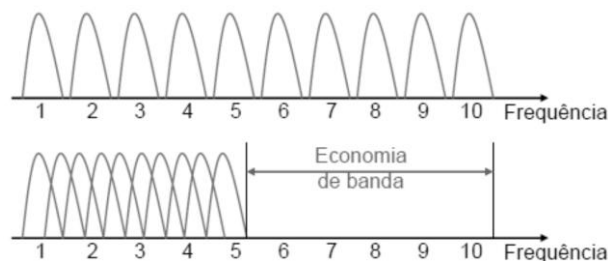


Figura 12 – Espectro FDM e Espectro OFDM. Imagem extraída de [45].

Como se pode verificar pela figura, no espectro OFDM existe uma maior economia de banda e, conseqüentemente, uma maior eficiência espectral, através da utilização de portadoras que se sobrepõem no espectro. Note-se que neste cenário a sobreposição espectral não se apresenta como um processo destrutivo e irreversível, pois as portadoras transmitidas num símbolo, designadas por sub-portadoras, são ortogonais entre si [32].

Para melhor entender este conceito de ortogonalidade, suponha-se a existência de quatro sub-portadoras transferidas num símbolo, de frequências distintas. Se o tempo de símbolo fosse infinito, a banda ocupada por estas portadoras corresponderia ao conceito teórico do sinal *dirac*, sendo sempre garantida a ortogonalidade destas componentes. Limitando a duração do símbolo, corresponde temporalmente à multiplicação das portadoras por um pulso rectangular. Em

termos espectrais corresponde à convolução entre as portadoras com um sinal *sinc*, resultando nas funções *sinc* centradas às frequências das sub-portadoras. Este processo por si continua a não garantir ortogonalidade destas componentes pois teoricamente a banda ocupada pela função *sinc* tende para infinito, resultando numa sobreposição construtiva e destrutiva das diversas *sinc*'s às diferentes frequências consideradas.

Na verdade, a ortogonalidade das diferentes sub-portadoras baseia-se em garantir que o máximo de cada função *sinc* coincida com os pontos onde todas as restantes funções se anulem, como exemplifica a Figura 13. Esta condição ocorre quando todas as portadoras têm uma frequência múltipla do inverso do tempo do símbolo OFDM, ou seja, quando temporalmente cada sub-portadora realiza apenas múltiplos períodos completos e coerentes ao tempo de símbolo. Repare-se que enquanto garantir esta condição se apresenta aparentemente como uma tarefa exigente, esta é consideravelmente simplificada através da geração eficiente dos símbolos OFDM com a função IFFT, como se estudará de seguida.

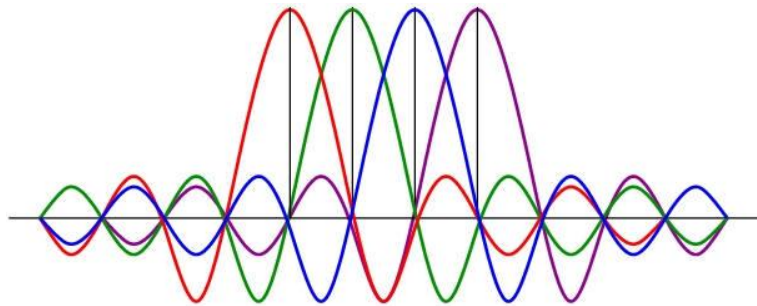


Figura 13 – Exemplo de quatro sub-portadoras ortogonais.

Por último, note-se que como as sub-portadoras são ortogonais entre si, cada uma destas poderá estar sujeita a uma modulação digital distinta.

- **Geração e decodificação dos símbolos OFDM com FFT/IFFT**

Como foi referido no item anterior, uma forma acessível e eficiente para geração das sub-portadoras ortogonais compreende a utilização da função IFFT.

O algoritmo da IFFT corresponde a uma versão otimizada do algoritmo da IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*), que permite transformar um espectro discretizado $X[k]$ num sinal discreto no domínio do tempo $x[n]$, de acordo com a relação (19) [33].

$$x[n] = IDFT[X[k]] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (19)$$

A resolução de frequência Δf do espectro discreto é definido pela relação da frequência de amostragem f_s e o número de amostras N , como exprime a equação (20),

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (20)$$

Cada índice do sinal de espectro $X[k]$ corresponde a uma frequência distinta, múltipla da resolução de frequência. Como nas N amostras que constituem o sinal qualquer uma destas componentes de frequência realiza, no domínio temporal, um ou múltiplos períodos completos, garante o critério acima referido de ortogonalidade das sub-portadoras.

A geração de um símbolo OFDM corresponde assim à codificação de cada componente espectral do sinal $X[k]$, aplicando posteriormente o algoritmo da IFFT que mantém as propriedades de ortogonalidade. Uma descrição alternativa para um símbolo OFDM no domínio temporal pode ser encontrada pela expressão (21), que indica que um dado símbolo d_k corresponde ao somatório das diferentes exponenciais complexas, referentes às componentes espectrais utilizadas, respectivamente moduladas pelo sinal complexo s_n , que define a modulação dessa sub-portadora [34].

$$d_k[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (21)$$

Uma das vantagens deste processo de geração dá-se no acesso a sinais complexos, ou seja, sinais que não cumprem a simetria espectral. Recorrendo a estes sinais e sobre o suporte de uma arquitectura adequada, obtêm-se sinais modulados em SSB (*Single Side Band*), incrementando a eficiência espectral.

Para o sistema desenvolvido repare-se que estas considerações não possuem aplicação, pois os símbolos gerados são directamente definidos em banda canal. Cumprindo os critérios de simetria espectral e ocupando apenas as componentes espectrais de interesse, através da função IFFT obtêm-se directamente os sinais modulados em SSB na banda desejada. Neste procedimento note-se que algumas componentes de frequência nunca deverão ser consideradas, devido aos efeitos de filtragem da componente de valor médio e das componentes em torno da metade da frequência de amostragem, pelo filtro *anti-aliasing*.

A consequência da geração de sinais OFDM baseada na IFFT dá-se pelo PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) considerável. Como descreve a relação (22), o PAPR é a razão entre a potência máxima e potência esperada (ou seja, potência média) de um símbolo OFDM [35].

$$PAPR = \frac{\max[|d_k[n]|^2]}{E[|d_k[n]|^2]} \quad (22)$$

Tipicamente o PAPR não é desprezável pois, observando um sinal OFDM no domínio do tempo, são visíveis picos de amplitude muito acima do patamar do sinal, com uma ordem de grandeza superior a uma década. De modo a evitar problemas de distorção, é importante garantir

o comportamento linear de amplificadores e outros elementos do sistema em toda a excursão do símbolo OFDM, para o qual se reduz o valor médio de amplitude do sinal transmitido e consequentemente, a *SNR* resultante.

De forma intuitiva, a potência de pico pode ser explicada pela soma construtiva e destrutiva de todas as sub-portadoras no domínio do tempo, gerando um sinal de características semelhantes a ruído branco. Considerando a componente real dos sinais OFDM gerados, sabe-se que o pico de amplitude ocorre normalmente no início de símbolo. Tal acontece pois como a componente real de uma dada portadora é representada, segundo a relação de Euler, pela função sinusoidal co-seno, no domínio do tempo todas as sub-portadoras existentes possuirão um máximo no começo do símbolo. Somando todas as componentes construtivamente, obtém-se o pico neste mesmo ponto. Note-se que um pensamento análogo poderia ser realizado para a componente imaginária dos sinais gerados através da IFFT que não cumprissem a simetria espectral.

Para redução do PAPR, sendo este ainda um tópico em desenvolvimento pela comunidade científica, podem ser avaliadas algumas técnicas distintas [35]. Ponderando sobre a degradação introduzida nos sinais OFDM, pode ser realizado um *clipping* controlado ao pico de amplitude. Alternativamente, pode alterar-se a codificação das sub-portadoras, procurando controlar os cenários onde ocorre uma sobreposição construtiva destas componentes. Como este nem sempre é um processo eficiente, nomeadamente com o incremento do número de sub-portadoras, é possível recorrer a um tratamento estatístico e redundante, procurando iterativamente convergir para uma solução minimizadora do PAPR. Evidencie-se que esta solução nem sempre providencia um resultado óptimo. Como tal, para cada cenário de comunicação deve ser avaliado qual destas técnicas oferece o melhor compromisso entre a complexidade e desempenho.

Abordada a geração de símbolos pela IFFT, explica-se agora como a processo de decodificação dos símbolos recebidos é consideravelmente simplificada através da função FFT. Ignore-se por agora problemas de sincronismo e estimação/compensação dos efeitos de canal.

O algoritmo da função FFT é uma versão otimizada do algoritmo da DFT (*Discrete Fourier Transform*), que permite calcular pontos do espectro de um sinal discreto, como demonstra a relação (23) [33].

$$X[k] = DFT[x[n]] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (23)$$

Num símbolo OFDM, a decodificação de informação dá-se pela aplicação directa da função FFT nas amostras recebidas, no domínio temporal. Obtendo o espectro discretizado, verifica-se o valor de módulo e fase em determinadas sub-portadoras, já previamente combinadas com o sistema transmissor. Note-se que igualmente ambos os sistemas possuem

conhecimento prévio das características de modulação de cada sub-portadora, assim como outra informação de sistema pertinente. Baseado no valor complexo presente em cada sub-portadora de dados, é realizada a descodificação da informação binária.

- **Sincronismo**

Ao contrário do que acontece com outras modulações digitais, na modulação OFDM o aumento do tempo de símbolo não corresponde necessariamente à redução do débito binário. A razão deste facto dá-se na natureza multi-portadora desta modulação, que suporta que a cadência de símbolos seja menor pois os dados são transferidos de forma paralela, através de sub-portadoras ortogonais. Repare-se este cenário distingue-se das modulações de única portadora, nas quais transferem a mesma quantidade de dados num único canal de comunicação, a um ritmo mais significativo.

Um dos parâmetros que condiciona o débito binário é o período entre símbolos que não é enviada informação de dados, designado por tempo de guarda T_g . Adicionalmente, define-se que o período onde o contrário ocorre corresponde ao tempo útil T_u , ao qual a duração total de um símbolo é determinada pelo tempo de símbolo T_s , como exprime a equação (24).

$$T_s = T_u + T_g \quad (24)$$

O tempo de guarda é introduzido pois minimiza o efeito de interferência entre símbolos adjacentes. Este efeito é uma consequência do comportamento dispersivo do canal de comunicação, ao qual réplicas de símbolos previamente transmitidos se sobrepõem ao símbolo recebido.

O tempo de guarda permite igualmente realizar o sincronismo entre símbolos diferentes, sob duas técnicas distintas: sincronismo por detecção de energia ou sincronismo por correlação da extensão cíclica. Frequentemente nos sistemas de comunicações digitais recorre-se a esta segunda técnica, pois esta toma proveito da própria aparência ruidosa do símbolo OFDM. O facto destes símbolos possuírem esta característica é interessante, pois tipicamente os sinais ruído são pouco correlacionáveis com outros sinais, possuindo contudo consideráveis níveis de auto-correlação.

Assim sendo, no lugar do tempo de guarda é adicionada a extensão cíclica. A extensão cíclica não é a mais que um troço do final do próprio símbolo, colocado antes da transmissão do mesmo. Repare-se que existem assim dois troços de ruído no símbolo que são idênticos, existindo um padrão que através da correlação permite realizar o sincronismo. Esta técnica torna-se substancialmente vantajosa pois permite inclusive a um sistema OFDM operar em situações de SNR negativas.

Para uma implementação eficiente do processo de sincronismo, no desenvolvimento do processamento de sinal frequentemente recorre-se a uma estrutura FIFO (*First In First Out*) do

tipo *Ring Buffer*, onde são adicionadas de forma sequencial as amostras que vão chegando ao receptor. Nesta estrutura considera-se a presença de duas janelas que possuem a dimensão da extensão cíclica, cujo início destas janelas se encontra distanciado pelas amostras correspondente ao T_u subtraído pelo T_g . Realizando a correlação das janelas a cada amostra introduzida na FIFO, verifica-se que a correlação será máxima quando a extensão cíclica e o troço final do símbolo OFDM estiveram completamente contidos dentro da janela, como exemplifica a Figura 14.

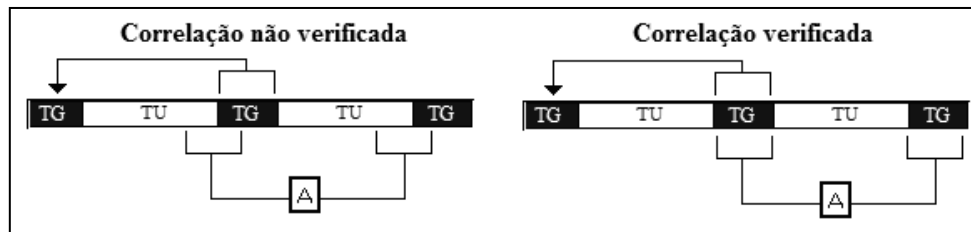


Figura 14 – Correlação por extensão cíclica.

A detecção ao valor máximo de correlação é realizada por a definição de um valor de *threshold*, ligeiramente inferior aos maiores níveis de amplitude. Excedendo este valor de referência, é consecutivamente armazenado um conjunto de amostras fixas, procurando posteriormente nestas a localização do valor máximo.

- **Estimação e compensação de canal para descodificação**

Conhecendo através do algoritmo de sincronismo as amostras de um determinado símbolo OFDM, é realizada a descodificação através da função FFT, analisando o conteúdo de módulo e fase das sub-portadoras transmitidas.

O sistema receptor possui conhecimento prévio como os dados transmitidos foram modulados. Contudo, desconhece as condições do canal de comunicação, e como estas afectaram o símbolo recebido. Como tal, potencialmente seria desastroso para a BER do sistema realizar uma descodificação “cega”, baseada nas referências de módulo e fase do sistema de transmissão.

Relativamente a este aspecto, podem ser consideradas diferentes soluções. A primeira técnica consiste em definir de forma dinâmica (ou seja, símbolo a símbolo), os valores de decisão para descodificação. Contudo, tratam-se de funções substancialmente complexas de implementar em canais de elevada variabilidade, dado que é requerido que convergiam para valores óptimos muito rapidamente, acompanhando a dinâmica do meio.

Outra técnica a considerar consiste em estimar o modelo de canal antes da transferência de dados se iniciar, aplicando no sistema transmissor uma compensação inversa a esta estimação. Contudo, nestes procedimentos considera-se um comportamento estacionário do canal de comunicação, ao qual alterações do mesmo poder-se-iam revelar novamente problemáticas na descodificação.

Por sua vez, pode realizar-se uma estimação e compensação dinâmica do canal de comunicação recorrendo às próprias características da modulação OFDM. Dado que se trata de uma modulação multi-portadora, pode desperdiçar-se algumas das sub-portadoras de dados em função da colocação de portadoras piloto. A consequência desta técnica é a inevitável redução do débito binário, tratando-se na maior parte dos casos práticos de um compromisso aceitável.

Como o sistema receptor possui conhecimento prévio da codificação das portadoras piloto, através destas componentes realiza-se uma amostragem do espectro do símbolo recebido. Através desta informação, é interpolado o comportamento do canal de comunicação nas restantes frequências de interesse, compensando a resposta obtida.

Relativamente ao processo de interpolação, pode recorrer-se a algoritmos de complexidades distintas, como descrito em [36]. Note-se que uma das particularidades interessantes da utilização de portadoras piloto corresponde à possibilidade de reduzir a complexidade dos estimadores de canal. Para o trabalho desenvolvido nesta dissertação, realiza-se uma interpolação linear nas condições de módulo e fase entre portadoras piloto adjacentes.

- **Principais vantagens e desvantagens da modulação OFDM**

Existindo já sensibilidade às características da modulação OFDM, torna-se mais claro sintetizar as principais vantagens e desvantagens que esta modulação oferece.

A modulação OFDM, possuindo tipicamente símbolos com uma duração considerável, permite uma redução significativa na interferência entre símbolos precedentes e na interferência por ruído impulsivo.

Comparativamente com outras técnicas de multiplexagem, esta modulação oferece melhorias de eficiência espectral e de economia de banda. Note-se que a eficiência espectral pode ser incrementada através do aumento da ordem de modulação em cada uma sub-portadora de dados.

A modulação OFDM introduz ainda a possibilidade de estimar dinamicamente a resposta de frequência do canal de comunicação, podendo em alguns cenários aproximar o comportamento espectral entre portadoras piloto adjacentes como um sistema de banda estreita.

As principais desvantagens de implementação da modulação OFDM reflectem-se no aumento substancial da complexidade, o efeito da potência de pico e a sensibilidade a desvios de frequência e fase.

Repare-se que os erros de fase são tipicamente originados pelos osciladores locais dos sistemas transmissores e receptores, enquanto que os desvios de frequência estão associados ao efeito de Doppler, presente devido à mobilidade existente no meio de comunicação [34]. Ambos provocam o deslocamento de frequência das componentes espectrais, também designado por CFO (*Carrier Frequency Offset*). Num sistema OFDM, o CFO pode revelar-se particularmente

crítico por destruir as propriedades de ortogonalidade das sub-portadoras, originando interferência inter-portadora ICI, degradando substancialmente a BER do sistema.

3.2.4 Algoritmo LMS estimador e compensador de CFO

Segundo informação presente na literatura, sabe-se que potencialmente o canal acústico subaquático possui uma elevada dinâmica, com um comportamento dispersivo nos domínios de tempo e frequência [3]. Assim, devido à dispersão de frequência, é expectável que aos sinais transmitidos seja induzido um Doppler significativo, provocando o efeito CFO e limitando o desempenho do sistema de comunicação. Na subsecção 3.2.3 verificou-se como este efeito pode revelar-se devastador em sinais baseados em OFDM, pela possível perda de ortogonalidade entre as sub-portadoras, originando a ICI. Torna-se assim importante o desenvolvimento de algoritmos eficientes que minimizem este efeito, sendo actualmente um dos principais focos de investigação no âmbito das comunicações subaquáticas.

Neste sentido, avaliou-se o desempenho do algoritmo adaptativo LMS descrito na referência [34]. Apesar do algoritmo proposto ser genérico, encontra-se inicialmente dirigido a um canal de radiofrequência, não existindo conhecimento prévio do seu comportamento para um meio acústico subaquático.

Os algoritmos LMS recorrem a uma função de gradiente descendente, que procura convergir para um mínimo local de uma determinada função de custo. No caso dos algoritmos LMS, ao estimar o parâmetro w pretende-se minimizar o sinal de erro e_i . Este sinal é obtido pela relação (25), através da diferença entre o sinal de desejado d_i e o sinal obtido x_i , numa determinada iteração i .

$$e_i = d_i - x_i \quad (25)$$

O parâmetro w (que se relaciona com o sinal x_i) é determinado através da relação (26), dependente do valor de w na iteração anterior, do passo de adaptação η e da função de gradiente ∇_k . O gradiente indica o sentido do máximo da função de custo, que corresponde ao erro quadrático médio como se encontra definido na relação (27).

$$w_{i+1} = w_i - \eta \nabla_i \quad (26)$$

$$\nabla_i = \frac{\partial |e_i|^2}{\partial w_i} \quad (27)$$

Relativamente ao algoritmo proposto, este foi seleccionado por ser computacionalmente eficiente, permitindo a convergência do parâmetro a estimar através de uma reduzida

complexidade, baseado apenas no valor do erro actual. A característica adaptativa deste algoritmo é igualmente importante, apreciando a elevada dinâmica do meio subaquático.

O algoritmo proposto integra, simultaneamente, a estimação inteira e decimal de CFO. Repare-se que muitos sistemas recorrem a algoritmos distintos para realizar a estimação de cada uma destas componentes [19], obtendo respectivamente uma resolução igual ou inferior ao espaçamento entre sub-portadoras Δf . Esta função não requer informações do estado prévio do canal, assim como não possui outros requisitos relativamente aos sinais OFDM transmitidos.

O algoritmo proposto é executado símbolo a símbolo, assumindo uma variação linear de Doppler num período onde o canal é aproximadamente estacionário. A estimação e compensação de CFO são realizadas após o sincronismo do símbolo, considerando que na presença severa da ICI qualquer estimação e compensação aos efeitos do canal se encontrariam comprometidas.

Sobre o funcionamento do algoritmo, considere-se um dado símbolo de treino d_k , descrito pela equação (21), constituído exclusivamente pelas portadoras piloto transmitidas. Assuma-se que o símbolo recebido x_k , contendo apenas informação das portadoras piloto, possui uma distorção segundo o modelo descrito pela expressão (28), dependente do factor CFO v . O parâmetro v é determinado a partir da relação (29), dependente do desvio de frequência originado pelos osciladores ϵ_0 e o desvio de Doppler ϵ_d , normalizado à resolução de frequência.

$$x_k = d_k e^{\frac{j2\pi vk}{N}} \quad (28)$$

$$v = \epsilon_0 + \epsilon_d \quad (29)$$

No algoritmo em estudo pretende-se estimar o factor v através da convergência do parâmetro real w_k . Define-se o erro e_k através da relação (30) ou (31).

$$e_k = d_k - e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k \quad (30)$$

$$e_k = d_k - e^{\frac{j2\pi k (v-w_k)}{N}} d_k \quad (31)$$

Considerando que e_k corresponde a uma grandeza vectorial complexa, define-se o erro quadrático médio ξ_k , uma grandeza escalar real, através da equação (32). Após o seguinte desenvolvimento matemático, auxiliado pelas propriedades (37), (38), (39) e (40), obtém-se a expressão (36). Repare-se que o operador $Re(.)$ corresponde à componente real de um dado valor complexo.

$$\xi_k = E[|e_k|^2] = E \left[\left| d_k - e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k \right|^2 \right] \quad (32)$$

$$\xi_k = E \left[\left(d_k - e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k \right) \times \left(d_k - e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k \right)^* \right] \quad (33)$$

$$\xi_k = E \left[\left(d_k - e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k \right) \times \left(d_k^* - e^{\frac{-j2\pi k w_k}{N}} x_k^* \right) \right] \quad (34)$$

$$\xi_k = E[|d_k|^2] - E \left[e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k d_k^* \right] - E \left[e^{\frac{-j2\pi k w_k}{N}} x_k^* d_k \right] + E[|x_k|^2] \quad (35)$$

$$\xi_k = E[|d_k|^2] - E \left[2Re \left(e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k d_k^* \right) \right] + E[|x_k|^2] \quad (36)$$

$$|Z_0|^2 = Z_0(Z_0^*) \quad (37)$$

$$(Z_0 - Z_1)^* = Z_0^* - Z_1^* \quad (38)$$

$$Re(Z_0) = \frac{1}{2}(Z_0 + Z_0^*) \quad (39)$$

$$(Z_0 Z_1 Z_2)^* = Z_0^* Z_1^* Z_2^* \quad (40)$$

Ao longo do algoritmo procura-se minimizar o erro quadrático médio. Para este efeito, recorre-se à função de gradiente ∇_k , que é definida pela equação (41). Considere-se que $|e_k|^2$ corresponde a uma estimativa do erro quadrático médio ξ_k [34]. Após a seguinte dedução, recorrendo à propriedade matemática (45), é resultante a expressão (44). Repare-se que o operador $Im(\cdot)$ corresponde à componente imaginária de um dado valor complexo.

$$\nabla_k = \frac{\partial |e_k|^2}{\partial w_k} = -\frac{\partial}{\partial w_k} \left(e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k d_k^* + e^{\frac{-j2\pi k w_k}{N}} x_k^* d_k \right) \quad (41)$$

$$\nabla_k = -\left(\frac{j2\pi k}{N} e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k d_k^* - \frac{j2\pi k}{N} e^{\frac{-j2\pi k w_k}{N}} x_k^* d_k \right) \quad (42)$$

$$\nabla_k = -\left(\frac{j2\pi k}{N} \left(e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k d_k^* - e^{\frac{-j2\pi k w_k}{N}} x_k^* d_k \right) \right) \quad (43)$$

$$\nabla_k = \frac{4\pi k}{N} Im \left(e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k d_k^* \right) \quad (44)$$

$$Im(Z_0) = \frac{1}{2j} (Z_0 - Z_0^*) \quad (45)$$

Cada iteração do algoritmo é assim definida pela operação (46), baseado no valor do passo de adaptação η . Em geral, existe um compromisso na escolha do passo de adaptação, na medida que um valor de η maior permite uma convergência mais rápida mas com um maior erro de estimação. Verifica-se uma convergência do algoritmo quando a condição da expressão (47) é atingida, sendo limitada por um número de iterações igual à quantidade de portadoras piloto.

$$w_{k+1} = w_k - \eta \nabla_k = w_k - \eta \frac{4\pi k}{N} \text{Imag} \left(e^{\frac{j2\pi k w_k}{N}} x_k d_k^* \right) \quad (46)$$

$$\hat{v} = -w_k \quad (47)$$

As figuras seguintes mostram um exemplo do desempenho do algoritmo num canal de comunicação simulado. Observe-se a Figura 15, que representa o espectro de amplitude sinal transmitido d_k . De acordo com a descrição prévia, este símbolo contém apenas as portadoras piloto. O parâmetro N_{pilot} contabiliza o número total destas portadoras, enquanto que A_{pilot} e ϕ_{pilot} determinam respectivamente as condições de amplitude e fase que são moduladas. A frequência inferior e superior que limita a banda do sinal OFDM correspondem às variáveis f_{inf} e f_{sup} .

O efeito devastador da ICI pode ser verificado pela Figura 16, observando o espectro de amplitude do sinal x_k . Foi simulado um canal que introduz uma distorção CFO de v igual a 0,4, um valor significativo que para a configuração apresentada corresponde a um desvio de Doppler de 3,05 Hz.

Por último, a Figura 17 mostra a curva de evolução do parâmetro w_k , verificando-se a convergência do parâmetro w_k para o valor simétrico de v após, aproximadamente, 400 iterações do algoritmo.

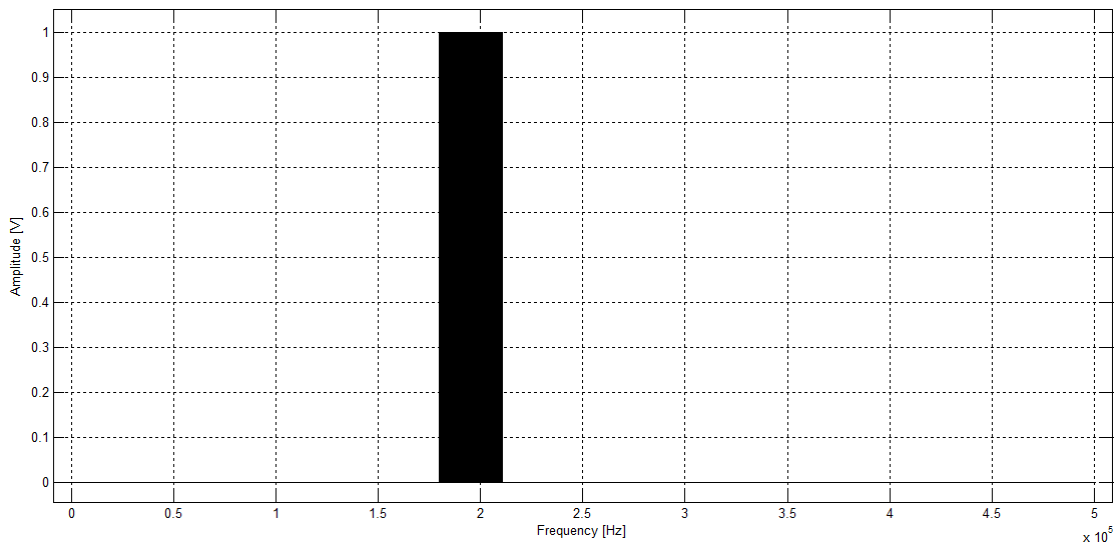


Figura 15 – Espectro de amplitude unilateral do sinal de referência d_k (com $f_s = 1$ MHz, $f_{inf} = 180$ kHz, $f_{sup} = 210$ kHz, $N = 2^{17}$ amostras, $N_{pilot} = 1000$, $A_{pilot} = 1$ V, $\phi_{pilot} = 0$ rad).

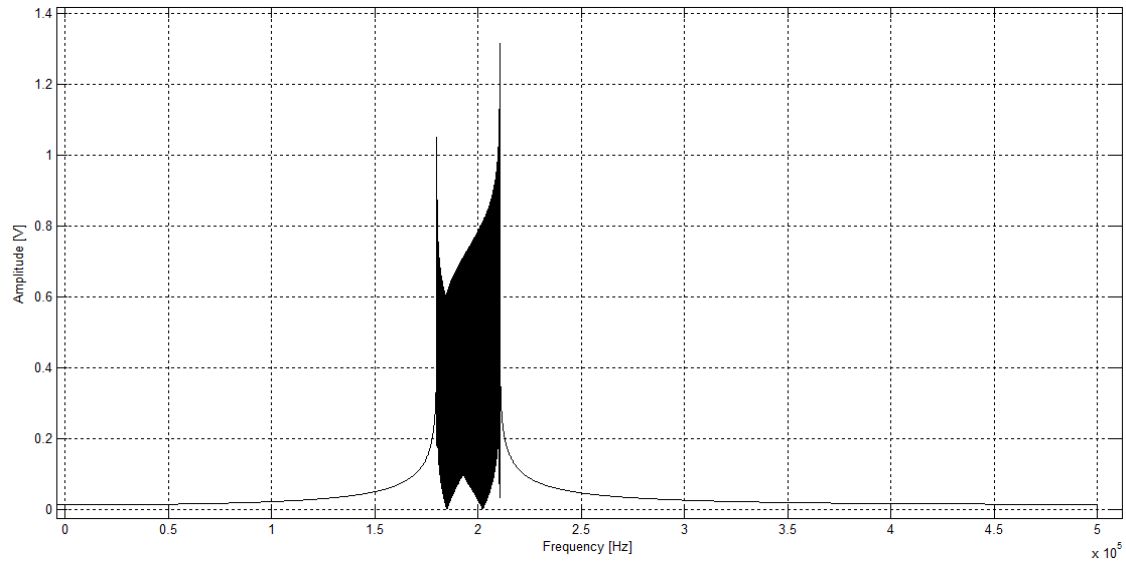


Figura 16 – Espectro de amplitude unilateral do sinal recebido x_k (com $\nu = 0,4$; $f_s = 1$ MHz, $f_{sup} = 180$ kHz, $f_{sup} = 210$ kHz, $N = 2^{17}$ amostras, $N_{pilot} = 1000$, $A_{pilot} = 1$ V, $\phi_{pilot} = 0$ rad).

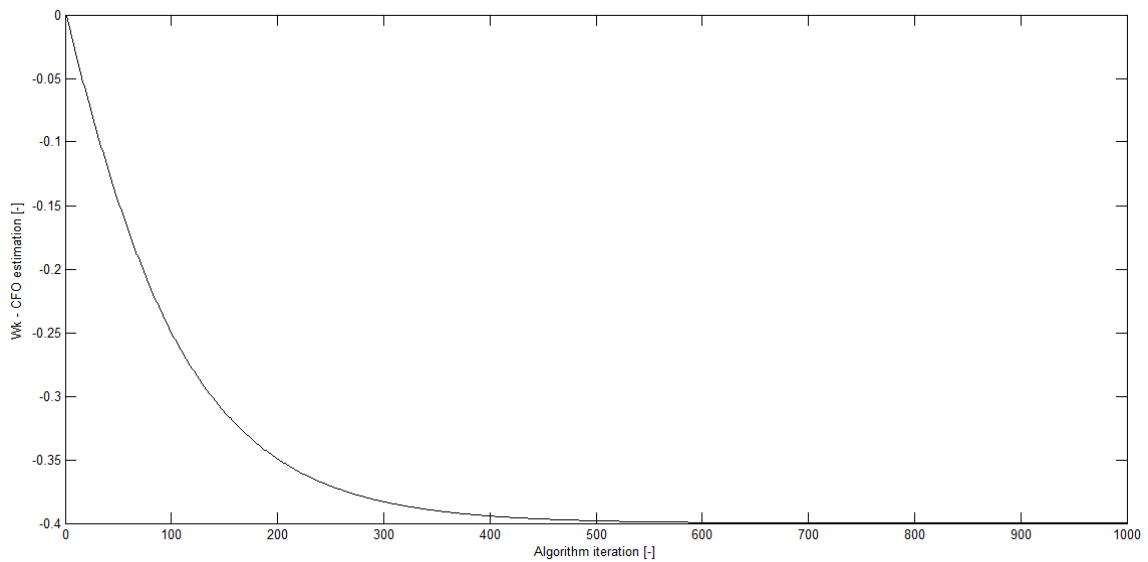


Figura 17 – Curva de evolução do parâmetro W_k em função do número de iterações do algoritmo (com $\nu = 0,4$; $\eta = 0,00003$)

4

Desenvolvimento do protótipo

4.1 Introdução

Neste capítulo do documento é detalhado o dimensionamento do protótipo desenvolvido.

O protótipo implementado enquadra-se numa bolsa atribuída pelo Instituto de Telecomunicações – Pólo de Lisboa, que contempla o dimensionamento de uma plataforma genérica para comunicações acústicas em ambientes submersos. Pretendeu-se assim dotar o sistema da possibilidade de expansão para qualquer outro tipo de transdutores aquáticos, garantindo igualmente que o *hardware* utilizado fosse independente das características dos sinais transmitidos e recebidos.

Após a descrição do protótipo, neste capítulo indica-se algumas considerações relativamente ao ambiente de desenvolvimento de processamento de sinal. Através desta informação, é enquadrado como os testes realizados neste âmbito são suportados no sistema desenvolvido.

4.2 Arquitectura geral do sistema

A Figura 18 apresenta o diagrama de blocos da arquitectura do sistema desenvolvido. De modo a possibilitar a aplicabilidade genérica da plataforma, definiu-se nesta arquitectura que a geração e a decodificação dos sinais transmitidos/recebidos se realizam exteriormente ao sistema, através de um PC (*Personal Computer*) de uso genérico.

Para a transmissão, os sinais são transferidos do PC para a plataforma através da interface digital USB 2.0 (*Universal Serial Bus*) – RS232. Este sinal, definido directamente em banda canal, é encaminhado pela unidade de processamento FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) para uma memória auxiliar, transferindo-o posteriormente para um DAC (*Digital to*

Analog Converter), que realiza a conversão do sinal de digital para o domínio analógico. Uma vez realizada a conversão, a actuação do transdutor emissor é efectuada através do Amplificador de Potência, onde por fim o transdutor transforma o sinal eléctrico em sinal sonoro, transmitindo o mesmo para o meio de comunicação.

Por sua vez no sistema de recepção, o transdutor receptor converte o sinal sonoro num sinal eléctrico. De modo a minimizar a degradação do sinal recebido, o Amplificador de Baixo Ruído realiza o respectivo acondicionamento de sinal, seguindo-se a digitalização em banda canal do sinal recebido pelo ADC (*Analog to Digital Converter*). O sinal adquirido é de seguida armazenado numa memória auxiliar através da FPGA, sendo transferido para processamento posterior pelo PC.

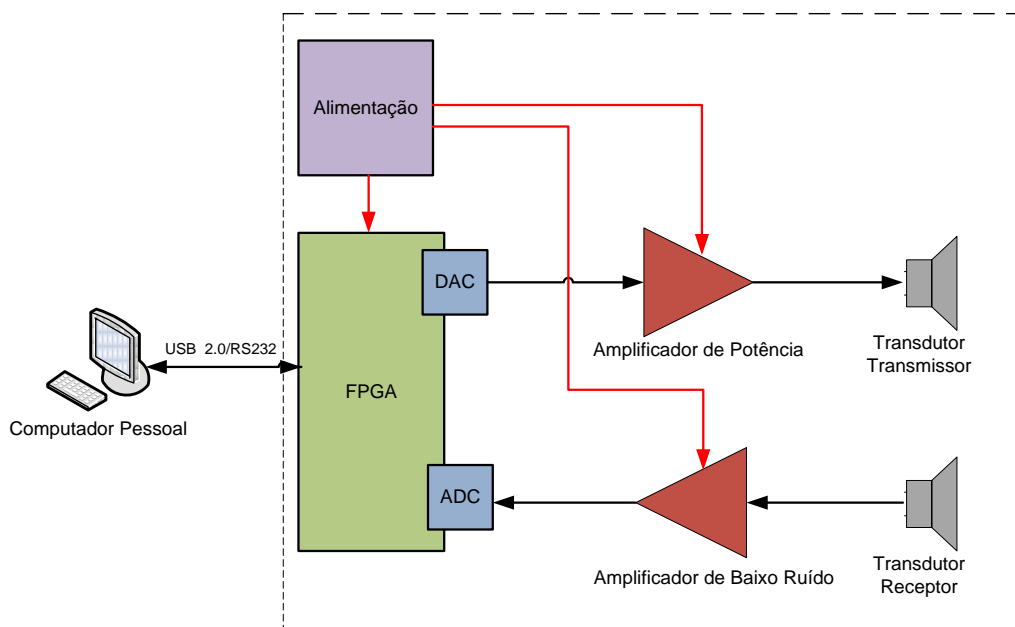


Figura 18 – Diagrama de blocos da arquitectura do sistema.

4.3 Considerações iniciais sobre o dimensionamento do protótipo

Nesta secção do documento procura-se contextualizar algumas opções de dimensionamento do protótipo desenvolvido.

Os transdutores apresentam-se como um dos componentes mais relevantes do sistema de comunicação. Existem particularmente três parâmetros importantes a ter em consideração na escolha de um transdutor electro-acústico: largura de banda, máxima potência sonora e sensibilidade acústica.

A largura de banda disponibilizada por um transdutor piezoeléctrico é essencialmente determinada pela sua frequência de operação. Como tal, num compromisso em relação ao alcance máximo de comunicação, frequentemente são escolhidas frequências de sinais sonoros

na gama dos ultra-sons¹. Por sua vez, a potência sonora máxima admissível pelo transdutor e a respectiva sensibilidade acústica também determinam a máxima distância a que o sistema poderá comunicar.

Após um estudo de mercado, verificou-se que este segundo parâmetro seria o mais relevante na definição do custo monetário dos transdutores para ambientes submersos. Este aspecto revelou-se inicialmente problemático, pois a grande maioria dos transdutores disponíveis no mercado destinam-se a aplicações de SONAR, suportando potências eléctricas consideráveis (iguais ou superiores a 500 W), tornando conseqüentemente o produto final substancialmente mais dispendioso.

Neste contexto, procurando um compromisso entre estas grandezas, optou-se pelo transdutor 200LM450 do fabricante ProWave®. Este transdutor transceptor opera à frequência de 200 kHz, possui uma largura de banda de 25 kHz e suporta até uma potência eléctrica eficaz de 50 W. Segundo os cálculos realizados no Anexo 2, estima-se com estes transdutores que o sistema obtenha um alcance de comunicação próximo do 35 m em água salgada e 50 m em água doce. Uma imagem com o transdutor utilizado pode ser encontrada na Figura 19.



Figura 19 – Imagem do transdutor 200LM450.

Relativamente à plataforma desenvolvida, salienta-se que a utilização de frequências de operação razoavelmente baixas e a presença de uma arquitectura baseada em FPGA permitiu trabalhar directamente no processamento de sinal com os sinais definidos em banda canal. Igualmente, podendo trabalhar com os sinais transmitidos e recebidos directamente no domínio digital, permite-se uma maior versatilidade do sistema.

De modo a simplificar a construção da plataforma, considerou-se vantajosa a aquisição de um kit de desenvolvimento de FPGA. Note-se que a capacidade de processamento para o sistema desenvolvido não é um requisito muito exigente, possibilitando a aquisição de um kit de baixo desempenho. Na escolha do kit de FPGA teve-se contudo em atenção as respectivas

¹ As ondas de ultra-sons correspondem a sinais acústicos que possuem valores de frequência superiores ao limite da audição humana (aproximadamente 20 kHz).

especificações de memória, já que este componente determina o tempo máximo de armazenamento de amostras recolhidas. Foi assim escolhido o kit SPARTAN 3AN da Xilinx®, que possui uma memória de 512 Mbit (32M x 16) DDR2-SDRAM (*Double Data Rate 2 - Synchronous Dynamic Random Access Memory*). Considerando o cenário onde cada amostra recebida é definida por 16 bits, amostrada a uma frequência de 1 MHz, obtém-se assim um tempo de recolha da ordem dos 32 s, suficiente para armazenar um período considerável de sinal.

Optou-se por não utilizar o DAC e o ADC disponibilizados pelo kit de desenvolvimento, pois verificou-se estes conversores não possuem uma resolução adequada ao sistema que se pretende implementar. Como tal, realiza-se a digitalização e reconstrução dos dados num módulo dedicado ao efeito.

A filosofia de desenvolvimento dos módulos independentes foi igualmente utilizada para os módulos de alimentação e de acondicionamento de sinal. Definiu-se que a alimentação poderá ser fornecida pela rede eléctrica ou por uma bateria de 12 V, considerando que é este o valor de tensão comum encontrado nas baterias das embarcações marítimas [37].

A Figura 20 ilustra o esquema das interfaces da plataforma desenvolvida.

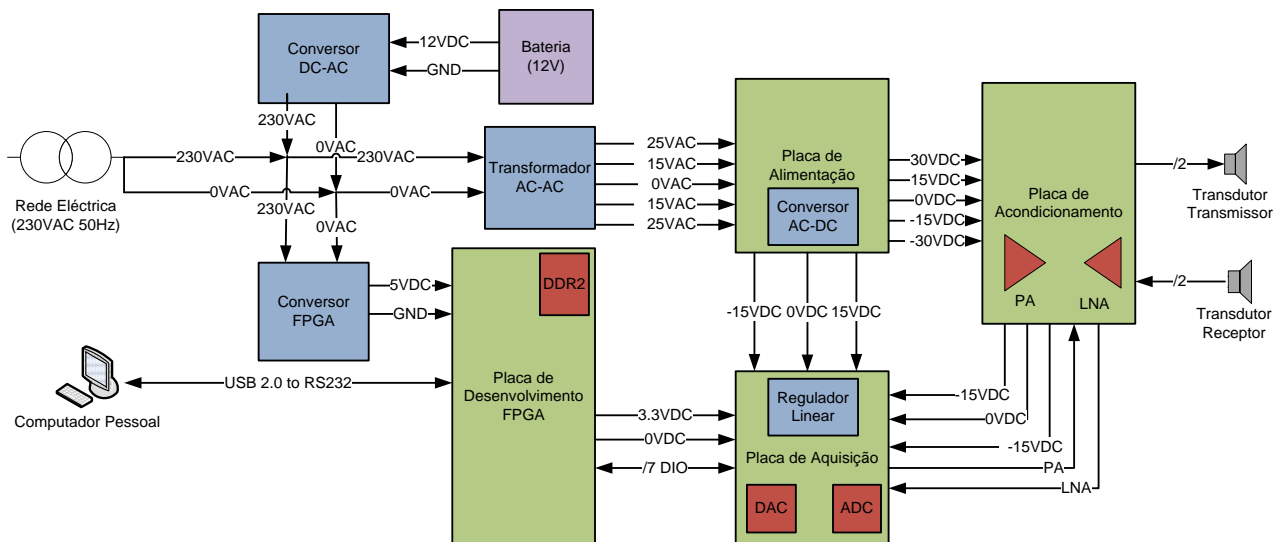


Figura 20 – Diagrama de blocos das principais interfaces do sistema.

Como se pode observar na Figura 20, o sinal que provém da rede eléctrica (230 VAC) é aplicado num transformador que converte a tensão para 25 VAC e 15 VAC. Posteriormente, o módulo de alimentação realiza as conversões AC/DC (*Alternating Current/Direct Current*), fornecendo à sua saída os sinais contínuos de +/- 30 VDC, +/- 15 VDC.

Caso a fonte de energia do protótipo seja uma bateria, por uma questão de simplificação optou-se por adquirir um conversor DC/AC, que realiza a transformação de 12 VDC em 230

VAC. Note-se que optando por escolher a alimentação deste conversor ou da rede eléctrica, é “transparente” na perspectiva de funcionamento do módulo de alimentação.

Nas subsecções posteriores deste documento foram detalhados os circuitos implementados para cada um dos módulos desenvolvidos, contextualizando os restantes sinais de interface da plataforma.

4.4 Módulo de alimentação

O módulo de alimentação possibilita a conversão e regulação dos sinais alternados de 15 V e 25 V, provenientes de dois transformadores redutores de tensão, em sinais contínuos de +/- 30 V e +/- 15 V.

Como se pode analisar pelo esquemático do Anexo 1, cada transformação de tensão é baseada na implementação de um circuito de rectificação de onda completa com uma ponte de diodos, filtragem através de elementos capacitivos e, por último, a regulação da tensão contínua de saída através dos reguladores lineares LM317 ou LM337.

As tensões nos enrolamentos secundários dos transformadores foram definidas segundo dois critérios: disponibilidade comercial destes equipamentos e os valores das tensões mínimas requeridas à entrada de cada regulador linear. Particularizando a análise ao regulador de tensões positivas LM317, sabe-se que o valor médio da tensão de entrada V_{DC} deve ser maior que a tensão pretendida à saída do regulador V_{out} somado com a queda de tensão V_{drop} expectável no próprio regulador, como indica a relação (48). Após a rectificação de onda completa, a tensão V_{DC} é determinada em função da tensão de pico V_P à saída do transformador, de acordo com a equação (49). A relação entre tensão de pico e tensão eficaz V_{RMS} é descrita pela equação (50).

$$V_{DC} > V_{out} + V_{drop} \quad (48)$$

$$V_{DC} = \frac{2V_P}{\pi} \quad (49)$$

$$V_P = V_{RMS} \times \sqrt{2} \quad (50)$$

No módulo desenvolvido, como é utilizado um transformador com dois enrolamentos secundários de 25 V na configuração de ponto médio (obtendo assim uma tensão eficaz de 50 V), resulta numa tensão média V_{DC} próxima de 45 V. Considerando o pior cenário de exigência de corrente de carga e temperatura da junção do regulador LM317, garante-se que mesmo com V_{drop} próximo de 2,5 V consegue-se a regulação da tensão de 30 V.

Torna-se relevante não elevar significativamente a diferença de tensão entre a entrada e saída do regulador, evitando problemas de dissipação energética pelo dispositivo. A estabilidade

térmica de um regulador linear pode ser avaliada através da inequação (51), garantido que o valor máximo estimado da resistência térmica da junção do dispositivo ao ambiente θ_{JA} seja superior ao valor de θ_{JA} indicado pelo fabricante [38].

$$\theta_{JA(\max)} > \theta_{JA} \quad (51)$$

A resistência $\theta_{JA(\max)}$ pode ser determinada pela equação (52), função da potência dissipada P_D e da variação máxima de temperatura expectável entre a temperatura da junção T_J e temperatura ambiente T_A . Como mostra a relação (53), a potência dissipada no dispositivo pode ser aproximada à diferença de tensão à entrada V_i e saída do dispositivo V_o , multiplicada pela corrente de carga I_o .

$$\theta_{JA(\max)} = \frac{(T_J - T_A)}{P_D} \quad (52)$$

$$P_D \approx (V_i - V_o) \times I_o \quad (53)$$

Não garantindo o critério de estabilidade térmica, pode ser considerada a escolha do mesmo componente com um encapsulamento alternativo, com menor resistência térmica. Se por sua vez tal não constituir uma alternativa viável, pode equacionar-se a utilização de dissipador adequado para o efeito. Com a presença do dissipador deve-se garantir o cumprimento da inequação (54), ao qual a resistência térmica dissipador-ambiente θ_{SA} deve ser inferior ou igual à subtracção do parâmetro $\theta_{JA(\max)}$ com as resistências térmicas junção-encapsulamento θ_{JC} e encapsulamento dissipador θ_{CS} .

$$\theta_{SA} \leq \theta_{JA(\max)} - \theta_{JC} - \theta_{CS} \quad (54)$$

Seguindo estas considerações, apresenta-se na Figura 21 uma imagem do módulo de alimentação desenvolvido.

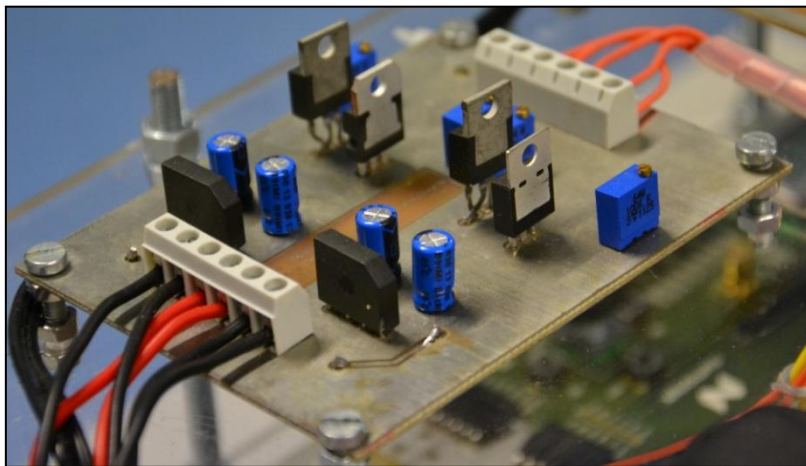


Figura 21 – Módulo de alimentação desenvolvido (perspectiva da camada superior).

4.5 Módulo de aquisição e geração de sinal

O módulo de aquisição e geração de sinal possibilita a digitalização dos sinais analógicos provenientes do amplificador de baixo-ruído, na cadeia de recepção. Adicionalmente, este módulo permite a reconstrução analógica dos sinais digitais provenientes do kit de FPGA, entregando os mesmos ao circuito amplificador de potência, na cadeia de transmissão.

A presença de uma arquitectura baseada em FPGA, aliada ao facto dos transdutores de ultra-sons operarem em frequências razoavelmente reduzidas, permite o processamento digital directo dos sinais em banda canal. Através deste mecanismo, evita-se recorrer a outros processos de modulação/desmodulação por *hardware*, reduzindo substancialmente a complexidade do sistema desenvolvido.

Os transdutores utilizados neste sistema possuem uma frequência central e largura de banda teórica de 200 kHz e 25 kHz, respectivamente. Considerando que pode existir interesse na representação de sinais até uma frequência máxima f_{max} de 250 kHz, um valor de frequência que estende a largura de banda teórica por uma razão de 4, definiu-se que a frequência de amostragem f_s do ADC e do DAC é de 1 MHz. Com este valor de f_s , permite-se no limite que a reconstrução seja realizada com 4 amostras por período, cumprindo pelo dobro o critério de amostragem de Nyquist, como exprime a relação (55).

$$f_s \geq 2 \times f_{max} \quad (55)$$

De modo a não comprometer a qualidade da reconstrução e da digitalização, é relevante minimizar o erro de quantificação dos conversores. Utilizando conversores com quantificação uniforme e maximizando a excursão do sinal de entrada à gama dinâmica dos equipamentos, a relação sinal-ruído de quantificação SNR_Q em unidades logarítmicas pode ser aproximada à equação (56). Repare-se como esta relação é directamente proporcional à resolução R de número de bits por amostra [39]. Para os conversores seleccionados, optou-se por adquirir componentes com 16 bits de resolução, obtendo uma SNR_Q teórica de 96,32 dB, um valor considerado satisfatório.

$$SNR_Q \approx 6,02R \quad (56)$$

À frequência de amostragem de 1 MHz, a maioria dos conversores disponíveis comercialmente suportam uma interface de comunicação série, de natureza SPI (*Serial Peripheral Interface*) ou I2C (*Inter-Integrated Circuit*). Como os requisitos temporais destas interfaces são, muitas vezes, complexos, a implementação dos respectivos circuitos digitais em

FPGA apresenta-se vantajosa, já que esta permite sintetizar *hardware* configurável que suporta velocidades de comunicação mais elevadas.

O compromisso desta arquitectura encontra-se pelo razoável débito binário exigido pelos conversores. Adicionalmente, se num cenário futuro se procurasse realizar o processamento de sinal em tempo real directamente sobre a plataforma desenvolvida, além da acomodação a esta cadência binária significativa seriam exigidos processos de transferência de informação mais complexos entre os diversos dispositivos envolvidos. Nestes dispositivos referem-se, nomeadamente, o PC, periféricos de entrada/saída do kit de FPGA e o DAC e o ADC.

Apesar de ser uma opção teoricamente viável, de modo a simplificar a implementação do sistema, recorreu-se a uma memória auxiliar DDR2. Através deste componente, é armazenada simultaneamente a informação a transmitir para o DAC e as amostras recebidas pelo ADC. Dependendo da capacidade da memória, é assim inevitavelmente limitado o tempo de recolha de informação por este último conversor. De acordo com as especificações de memória descritas na secção 4.3, na plataforma desenvolvida é permitido um período de armazenamento de informação até cerca de 32 s.

A Figura 22 exhibe uma imagem do módulo de aquisição e geração de sinal desenvolvido.

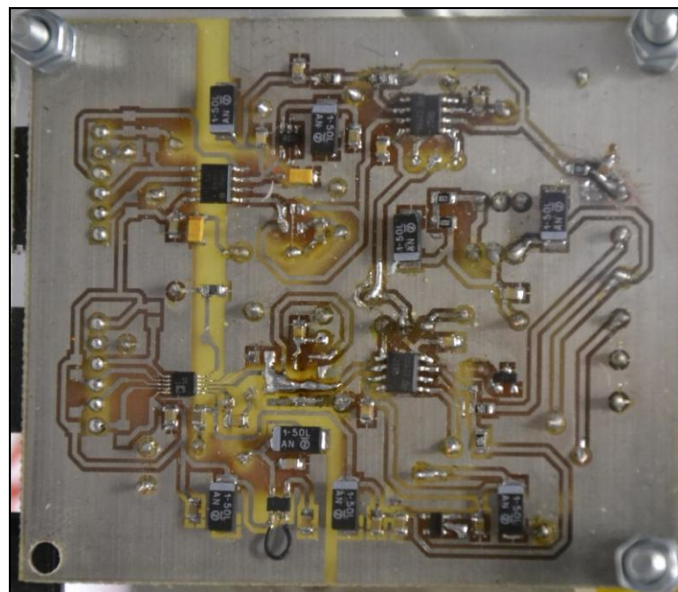


Figura 22 – Módulo de aquisição e geração de sinal desenvolvido (perspectiva da camada inferior).

4.5.1 Cadeia de reconstrução

Como se pode analisar pelo esquemático da Figura 23, a cadeia de reconstrução inicia-se nos três sinais digitais para comunicação série SPI com o componente DAC. Através desta interface, a informação de novas amostras é transmitida do kit de FPGA ao conversor. Após conversão das amostras no nível de tensão correspondente, o circuito seguinte com o

amplificador operacional realiza a conversão de sinal unipolar em bipolar. Por fim, a malha RC, que compõe uma filtragem passa-baixo de 1ª ordem, realiza a filtragem de reconstrução.

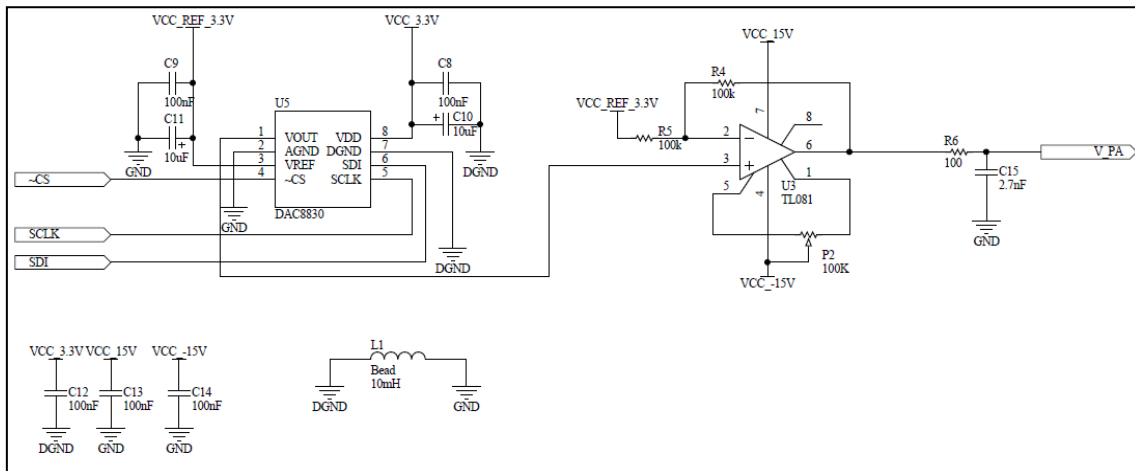


Figura 23 – Circuito de conversão digital-analógica.

Considerando os requisitos já abordados de frequência de amostragem e resolução do conversor, seleccionou-se o DAC da Texas Instruments® com referência DAC8830. Comparativamente com outros modelos, este componente apresentou o melhor compromisso de custo, valor do erro INL (*Integral NonLinearity*), compatibilidade das tensões das interfaces digitais (as saídas digitais do kit de FPGA operam a 3,3V) e, por último, os requisitos do protocolo de comunicação com o conversor. Posteriormente na subsecção 4.7.3 serão aprofundadas as principais especificações do protocolo de comunicação deste conversor.

Relativamente à electrónica de acondicionamento do conversor, são utilizados dois sinais contínuos de 3,3 V. O primeiro sinal (identificado no esquemático por "VCC_3.3V") é directamente proveniente do kit de FPGA, sendo utilizado na alimentação do conversor e definindo a referência de tensão das interfaces digitais. O segundo sinal (designado por "VCC_REF_3.3V") provém da alimentação dos +15V, sendo regulada pelo *voltage reference* ADR366A, que garante uma saída a 3,3V estável e de elevada precisão. Note-se que o esquemático desta transformação de tensão pode ser encontrado no Anexo 1.

A precisão deste segundo sinal é importante pois este define a tensão de referência da gama dinâmica do DAC. Se, para o mesmo fim, fosse utilizado o sinal "VCC_3.3V" poderia revelar-se desastroso para o processo de conversão. Tal deve-se ao facto deste sinal provir de uma fonte digital, onde frequentemente são utilizadas topologias de sistemas comutados, que tendem a injectar níveis de ruído considerável na alimentação. Consequentemente, a existência de uma gama dinâmica instável poderia originar erros consideráveis na conversão, degradando consequentemente o desempenho do sistema.

No desenvolvimento do desenho desta placa de circuito impresso, a separação física e eléctrica entre os sinais digitais e analógicos foi uma regra que se procurou sempre respeitar,

levando à definição de dois planos massa distintos separadas por uma *ferrite bead*, como medida de isolamento do ruído proveniente das fontes digitais.

Posteriormente ao DAC, o amplificador operacional TL081 na topologia de amplificador diferencial permite garantir uma alta impedância na saída do conversor, uma especificação notificada pelo fabricante. Igualmente, esta configuração realiza a conversão de tensão unipolar em bipolar. Observe-se a função transferência deste circuito pela equação (57), onde V_i corresponde à tensão unipolar à saída do DAC, V_{ref} à tensão de referência do conversor e V_o a tensão bipolar à saída do amplificador operacional [40].

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R_4}{R_5} \right) - V_{ref} \left(\frac{R_4}{R_5} \right) \quad (57)$$

Sabendo que V_i possui uma variação de tensão de 0 V a 3,3 V, deseja-se que V_o varie entre -3,3 V a 3,3 V. De forma intuitiva formula-se que, fornecendo um ganho de 2, obtém-se a excursão de sinal desejada. Porém, posteriormente a operação é necessário corrigir o valor médio do sinal resultante, já que um sinal bipolar possui uma componente DC nula. Como V_i possui um valor médio de 1,65 V, sendo-lhe atribuído o dobro do ganho, terá que se subtrair o simétrico do valor médio resultante, ou seja, precisamente a tensão de referência de 3,3V. Se as resistências R_4 e R_5 possuírem o mesmo valor, obtém-se a função transferência pretendida, como se pode verificar pela equação (58). Para o circuito dimensionado, foram utilizadas resistências de 100 k Ω com 1% de tolerância, de modo a minimizar as exigências de corrente ao *voltage reference* ADR366A e maximizar a precisão da conversão de tensão.

$$V_o = 2V_i - V_{ref} \quad (58)$$

O processo de reconstrução do sinal analógico dá-se pela convolução de um trem de pulsos rectangulares, à frequência de f_s , com a resposta impulsional do filtro de reconstrução [15]. No domínio da frequência, após esta operação surgem réplicas do espectro de interesse em múltiplos de f_s . Para obter o sinal analógico sem estas harmónicas, compete ao filtro reconstrutor atenuar as componentes de frequência acima do ritmo de Nyquist.

Existe uma consequência pelo DAC fornecer um trem de pulsos rectangulares em detrimento de um trem de impulsos de duração infinitesimal. Esta deve-se ao facto da transformada de Fourier do pulso rectangular corresponder a uma função *sinc*. Em consequência, a resposta do conversor possui um decaimento de amplitude segundo esta função.

No sistema desenvolvido, verificou-se que este efeito não é problemático. Tal acontece pois ocupa-se uma largura de banda pequena em relação ao espectro em que é possível reconstruir o sinal. Como tal, o efeito de decaimento de amplitude é desprezável.

Tendo conhecimento prévio da razoável selectividade da resposta em frequência dos transdutores de ultra-sons, optou-se por diminuir as especificações do filtro reconstrutor. Para o

feito, foi implementada uma malha RC passa-baixo, garantindo uma banda passante plana até cerca de metade da frequência de amostragem e fornecendo uma atenuação de amplitude após a frequência de corte f_c de -20dB por década. O dimensionamento do filtro é realizado segundo a equação (59), função do condensador C_f e da resistência equivalente R_f vista a partir dos seus terminais. Utilizando um condensador de 2,7 nF e para uma resistência equivalente de 100 Ω , obtém-se uma frequência de corte de 589,47 kHz.

$$f_c = \frac{1}{2 \pi R_f C_f} \quad (59)$$

4.5.2 Cadeia de digitalização

Como se pode observar pelo esquemático da Figura 24, a cadeia de digitalização inicia-se pela transformação do sinal bipolar recebido pelo amplificador de baixo-ruído em sinal unipolar, seguido de uma filtragem de *anti-aliasing*, de acordo com as especificações do ADC. Após a conversão da amostra no dispositivo ADC, a informação binária é transferida para o kit de FPGA através dos quatro sinais digitais da interface de comunicação SPI.

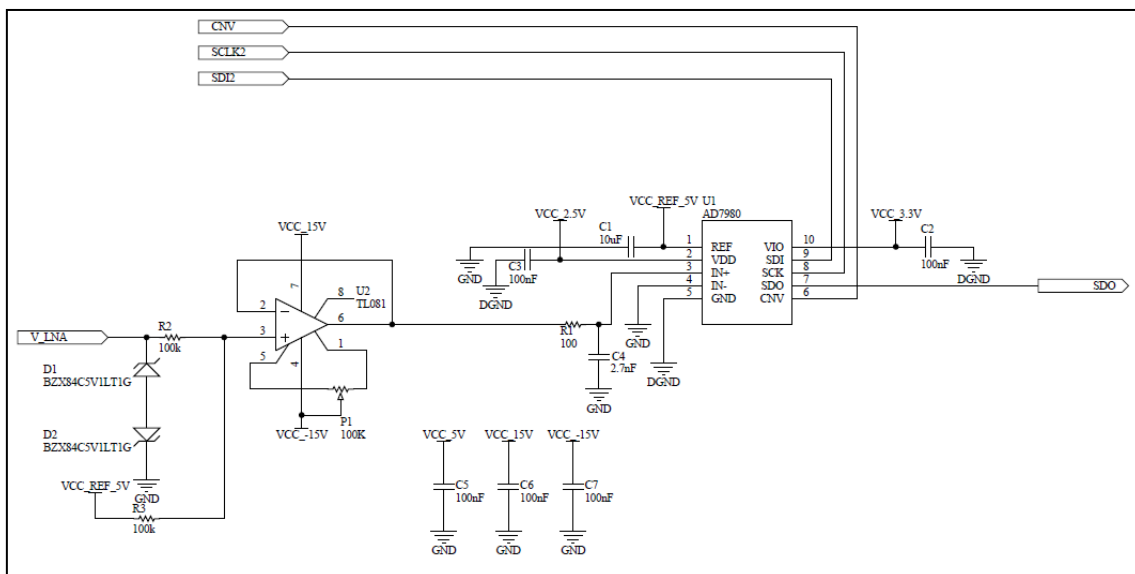


Figura 24 – Circuito de conversão analógica-digital.

Sendo um dos elementos mais importantes da cadeia de recepção, a opção do ADC recaiu pelo dispositivo AD7980 da Analog Devices®, que possui uma frequência de amostragem máxima de 1 MHz e permite até 16 bits de resolução. Foi realizada a opção por um ADC de aproximações sucessivas SAR (*Successive Approximation Register*), já que os conversores desta arquitetura possuem o melhor compromisso entre a latência introduzida e os erros de não linearidades do conversor [41].

Semelhantes aos critérios de escolha do DAC, outras considerações foram tomadas na opção do ADC. Especificamente, foi dado ênfase ao compromisso do custo monetário, valor do erro INL (*Integral NonLinearity*) e da relação SINAD (*Signal-To-Noise And Distortion ratio*), compatibilidade das tensões da interface digital e os requisitos do protocolo de comunicação. Posteriormente na subsecção 4.7.4 neste documento serão aprofundadas as principais especificações do protocolo de comunicação deste conversor.

Na electrónica de acondicionamento do conversor são utilizadas três tensões distintas. A tensão de 3,3 V, proveniente do kit de FPGA, define o valor de referência da interface digital. A partir deste sinal, realiza-se a regulação de tensão pelo integrado TC1014, obtendo-se a tensão de 2,5 V para alimentação do conversor. Repare-se que este valor de tensão segue as recomendações do fabricante do conversor, que assegura um desempenho superior do dispositivo se for utilizado um valor de alimentação próximo de metade da tensão de referência que estabelece a gama dinâmica. Para este mesmo fim, realiza-se a transformação dos +15 V em +5 V pelo *voltage reference* ADR365A, garantindo um sinal de referência estável e preciso para as conversões analógicas-digitais. O esquemático destas transformações de tensão pode ser encontrado no Anexo 1.

A transformação bipolar em unipolar é realizada com um amplificador operacional na topologia de amplificador diferencial. Observe-se a função de transferência deste circuito pela equação (60), onde V_i corresponde à tensão bipolar à saída do LNA, V_{ref} à tensão de referência do conversor e V_o a tensão unipolar à saída do amplificador operacional [42].

$$V_o = V_i \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) + V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) \quad (60)$$

Deseja-se que V_o varie entre 0 V a 5 V. Se for igualado o valor das resistências R_2 e R_3 , como mostra a expressão (61) ambas as tensões à entrada do amplificador operacional são atenuadas para metade, diminuindo a excursão V_i por um factor de 2 e somando um valor médio de 2,5 V, correspondente a metade da gama dinâmica. Repare-se que é garantida a gama de variabilidade da tensão de saída se V_i estiver limitado entre -5 V a 5 V, motivo para o qual o sinal proveniente do LNA é limitado em amplitude em ambas as alternâncias pelos diodos de zener de 5,1 V.

$$V_o = \frac{V_i + V_{ref}}{2} \quad (61)$$

Por último, o filtro de *anti-aliasing* limita a largura de banda de um sinal analógico, procurando que após o processo de digitalização seja minimizado o efeito de *aliasing* (ou seja, da criação de novas componentes espectrais). Este fenómeno ocorre devido à presença de frequência superiores ao limite indicado pelo teorema de amostragem de Nyquist. Num cenário onde ocorra *aliasing*, a nova componente de frequência de *alias* f_a é gerada em relação à

frequência de entrada f , da frequência de amostragem f_s e do valor inteiro I , segundo a relação (62). Note-se que este último parâmetro corresponde ao múltiplo mais próximo de f_s em relação a f .

$$f_a = |I \times f_s - f| \quad (62)$$

No sistema desenvolvido, tirando partido do comportamento dos transdutores, diminuiu-se as especificações do filtro de *anti-aliasing*. Como tal, foi implementada uma malha RC passa-baixo, que garante uma banda passante plana até uma frequência de corte inferior a metade da frequência de amostragem. Utilizando a relação (59), para um condensador de 2,7 nF e para uma resistência equivalente de 100 Ω , obtém-se uma frequência de corte de 589,47 kHz.

4.6 Módulo de acondicionamento

O módulo de acondicionamento permite o ajuste da actuação do transdutor emissor através do circuito amplificador de potência. Adicionalmente neste módulo, o amplificador de baixo-ruído permite a amplificação do sinal eléctrico proveniente do transdutor receptor, minimizando a degradação sofrida pelo incremento do patamar de ruído nos andares de ganho do circuito.

Uma imagem do módulo de acondicionamento pode ser observada na Figura 25.

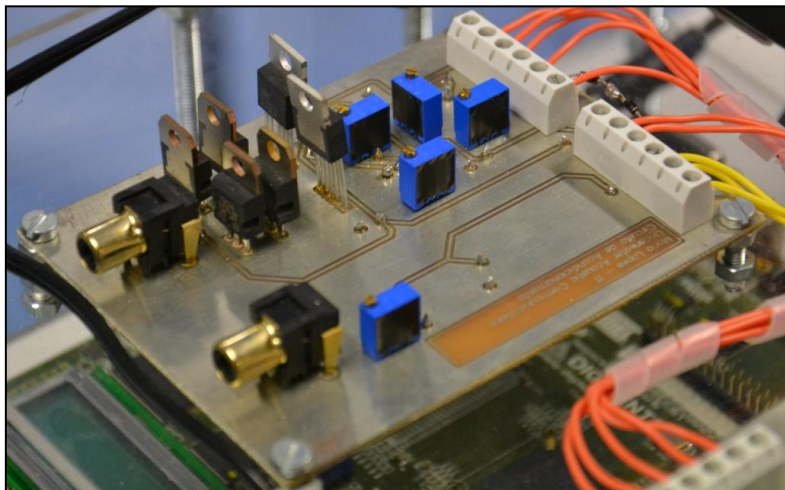


Figura 25 – Módulo de acondicionamento desenvolvido (perspectiva da camada superior).

4.6.1 Circuito amplificador de potência

Segundo as especificações do fabricante, o transdutor 200LM450 quando submergido possui uma impedância mínima R_{MIN} de 200 Ω , suportando até uma potência eléctrica eficaz P_{RMS} de 50 W.

Utilizando as equações (50) e (63) verifica-se que, para um cenário onde seja exigida a máxima potência admissível pelo transdutor emissor, obtêm-se valores de pico de tensão V_p e corrente I_p de 141,42 V e 707,12 mA, respectivamente.

$$P_{RMS} = \frac{V_{RMS}^2}{R_{MIN}} \quad (63)$$

Repare-se que um valor tão significativo de excursão de tensão apresenta um desafio considerável ao dimensionamento do amplificador de potência. Combinado com este requisito inclui-se a velocidade de resposta do próprio circuito, considerando as frequências de trabalho a que os transdutores operam. Como o desempenho do amplificador regula o alcance possível de comunicação, optou-se por um compromisso entre a complexidade deste circuito e o desempenho do sistema.

Apesar do protótipo implementado não se dirigir a nenhuma aplicação subaquática em particular, considerou-se que o alcance exigido num cenário de mergulho recreativo seria um objectivo adequado a atingir. Sabe-se que na categoria avançada desta modalidade é permitido um mergulho até 40 m de profundidade [43]. Segundo os cálculos teóricos apresentados no Anexo 2, para uma tensão de pico de 50 V é estimado um alcance de 35 m em água salgada e 50 m em água doce. Como o modelo utilizado é pessimista em relação às condições do meio subaquático, conclui-se que estes resultados são aceitáveis para o âmbito pretendido.

Para obter a excursão de sinal desejada de 50 V de pico, avaliou-se a arquitectura mais adequada para o circuito amplificador de potência. Considerou-se inicialmente implementar uma cadeia de amplificação classe A, baseada em topologias comuns com transístores BJT (*Bipolar Junction Transistor*). Contudo, sabe-se que esta classe de amplificação possui um nível de eficiência reduzido, atingindo no máximo os 25% [44]. Adicionalmente neste cenário, a excursão do sinal de saída é realizada sempre na gama linear de funcionamento do dispositivo activo. Considerando que, no caso de interesse, se deseja uma excursão de sinal significativa, a polarização do transístor terá que ocorrer a valores de tensão consideráveis, implicando que as alimentações contínuas do dispositivo serão igualmente elevadas.

Como as evidências acima referidas são suficientemente limitativas, optou-se por uma topologia amplificadora baseada simultaneamente em transístores BJT e amplificadores operacionais. Observe-se o esquemático presente na Figura 26, onde se verifica ser implementada uma topologia diferencial à carga [45].

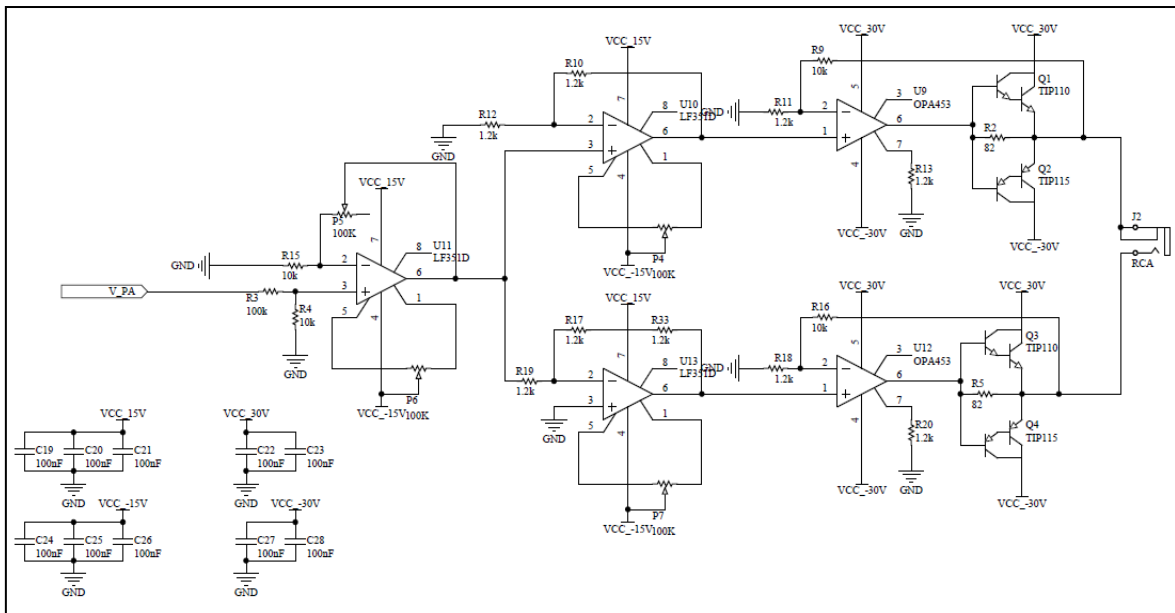


Figura 26 – Circuito Amplificador de Potência.

Esta técnica tem como propósito diminuir os requisitos de tensão nos componentes do circuito, uma vez que cada ramo garante metade da excursão pretendida mas com uma diferença relativa de fase de 180° . Minimizando a excursão de sinal para 25 V, é viabilizado o uso de amplificadores operacionais no circuito, desde que seja garantido o *slew-rate* dos dispositivos.

O amplificador desenvolvido baseia-se nas seguintes etapas: amplificação comum do sinal recebido, adaptação para a configuração diferencial e o andar final, adaptador à carga e fornecedor de ganho de corrente.

Deseja-se entregar à carga uma tensão e corrente máxima de 25 V e 125 mA, respectivamente. Considerando que os andares anteriores ao último estágio são essencialmente constituídos por amplificadores operacionais, sabe-se que estes dispositivos possuem limitações em fornecer a corrente requerida. Nesse sentido, em cada ramo foi implementada uma topologia *push-pull*, uma configuração que possui um ganho de tensão unitário mas um ganho de corrente razoável.

Note-se que o *push-pull* é um amplificador de classe B, no qual cada transistor funciona em condução de modo intermitente, nas alternâncias positivas e negativas do sinal. Comparativamente a um amplificador de classe A, o *push-pull* apresenta um maior rendimento [44]. Contudo, nesta topologia existe a distorção de *crossover*. Para compensação desta distorção é utilizado um amplificador operacional, que realiza a realimentação entre o emissor e o receptor dos transistores, traduzindo-se assim num amplificador de classe AB.

Relativamente a este amplificador operacional, está a ser requerida na saída do dispositivo uma tensão até 25 V, um valor acima da tensão de alimentação máxima que se encontra nos amplificadores operacionais convencionais, de cerca dos ± 18 V. Tal é possível

uma vez que é utilizado o amplificador operacional OPA453 que, segundo o fabricante, suporta tensões de alimentação até um valor diferencial de 80 V.

Sobre o mesmo componente, é requerido como mecanismo de estabilidade um ganho mínimo de 5. Apesar desta recomendação ser cumprida em quase o dobro, nos testes de implementação deste circuito verificaram-se alguns problemas na estabilidade do amplificador. Procurou-se realizar a compensação do pólo dominante adicionando um condensador entre a saída e a entrada não inversora do dispositivo, não obtendo um impacto perceptível.

Removendo este componente de compensação, a solução ao problema consistiu em adicionar uma resistência de 82 Ω entre a saída do dispositivo e os terminais emissores dos transístores da topologia *push-pull*. De acordo com umas das indicações do fabricante, esta resistência limita a corrente de saída do amplificador operacional e permite que este dispositivo conduza a carga durante o período onde ocorre a distorção de *crossover*.

De forma a diminuir significativamente os requisitos de corrente do amplificador operacional, são utilizados os pares complementares de transístores *Darlington*, TIP110 e TIP115. Na escolha destes transístores, foi assegurado que estes possuem um ganho de corrente adequado. Adicionalmente, ambos os transístores deverão conseguir dissipar a potência P_D a eles fornecida. A máxima potência num transístor dá-se quando a tensão na carga V_o corresponde a aproximadamente $2/\pi$ da tensão de alimentação V_{CC} [44], podendo este valor ser determinado pela equação (64):

$$P_D \left(V_o = \frac{2V_{CC}}{\pi} \right) = \frac{V_o}{\pi} \frac{V_{CC}}{R_{MIN}} - \frac{V_o^2}{4 R_{MIN}} \quad (64)$$

Considerando que os transístores possuem uma alimentação de +/- 30 V, sabe-se que cada transístor dissipa uma potência de 412,41 mW. Para uma temperatura de junção T_j máxima de 150° C e uma temperatura ambiente T_A de 50 °C, segundo a equação (52) obtém-se uma resistência térmica θ_{JA} de 242,47 °C/W. Como o θ_{JA} indicado pelo fabricante dos transístores TIP110 e TIP115 é de 62,5 °C/W, verifica-se o cumprimento do critério de estabilidade térmica indicado pela inequação (51).

Observe-se as equações (65), (66) e (67), que exprimem a função transferência do circuito amplificador de potência. Como se pode analisar, a tensão à saída de cada ramo (V_{o1} e V_{o2}) possui um factor de ganho comum, regulado pela relação entre o potenciómetro P_5 e a resistência R_{15} . Visto que as resistências R_{10} , R_{12} , R_{17} , R_{33} e R_{19} possuem o mesmo valor, obtém-se um ganho de 2 e -2 para o primeiro e segundo ramo, respectivamente. O divisor de tensão entre as resistências R_4 e R_3 , localizado na extremidade esquerda do esquemático, surge para compensar o ganho considerável do amplificador operacional OPA453. Sabendo que a tensão de entrada do circuito V_{PA} possui uma variação entre -3,3 V e 3,3 V, substituindo nas

equações (66) e (67) os valores dos componentes utilizados, obtém-se a equação (68). Verifica-se assim que o amplificador de potência possui um ganho variável entre 2,04 e 11,2, resultando numa tensão de saída máxima variável entre 6,732 V e 30 V.

$$V_o = V_{o1} - V_{o2} \quad (65)$$

$$V_{o1} = \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \left(1 + \frac{P_5}{R_{15}} \right) \left(1 + \frac{R_{10}}{R_{12}} \right) \left(1 + \frac{R_9}{R_{11}} \right) V_{PA} \quad (66)$$

$$V_{o2} = \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \left(1 + \frac{P_5}{R_{15}} \right) \left(- \frac{R_{17} + R_{33}}{R_{19}} \right) \left(1 + \frac{R_{16}}{R_{18}} \right) V_{PA} \quad (67)$$

$$V_{o1,2} = \frac{1}{11} \times [2: 11] \times \pm 2 \times \left(\frac{11,2}{1,2} \right) \times [-3,3: 3,3] \quad (68)$$

4.6.2 Circuito amplificador de baixo-ruído

Atendendo que os sinais adquiridos pelo transdutor receptor possuem uma amplitude reduzida, é utilizada uma etapa amplificadora de baixo ruído que, atribuindo um elevado ganho de tensão, adequando este sinal à etapa de digitalização. Pela inevitabilidade de funcionamento dos próprios dispositivos electrónicos, sabe-se que qualquer amplificador de sinal degrada a relação sinal-ruído. Nesse sentido, a topologia implementada proporciona um baixo incremento do patamar de ruído na cadeia de recepção.

Como se pode observar na Figura 27, a topologia implementada traduz-se na aplicação de dois blocos de ganho, recorrendo para tal a dois amplificadores operacionais.

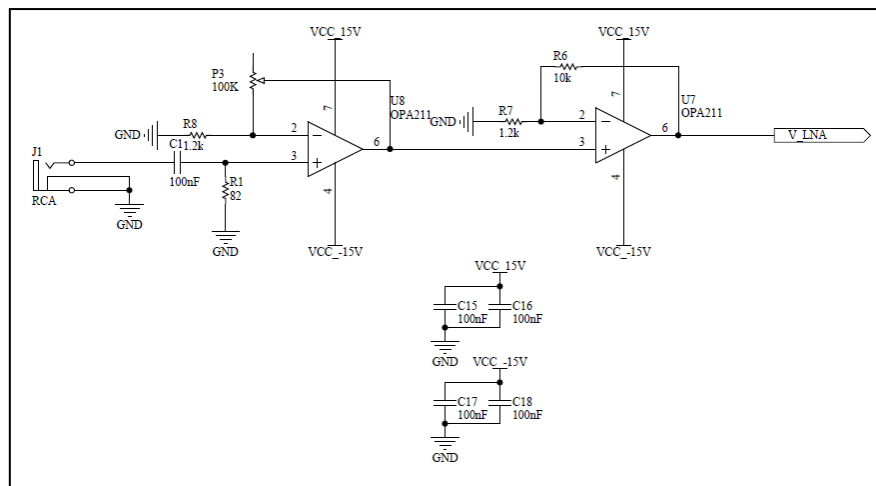


Figura 27 – Circuito Amplificador de Baixo-Ruído.

A equação (69) determina o valor da tensão de saída V_{LNA} em função do ganho do 1º andar G_1 , do 2º andar G_2 e da tensão recebida V_R . A equação (70) provém da relação (69), especificando como o ganho de cada andar é calculado em função dos componentes resistivos. Substituindo nesta equação os valores dimensionados, obtém-se um amplificador com um ganho regulável entre aproximadamente 9,33 e 787,11. Para diminuir os erros de quantificação

pelo ADC, existe interesse em maximizar a excursão de V_{LNA} até à amplitude +/- 5 V. Neste cenário, para o maior valor de ganho torna-se possível a recuperação de sinais V_R até cerca de 6,35 mV.

$$V_{LNA} \approx G_1 G_2 V_R \quad (69)$$

$$V_{LNA} \approx \left(1 + \frac{P_3}{R_8}\right) \left(1 + \frac{R_6}{R_7}\right) V_R \quad (70)$$

Dos amplificadores operacionais escolhidos, foi realizada a opção pelos dispositivos OPA211, de característica *low-noise* e com um baixo factor de ruído. Tendo todos os amplificadores o mesmo factor de ruído F , no dimensionamento do circuito existiu a preocupação em atribuir o maior ganho ao primeiro estágio de amplificação. Desde modo, segundo a relação de Friis que se encontra particularizada na expressão (71), é optimizado o factor de ruído total do circuito F_T .

$$F_T \approx F + \frac{F}{G_1} \quad (71)$$

Repare-se que as equações anteriores constituem uma aproximação aos valores de ganho e factor total de ruído do circuito. Tal deve-se à presença do filtro de 1ª ordem, de característica passa-alto, constituído pelo condensador C_1 e a resistência R_1 .

Este filtro foi implementado após a construção do protótipo, ao verificar-se que no cenário de testes existe uma componente parasita a 50 Hz, de elevada energia. A existência desta componente deve-se, possivelmente, à presença de equipamentos eléctricos ou linhas de elevada tensão próximas do local de testes. Para garantir o funcionamento linear do amplificador de baixo-ruído implica reduzir a excursão de sinal à frequência de interesse. Consequentemente, incrementa-se o ruído de quantificação pelo ADC.

Para atenuar esta componente é utilizado um filtro passa-alto de 1ª ordem, constituído por uma malha RC. Dimensionando através da relação (59) uma frequência de corte próxima dos 19,41 kHz, obtém-se, segundo os resultados de simulação, a 50Hz uma atenuação de tensão próxima de 51,73 dB. Já na gama de frequências de trabalho, a banda passante é praticamente plana, com uma atenuação de cerca de 0,037 dB.

Através do diagrama de Bode, presente na Figura 28, observa-se a resposta de magnitude e fase do circuito Amplificador de Baixo-Ruído. No gráfico superior são identificáveis três regiões. Às baixas frequências localiza-se a banda de rejeição do filtro passa-alto. A banda passante do circuito é definida a -6dB pela frequência de corte inferior e superior, correspondendo respectivamente a 8,87 kHz e 457,61 kHz. Por fim, observa-se um gradual decaimento de amplitude, resultante da limitação do produto ganho-largura de banda dos amplificadores operacionais.

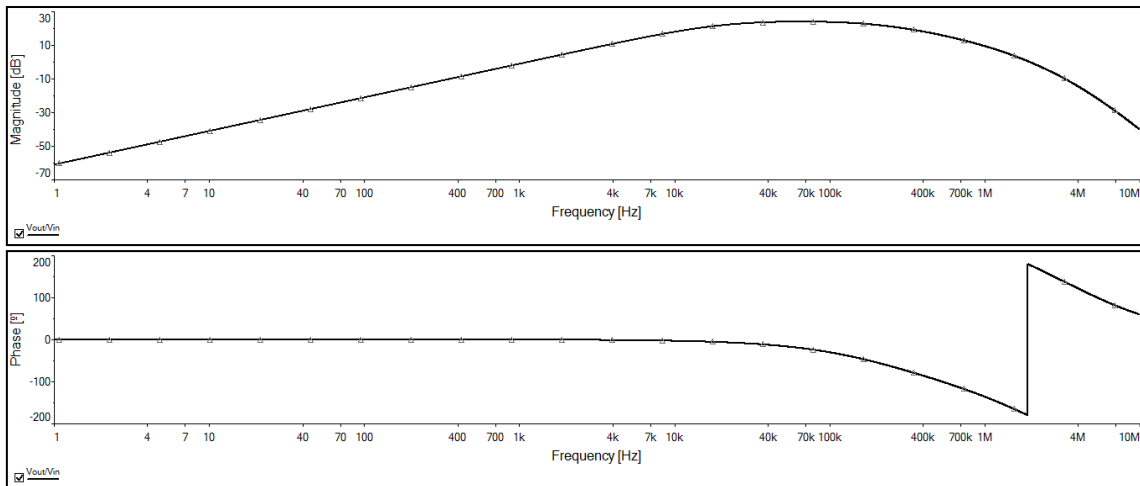


Figura 28 – Diagrama de Bode do circuito Amplificador de Baixo-Ruído. No gráfico superior, variação da magnitude em função da frequência. No gráfico inferior, variação da fase em função da frequência.

4.7 Hardware configurável

Nesta secção do documento é detalhado o *hardware* digital de controlo, que permite a gestão do sistema desenvolvido e o acesso remoto às suas funcionalidades.

Para a implementação deste sistema digital, recorre-se a uma arquitectura baseada em FPGA. Este dispositivo possibilita a síntese de lógica digital configurável, num elevado volume e complexidade. Como tal, fomenta a eficiência e versatilidade do sistema desenvolvido. Pretendendo implementar circuitos mais elaborados em FPGA, incrementa-se a complexidade na descrição da lógica digital.

Para o sistema desenvolvido, a modelação da lógica digital é realizada através da linguagem VHDL (*VHSIC (Very High-Speed Integrated Circuits) Hardware Description Language*). Entre outras vantagens, esta linguagem de descrição de *hardware* possibilita a portabilidade dos projectos desenvolvidos para outras tecnologias VLSI. Igualmente, a linguagem VHDL permite a simulação do comportamento da lógica digital antes do processo de síntese dos circuitos.

A simulação do *hardware* descrito nem sempre é comportável de ser realizada, considerando o incremento de complexidade dos circuitos. Como tal, poderia considerar-se uma análise empírica à lógica digital sintetizada. Contudo, o acesso às interfaces digitais é, muitas vezes, condicionado. Para testar assim um sistema digital implementado em FPGA, é comum dividir as funcionalidades requeridas em vários módulos, de menor complexidade. Posteriormente, determina-se o mecanismo de análise mais eficiente para cada componente.

Observe-se o diagrama de blocos da Figura 29, que apresenta as principais interfaces e componentes VHDL do sistema digital desenvolvido.

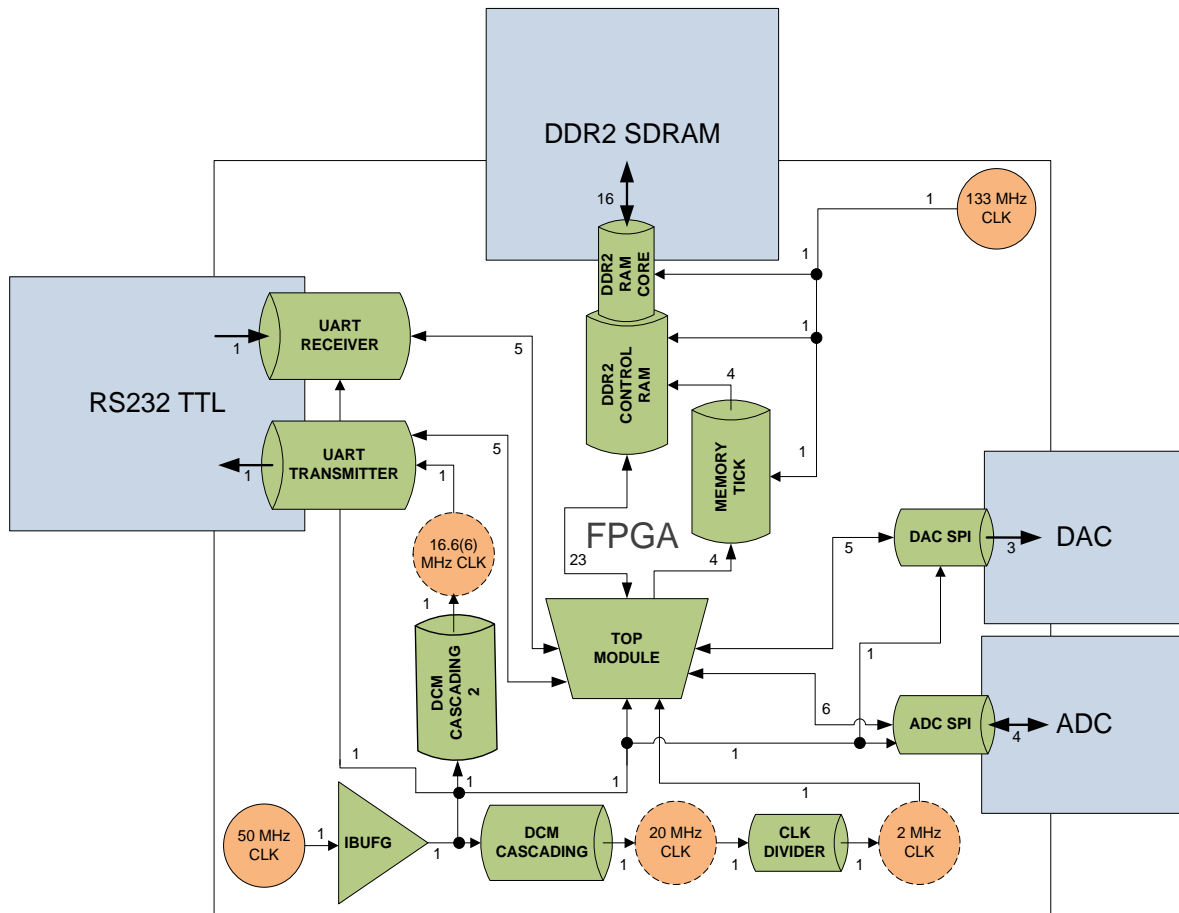


Figura 29 – Diagrama de blocos das principais interfaces e componentes VHDL do sistema. A azul, os periféricos do kit de FPGA. A verde, os componentes VHDL. A laranja com contorno contínuo, as fontes de relógio com providência directa do kit de FPGA. A laranja com contorno tracejado, as fontes de relógio sem providência directa do kit de FPGA. A preto, as interfaces implementadas, indicando a orientação da ligação e o número de sinais digitais.

O principal objectivo do *hardware* sintetizado é controlar os diversos periféricos em uso, garantindo que entre estes dispositivos existe um fluxo de informação coerente. É o componente "TOP MODULE" que gere a operação do sistema digital, segundo o funcionamento de duas máquinas de estado, que operam em modo intercalado.

Na primeira máquina de estados resolve-se a transferência de dados entre o PC e a FPGA, recorrendo à interface RS232 e à memória DDR2. Para a operação desta máquina de estados, o componente "TOP MODULE" interage particularmente com os três seguintes módulos. O módulo "DDR2 CONTROL RAM" implementa o controlo da interface com a memória DDR2. Por sua vez, os módulos "UART RECEIVER" e "UART TRANSMITTER" tratam da comunicação série UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*) no sentido PC-FPGA e FPGA-PC, respectivamente.

Na segunda máquina de estados, realiza-se a reconstrução e digitalização dos sinais processados, utilizando a memória DDR2 e o DAC e o ADC. Além do módulo "DDR2 CONTROL RAM", já mencionado, nesta máquina de estados o componente "TOP MODULE"

interage com os módulos "ADC SPI" e "DAC SPI", que resolvem respectivamente a comunicação com o ADC e o DAC.

Existem quatro sinais de relógio que suportam o funcionamento do *hardware* digital, possuindo estes as frequências de 133 MHz, 50 MHz, 2 MHz e 16,6(6) MHz.

O oscilador de 133 MHz garante a taxa de refrescamento requerida pela memória volátil DDR2. Igualmente, também providencia o sinal de relógio aos módulos de controlo da interface de memória.

Numa pequena nota sobre estes módulos, o componente "DDR2 CONTROL RAM" faculta e supervisiona um determinado acesso à memória, operando sobre o módulo "DDR2 RAM CORE". Este último componente corresponde ao IP (*Intellectual Property*) Core desenvolvido pela Xilinx®, que resolve a interface directa com a memória. Para iniciar um determinado acesso à memória, o componente "TOP MODULE" recorre ao módulo "MEMORY TICK", que produz um pulso, de duração controlada, para notificação do componente "DDR2 CONTROL RAM".

O relógio de 50 MHz é fornecido ao componente "TOP MODULE", aos componentes que resolvem a comunicação com o DAC e ADC, e ao módulo que trata da comunicação série no sentido PC-FPGA.

Adicionalmente, este sinal de relógio é providenciado aos módulos divisores de relógio por primitiva DCM (*Digital Clock Manager*) "DCM CASCADING" e "DCM CASCADING 2". Estes componentes, além da compensação do atraso existente nas linhas de relógio da FPGA, permitem respectivamente a divisão do relógio de entrada, a 50 MHz, por uma razão de 3 e 2,5. Posteriormente à divisão, é entregue um sinal oscilante a 20 MHz ao componente "CLK DIVIDER", assim como um a 16,6(6) MHz ao componente "UART TRANSMITTER".

Enquanto que a escolha da frequência do segundo sinal de relógio, a 16,6(6) MHz, será fundamentada posteriormente na subsecção 4.7.2, determinou-se que o primeiro relógio possui uma frequência de 20 MHz por este ser um valor conveniente para uma nova divisão do relógio, por 10. Desta divisão, realizada pelo módulo "CLK DIVIDER", obtém-se um relógio exacto a 2 MHz.

Repare-se que a precisão deste relógio é fundamental no sistema desenvolvido, pois este sinal determina a operação da segunda máquina de estados do componente "TOP MODULE". Esta lógica sequencial determina a cadência de informação binária no DAC e no ADC. Existindo perturbações no relógio que regula o seu funcionamento poderia revelar-se desastroso, pois inferiam-se alterações na frequência de amostragem dos dispositivos DAC e ADC.

Sobre o sistema desenvolvido, considera-se importante destacar um problema obtido na síntese dos módulos DCM. No processo de criação destes componentes, são automaticamente incluídos *buffers* de entrada para o sinal de relógio de origem. Como ambos os componentes,

"DCM CASCADING" e "DCM CASCADING 2", procuram extrair o relógio da mesma fonte, a 50 MHz, surgiram conflitos na compatibilidade da orientação dos *buffers*.

Como solução ao caso, foram eliminados os *buffers* internos de entrada destes componentes, criando explicitamente um único buffer global de entrada "IBUFG". Para diminuir os erros de imprecisão do sinal de saída deste componente, definiu-se explicitamente nas restrições de projecto para que este sinal seja mapeado numa linha dedicada de relógio.

4.7.1 Máquinas de estados do componente "TOP MODULE"

O componente "TOP MODULE" é o módulo VHDL hierarquicamente superior, que controla a operação conjunta dos diferentes periféricos em uso.

Este componente é gerido por duas máquinas de estado, designadas neste documento por FSM (*Finite-State Machine*) 1 e 2. Estas máquinas de estados operam, respectivamente, a uma frequência de 50 MHz e 2 MHz.

- **FSM 1**

O fluxograma de execução da FSM 1, ilustrado na Figura 30, providencia um entendimento claro da actividade desta máquina de estados.

Apesar de não se encontrar explicitado, considere-se que todas as mudanças de estado nos circuitos sintetizados possuem uma natureza síncrona, exceptuando às alterações produzidas por actuação assíncrona do sinal de "RESET".

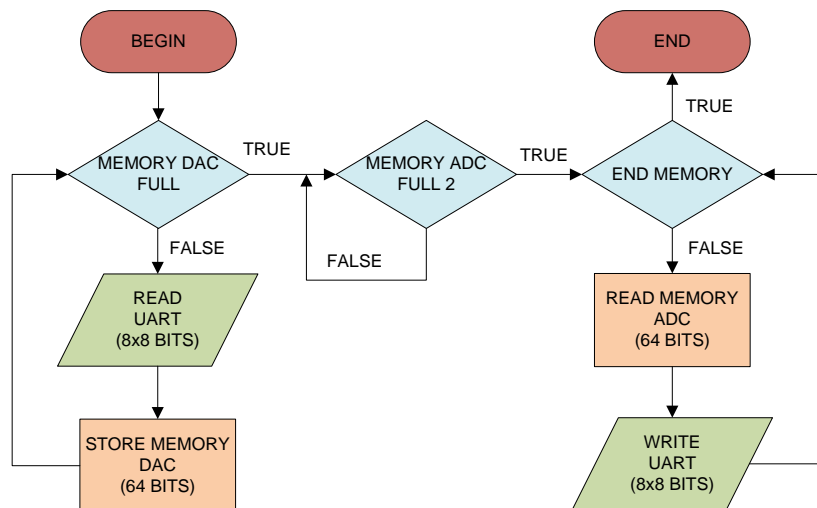


Figura 30 – Fluxograma da FSM 1.

A operação da FSM 1 é caracterizada por três fases distintas. Na primeira fase, é continuamente averiguado o espaço de armazenamento disponível para a futura reconstrução do sinal. Para tal, é averiguado o estado do sinal "MEMORY DAC FULL".

Existindo capacidade de armazenamento nesta secção de memória, é realizado uma espera bloqueante até receber 64 bits de informação através da interface série. O DAC possui 16 de bits de resolução por cada amostra. Como tal, cada 64 bits transferidos correspondem a 4 amostras deste conversor.

A trama série possui uma granularidade de transmissão de 1 byte. Foi assim protocolado entre o PC e a FPGA que a informação binária de cada amostra é repartida em duas tramas sucessivas. A primeira trama transporta os 8 MSb (*Most Significant Bits*) da amostra, enquanto a trama seguinte transporta os restantes 8 LSb (*Least Significant Bits*). Para transferir os 64 bits de informação, obtém-se um total de 8 tramas série.

Posteriormente à leitura do bloco de 64 bits, armazena-se estes dados na memória. Visando incrementar a eficiência dos acessos à memória, definiu-se que a granularidade dos dados guardados e lidos neste dispositivo é, também, de 64 bits.

Repetindo este ciclo até ao preenchimento desta secção de memória, o sinal "*MEMORY DAC FULL*" é, por fim, activado.

Salienta-se que no sistema desenvolvido existe um compromisso na repartição do espaço de memória para o processo de reconstrução e digitalização. Reduzindo a capacidade de armazenamento para o primeiro processo, condiciona-se a duração máxima dos sinais transmitidos. Contudo, incrementa-se o tempo de recolha do sinal recebido.

Como balanço destes requisitos, atribuiu-se um quarto da capacidade da memória (128 Mbit) ao processo de reconstrução, permitindo a transmissão de sinais com um período até 8 s. Consequentemente, o restante espaço de memória (384 Mbit) permite o armazenamento até 24 s do sinal recebido.

Ainda relativamente ao fluxograma da Figura 30, segue-se a segunda fase da FSM 1, que consiste num estado de espera activa. Esta máquina de estados aguarda a actuação do sinal "*MEMORY ADC FULL 2*", que indica quando a digitalização do sinal recebido e a execução da FSM 2 já se encontram concluídas. Repare-se que a FSM 1 e a FSM 2 partilham a interface de comunicação para acesso à memória. Como tal, para evitar conflitos na coerência desta interface, é importante que enquanto uma máquina de estados está activa, a outra se encontre num ciclo de espera.

Após a activação do sinal "*MEMORY ADC FULL 2*", dá-se entrada na última fase da FSM 1.

Percorrendo em sequência a zona de memória dos dados digitalizados, a cada iteração deste ciclo transmite-se, na interface série, um bloco de 64 bits para o PC. Como o ADC possui 16 bits de quantificação, e cada trama série possui uma granularidade de 1 byte, em cada ciclo

são enviadas 4 amostras. Recorreu-se igualmente ao mesmo protocolo referente à divisão da informação binária das amostras em duas tramas série.

Quando, por fim, esta secção de memória é totalmente percorrida, o sinal "*END MEMORY*" é actuado, garantindo assim que foi transmitida toda a informação amostrada pelo ADC.

- **FSM 2**

Observe-se a Figura 31, que mostra o fluxograma de execução da FSM 2.

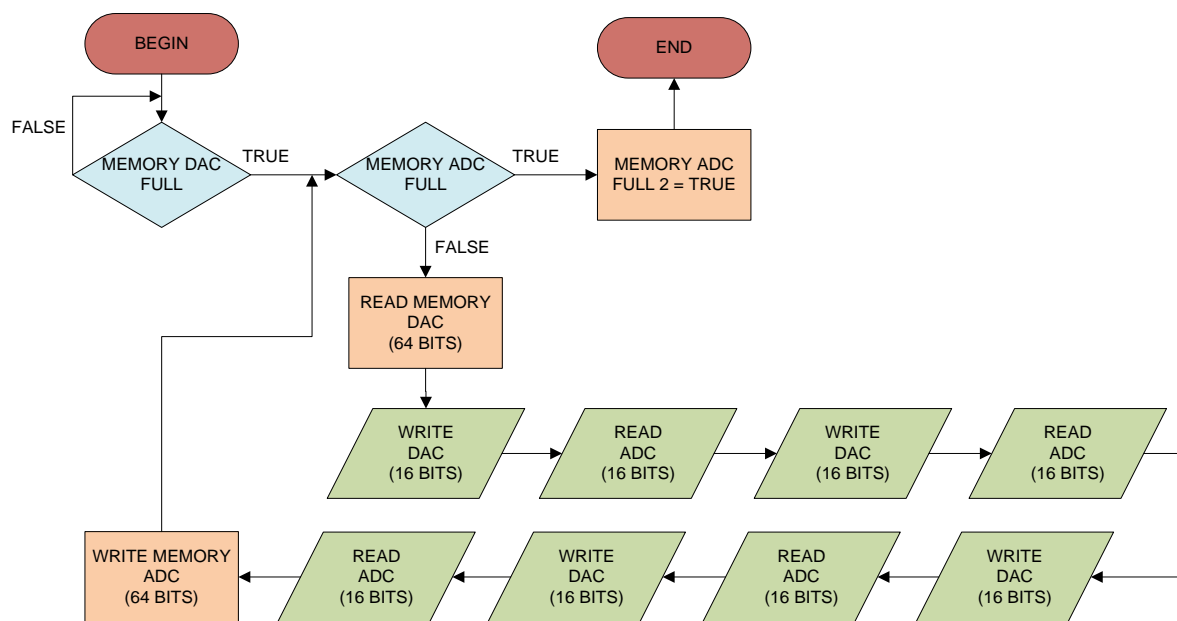


Figura 31 – Fluxograma da FSM 2.

A operação da FSM 2 é caracterizada por duas fases distintas.

Na primeira fase, aguarda-se que a transferência de dados entre o PC e a FPGA se conclua. Para tal, verifica-se a actuação do sinal "*MEMORY DAC FULL*", que indica quando a secção de memória para o processo de reconstrução se encontra preenchida.

Após à activação deste sinal, o funcionamento da FSM 2 prossegue para a segunda fase, onde se repetem diversos ciclos de escrita e leitura na memória e no DAC e no ADC.

Neste estado, cada leitura de uma nova amostra no ADC é intercalada com a escrita de uma outra amostra no DAC. Através deste facto, entende-se assim porque esta máquina de estados opera segundo um relógio a 2 MHz, um valor que corresponde ao dobro da frequência de amostragem dos conversores.

Repare-se que um acesso à memória não ocupa um estado exclusivo neste ciclo da FSM 2. Se tal acontecesse, seria quebrada a periodicidade da amostragem, o que seria devastador para a linearidade do sistema desenvolvido. Para notificar um novo acesso à memória, o componente

"TOP MODULE" recorre ao módulo "MEMORY TICK", sendo o componente "DDR2 CONTROL RAM" a tratar efectivamente deste processo. Assim sendo, é possível integrar estas operações nos estados alternados de escrita e leitura nos conversores.

Seria possível também equacionar se os tempos de latência nos acessos à memória fossem consideráveis ao ponto de interromper a periodicidade da amostragem. Contudo, tal não aconteceu pois ao possuir uma granularidade dos dados armazenados a 64 bits, é decrementada a quantidade de acessos a este dispositivo. Existindo menos recorrência de uso da memória, possibilita-se um maior atraso nos seus acessos.

Quando a memória se encontrar totalmente ocupada, é activado o sinal "*MEMORY ADC FULL*". Só posteriormente à FSM 2 terminar os seus procedimentos, é que esta actua o sinal "*MEMORY ADC FULL 2*", possibilitando o progresso da FSM 1.

4.7.2 Comunicação FPGA-UART

Considerando a simplicidade e a aceitação universalizada da comunicação série UART, para a plataforma desenvolvida definiu-se que este é o circuito lógico utilizado para a transferência de informação com o PC. Como pode observar-se pela Figura 32, uma trama UART é constituída por 1 bit de iniciação da trama, para efeitos de sincronismo, 8 bits de informação de dados e 1 bit de fim de trama.

Cada bit da trama UART possui um tempo de símbolo constante, cuja duração determina a cadência de símbolos transmitidos, *baud rate*. Na literatura do protocolo, define-se *baud rate* como o ritmo de todos os bits transmitidos, ou seja, não contabilizando apenas os bits de dados.

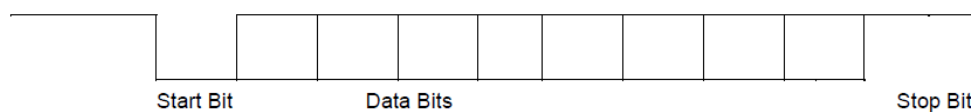


Figura 32 – Formato de uma trama UART.

No sistema desenvolvido pretende-se transferir um volume elevado de informação entre a plataforma e o PC. Deseja-se, contudo, que o período de transferência possua uma duração admissível. Actuando nesse sentido, procurou-se maximizar o *baud rate* da comunicação série. Verificaram-se duas limitações ao incremento do débito binário: as especificações da interface física e o desempenho dos componentes VHDL.

Relativamente ao primeiro ponto, nos computadores pessoais mais recentes existe uma tendência dos fabricantes em não incluírem periféricos de interface série. Como tal, inicialmente

utilizou-se um cabo conversor de uma interface USB 2.0 em valores eléctricos do standard RS-232.

Internamente neste componente existem dois conversores lógicos. O primeiro conversor realiza a transformação de uma trama USB em valores lógicos TTL (*Transistor-Transistor Logic*). O segundo conversor é um circuito deslocador de nível, transforma os valores TTL em sinais da interface RS-232.

Na prática, verificou-se que o circuito deslocador de nível tende a limitar significativamente a cadência binária, para um débito máximo de 115,2 kbaud/s. Note-se que utilizando este *baud rate*, para transferir 128Mbit de informação (ou seja, um quarto da capacidade da memória utilizada), estima-se uma duração da transferência superior a 11 minutos, não se considerando um tempo aceitável.

Alternativamente, foi realizada a opção por um cabo do fabricante FTDI (*Future Technology Devices International*) ®, que realiza a conversão USB 2.0 em valores lógicos TTL a 3,3 V. Este valor de tensão foi escolhido pela compatibilidade às interfaces digitais da FPGA. Não necessitando de nenhum circuito deslocador de nível, segundo o fabricante do material consegue-se obter um *baud rate* estável até 3 Mbaud/s.

Na configuração do circuito conversor de FTDI, realizado no domínio aplicacional do PC, torna-se importante evitar o processo de *aliasing* na definição do *baud rate* da comunicação. Neste contexto, a ocorrência de *aliasing* dá-se por limitações na granularidade do *baud rate* escolhido, podendo resultar numa cadência binária diferente da desejada. Internamente, a obtenção do *baud rate* é baseado na divisão de um relógio a 48MHz por 16. Posteriormente, o relógio resultante, a 3 MHz, é alimentado a uma conjunto de *prescalers*. A configuração do ritmo binário $B_{Rate-PC}$ do conversor é definido pela equação (72), dependente do parâmetro inteiro d e do valor decimal d' .

$$B_{Rate-PC} = \begin{cases} \frac{3000000}{d + d'} & , d \geq 2 \cap d \leq 2^{14} \\ 3000000 & , d = 0 \\ 2000000 & , d = 1 \end{cases} \quad (72)$$

$$d' \in [0; 0,125; 0,25; 0,375; 0,5; 0,625; 0,75; 0,875]$$

Segundo o fabricante, o conversor admite um desvio do *baud rate* recebido até +/- 3% da cadência binária definida.

No desenvolvimento dos circuitos de interface série na FPGA esta tolerância é vantajosa, pois existe uma complexidade elevada em garantir precisamente a cadência exigida. Repare-se que, adicionalmente, não se possui acesso a um fonte de relógio à mesma frequência que o conversor de FTDI, a 48 MHz.

Os componentes VHDL "UART RECEIVER" e "UART TRANSMITTER" implementam a lógica indispensável a cumprir os requisitos do protocolo UART no sentido de comunicação PC-FPGA e FPGA-PC, respectivamente.

O primeiro módulo referido recebe o sinal "RXD" (*Received eXchange Data*). Cada símbolo transmitido nesta interface é amostrado 16 vezes mais célere que o *baud rate* definido. A cadência de símbolos nesta interface é determinada pela relação (73), função da frequência do relógio provisionado f_{clk} e do parâmetro inteiro m .

$$B_{Rate-FPGA} = \frac{f_{clk}}{16 \times m}, m \in \mathbb{N} \quad (73)$$

Descodificando uma trama UART, este componente devolve os 8 bits de informação e activa um sinal auxiliar, indicando a presença de novos dados. A implementação deste módulo é baseada na fonte [46], pois verificou-se na prática que a maioria dos componentes VHDL encontrados na literatura de referência, como em [47] ou [48], não garantem as temporizações exigidas do protocolo UART a *baud rates* mais significativos.

Por sua vez, o módulo "UART TRANSMITTER" recebe a informação de dados e codifica estes bits numa trama UART, enviando este sinal pela interface "TXD" (*Transmitted eXchange Data*). Neste componente, baseado na implementação de [49], é requerido directamente o relógio f_{clk} já dividido pelo inteiro m . Coerente com a equação (73), internamente este componente realiza a divisão pelo valor 16.

Face aos recursos disponibilizados pela FPGA, calculou-se qual a configuração que permite maximizar o *baud rate*, cumprindo simultaneamente o critério de tolerância definido pelo conversor FDTI. Definindo f_{clk} a 50 MHz e m com o valor 3, segundo a equação (73) configura-se os componente VHDL para um *baud rate* de 1,0416(6) Mbaud/s. Note-se que com estes parâmetros, explica-se porque o "UART TRANSMITTER" requer um relógio a 16,6(6) MHz.

Definindo os *prescalers* do conversor FDTI para que os parâmetros d e d' sejam respectivamente de 2 e 0,875, de acordo com a relação (72) obtém-se um *baud rate* nominal de, aproximadamente, 1,043448 Mbaud/s. Como a tolerância considerada permite uma variação da cadência binária entre os 1,012145 Mbaud/s e os 1,074751 Mbaud/s, garante-se que não ocorrem problemas na incompatibilidade dos ritmos.

Ao valor do *baud rate* da comunicação FPGA-PC de 1,0416(6) Mbaud/s, permite-se transferir 128 Mbits de dados em aproximadamente 2 minutos e 33 segundos, um valor em cerca de 4,4 vezes mais célere que o cenário do cabo USB 2.0 - RS232.

4.7.3 Comunicação FPGA-DAC

O componente VHDL "DAC SPI" resolve a interface de comunicação série SPI entre o dispositivo mestre FPGA e o periférico escravo DAC8830.

Neste conversor o protocolo SPI é definido a três fios, constituído pelos sinais de "*CSn*" (*Chip-Select*) negado, "*SCLK*" (*Serial CLock*) e "*SDI*" (*Serial Data In*). Note-se que todas estas interfaces são controladas pelo dispositivo mestre.

Como se pode analisar no diagrama temporal da Figura 33, extraído do *datasheet* do DAC, o processo de conversão é iniciado pela transição descendente do "*CSn*".

Após este evento, a informação binária de uma amostra é transmitida sequencialmente na interface "*SDI*", devendo ser definida no flanco descendente "*SCLK*". Esta especificação é importante pois o armazenamento deste valor binário no registo do conversor é realizado no seguinte flanco ascendente do relógio.

Complementando a transmissão dos 16 valores binários, o sinal "*CSn*" deve imediatamente voltar ao estado alto, dando início ao processo de descodificação da sequência binária e insensibilizando o dispositivo escravo a eventos que ocorram nas interfaces "*SCLK*" e "*SDI*".

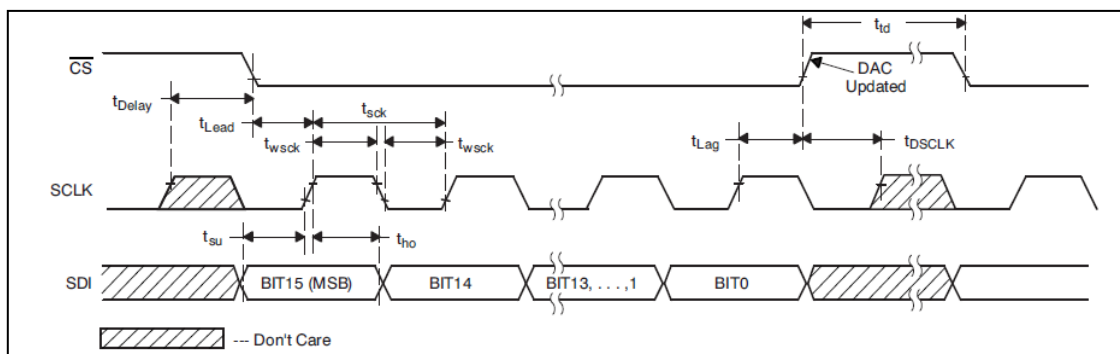


Figura 33 – Diagrama temporal da interface de comunicação com o dispositivo DAC8830.

O fabricante do conversor define algumas especificações de temporização no funcionamento do protocolo de comunicação. Entre outras informações, é explicitado que período mínimo de "*SCLK*" é de 20 ns, sendo assim utilizado um relógio de 50 MHz.

Para definir um ritmo de amostragem de 1MHz, necessita-se actualizar as amostras do conversor a uma cadência de 1 μ s. Transmitindo os 16 bits de resolução ao ritmo de "*SCLK*" ocupa-se um período 320 ns, restando um intervalo de 680 ns para a descodificação da sequência binária num valor analógico. Este valor insere-se dentro das especificações estabelecidas pelo fabricante do conversor.

Observe-se a Figura 34, que mostra o fluxograma com a máquina de estados presente no componente "DAC SPI".

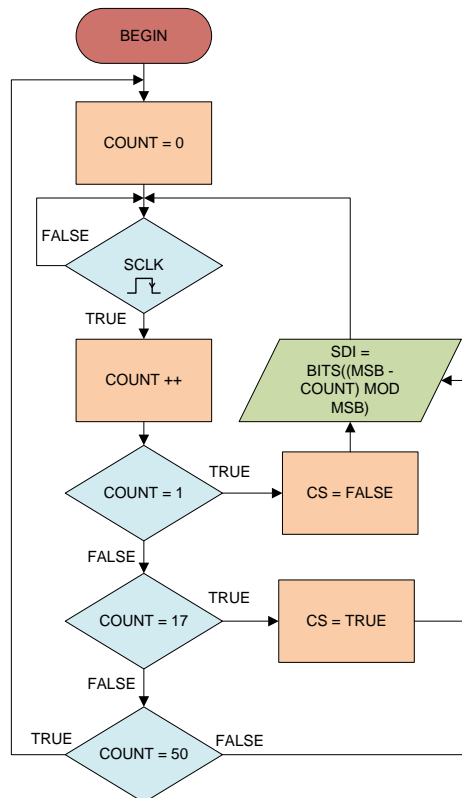


Figura 34 – Fluxograma da máquina de estados do componente "DAC SPI".

O funcionamento desta FSM é baseado no valor presente na variável inteira "COUNT". Em cada flanco descendente do relógio "SCLK", esta variável é incrementada, sendo posteriormente analisado o seu valor.

O sinal "CS" é colocado no estado lógico baixo do valor 1 até 17, correspondendo ao período onde a informação binária é transmitida na interface SPI. Após este período, o sinal "CS" é levantado até "COUNT" atingir o valor 50, decorrendo assim 1 μ s. Seguidamente, é reiniciado o valor desta variável, permitindo o envio de uma nova amostra ao DAC.

Em qualquer estado da FSM o valor da interface "SDI" é actualizado. Tal não necessitaria à partida de ocorrer, visto que a informação binária é apenas transmitida no período onde o sinal "CS" se encontra desactivado. Contudo, repare-se que o DAC fica inibido a variações do sinal "SDI" pela activação de "CS". Assim, pode minimizar-se o volume de lógica gerada se for reduzido os cenários de excepção onde a interface "SDI" é definida.

Para definir o valor da interface "SDI" é aplicada uma expressão com o operando módulo, que adquire o valor do resto da divisão entre dois termos. Através da expressão utilizada, garante-se que é indexado sempre uma posição válida no vector "BITS", transmitido a informação binária desejada no período expectável do protocolo.

4.7.4 Comunicação FPGA-ADC

O módulo VHDL "ADC SPI" trata da interface de comunicação série SPI entre o dispositivo mestre FPGA e o periférico escravo AD7980. O protocolo de comunicação SPI é definido a quatro fios. Os sinais "CNV" (*CoNVert*), "SCLK" (*Serial CLock*) e "SDI" (*Serial Data In*) são controlados pelo dispositivo mestre. Por sua vez, o sinal "SDO" (*Serial Data Out*) é definido pelo ADC.

Analise-se o diagrama temporal da Figura 35, extraído do *datasheet* do conversor.

Colocando permanentemente o sinal "SDI" no estado lógico alto, o processo de amostragem é desencadeado com o flanco ascendente de "CNV". Após um período mínimo de espera, de 500 ns, para que seja realizada a conversão binária da amostra quantificada, aguarda-se a transição descendente do sinal "CNV".

Ocorrendo este evento é iniciada a fase de aquisição, ao qual a informação binária mais significativa é sucessivamente transmitida na interface "SDO", ao ritmo do flanco descendente de "SCLK". Após a 16ª transição descendente de relógio ou activação de "CNV", a interface "SDO" retorna ao estado de alta impedância.

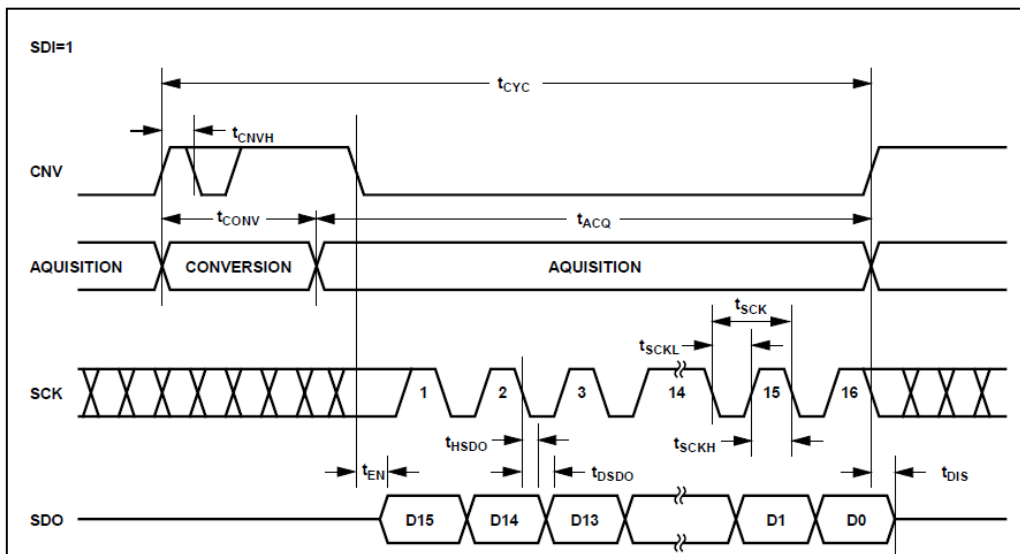


Figura 35 – Diagrama temporal da interface de comunicação com o dispositivo AD7980.

Para o valor de tensão de alimentação utilizado, o fabricante do conversor define que o relógio da interface "SCLK" deve garantir um período mínimo de 10,5 ns. Nesse sentido, foi utilizado um relógio a 50 MHz, que possui uma periodicidade a 20 ns.

Deseja-se obter uma cadência de amostragem de 1 μ s. Transmitindo os 16 bits de quantificação do conversor ao ritmo de "SCLK", calcula-se que a duração mínima da fase de aquisição é de 320 ns. Restando um período de 680 ns para o processo de conversão, garante-se assim as principais especificações temporais do protocolo de comunicação.

Observe-se a Figura 36, que mostra o fluxograma com a máquina de estados presente no componente "ADC SPI".

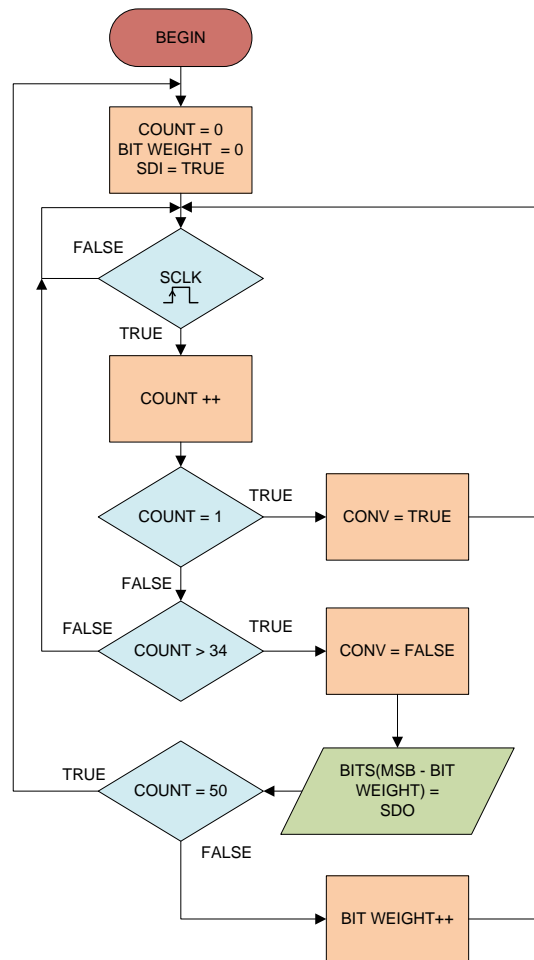


Figura 36 – Fluxograma da máquina de estados do componente "ADC SPI".

Considerando que a informação binária na interface "SDO" é comutada ao ritmo descendente de "SCLK", esta FSM opera segundo as transições ascendentes deste relógio, permitindo que leitura dos dados seja realizada num momento estável.

A operação desta máquina de estados é baseada no valor inteiro presente na variável "COUNT". Em cada flanco ascendente do relógio "SCLK", é incrementado e analisado o valor desta variável. O sinal "CONV" é colocado no estado lógico alto do valor 1 ao valor 33, correspondendo a um período de amostragem e codificação do conversor.

Sucedendo a estes eventos, o sinal "CONV" é colocado no nível lógico baixo até "COUNT" atingir o valor 50, perfazendo assim um período de 1 μ s. Entretanto, a cada transição ascendente de "SCLK" é actualizado o vector binário "BITS" com o estado lógico da interface "SDO", indexado à variável "BIT WEIGHT". Repare-se que o protocolo de comunicação define que cada amostra é transmitida em sentido decrescente do peso significativo dos bits.

4.7.5 Comunicação FPGA-DDR2

A interface de comunicação entre a FPGA e a memória DDR2 SDRAM representou um dos desafios mais complexos no desenvolvimento do núcleo digital da plataforma.

As memórias DDR são caracterizadas por possibilitarem a transferência de informação nos flancos ascendentes e descendentes do relógio. Aliando o volume das interfaces deste equipamento às exigentes especificações temporais, verifica-se que o controlo deste periférico é complexo.

Pela natureza dinâmica das memórias SDRAM, os acessos de escrita ou leitura nestes dispositivos possuem, tipicamente, latências reduzidas. Contudo, para que as células capacitivas que armazenam a informação binária mantenham o estado lógico, terão periodicamente que ser "refrescadas", garantindo a tensão de referência do equipamento. Além dos requisitos temporais nos acessos ao dispositivo, é importante coordenar estes procedimentos com o mecanismo de refrescamento.

No sistema desenvolvido, a implementação desta interface é baseada na descrição VHDL encontrada na referência [50]. O projecto presente nesta referência corresponde, originalmente, a uma aplicação demonstrativa de um acesso básico a uma memória DDR. Como este projecto não se encontra adaptado às especificações pretendidas, o trabalho desenvolvido focou-se em validar o desempenho dos módulos de gestão da memória, reformulando a principal máquina de estados de controlo desta interface.

Um dos principais desafios encontrados nesta última tarefa deu-se na coordenação dos diferentes procedimentos de escrita e leitura. De forma a afastar problemas de inconsistência nos dados armazenados, é importante evitar indefinições no estado lógico dos sinais de controlo. Estas indeterminações surgem pelo nível de incerteza que um acesso à memória possui, já que o mesmo pode ser atrasado por algum procedimento interno do dispositivo, como o refrescamento ou qualquer outro estado que iniba a sua utilização temporária. Nesse sentido, a análise empírica através da ferramenta ChipScope® revelou ser a melhor ferramenta de deslastre destas ocorrências.

Os circuitos digitais da interface de memória são baseados na descrição de dois componentes VHDL: "DDR2 RAM CORE" e "DDR2 CONTROL RAM".

O primeiro módulo corresponde ao IP Core desenvolvido pela Xilinx®, que resolve os principais requisitos temporais na maioria nos sinais de interface com a memória. Este componente devolve ao segundo módulo a informação do estado lógico deste periférico. Baseado nestes dados, o componente "DDR2 CONTROL RAM" controla o barramento de endereços e outros sinais de configuração dos procedimentos de escrita ou leitura.

Analise-se a Figura 37, que mostra o fluxograma da máquina de estados do componente "DDR2 CONTROL RAM".

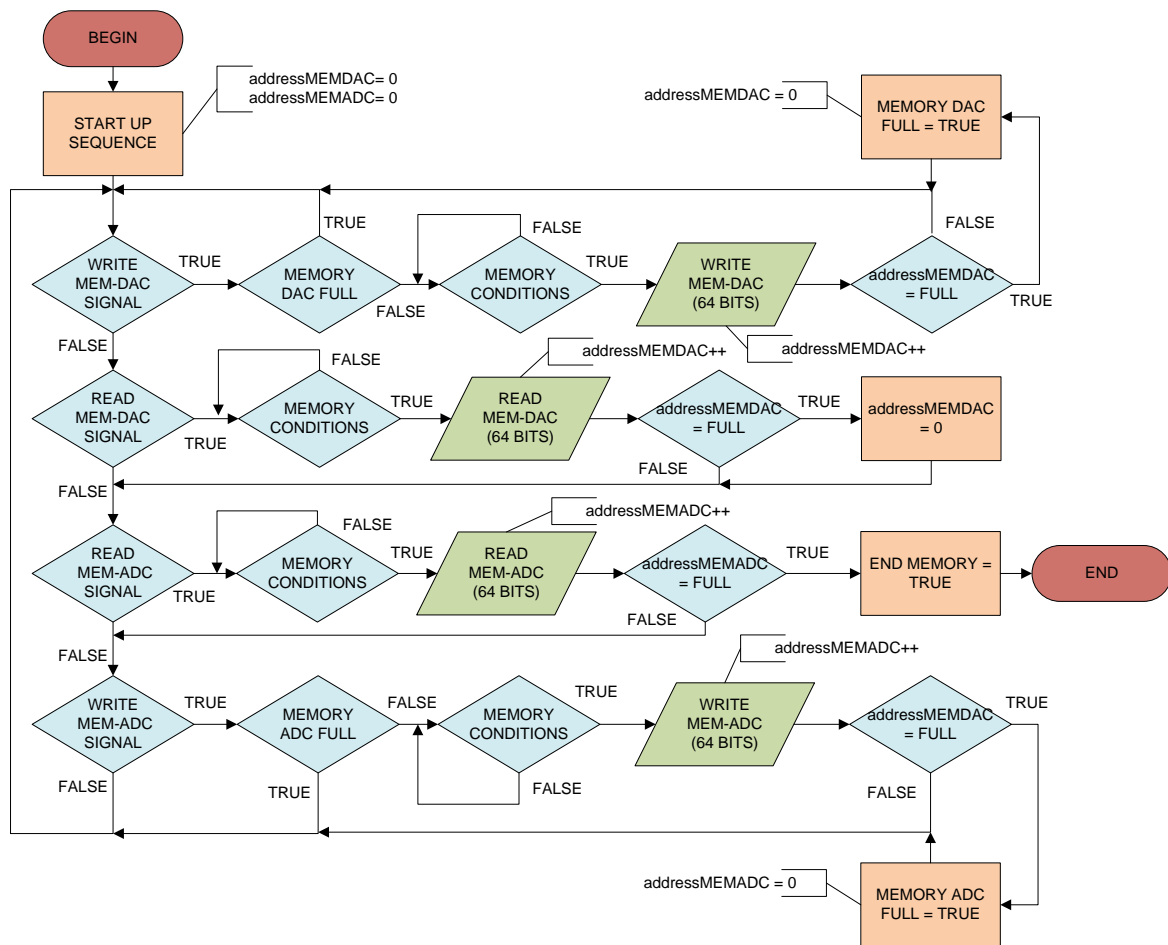


Figura 37 – Fluxograma da máquina de estados do componente "DDR2 CONTROL RAM".

O funcionamento desta FSM inicia-se pelo *reset* e configuração inicial do dispositivo de memória. Neste processo, os sinais "*addressMEMDAC*" e "*addressMEMADC*" são afectados com os endereços iniciais das secções de memória reservadas aos processos de reconstrução e digitalização, respectivamente.

Segue-se um ciclo de execução que verifica a actuação dos sinais de entrada "*WRITE MEM-DAC*", "*READ MEM-DAC*", "*WRITE MEM-ADC*" e "*READ MEM-ADC*", despoletando um evento de escrita ou leitura na memória pela sua activação. Estes sinais são originalmente controlados pelo componente "TOP MODULE", sendo ajustado as suas características pelo módulo "MEMORY TICK".

Em qualquer evento de acesso à memória, existe um estado bloqueante que interroga as condições de memória. Como foi previamente indicado, evita-se assim conflitos originados pelo processo de refrescamento ou por outros estados internos deste dispositivo.

Relativamente aos próprios procedimentos de escrita ou leitura da memória, repare-se que a actualização dos endereços "*addressMEMDAC*" e "*addressMEMADC*" é apenas realizada após o término deste acesso, garantindo a especificação temporal de *hold time*.

4.8 Considerações sobre o ambiente de desenvolvimento do processamento de sinal

De acordo com os objectivos da presente dissertação, deseja-se estudar o comportamento do canal acústico subaquático, implementando sobre este meio um sistema que realize comunicação digital. Para este propósito, o protótipo desenvolvido fornece o suporte físico aos testes pretendidos, realizando todo o processamento digital de sinal através de um PC.

No dispositivo PC utilizado, recorreu-se à aplicação MATLAB® para implementar a interface de comunicação USB/RS232 com o protótipo, executando igualmente os algoritmos de processamento de sinal. Como o sistema desenvolvido não possui requisitos de processamento em tempo real, aproveita-se as potencialidades oferecidas por esta ferramenta, nomeadamente no suporte ao desenvolvimento do processamento, portabilidade do código e o acesso a várias *toolboxes* de interesse.

Apesar destas bibliotecas oferecerem funções e outras particularidade úteis, minimizou-se o recurso a estas na implementação do sistema de comunicação, com o propósito de facilitar uma futura migração do sistema para outra linguagem de programação e/ou arquitectura de processamento digital de sinal.

As funcionalidades desejadas em ambiente MATLAB são implementadas através da execução de *scripts*. Observe-se a Figura 38, que mostra o exemplo de um *script* simples para comunicação com a plataforma desenvolvida.

```

1 -   clc                                % Limpar consola
2 -   clear all                          % Limpar todas as variaveis do espaço de trabalho
3 -   close all                          % Fechar todas as janelas
4 -   %% Parametros
5 -   fs= 1E6;                            % Frequência de amostragem
6 -   pathname = 'Teste1.txt';           % Caminho relativo do ficheiro de saída
7 -   Ns = 8E6;                          % Número de amostras do sinal transmitido
8 -   freq = 200E3;                      % Frequência do sinal tonal
9 -   blockData = 16E6;                 % Número de amostras lidas do ficheiro de saída
10 -  %% Geração do sinal transmitido
11 -  Yin = Tonal(freq,fs, Ns);          % Sinal tonal gerado
12 -  %% Envio e recepção de dados com o protótipo
13 -  SendFPGA(Yin,pathname);           % 1 - Abre e configura a comunicação série
14 -                                     % a uma débito de 1.043478 MBaud/s.
15 -                                     % 2 - Formata e envia os dados de 'Yin', de acordo
16 -                                     % com o protocolo de comunicação com o protótipo.
17 -                                     % 3 - Aguarda por um periodo superior ao tempo de
18 -                                     % aquisição do protótipo.
19 -                                     % 4 - Recebe dados de saída deste sistema
20 -                                     % e armazena directamente no ficheiro de texto
21 -                                     % definido por 'pathname'.
22 -  %% Leitura do sinal de saída
23 -  dp = fopen(pathname,'r');          % Abre descritor do ficheiro 'pathname'
24 -  Yout = ReadFile(dp,blockData);     % 1 - Leitura dos dados armazenados no
25 -                                     % ficheiro de saída.
26 -                                     % 2 - Devolve amostras recebidas,
27 -                                     % desformatando os dados lidos do ficheiro
28 -                                     % em relação ao protocolo de comunicação
29 -                                     % com o protótipo.
30 -  %% Algoritmos de processamento digital de sinal
31 -  ...

```

Figura 38 – Exemplo de um *script* MATLAB para comunicação com a plataforma desenvolvida.

Neste *script* encontram-se caracterizadas as principais etapas requeridas ao envio e recepção de sinais com o protótipo. Inicialmente é gerado o sinal digital que se pretende transmitir para o meio submerso, onde para o exemplo descrito corresponde a um sinal tonal a 200 kHz. Para operação adequada do protótipo, é importante que a amplitude deste sinal esteja compreendida entre um valor unitário.

A função *SendFPGA()* realiza inúmeros procedimentos. Em primeira instância abre e configura a comunicação série com o protótipo. Quantificando o sinal a transmitir a 16 bits, divide a informação binária de cada amostra em dois *bytes* e envia estes dados pela interface série, de acordo com a sequência protocolada. A função aguarda um período de 25 s, durante o qual o protótipo amostra e armazena os sinais recebidos. Por último, é sucessivamente realizada uma leitura dos dados recebidos pela interface série e o seu armazenamento directo, em *bytes*, num determinado ficheiro de texto.

Existe uma maior flexibilização nos testes de processamento digital de sinal ao recorrer a um ficheiro com estes dados armazenados, possibilitando avaliar os resultados *a posteriori* do momento da sua execução. Igualmente sabe-se que o volume de informação retornado pela plataforma é considerável, podendo levar a problemas na alocação de memória pela aplicação e incrementando significativamente o tempo de execução dos algoritmos de processamento digital. Nesta medida, a utilização de um ficheiro permite realizar uma leitura dos dados em blocos mais pequenos, evitando as considerações acima descritas e possibilitando uma eventual

distribuição da carga de processamento. Para leitura deste ficheiro é utilizada a função *ReadFile()*, que devolve as amostras recebidas a 16 bits de resolução.

Para que um utilizador comum possa aceder facilmente às funcionalidades da plataforma desenvolvida, implementou-se uma aplicação gráfica em MATLAB. Um manual de operação desta aplicação e do *hardware* desenvolvido pode ser encontrado no Anexo 6.

5

Resultados obtidos

5.1 Introdução

Neste capítulo do documento são inicialmente descritas quais as condições físicas presentes nos testes de campo realizados. Posteriormente, são analisados os principais resultados no estudo do canal acústico subaquático. De acordo com as conclusões retiradas nestas provas, é abordado o desenvolvimento de um sistema de comunicação digital para o meio subaquático em uso.

5.2 Configuração do cenário experimental

Os testes de processamento de sinal realizados num meio subaquático possuem algumas limitações importantes de destacar. Com o protótipo desenvolvido pretende-se suportar potências acústicas que permitam a propagação dos sinais transmitidos em meios subaquáticos com um volume considerável de água. Contudo, no âmbito desta dissertação, a acessibilidade a um meio com estas características é condicionada por aspectos logísticos, sendo escassas as oportunidades de realizar os testes pretendidos num ambiente desta natureza.

No meio laboratorial é facultado acesso a um meio submerso que possui um volume de água muito reduzido. Como tal, é realizada uma metodologia de trabalho faseada em duas etapas. No reservatório de água em laboratório procura-se desenvolver os principais algoritmos de processamento de sinal, sabendo que a validade dos mesmos é limitada por este meio potencialmente não possuir as características expectáveis de um típico canal acústico subaquático. A título de referência, o reservatório utilizado possui 0,2 m de altura, 0,32 m de comprimento e 0,22 m de largura.

Após uma consolidação das funções desenvolvidas, é realizado um planeamento meticuloso das actividades a realizar no campo de testes, um cenário mais realista, onde é

possível aferir a validade dos algoritmos implementados. Repare-se que a análise dos resultados obtidos não terá que ser realizada neste local, pois os sinais recebidos são armazenados num ficheiro para processamento posterior.

Para os testes realizados, considerou-se inicialmente um cenário em águas pouco profundas, onde um sistema completamente submerso comunica, em estacionariedade de movimento, com um equipamento fixo, localizado à superfície marítima. Esta configuração simularia assim uma determinada aplicação, onde um veículo submergível em estado imóvel comunica com uma embarcação ancorada à superfície marítima, como ilustra a Figura 39.

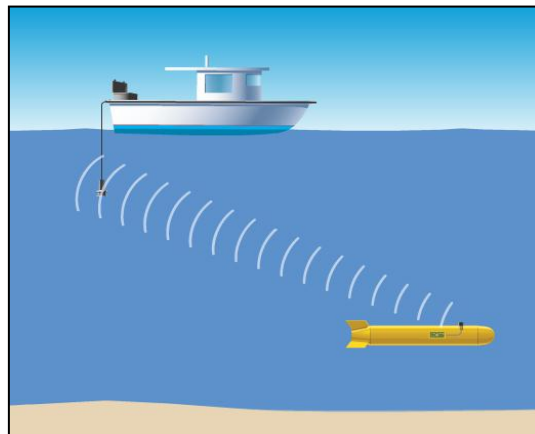


Figura 39 – Exemplo de comunicação subaquática de um submergível com uma embarcação à superfície. Imagem extraída de [9].

Contudo, nesta configuração, para além dos problemas logísticos associados à reprodução deste cenário, seria necessária uma duplicação do *hardware* desenvolvido. Surgiriam igualmente outras considerações na estrutura mecânica dos protótipos, já que os receptáculos utilizados teriam que ser estanques e robustos. Após analisar-se alguns modelos comercialmente disponíveis, concluiu-se que seria requerido o desenvolvimento de uma estrutura por medida. No entanto, este pedido implica um custo considerável para um número reduzido de unidades. Alternativamente poderia considerar-se o desenvolvimento do próprio encapsulamento do protótipo. Contudo, como esta tarefa não se enquadra no âmbito desta dissertação, verifica-se que o cenário inicialmente proposto é de difícil execução.

Face a estas limitações, recorreu-se para os testes de campo a uma piscina de água clorada, simulando um cenário de comunicação unidireccional no plano horizontal entre dois sistemas em linha de vista. Esta configuração apresenta-se vantajosa pois, além de permitir um acesso facilitado a um meio de natureza semelhante, recorre a um único protótipo. Igualmente a estrutura do protótipo possui agora menores requisitos mecânicos, já que os transdutores são os únicos elementos submergíveis do sistema.

Neste cenário, a máxima distância entre os dois transdutores, transmissor e receptor, é imposta pelo comprimento da cablagem utilizada entre estes elementos e o protótipo. Nos testes

realizados, a cablagem original do transdutor transmissor de 4,5 m foi estendida por 25 m. Apesar do sinal transmitido ser ligeiramente atenuado com a cablagem, é assim minimizada a degradação do sinal recebido. Evidencie-se que todas as cablagens utilizadas possuem blindagem electromagnética.

Observe-se a Figura 40, que mostra uma imagem do meio subaquático utilizado nas sessões experimentais. Trata-se de uma piscina de uso particular com uma geometria rectangular, possuindo 9 m de comprimento, 4 m de largura e uma altura variável entre 1,2 e 1,9 m.



Figura 40 – Imagem do meio subaquático utilizado para os testes de campo.

A configuração utilizada pode ser analisada pela Figura 41. Nesta figura, as dimensões próximas às setas de tom escuro dizem respeito às medidas da piscina, enquanto que os valores adjacentes às setas de tom azul indicam a localização dos elementos transdutores. Para uniformizar a distância das componentes de multi-percurso à primeira superfície de reflexão (ou seja, da superfície ou do fundo subaquático), submergiu-se os transdutores a 60 cm, uma profundidade igual a metade da menor altura da piscina.

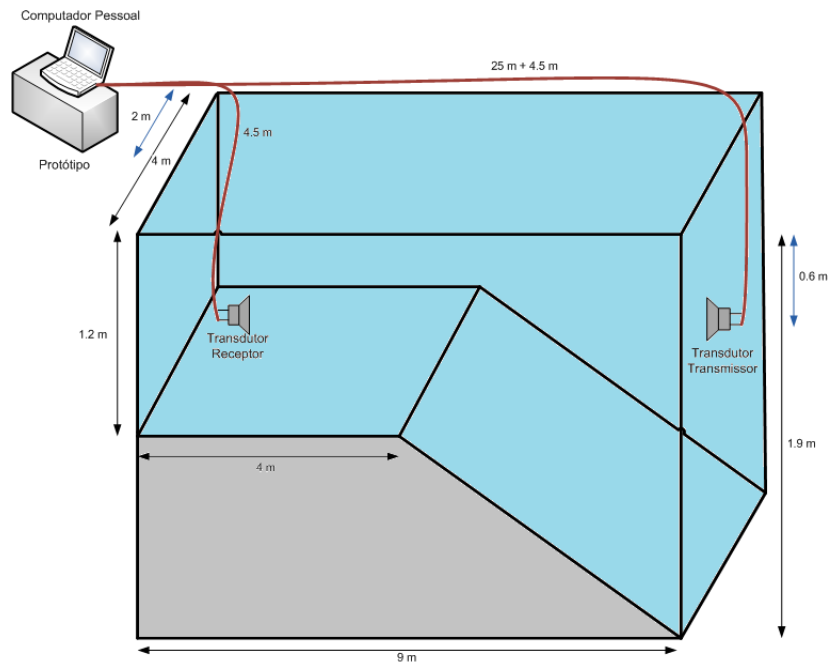


Figura 41 – Configuração do cenário de teste utilizado em piscina.

Relativamente à estrutura mecânica do protótipo, desenvolveu-se uma solução de baixo custo que permite a portabilidade adequada do hardware, um suporte robusto do ponto de vista físico e eléctrico, assim como uma capacidade razoável de protecção a salpicos e infiltrações de líquidos. Para o efeito, recorre-se à sobreposição de duas superfícies em acrílico, suportadas por varões metálicos. O suporte físico do equipamento do protótipo é distribuído nestas duas placas, como ilustra a Figura 42.

Para encapsulamento do protótipo é utilizado um receptáculo em plástico, possuindo fecho e uma dimensão adequada a albergar o equipamento. Repare-se que os invólucros de plástico têm tipicamente baixo custo, não possuindo fissuras e descontinuidades normalmente encontradas em recipientes metálicos, cuja junção física é baseada em apertos mecânicos de diversas peças. Por fim, é realizada a furação e o respectivo isolamento do encapsulamento para a cablagem dos transdutores, alimentação alternada e interface USB com o PC. Uma imagem da estrutura resultante pode ser observada na Figura 43.

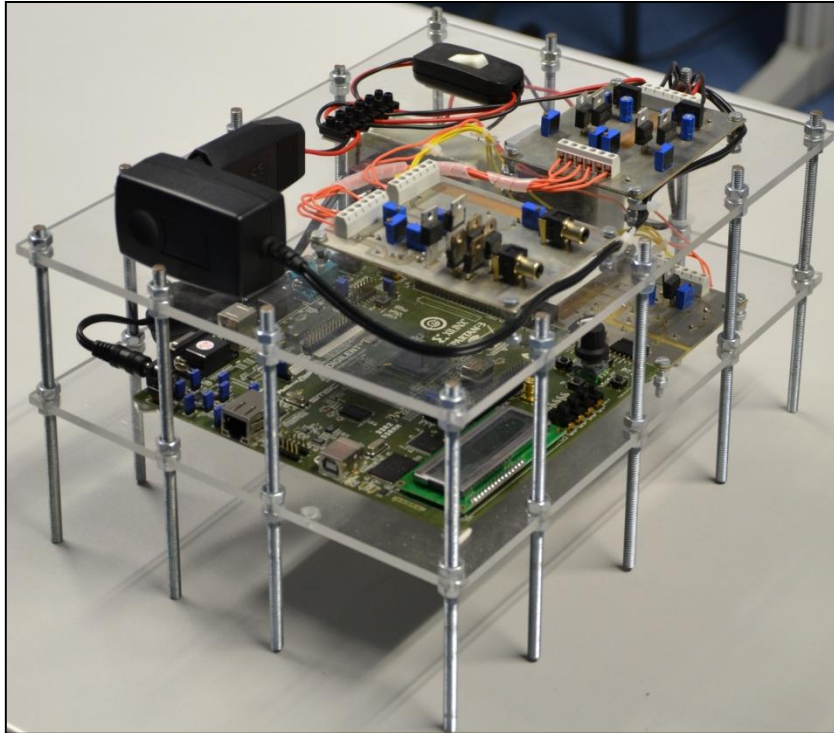


Figura 42 – Suporte em acrílico do protótipo desenvolvido.



Figura 43 – Encapsulamento do protótipo desenvolvido

5.3 Caracterização do canal acústico subaquático

O ambiente subaquático utilizado nos testes de campo corresponde nitidamente a um cenário de água rasa. É conseqüentemente expectável que neste meio a propagação dos sinais

acústicos seja condicionada pela geometria do canal, predominando os efeitos de reflexão sobre as superfícies de fronteira do meio.

Avaliando o volume existente de água, pode-se afirmar que as variações nos parâmetros fundamentais que regulam a velocidade do sinal sonoro possuem um carácter uniforme em todo o meio. A título de referência, aquando da realização dos testes de campo, inferiu-se que o meio aquático, em valores médios, possuía uma temperatura ambiente de 20,3 °C e uma acidez de 7,2 pH. Como o parâmetro da salinidade é substancialmente mais complexo de determinar, sendo requerido equipamento específico como um refractómetro, segundo a normativa referida em [51], estima-se uma salinidade de 0,5 ppt. Dada a reduzida profundidade do meio, considera-se uma pressão constante de 1 atm.

Para a caracterização do meio subaquático foram realizados três testes, transmitindo respectivamente um sinal tonal, um sinal *chirp* e um período de silêncio. Faz-se de seguida a descrição e a respectiva motivação para a realização de cada um dos testes.

5.3.1 Sinal tonal

No domínio teórico, um sinal tonal possui uma elevada linearidade, concentrado a sua energia numa única componente de frequência. Como tal, com a transmissão de um sinal desta natureza avalia-se a resposta e distorção conjunta do sistema desenvolvido e do canal subaquático em estudo.

Através das características deste sinal, verifica-se a existência de possíveis desvios de frequência e estuda-se a coerência temporal do canal, através da função de correlação cruzada. Avalia-se também o modelo de desvanecimento do canal através da função densidade de probabilidade do sinal recebido.

São considerados dois cenários de propagação distintos, com os transdutores directamente alinhados ou com um desalinhamento no plano horizontal de 45 °. Repare-se que o transdutor possui abertura do feixe a -6 dB de 20 °, considerando-se assim não existir neste segundo cenário uma componente acústica directa entre os dois transdutores. No estudo que se segue, assume-se que, por omissão, é analisado o cenário com os transdutores alinhados.

Na Figura 44 observa-se o espectro de amplitude do sinal tonal transmitido. Possuindo o DAC uma resolução de 16 bits por amostra, pode verificar-se como a relação de amplitude e ruído de quantificação se aproxima dos 96 dB teóricos, como calculado através da equação (56). De forma a evitar espalhamento espectral, reproduziu-se um tom múltiplo da resolução de frequência, próximo da frequência central teórica do transdutor. Como as funções de análise espectral baseadas na FFT são optimizadas para potências de base 2, escolheu-se um número de pontos adequado para o efeito, que está indicado na legenda de cada figura. De forma a

acautelar algumas questões de não linearidade nas extremidades da gama dinâmica do DAC, definiu-se a amplitude normalizada de 0,9 V.

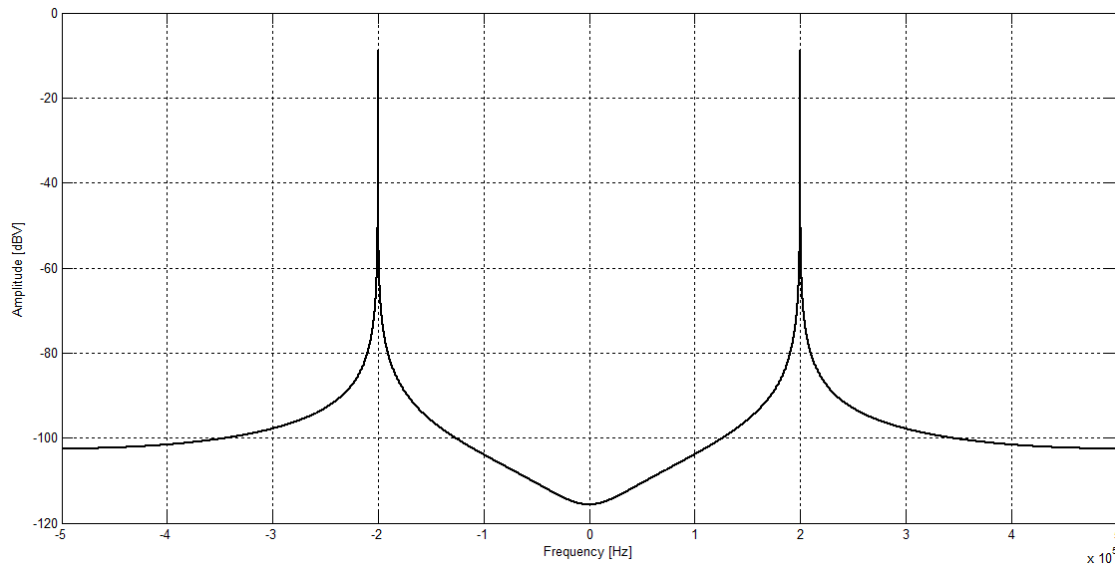


Figura 44 – Espectro de amplitude do sinal tonal transmitido (com $f = 200,04768$ kHz; $N = 2^{17}$ amostras, $f_s = 1$ MHz, $A = 0,9$ V; $\phi_0 = 0$ rad, $R = 16$ bits).

A Figura 45 apresenta o módulo do espectro de amplitude do sinal recebido. O espectro à frequência pretendida possui a maior amplitude, com $-22,68$ dBV. Este valor é superior ao patamar de amplitude do ruído no restante do espectro em, aproximadamente, 57 dB.

De amplitude igualmente notável destacam-se duas componentes de ruído específico ao meio subaquático. A primeira componente de ruído, a 37 kHz, possui cerca de -23 dB relativamente à componente tonal. Por sua vez, a segunda componente de ruído, com o dobro da frequência do sinal transmitido, possui uma relação de -15 dB da componente tonal. Esta componente de ruído é resultante do processo de reconstrução, que realiza uma filtragem pouco selectiva à segunda harmónica. Na mesma figura é ainda visível uma amplitude na componente de valor médio, resultante de um pequeno erro de tensão no sinal unipolar à entrada do ADC.

Como nenhuma destas componentes interfere na banda de frequências que se pretendem utilizar, podem ser significativamente atenuadas através de uma filtragem digital. Para o efeito e futura referência, recorreu-se a uma filtragem passa banda FIR (*Finite Impulse Response*) de ordem 100, com janela Rectangular para garantir uma banda passante plana, possuindo como frequências de corte 90 kHz e 320 kHz. O resultado da aplicação desta filtragem pode ser verificado na Figura 46, obtendo aproximadamente uma relação de amplitude de -72 dB e -81 dB para a segunda harmónica e componente de ruído, respectivamente.

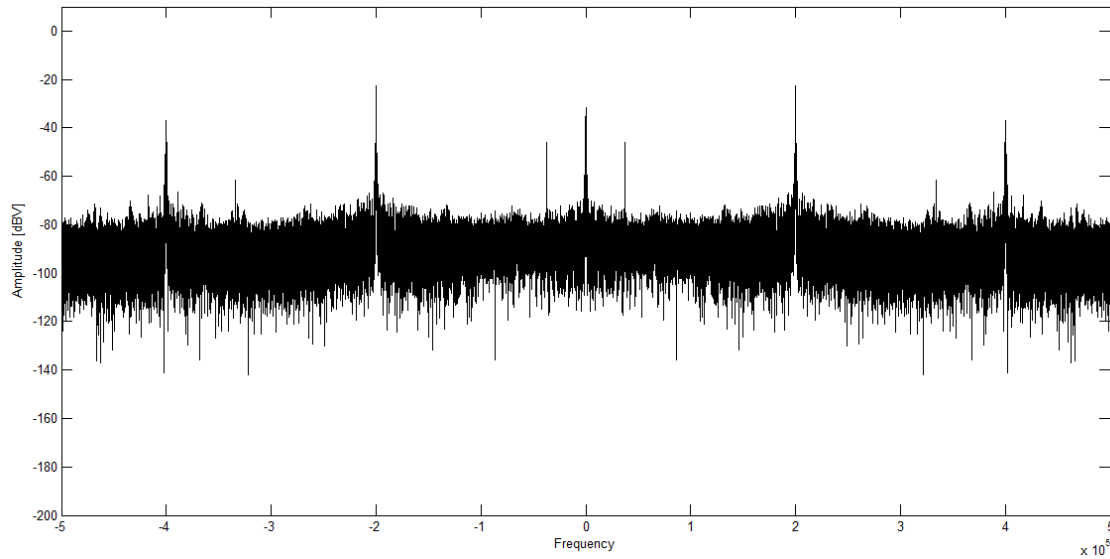


Figura 45 – Espectro de amplitude do sinal tonal recebido ($N = 2^{17}$ amostras, $f_s = 1$ MHz). Configuração com os transdutores directamente alinhados.

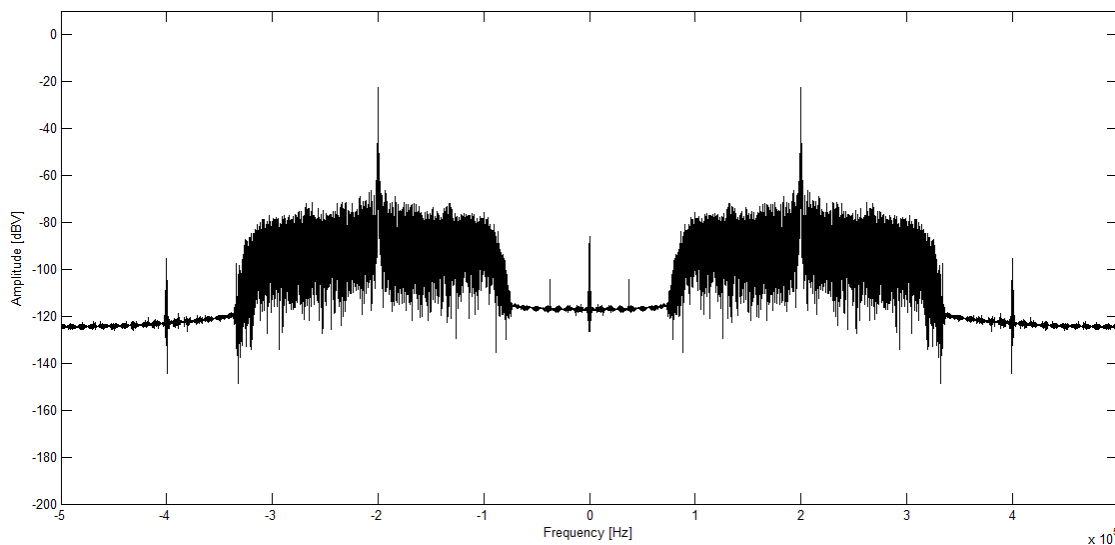


Figura 46 – Espectro de amplitude do sinal tonal recebido com filtragem ($N = 2^{17}$ amostras, $f_s = 1$ MHz, filtragem FIR passa banda, janela = Rectangular, ordem do filtro = 100, $f_{c1} = 90$ kHz, $f_{c2} = 320$ kHz). Configuração com os transdutores directamente alinhados.

Observe-se o espectrograma do sinal recebido com filtragem na Figura 47. Para a componente de interesse, conclui-se que não existem desvios de Doppler significativos. Este apresenta-se como um resultado plausível, considerando que o meio aquático utilizado possui tipicamente uma cinética reduzida. Repare-se que esta conclusão pode nem sempre apresentar-se válida pois, como foi estudado, num cenário de propagação em água rasa a variabilidade temporal do meio está intrinsecamente dependente da agitação à superfície subaquática.

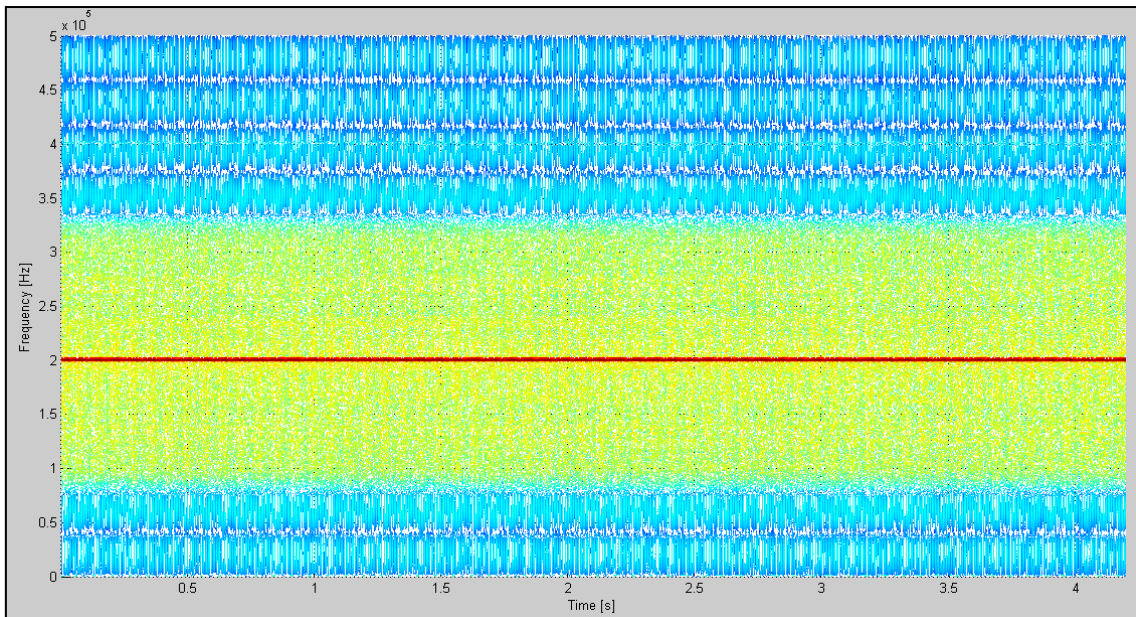


Figura 47 – Espectrograma do sinal tonal recebido com filtragem (Dimensão de cada segmento = 1000 amostras, sobreposição dos segmentos = 500 amostras, janela = Hamming, dimensão da FFT = 1024 amostras, $N = 2^{22}$ amostras, $f_s = 1$ MHz). Configuração com os transdutores directamente alinhados.

Não sendo em rigor quantificável o desvio de frequência através do espectrograma, pode-se avaliar as variações temporais de coerência do canal através da correlação cruzada entre o sinal transmitido e o sinal recebido. Observe-se a Figura 48 e a Figura 49, onde se mostra respectivamente a amplitude da correlação para a configuração de alinhamento ou desalinhamento dos transdutores. Como estas figuras possuem um número elevado de pontos, não se identifica facilmente o comportamento oscilatório da correlação, como ocorre na Figura 11. Como tal, são apresentadas as envolventes das correlações.

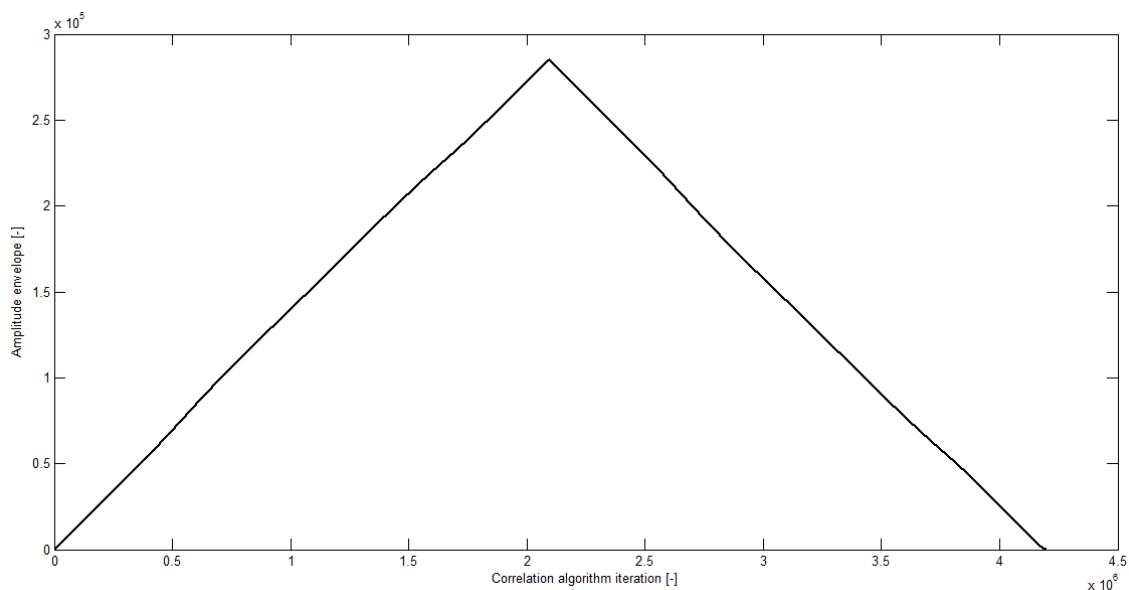


Figura 48 – Envolvente da correlação cruzada entre o sinal tonal recebido com filtragem e o sinal tonal transmitido ($N = 2^{21}$ amostras, $f = 200,04768$ kHz; $f_s = 1$ MHz, $A = 0,9$ V; $\phi_0 = 0$ rad). Configuração com os transdutores directamente alinhados.

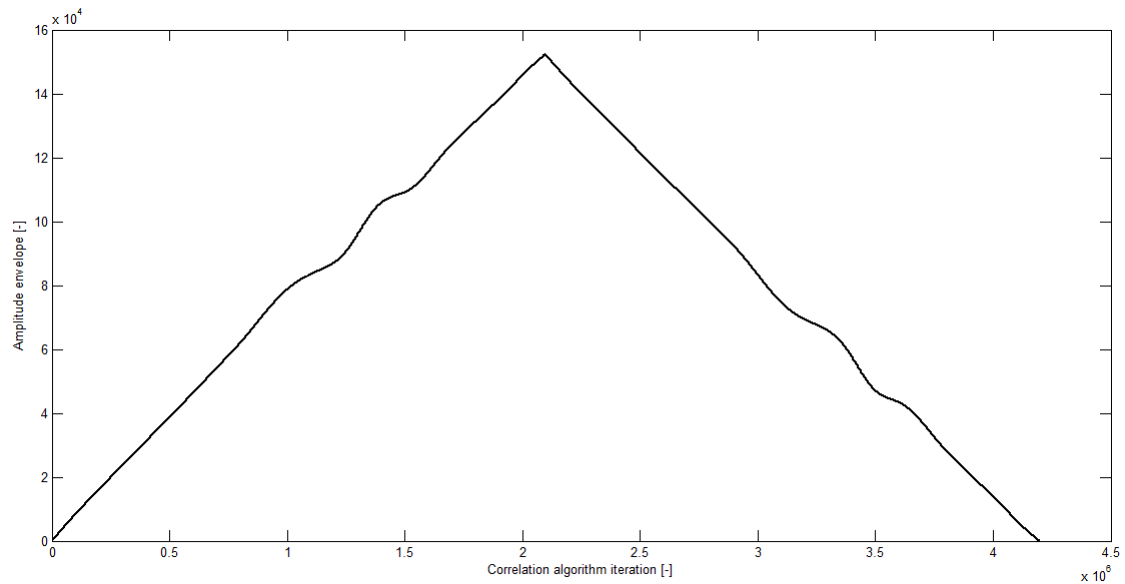


Figura 49 – Envoltiva da correlação cruzada entre o sinal tonal recebido com filtragem e o sinal tonal transmitido ($N = 2^{21}$ amostras, $f = 200,04768$ kHz; $f_s = 1$ MHz, $A = 0,9$ V; $\phi_0 = 0$ rad). Configuração com os transdutores desalinhados.

Em ambos os cenários obtém-se um máximo de correlação próximo da iteração 2^{21} do algoritmo, já que este corresponde ao período onde o desfasamento entre os dois sinais é nulo. No segundo cenário, contudo, obtém-se um menor valor da correlação, existindo uma variação de natureza não linear do comportamento deste sinal. Este comportamento indica que o canal subaquático, na ausência de uma componente acústica dominante devido à existência de linha de vista, tende a possuir uma menor coerência temporal.

Na Figura 50 e Figura 51 apresenta-se, em tom cinzento, a função densidade de probabilidade do sinal recebido para as duas configurações de colocação dos transdutores. Repare-se que esta função empírica não é determinada pela amplitude do sinal recebido mas sim pela respectiva envolvente. A partir de cada função, estima-se qual a distribuição estatística mais adequada para representar o modelo de desvanecimento do canal subaquático. Para esta análise, recorreu-se à aplicação *Distribution Fitting Tool* da *toolbox Statistics* do MATLAB®.

Numa pequena nota, para determinar a envolvente de um dado sinal complexo existem diversas técnicas a que se pode recorrer. É possível modular o sinal em amplitude, realizando uma filtragem passa baixo às componentes de baixa frequência que definem a envolvente [52]. Este é tipicamente um método simples, com desempenho aceitável. Contudo, como a exigência computacional não se apresenta crítica para os testes pretendidos, é viável calcular a envolvente $env[n]$ directamente a partir da amplitude de um sinal analítico, recorrendo à transformada de Hilbert do sinal de interesse $\hat{x}[n]$, segundo a relação (74) [52]. No trabalho desenvolvido recorreu-se à função *hilbert()* da biblioteca *Signal Processing* do MATLAB®, que devolve directamente sinal analítico através de uma técnica baseada nos algoritmos FFT/IFFT e quebra de simetria espectral.

$$env[n] = \sqrt{x[n]^2 + \hat{x}[x]^2} \quad (74)$$

Analisando as funções densidade de probabilidade, verifica-se que a configuração com os transdutores alinhados obtém a menor variação de amplitude. Esta função possui um desvio padrão de 0,031 V e um valor médio de 0,311 V. Já no cenário de desalinhamento dos transdutores, o desvio padrão e a média rondam os 0,058 V e 0,215 V, respectivamente.

Na Figura 50 observam-se, adicionalmente, as distribuições estatísticas com maior semelhança à função densidade de probabilidade. Das distribuições disponíveis na aplicação utilizada, verifica-se que a função de Weibull é a mais indicada para o modelo de desvanecimento do canal, existindo uma componente acústica dominante. Os parâmetros que definem esta distribuição são a escala e o declive de Weibull. Neste cenário, estes parâmetros correspondem de forma respectiva e aproximada a 0,3258 e 10,7911.

Na mesma configuração dos transdutores, verifica-se que as distribuições de Rice e Normal também constituem uma adequada aproximação à função densidade de probabilidade. Como em alguns canais acústicos subaquáticos é indicada a ocorrência desta primeira distribuição [3], conclui-se que o modelo estimado, baseado na distribuição de Weibull, poderá não ser extrapolável a outros cenários de propagação em água rasa.

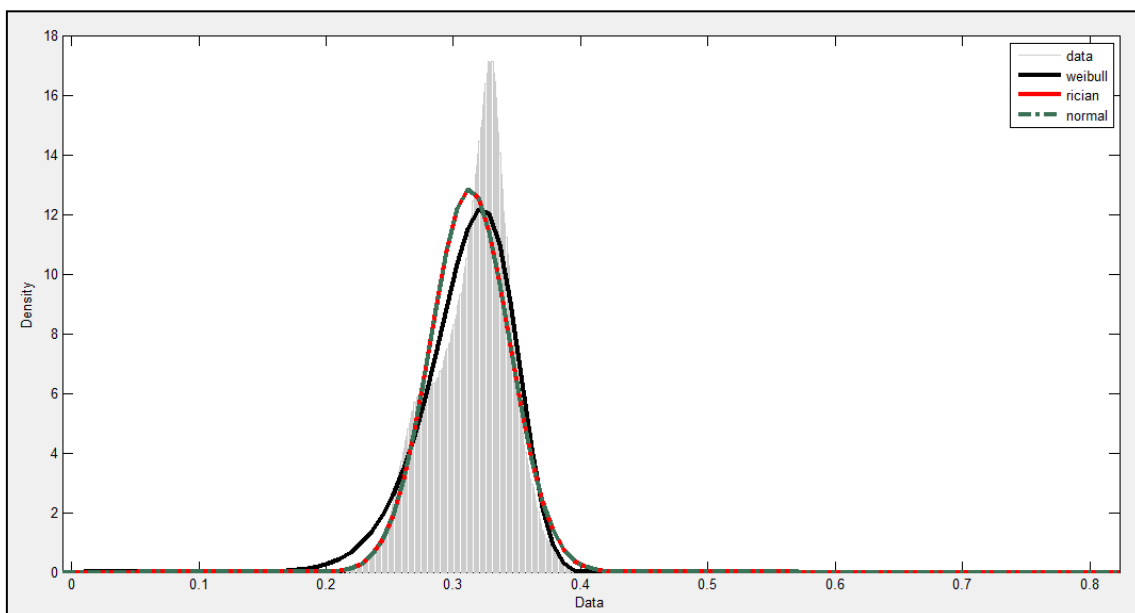


Figura 50 – A cinzento, a função densidade de probabilidade em dependência da amplitude da envolvente do sinal tonal recebido, com filtragem ($N = 2^{21}$ amostras, resolução do histograma = 5000 valores discretos). A preto, vermelho e verde, as distribuições estatísticas de Weibull, Rice e Normal que estimam a função densidade de probabilidade. Configuração com os transdutores directamente alinhados.

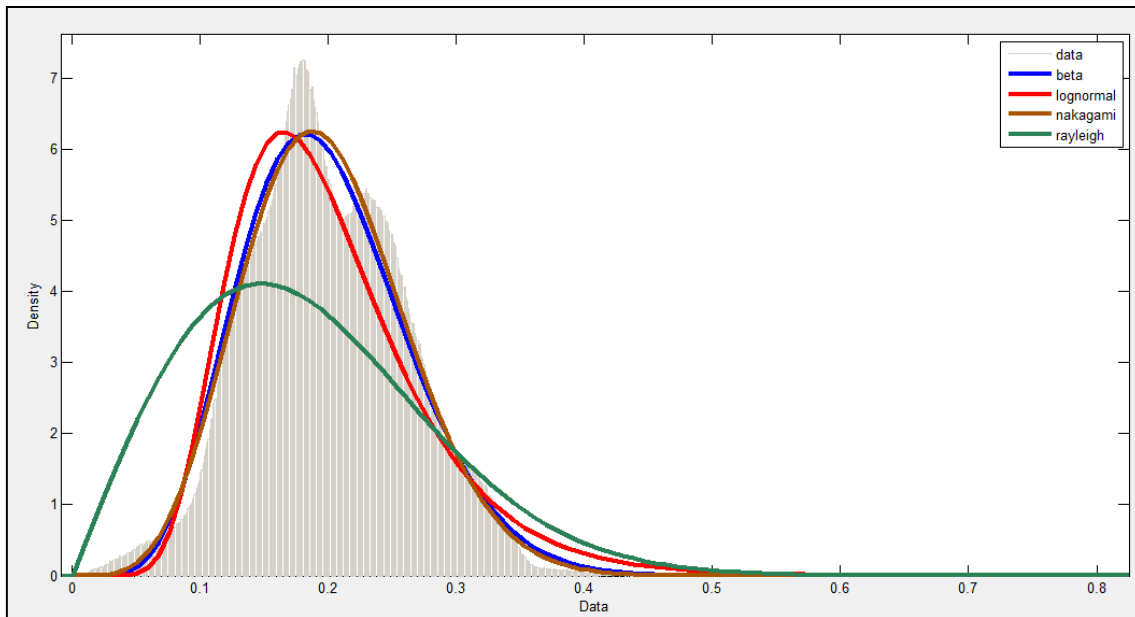


Figura 51 – A cinzento, a função densidade de probabilidade em dependência da amplitude da envolvente do sinal tonal recebido, com filtragem ($N = 2^{21}$ amostras, resolução do histograma = 5000 valores discretos). A azul, vermelho, castanho e verde, as distribuições estatísticas Beta, Log-normal, Nakagami e Rayleigh que estimam a função densidade de probabilidade. Configuração com os transdutores desalinhados.

Relativamente à configuração de desalinhamento dos transdutores, através da Figura 51 verifica-se que as distribuições de Nakagami e Beta possuem as melhores aproximações à função densidade de probabilidade, obtendo a primeira função o menor erro. Os parâmetros que definem esta distribuição são a forma e o controlo de espalhamento, correspondendo respectivamente a 2,5799 e 0,0435.

Segundo a referência [53], a distribuição de Nakagami ocorre em alguns canais subaquáticos, considerando a ausência de uma componente acústica dominante. Já em outras referências como [3], são indicadas outras distribuições como K ou Rayleigh. Tal como ocorre nos modelos de desvanecimento na presença de linha de vista, verifica-se que neste cenário a adequação das distribuições mencionadas são dependentes do meio em estudo.

5.3.2 Sinal *chirp*

Através do *chirp* linear estima-se a resposta em frequência do sistema desenvolvido, assim como a resposta deste em conjunto com o meio subaquático. Utilizando igualmente o sinal *chirp*, com recurso à função de correlação cruzada estima-se o PDP (*Power Delay Profile*) do canal em estudo [30].

Observe-se a Figura 52, que mostra o espectro de amplitude do sinal *chirp* transmitido. É realizado o varrimento de frequência dos 120 kHz aos 320 kHz, ultrapassando a largura de banda teórica dos transdutores que, segundo o fabricante deste equipamento, está compreendida

entre os 187,5 kHz e 212,5 kHz. O período de guarda N_{guard} é de 4M amostras, correspondendo a 4 s de silêncio.

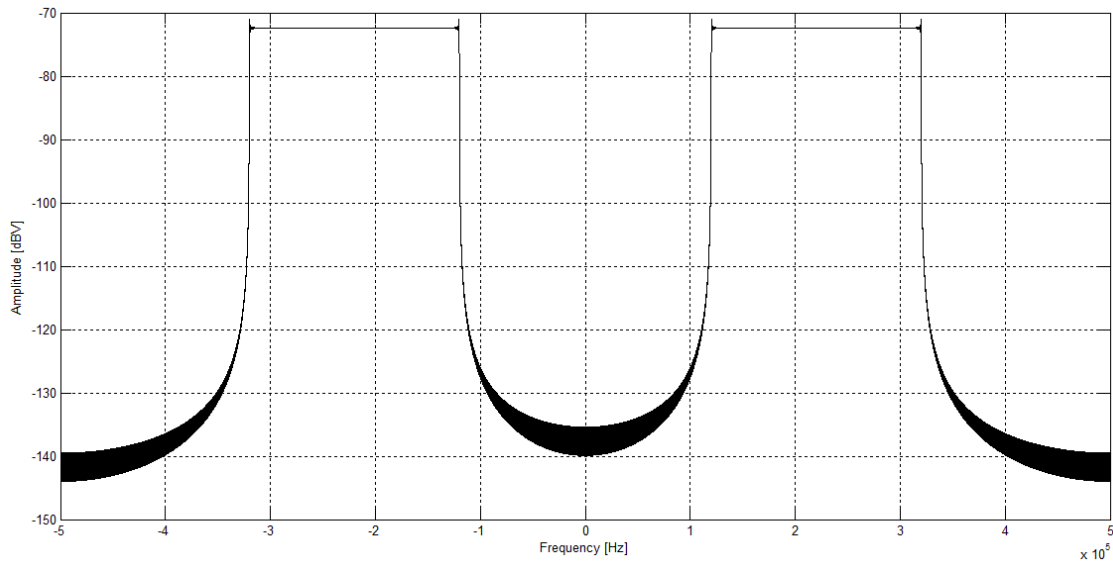


Figura 52 – Espectro de amplitude do sinal *chirp* transmitido (com $f_0 = 120$ kHz, $f'_0 = 320$ kHz, $N = 4$ M amostras, $N_{guard} = 4$ M amostras, $f_s = 1$ MHz, $A = 0,9$ V; $\phi_0 = 0$ rad, $R = 16$ bits).

Analise-se os espectros de amplitude dos sinais recebidos pela Figura 53 e Figura 54, correspondendo respectivamente aos cenários de teste no reservatório em laboratório e no meio subaquático de interesse. A configuração testada em laboratório não permite de forma fiável reproduzir um canal subaquático típico, considerando o seu volume reduzido de água. Contudo, este meio possibilita uma melhor avaliação da resposta em frequência do sistema desenvolvido.

Comparando as figuras é observável uma região de frequências em que é privilegiada a propagação dos sinais acústicos, possuindo uma variação de amplitude com um perfil aproximado a uma distribuição gaussiana. Estimando a largura de banda a -6 dB, em ambos os cenários verifica-se que esta se encontra compreendida, aproximadamente, entre 188,3 kHz e 206,5 kHz. A largura de banda real é assim de 18,3 kHz, um valor inferior ao teoricamente expectável. A discrepância deste parâmetro é fundamentada por desvios nas especificações dos próprios transdutores, provocando conseqüentemente alterações na figura de mérito resultante. Repare-se que de acordo com os limites reais de largura de banda, na verdade a frequência central se localiza a 197,4 kHz, um valor ainda contido no intervalo de tolerância de 10 kHz indicado pelo fabricante.

Nos testes realizados no meio subaquático em estudo procurou-se sempre minimizar a degradação da SNR . Para tal, sempre que possível, a excursão do sinal transmitido é maximizada em detrimento do aumento do ganho do circuito amplificador LNA. Seguindo estas considerações no teste apresentado na Figura 54, verifica-se que a relação entre a amplitude máxima do sinal *chirp* e o nível do patamar de ruído é próxima dos 10 dB, substancialmente inferior ao cenário da Figura 53, que ronda os 30 dB. Este resultado é expectável, pois

considera-se o incremento da distância entre os transdutores e, conseqüentemente, da atenuação pela absorção energética.

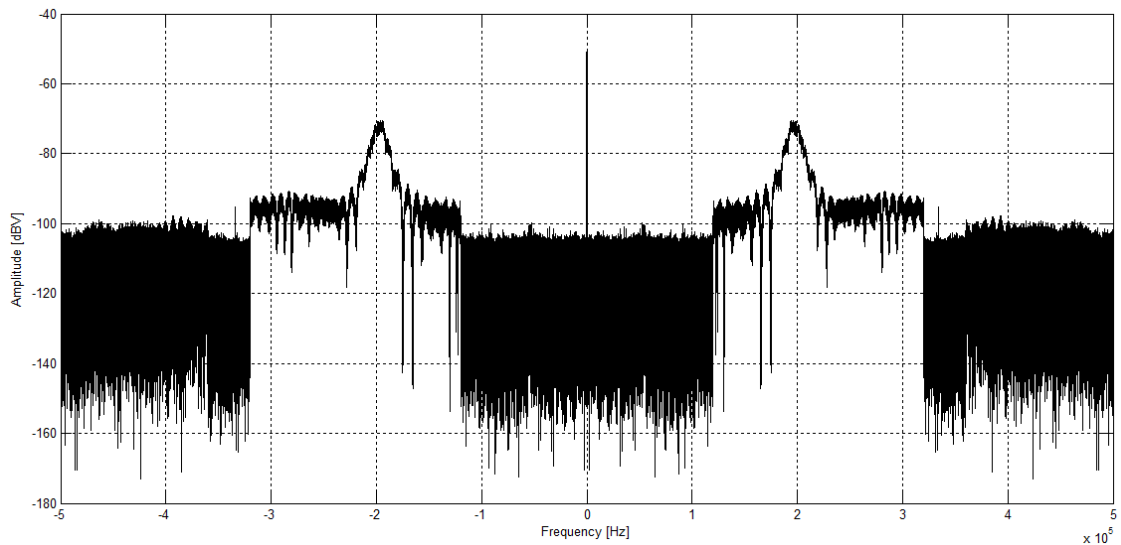


Figura 53 – Espectro de amplitude do sinal *chirp* recebido sem filtragem ($N = 4$ M amostras, $f_s = 1$ MHz) no reservatório de laboratório.

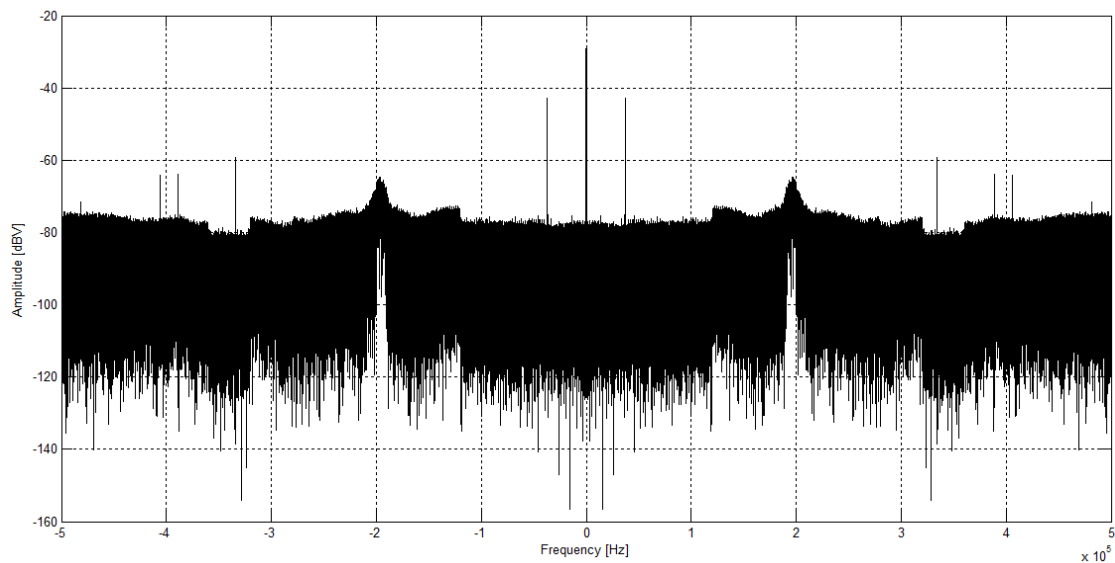


Figura 54 – Espectro de amplitude do sinal *chirp* recebido sem filtragem ($N = 4$ M amostras, $f_s = 1$ MHz) no meio subaquático em estudo.

O PDP permite quantificar a intensidade das componentes recebidas por multi-percurso em função do seu respectivo atraso. Através desta função é possível estimar o máximo atraso do canal, também designado por *delay spread*, um parâmetro importante no âmbito das comunicações digitais para minimizar o efeito da ISI.

A Figura 55 representa o PDP obtido através da função de correlação cruzada entre o sinal *chirp* transmitido e o sinal recebido, após filtragem.

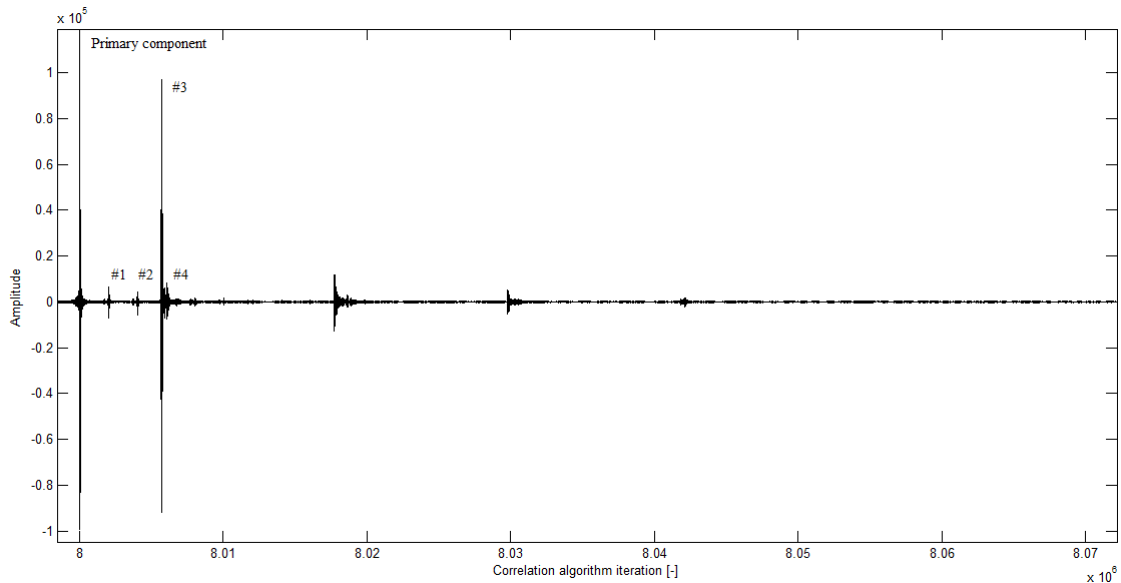


Figura 55 – Power Delay Profile do canal subaquático através da função de correlação cruzada entre o *chirp* transmitido e o sinal *chirp* recebido, com filtragem ($N = 8$ Mamostras, $f_s = 1$ MHz).

De forma clara podem ser identificadas as múltiplas chegadas do sinal. A componente de maior amplitude, localizada na iteração 8 M, corresponde à onda acústica que percorreu a distância directa entre os dois transdutores.

Baseado na amplitude das restantes componentes, pode-se ainda inferir o caminho percorrido pelo sinal. As duas primeiras componentes provêm, provavelmente, dos sinais acústicos que se propagam no plano horizontal. Estas componentes são atenuadas em relação a uma terceira componente, pois esta última provém, potencialmente, de uma reflexão à superfície aquática que, como se estudou na secção 2.2, é um bom reflector. Por sua vez, a quarta componente é aproximadamente simultânea à anterior, o que dada a configuração quase simétrica que em os transdutores estão localizados sugere tratar-se de uma reflexão do sinal ocorrida no fundo do meio aquático.

Na Figura 55 são visíveis componentes de multi-percurso até à iteração 8,042 M do algoritmo, correspondendo a um atraso máximo de 42 ms. Contudo, até à quarta componente inclui-se 93,37% da energia de todas as componentes. Assim, de acordo com [30], o *delay spread* corresponde ao atraso desta componente, de aproximadamente 7 ms. Este apresenta-se como um valor coerente do que é tipicamente encontrado na literatura, podendo o mesmo ser incrementado com o aumento da distância entre os transdutores [3].

5.3.3 Sinal de silêncio

Com a transmissão de um período de silêncio, caracteriza-se o ruído proveniente de fontes acústicas e eléctricas. Existe interesse em analisar o ruído acústico proveniente do meio

subaquático. Contudo, é impossível desagregar este do ruído proveniente de meios eléctricos. Assim, a análise destas componentes será inevitavelmente conjunta.

Para a realização deste teste poderia considerar-se a máxima redução possível do ganho do circuito LNA, minimizando o ruído eléctrico adicionado nesta cadeia. No sistema desenvolvido ocorre contudo um compromisso inevitável, pois ao diminuir o patamar de sinal proveniente do transdutor receptor incrementa-se, por sua vez, o erro de quantificação do ADC.

Optando por manter o ganho do circuito LNA utilizado nos testes anteriores, pode observar-se o espectro de amplitude do sinal recebido através da Figura 56. São observáveis algumas componentes de ruído acústico específico ao presente ambiente subaquático, como é o caso da componente a 37 kHz. Contudo, ao contrário do que seria expectável, a amplitude do ruído não apresenta nenhum decaimento com o incremento da frequência. Tal acontece pois o ruído proveniente de meios eléctricos acabam por ocultar as variações do ruído acústico, adicionado ao facto que o transdutor receptor possui uma largura de banda limitada, condicionando a análise espectral em todas as frequências representáveis pelo ADC.

Para uma melhor caracterização do ruído acústico presente no meio subaquático seria assim essencial o uso de múltiplos transdutores receptores, com frequências de ressonância distintas.

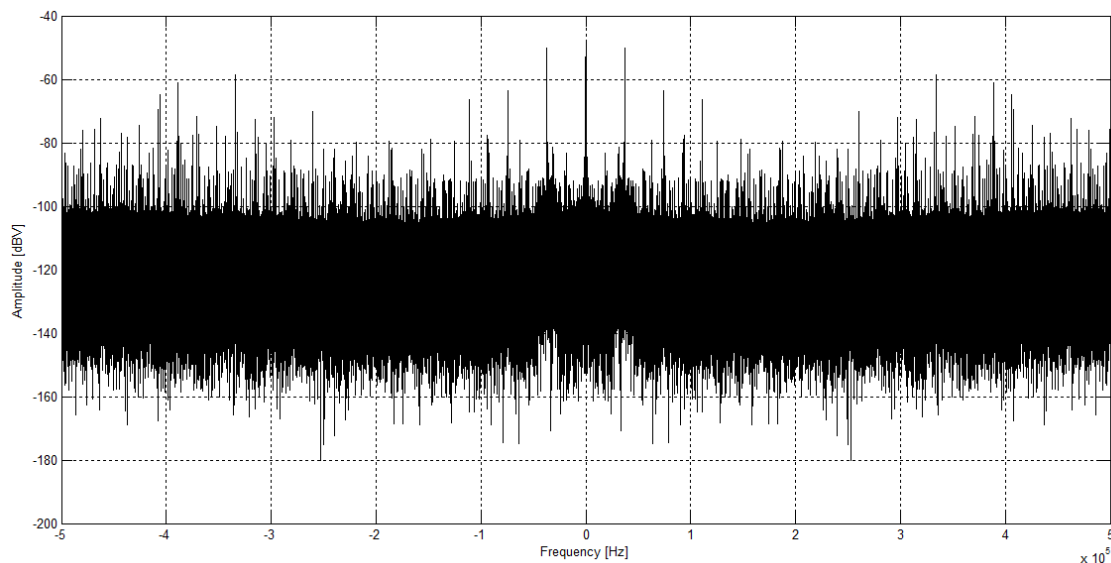


Figura 56 – Espectro de amplitude do sinal recebido, sem filtragem, com a transmissão de um período de silêncio ($N = 2^{22}$ amostras, $f_s = 1$ MHz).

5.4 Desenvolvimento do sistema de comunicação digital

Num sistema de comunicação digital procura-se maximizar o débito binário transmitido. Existe, contudo, um compromisso pois o débito binário é limitado pela quantidade de bits errados presente na informação recebida. Não existindo uma solução única para um dado

cenário de comunicação, avalia-se a eficiência de diferentes técnicas de modulação, procurando encontrar a solução que melhor se adapte às características do meio em questão.

Nesta secção do documento, acompanha-se o desenvolvimento de um sistema de comunicação digital para um canal acústico subaquático. Inicialmente, fundamenta-se a principal técnica de modulação utilizada. Para avaliar os efeitos de variabilidade dos diversos parâmetros desta modulação, define-se uma configuração por omissão. Após validar alguns algoritmos de interesse, através da informação reunida converge-se para a configuração que permite o melhor desempenho do sistema.

5.4.1 Escolha da técnica de modulação

Após a caracterização do meio subaquático utilizado, (secção 5.3), concluiu-se que este possui um comportamento dispersivo no domínio temporal, tendo sido estimado um *delay spread* próximo dos 7 ms. O *delay spread* define o máximo atraso do canal, contabilizando as componentes de multi-percurso mais significativas. Este parâmetro quantifica o período onde a interferência entre os sinais acústicos que se propagam no meio é mais significativa.

Nas comunicações digitais, este fenómeno de interferência traduz-se pelo efeito da ISI, que provoca distorção dos símbolos recebidos e degrada, conseqüentemente, o desempenho do sistema. Para minimizar este efeito, pode considerar-se um incremento do tempo do símbolo, garantindo que este é superior ao *delay spread*. Contudo, esta medida pode comprometer significativamente a eficiência de um sistema que seja baseado em modulações de portadora única, já que o incremento do tempo de símbolo traduz-se numa diminuição da largura de banda utilizada.

Tal pode ser comprovado num cenário onde o tempo de símbolo é igual ao *delay spread* do canal em estudo. Considerando que neste caso a largura de banda ocupada corresponde ao inverso do tempo de símbolo, obtém-se aproximadamente um resultado de 142,86 Hz, um valor inferior à já limitada largura de banda do sistema desenvolvido. Numa constelação 128 QAM, onde cada símbolo digital transporta informação de 7 bits, obtém-se nesta configuração um débito binário máximo de 1 kbit/s, um valor consideravelmente reduzido.

As modulações de portadora única possuem igualmente outras limitações num canal acústico subaquático. Dada a natureza dinâmica deste meio, técnicas de *pulse shaping* para minimizar a ISI são, na generalidade dos casos, pouco adequadas [13]. Em alternativa, recorre-se a algoritmos adaptativos para a equalização deste efeito [2], possuindo estes contudo uma elevada complexidade.

Para o sistema de comunicação digital desenvolvido optou-se pela modulação multi-portadora OFDM. Entre outras características interessantes facultadas por esta modulação, sabe-

se que o incremento do tempo de símbolo não reduz a eficiência do sistema de comunicação [32].

Adicionalmente, introduzindo um tempo de guarda entre os símbolos transmitidos que seja superior ao *delay spread* do canal, é possível minimizar significativamente a ISI. Repare-se que o impacto negativo desta técnica na eficiência binária do sistema é minimizado pelo incremento do tempo útil de símbolo OFDM.

Como foi descrito no Estado de Arte deste documento, (secção 1.2), esta é actualmente a modulação com maior foco nas comunicações digitais em meios acústicos subaquáticos. O OFDM é uma técnica limitada pelos efeitos dispersivos do canal de comunicação no domínio da frequência, provocando níveis elevados de ICI. Para o canal subaquático em uso, sabe-se que esta não é a característica predominante. Não obstante, procurar-se-á validar o algoritmo estimador e compensador do efeito CFO para este ambiente, referido na subsecção 3.2.4 deste documento.

5.4.2 Configuração da modulação por omissão

Pretende-se avaliar a viabilidade da modulação escolhida no ambiente subaquático em estudo. Para tal, testam-se os efeitos na variação dos diversos parâmetros da modulação, não havendo por enquanto interesse em otimizar a eficiência do sistema de comunicação. Para este fim, definiu-se uma configuração por omissão da modulação OFDM, na qual se basearão os testes de campo a realizar.

Como se justificará posteriormente nesta subsecção, face aos resultados insatisfatórios obtidos com a 1ª configuração por omissão, foram desenvolvidas duas versões adicionais. Note-se que cada nova versão é baseada na antecedente, alterando exclusivamente algumas características, que serão devidamente explicitadas.

Para futura referência, sempre que nesta dissertação seja referida uma configuração por omissão, deverá subentender-se que se refere à configuração OFDM na sua 3ª versão.

- **1ª versão da configuração por omissão**

A configuração por omissão, na sua 1ª versão, é definida pelos parâmetros presentes na Tabela 1.

Seguidamente, fundamenta-se as principais opções deste dimensionamento.

Tabela 1 – Parâmetros da configuração OFDM por omissão, na sua 1ª versão.

Largura de banda (frequências limite)	30 kHz (180 kHz - 210 kHz)
Resolução de frequência	7,6294 Hz
Número de pontos	131 072
Rácio tempo de guarda/tempo de símbolo	1/8
Tempo de guarda	16,384 ms
Rácio de portadoras piloto/sub-portadoras	1/4
Resolução de frequência para estimação	30,5176 Hz
Modulação das portadoras piloto	Amplitude = 1 V Fase = 0°
Modulação sub-portadoras de dados e de sistema	OOK – Amplitude = [0,1] V Fase = 0 °
Número de sub-portadoras de dados	2976
Número de portadoras de sistema	16
Estimação e compensação da CFO	Não utilizada

No estudo do canal subaquático verificou-se que a largura de banda disponível se aproxima dos 18,3 kHz, um valor menor que os 25 kHz indicados pelo fabricante dos transdutores. No entanto, para a configuração por omissão é empregada uma largura de banda superior, de 30 kHz. Como a resposta de amplitude do canal de comunicação possui uma selectividade moderada na banda de transição, tira-se proveito dessa região espectral através das capacidades avançadas de estimação providenciadas pela modulação OFDM.

O parâmetro de resolução de frequência possui um compromisso entre complexidade computacional, que define o número de pontos e a respectiva duração de um símbolo OFDM, e a possível interferência entre as sub-portadoras (ICI) se o espaçamento espectral não for apropriado. De acordo com estas considerações, optou-se por uma resolução de frequência de 7,6294 Hz. Assim, considerando a frequência de amostragem a 1 MHz, resulta num número de pontos por símbolo de 131 072, um valor que corresponde à potência 17 na base 2.

Define-se um rácio entre o tempo de guarda e o tempo de símbolo de 1/8, obtendo um período de guarda de 16,384 ms, um valor superior ao dobro do *delay spread* previamente estimado de 7 ms, minimizando conseqüentemente o efeito da ISI.

Para que a descodificação do símbolo recebido não fique potencialmente comprometida por uma estimação ineficiente das variações do meio, utiliza-se um rácio de 1/4 no número de portadoras piloto em relação às sub-portadoras disponíveis. Com este rácio, obtém-se uma resolução de estimação de 30,5176 Hz, uma porção que corresponde a cerca de 1/1000 da largura de banda ocupada. Para a codificação das portadoras piloto é inicialmente definida uma configuração fixa, com amplitude unitária e fase nula para todas as portadoras piloto.

Relativamente às sub-portadoras de dados, recorre-se à modulação não-coerente OOK (*On-Off Keying*) pela sua reduzida complexidade, sendo nula a fase destas componentes. Note-

se que a informação de dados transmitida por estas sub-portadoras não provém de nenhuma aplicação, mas sim de uma sequência binária pseudo-aleatória armazenada num ficheiro auxiliar. Como o sistema desenvolvido não se encontra dirigido a nenhuma aplicação ou protocolo de comunicação específico, considerou-se fora do âmbito desta dissertação o estudo da codificação de erros mais adequada a este sistema.

Entre as portadoras disponíveis alocaram-se 16 que, em posição fixa, transportam informação de sistema relativamente ao número de bytes transmitidos em cada símbolo OFDM. A estas portadoras atribui-se a mesma modulação que as sub-portadoras de dados.

Observe-se a Figura 57, que representa o símbolo OFDM gerado segundo esta configuração no domínio temporal. Verifica-se que a diferença de amplitude entre os picos e o patamar de sinal é elevada, obtendo um PAPR de 143,83.

Evitando o *clipping* deste sinal, a degradação da *SNR* é consideravelmente acentuada pelo ruído do canal e pelo ruído de quantificação na cadeia digital. Em consequência a esta degradação, a resposta de amplitude estimada do canal de comunicação, presente na Figura 58, obtém um comportamento divergente da expectável forma gaussiana, resultando numa descodificação binária sem sucesso. Repare-se que o mesmo pode ser expectável através da constelação resultante, presente na Figura 59, onde são indistinguíveis as duas regiões no plano complexo que identificam os valores codificados.

Em função destes resultados, verifica-se a importância da minimização do PAPR. Para o efeito, sobre a configuração OFDM por omissão realizam-se duas novas versões.

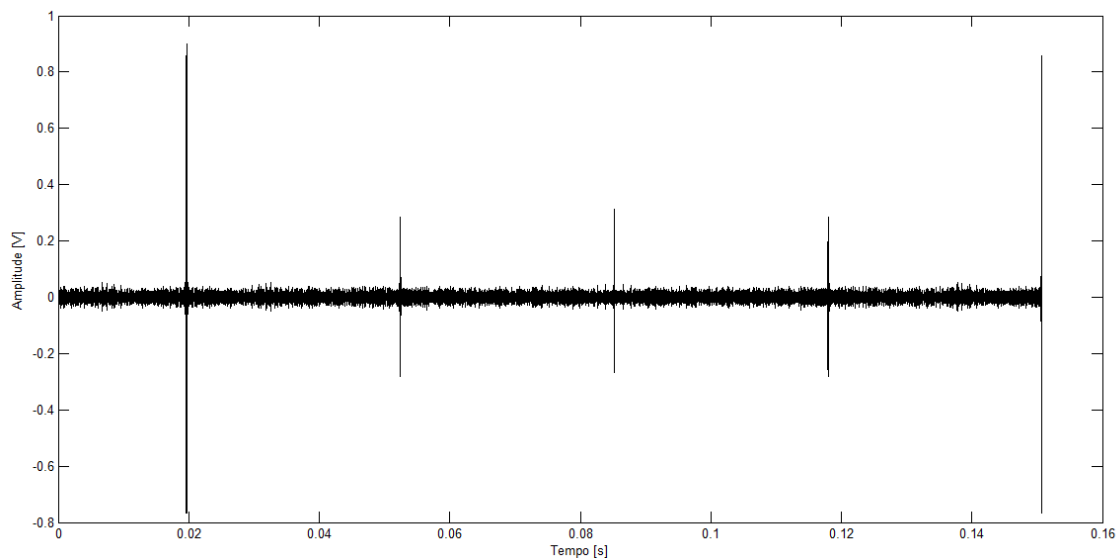


Figura 57 – Símbolo OFDM transmitido no domínio do tempo, com extensão cíclica (configuração por omissão - 1ª versão).

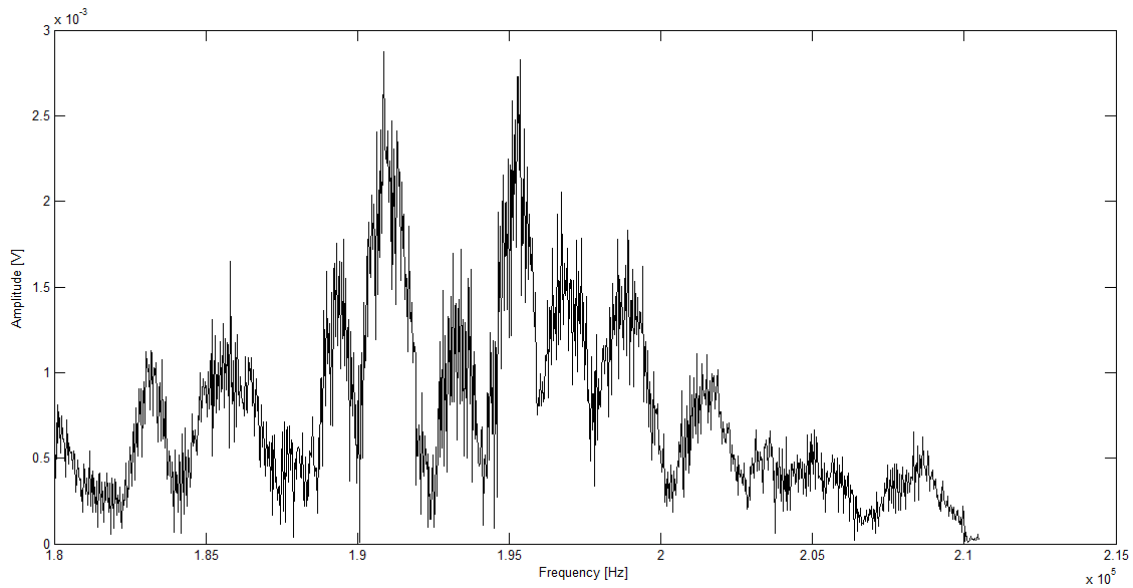


Figura 58 – Resposta de amplitude do canal de comunicação, estimado pelas portadoras piloto do símbolo OFDM recebido, com filtragem (configuração por omissão - 1ª versão, filtragem FIR passa banda, janela = Rectangular, ordem do filtro = 100, $f_{c1} = 90$ kHz, $f_{c2} = 320$ kHz).

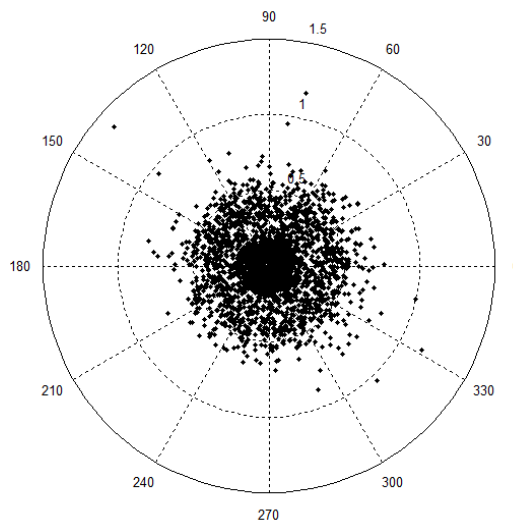


Figura 59 – Constelação do símbolo recebido, após estimação e compensação através das portadoras piloto (configuração por omissão - 1ª versão).

- **2ª e 3ª versão da configuração por omissão**

Considerando as técnicas de redução do PAPR previamente estudadas, (subsecção 3.2.3), procurou-se modificar a codificação das sub-portadoras. Com este processo, pretende-se controlar os cenários onde ocorre uma sobreposição construtiva destas componentes.

Na 1ª versão da configuração por omissão, atribui-se uma fase constante a todas as sub-portadoras de dados e de sistema. Devido à aproximada aleatoriedade dos dados, estima-se que cerca de metade das sub-portadoras contribuam para o pico de amplitude localizado no início do

símbolo OFDM. Como tal, numa 2ª versão procura-se atribuir uma codificação de fase aleatória uniformemente distribuída a estas componentes.

- Modulação das sub-portadoras de dados e de sistema: OOK – Amplitude = $[0,1]$ V
Fase = $[0:360]$ °

Através desta técnica, minimiza-se o PAPR de 143,83 para 45,14. Contudo, não se revela o suficientemente para evitar uma degradação significativa da *SNR*, impossibilitando assim uma descodificação bem sucedida.

Na 3ª versão da configuração por omissão alterou-se as condições de fase das portadoras piloto, atribuindo igualmente a estas componentes uma codificação de fase aleatória segundo uma distribuição uniforme.

- Modulação portadoras piloto: Amplitude = 1 V Fase = $[0:360]$ °

Como se pode verificar pela Figura 60, nesta configuração obtém-se uma redução efectiva do PAPR para 5,14, tornando quase imperceptível a presença dos picos de amplitude. Verifica-se que as portadoras piloto seriam as componentes de frequência a contribuir mais significativamente para este efeito, o que se revela coerente considerando que estas não possuíam nenhum grau de aleatoriedade na sua codificação.

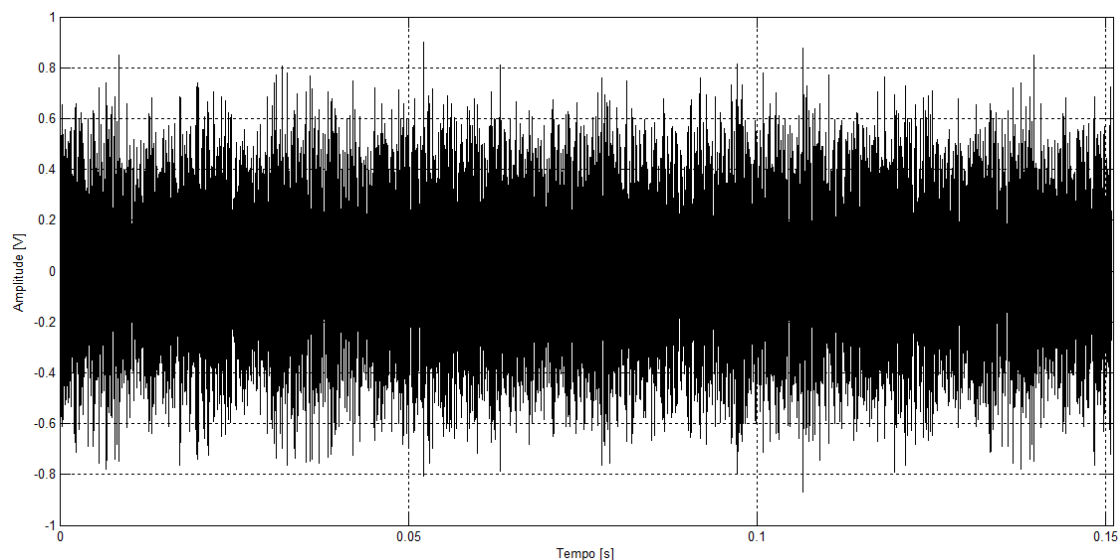


Figura 60 – Símbolo OFDM transmitido no domínio do tempo, com extensão cíclica (configuração por omissão - 3ª versão).

Repare-se que enquanto a aleatoriedade de fase nas portadoras piloto é sempre possível de executar, o mesmo não ocorre nas sub-portadoras de dados que possuem uma modulação

coerente. Como tal, poderia ser expectável algum incremento do PAPR se, a título de exemplo, estas componentes se encontrassem moduladas em BPSK (*Binary Phase-Shift Keying*).

Na prática verifica-se que tal não ocorre, já que a variação de dois valores de fase numa sequência pseudo-aleatória permite igualmente obter um PAPR reduzido. Incrementando a ordem da modulação e, conseqüentemente, os níveis possíveis para codificação de fase, reduz-se adicionalmente o efeito de potência de pico.

Relativamente à configuração por omissão, a Tabela 2 sumariza os principais parâmetros utilizados na 3ª versão.

Tabela 2 – Parâmetros da configuração OFDM por omissão, na sua 3ª versão.

Largura de banda (frequências limite)	30 kHz (180 kHz - 210 kHz)
Resolução de frequência	7,6294 Hz
Número de pontos	131 072
Rácio tempo de guarda/tempo de símbolo	1/8
Tempo de guarda	16,384 ms
Rácio de portadoras piloto/sub-portadoras	1/4
Resolução de frequência para estimação	30,5176 Hz
Modulação das portadoras piloto	Amplitude = 1 V Fase = [0:360] °
Modulação sub-portadoras de dados e de sistema	OOK – Amplitude = [0,1] V Fase = [0:360] °
Número de sub-portadoras de dados	2976
Número de portadoras de sistema	16
Estimação e compensação da CFO	Não utilizada

5.4.3 Testes de variabilidade dos parâmetros da modulação

Através dos testes seguintes analisa-se como uma comunicação baseada na modulação OFDM é afectada pelas características de um canal acústico subaquático. Note-se que para estes testes é sempre assumida a configuração por omissão na sua 3ª versão, variando apenas os parâmetros explicitados.

- **Teste nº 1 – Incremento de amplitude nas codificações das sub-portadoras de dados e de sistema**

Neste teste pretende-se aumentar a distância euclidiana entre os símbolos da modulação OOK, otimizando a eficiência da descodificação binária. Para o efeito, avalia-se o impacto do incremento de amplitude nas codificações das sub-portadoras de dados e de sistema.

Para este efeito, definem-se as configurações apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Configurações utilizadas no Teste nº 1, que avalia o impacto do incremento de amplitude nas codificações das sub-portadoras de dados e de sistema

Identificação do teste	Modulação sub-portadoras de dados e de sistema
Teste nº 1.a – Conf. omissão v3	OOK – Amplitude = [0,1] V Fase = [0:360] °
Teste nº 1.b	OOK – Amplitude = [0,8] V Fase = [0:360] °
Teste nº 1.c	OOK – Amplitude = [0,16] V Fase = [0:360] °

A Tabela 4 sumariza as taxas de erros obtidas para os diferentes cenários de teste. Apesar de nenhuma BER desta tabela poder ser considerada como aceitável num sistema de comunicação digital actual, pode concluir-se que a configuração por omissão, teste nº 1.a, possui o melhor desempenho.

O motivo para a taxa de erros se deteriorar com o incremento de amplitude das sub-portadoras de dados dá-se por a gama dinâmica do DAC ser constante. Em consequência, a potência transmitida é inalterada, sendo na verdade decrementada a *SNR* das portadoras piloto. Devido a este efeito, é degradada a estimação aos efeitos de canal realizada por estas componentes, obtendo um maior insucesso na descodificação binária.

Tabela 4 – Taxa de erros binários para as configurações do Teste nº 1.

Configuração – Amplitude das sub-portadoras de dados e de sistema	BER (bits errados/bits transmitidos)
Teste nº 1.a – [0,1] V	0,1415 (421/2976)
Teste nº 1.b – [0,8] V	0,2322 (691/2976)
Teste nº 1.c – [0,16] V	0,3844 (1144/2976)

- **Teste nº 2 – Variação do rácio tempo de guarda/tempo de símbolo e da coerência da modulação**

Neste teste avalia-se a predominância do efeito da ISI com a consequente redução do período de guarda, verificando o limiar de funcionamento do algoritmo de sincronismo por extensão cíclica. Adicionalmente, neste teste é comparado o desempenho da modulação BPSK com a modulação OOK, avaliando a sensibilidade de uma modulação de natureza coerente e não-coerente em diferentes condições de interferência do canal subaquático.

As configurações definidas no âmbito deste teste são apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Configurações utilizadas no Teste nº 2, que avalia o impacto da variação do rácio tempo de guarda/tempo de símbolo e da variação entre uma modulação coerente e não-coerente.

Identificação do teste	Modulação sub-portadoras de dados e de sistema	Rácio tempo de guarda/tempo de símbolo (tempo de guarda)
Teste nº 2.a	BPSK – Amplitude = 1 V Fase = [0,180] °	1/2 (65,536 ms)
Teste nº 2.b	OOK – Amplitude = [0,1] V Fase = [0:360] °	
Teste nº 2.c	BPSK – Amplitude = 1 V Fase = [0,180] °	1/8 (16,384 ms)
Teste nº 2.d – Conf. omissão v3	OOK – Amplitude = [0,1] V Fase = [0:360] °	
Teste nº 2.e	BPSK – Amplitude = 1 V Fase = [0,180] °	1/128 (1,024 ms)
Teste nº 2.f	OOK – Amplitude = [0,1] V Fase = [0:360] °	

Analisando a correlação da extensão cíclica nas diferentes configurações, verifica-se que a amplitude máxima deste sinal diminui com a redução do tempo de guarda. Esta apresenta-se como uma consequência expectável já que diminuindo a duração da extensão cíclica obtém-se uma menor energia do sinal.

Relativamente aos cenários com maior tempo de guarda, testes nº 2.a e nº 2.b, observa-se que a correlação é substancialmente superior na configuração com a modulação BPSK. Nesta configuração, obtém-se os picos de amplitude da correlação próximo de 2400, enquanto que no cenário OOK o mesmo ocorre próxima de 1500. Estes valores podem ser justificados pelo incremento da *SNR* do sinal transmitido no teste nº 2.a.

Nos cenários opostos, relativamente aos testes nº 2.e e nº 2.f, o tempo de guarda é significativamente inferior ao *delay spread* estimado para este canal de comunicação. Como se verifica pela Figura 61 e Figura 62, são marginalmente identificáveis os picos de correlação. Destes dois cenários, a configuração com a modulação OOK obtém o maior grau de correlação. Estes testes permitem concluir que, na presença significativa de ISI, a degradação da correlação por extensão cíclica é superior numa modulação coerente.

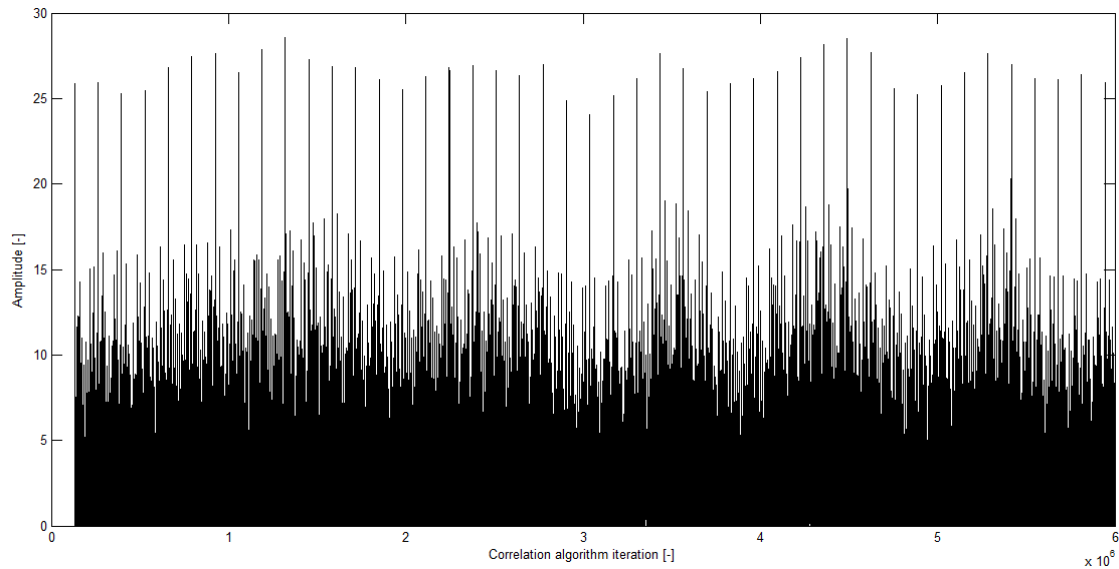


Figura 61 – Módulo da correlação da extensão cíclica (Teste nº 2.e, rácio tempo de guarda/tempo de símbolo = 1/128, modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = BPSK).

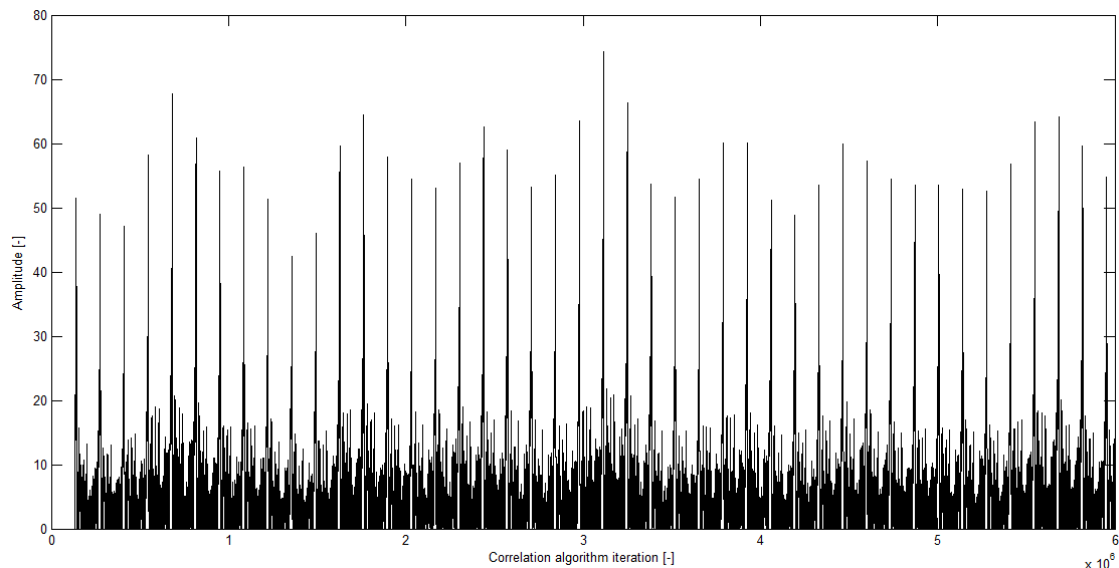


Figura 62 – Módulo da correlação da extensão cíclica (Teste nº 2.f, rácio tempo de guarda/tempo de símbolo = 1/128, modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = OOK).

Observe-se a Tabela 6, que sumariza as taxas de erro obtidas para os diferentes cenários de teste. Embora a modulação BPSK obtenha o melhor desempenho, é também a modulação que apresenta a maior variação da BER, verificando-se a degradação substancial da taxa de erros com a intensificação da interferência de símbolos precedentes.

Comparando os testes nº 2.a e nº 2.c, apesar de ambas configurações obterem um tempo de guarda superior ao *delay spread* estimado, observa-se um incremento da BER com um decréscimo do intervalo de guarda. Verifica-se assim a importância de, numa modulação coerente, minimizar de forma eficaz este efeito.

No cenário OOK a variação da taxa de erros não é tão acentuada. Note-se que se obteve um ligeiro decréscimo da BER dos testes nº 2.b ao nº 2.d, devido ao comportamento dinâmico do canal subaquático.

Tabela 6 – Taxa de erros binários para as configurações do Teste nº 2.

Configuração – Rácio tempo de guarda/tempo de símbolo e modulação	BER (bits errados/bits transmitidos)
Teste nº 2.a – 1/2 BPSK	0,0289 (86/2976)
Teste nº 2.b – 1/2 OOK	0,1458 (434/2976)
Teste nº 2.c – 1/8 BPSK	0,0819 (244/2976)
Teste nº 2.d – 1/8 OOK	0,1415 (421/2976)
Teste nº 2.e – 1/128 BPSK	0,1552 (462/2976)
Teste nº 2.f – 1/128 OOK	0,1694 (504/2976)

- **Teste nº 3 – Variação da resolução de frequência**

Neste teste afere-se o impacto da variação da resolução de frequência na descodificação binária. Expectavelmente, com o decréscimo da resolução de frequência potencia-se a interferência entre portadoras ICI e o espalhamento de Doppler, possuindo um tempo de símbolo superior ao tempo de coerência do canal subaquático. Por sua vez, um tempo de símbolo superior permite uma maior robustez ao comportamento temporalmente dispersivo do canal de comunicação.

Para este teste definem-se as configurações presentes na Tabela 7.

Tabela 7 – Configurações utilizadas no Teste nº 3, que avalia o impacto de variação de resolução de frequência.

Identificação do teste	Resolução de frequência	Tempo de símbolo
Teste nº 3.a	1,907 Hz	589,93 ms
Teste nº 3.b – Conf. omissão v3	7,6294 Hz	147,46 ms
Teste nº 3.c	30,516 Hz	36,86 ms

A Tabela 8 resume as taxas de erro obtidas para os diferentes cenários em teste. Embora os resultados obtidos não demonstrem claramente os efeitos da variação da resolução de frequência, verifica-se que o teste nº 3.a obtém a melhor BER. Na perspectiva do que poderia

ser expectável, este resultado evidencia uma das conclusões já retiradas sobre este canal subaquático, na medida que o seu comportamento dispersivo é acentuado no domínio temporal.

Tabela 8 – Taxa de erros binários para as configurações do Teste nº 3.

Configuração – Resolução de frequência	BER (bits errados/bits transmitidos)
Teste nº 3.a – 1,907 Hz	0,0216 (254/11770)
Teste nº 3.b – 7,6294 Hz	0,1415 (421/2976)
Teste nº 3.c – 30,516 Hz	0,1110 (79/712)

- **Teste nº 4 – Incremento da ordem de modulação nas sub-portadoras de dados e de sistema**

Neste teste analisa-se o desempenho da descodificação binária e constelações resultantes com o incremento da ordem de modulação nas sub-portadoras de dados e de sistema. É esperado que com uma constelação de ordem superior se verifique uma degradação da BER, considerando que a distância entre os símbolos da modulação é menor para o mesmo nível de indeterminação.

Na Tabela 9 definem-se as configurações de teste utilizadas.

Tabela 9 – Configurações utilizadas no Teste nº 4, que avalia o impacto do incremento da ordem da modulação nas sub-portadoras de dados e de sistema.

Identificação do teste	Modulação sub-portadoras de dados e de sistema
Teste nº 4.a – Conf. omissão v3	OOK – Amplitude = [0,1] V Fase = [0:360] °
Teste nº 4.b	QPSK – Amplitude = 1 V Fase = [0 90 180 270] °
Teste nº 4.c	16QAM – Real = [1,5 0,5 -0,5 -1,5] V Imaginária = [1,5 0,5 -0,5 -1,5] V

Observe-se a Figura 63, Figura 64 e Figura 65, que mostram respectivamente a constelação resultante de um símbolo recebido no teste nº 4.a, nº 4.b e nº 4.c.

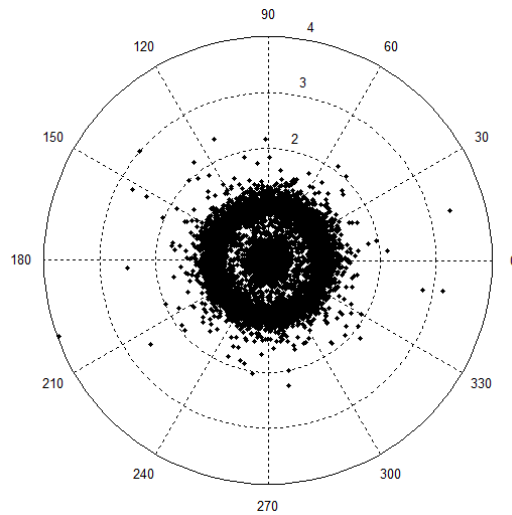


Figura 63 – Constelação do símbolo recebido no teste n° 4.a, após estimação e compensação através das portadoras piloto (modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = OOK).

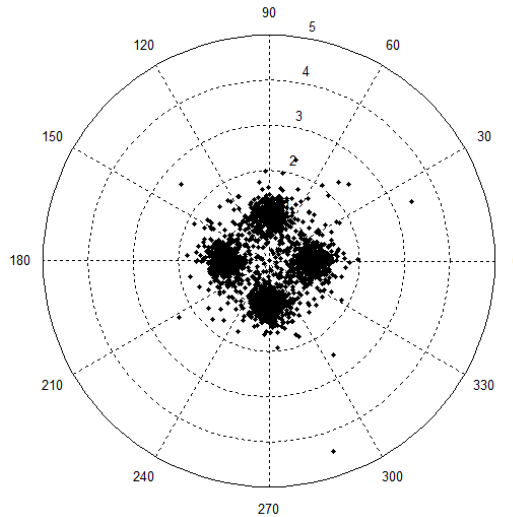


Figura 64 – Constelação do símbolo recebido no teste n° 4.b, após estimação e compensação através das portadoras piloto (modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = QPSK).

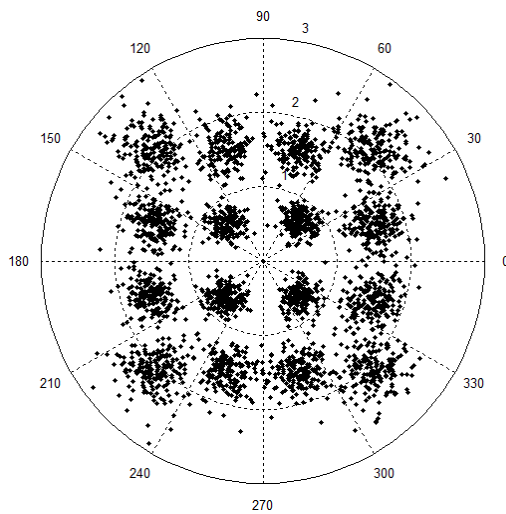


Figura 65 – Constelação do símbolo recebido no teste n° 4.c, após estimação e compensação através das portadoras piloto (modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = 16QAM).

Analisando qualitativamente a forma da cada constelação, sugere-se que o intervalo de indeterminação de cada símbolo da constelação parece decrementar com uma maior ordem de modulação. Esta tendência comprova-se através dos resultados presentes na Tabela 10, onde nitidamente o teste nº 4.c possui o melhor desempenho da BER.

Tabela 10 – Taxa de erros binários para as configurações do Teste nº 4.

Configuração – Modulação	BER (bits errados/bits transmitidos)
Teste nº 4.a – OOK	0,1415 (421/2976)
Teste nº 4.b – QPSK	0,0418 (249/5952)
Teste nº 4.c – 16QAM	0,0076 (90/11904)

Estes resultados contrariam o que seria expectável. Seria possível atribuir estas variações na taxa de erros ao comportamento dinâmico do próprio meio subaquático. Contudo, verificou-se que estes resultados são coerentes com outros testes, realizados em diferentes ocasiões temporais. Como a probabilidade de reincidência de condições semelhantes do canal subaquático é reduzida, parece assim ser uma justificação pouco credível.

Por sua vez, pode-se estar na presença de algum fenómeno não caracterizado de ruído no canal subaquático. Contudo, parece inverosímil que este apenas seja proeminente nas constelações mais reduzidas.

Poderia considerar-se o comportamento não linear de algum elemento do sistema de comunicação. Se tal fosse o caso, provavelmente este comportamento seria proveniente do DAC e do ADC ou o circuito amplificador de potência. Contudo, são observações questionáveis pela razão apontada no parágrafo anterior.

Outra possível explicação para estes resultados dá-se pelas propriedades de correlação do símbolo OFDM. Incrementando a ordem da modulação obtém-se um maior número de símbolos. Resultante desta maior diversidade, o símbolo OFDM ganha uma natureza mais "ruidosa", melhorando, conseqüentemente, as propriedades de correlação deste sinal em relação ao ruído presente no meio subaquático. O intervalo de indeterminação é assim diminuído, permitindo um maior sucesso na descodificação binária.

Nestas condições, o algoritmo de sincronismo por extensão cíclica opera igualmente sobre um menor nível de incerteza, propiciando um desempenho mais preciso desta técnica. Repare-se que a consequência de um sincronismo impreciso se dá pela distorção do símbolo recebido, sendo particularmente afectada a fase deste sinal [36].

Na subsecção 5.4.5 deste documento serão fornecidas conclusões adicionais sobre estes resultados.

- **Principais conclusões dos testes de variabilidade dos parâmetros da modulação OFDM**

Considerando o elevado volume de testes que foram descritos, resumem-se as principais conclusões retiradas até à posição presente deste documento.

Relativamente ao teste nº 1, concluiu-se que o incremento de amplitude na codificação das sub-portadoras de dados provoca uma degradação da taxa de erros do sistema de comunicação. Mantendo neste processo a amplitude das portadoras piloto, é decrementada a *SNR* destas componentes. Consequentemente, a capacidade de estimação do símbolo OFDM é comprometida.

Nos testes nº 2 e nº 3 identificou-se que a dispersão temporal do canal subaquático condiciona o desempenho do sistema de comunicação, introduzindo elevada interferência intersimbólica se o tempo de guarda e o tempo de símbolo não forem dimensionados adequadamente. No teste nº 2 concluiu-se adicionalmente que as modulações coerentes possuem uma maior sensibilidade à distorção de sinal pela ISI.

Já no teste nº 4, observou-se que o incremento da ordem de modulação provocou uma inesperada melhoria da BER. Embora a justificação deste resultado não se apresente, até ao momento, inteiramente esclarecida, sugere-se que o sucesso das comunicações se deveu às propriedades de correlação do sinal OFDM.

5.4.4 Desempenho do algoritmo LMS estimador e compensador de CFO

No estudo das características do canal subaquático não se observaram indícios de desvios significativos de frequência ou efeitos de espalhamento espectral nos sinais processados. Assim, conclui-se que o meio utilizado não possui um comportamento acentuadamente dispersivo neste domínio.

Na subsecção 5.4.3 optou-se por não incluir o algoritmo de estimação e compensação de CFO, pois nestes testes deseja-se avaliar o desempenho do sistema de comunicação em função exclusiva da variação dos parâmetros da modulação.

Como esta técnica, no entanto, não depende de nenhuma configuração específica do sistema, é analisada a convergência e a qualidade da estimação do algoritmo em alguns testes anteriores.

Observe-se a Figura 66 e Figura 67, que mostram respectivamente o espectro unilateral de amplitude do símbolo de referência d_k e do símbolo recebido x_k , referente ao teste nº 4.b.

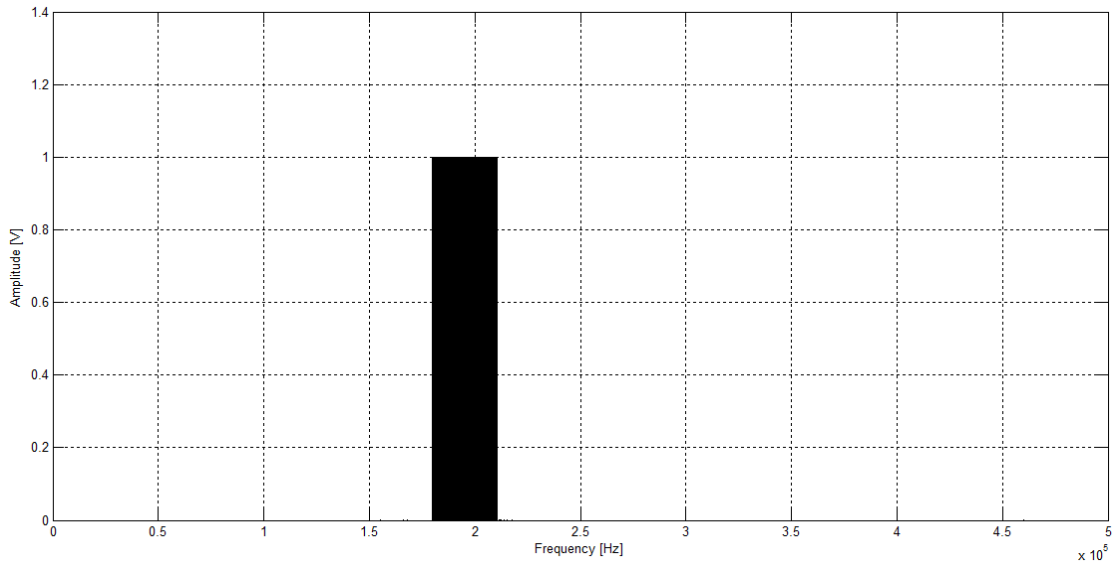


Figura 66 – Espectro unilateral de amplitude do símbolo de referência d_k ($f_{\text{inf}} = 180$ kHz, $f_{\text{sup}} = 210$ kHz, $N_{\text{pilot}} = 1000$, $A_{\text{pilot}} = 1$ V, $\Phi_{\text{pilot}} = [0:360]^\circ$, teste n° 4.b, modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = QPSK).

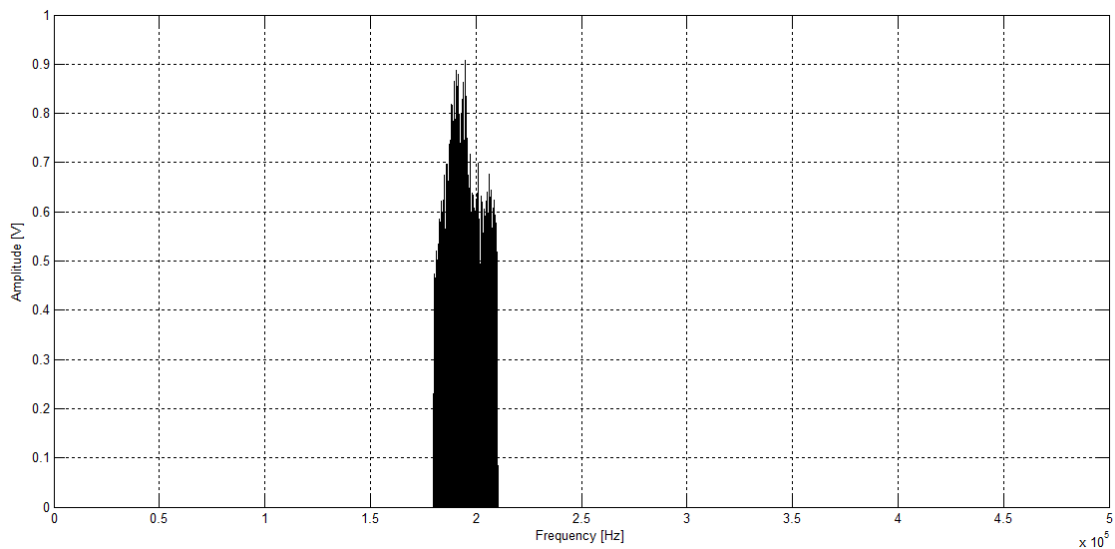


Figura 67 – Espectro unilateral de amplitude do símbolo recebido x_k (teste n° 4.b, modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = QPSK).

Como estes símbolos são constituídos, exclusivamente, por portadoras piloto, através da Figura 67 pode analisar-se a resposta de amplitude do sistema de comunicação, possuindo uma forma semelhante a uma função gaussiana.

Através da Figura 68 é possível examinar a curva de evolução do parâmetro w_k , verificando-se a convergência deste parâmetro para o valor de 0,756, aproximadamente. Como este coeficiente corresponde à estimação do valor simétrico do coeficiente de CFO v , com resolução de frequência de 7,629 Hz, estima-se um desvio de Doppler aproximado de -5,768 Hz.

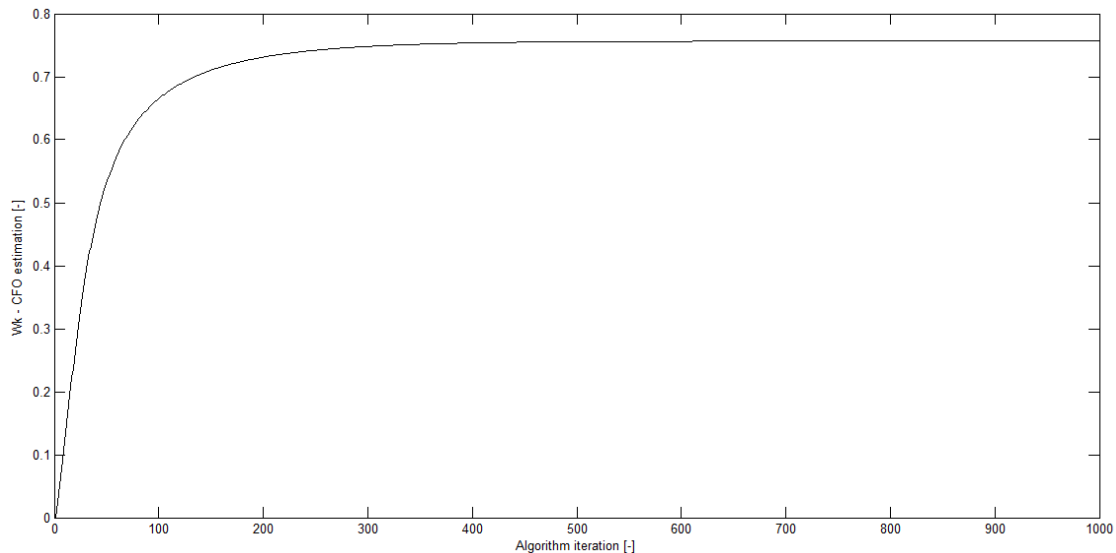


Figura 68 – Curva de evolução do parâmetro W_k em função do número de iterações do algoritmo ($\eta = 0,0005$, teste nº 4.b, modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = QPSK).

Considerando que o desvio estimado de Doppler é comparável à resolução de frequência utilizada, seria expectável uma maior distorção do sinal recebido, devido à presença significativa de ICI. Contudo, sabendo que o meio subaquático em estudo não possui um comportamento muito dispersivo nesse domínio, questiona-se a qualidade da estimação.

Podem encontrar-se algumas justificações possíveis para este resultado. O algoritmo utilizado assume que o meio é estacionário durante o período do símbolo OFDM, o que pode não ser necessariamente válido num meio subaquático. Porém, de acordo com a correlação verificada no estudo do canal, sabe-se que, aparentemente, o meio estudado não possui uma característica muito dinâmica na dimensão temporal.

Por sua vez, poderia equacionar-se que o algoritmo apresentasse dificuldades de convergência para desvios de frequência pouco significativos. Nas simulações realizadas nunca ocorreram, no entanto, problemas de natureza semelhante para valores reduzidos de ν .

O Doppler presente no canal subaquático pode não corresponder a uma variação linear na frequência, considerando a característica complexa da ondulação à superfície. No meio em análise, contudo, existe uma componente dominante de sinal, correspondente à onda acústica que é directamente propagada entre os transdutores. Como tal, sugere-se que o problema não se encontra nessa questão.

Analisando o modelo do algoritmo, presente na equação (28) e localizado na subsecção 3.2.4 deste documento, verifica-se que este modelo não prevê a existência de outras distorções ao símbolo recebido. Como tal, a própria resposta do sistema de comunicação pode induzir uma estimação incorrecta do coeficiente de CFO, convergindo para um valor significativamente superior ao expectável.

Tratando-se esta, possivelmente, a principal justificação, seria possível ponderar a estimação de um modelo matemático para a resposta em amplitude do sistema, aplicando posteriormente a mesma ao sinal de referência d_k . Contudo, com esta técnica perde-se a aplicabilidade genérica deste algoritmo adaptativo. Considerando a dinâmica comum dos ambientes subaquáticos, facilmente o modelo estimado encontrar-se-ia desajustado às condições do meio de comunicação, provocando uma degradação acentuada no desempenho do algoritmo.

Após a estimação presente na Figura 68, observe-se a Figura 69, que representa o espectro de amplitude do símbolo recebido, após compensação do efeito de CFO. Claramente o contorno da resposta em amplitude é semelhante ao do sinal x_k , presente na Figura 67.

Analise-se contudo a Figura 70 e Figura 71, que mostram de forma respectiva as constelações do símbolo recebido, antes e após a aplicação do algoritmo, respectivamente. Nesta configuração, o efeito mais perceptível encontra-se na fase do símbolo, observando aparentemente um fenómeno de rotação da constelação. Note-se que este resultado é coerente pois, em termos instantâneos, a frequência angular resulta da derivada da fase [52].

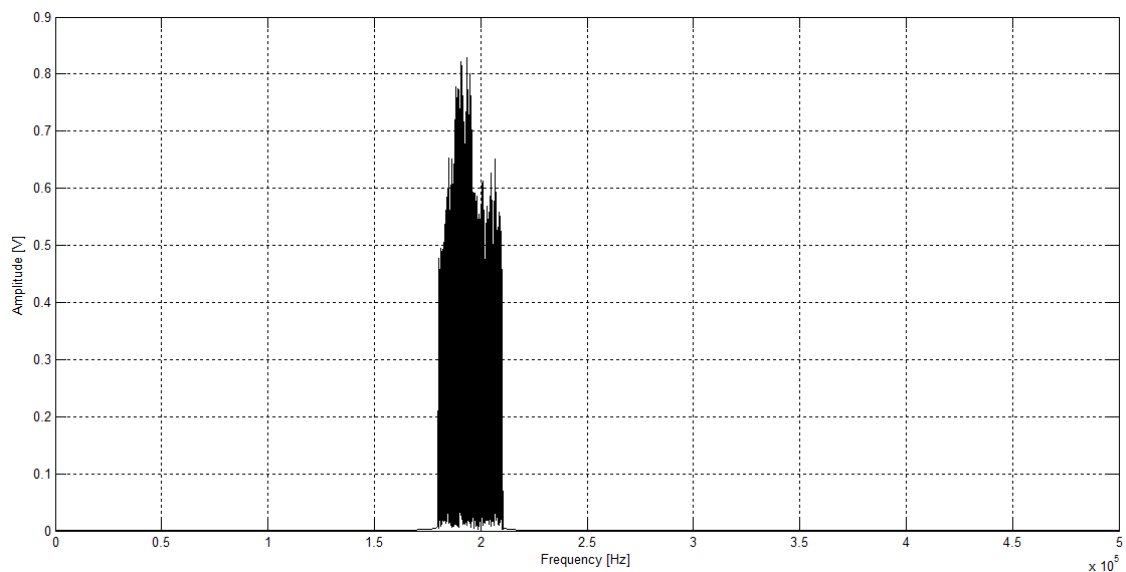


Figura 69 – Espectro unilateral de amplitude do símbolo resultante, após compensação do efeito CFO (teste nº 4.b, modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = QPSK).

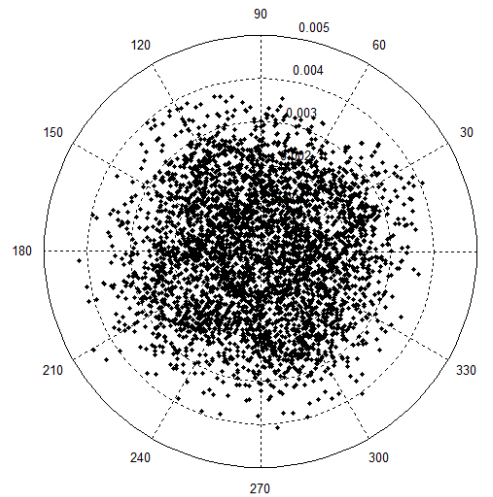


Figura 70 – Constelação do símbolo recebido no teste nº 4.b, após o sincronismo e prévio da aplicação do algoritmo da CFO (modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = QPSK).

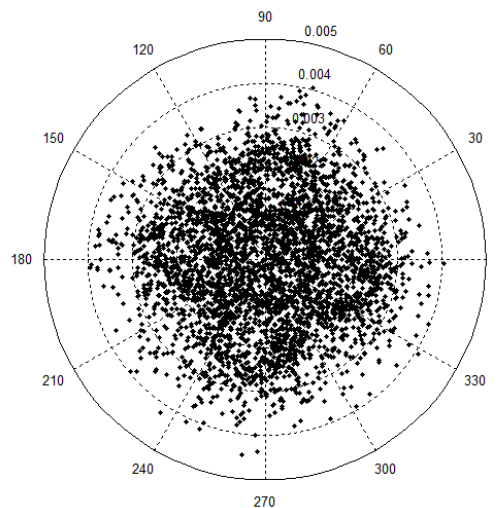


Figura 71 – Constelação do símbolo recebido no teste nº 4.b, após a compensação do algoritmo da CFO e prévio à estimação e compensação através das portadoras piloto (modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = QPSK).

Através da Tabela 11 é possível examinar, em diferentes configurações de teste, o impacto deste algoritmo na descodificação binária.

Para o cenário acima estudado, referente ao teste nº 4.b, após a compensação do algoritmo obtém-se uma BER inferior. Pelas razões previamente apontadas, como se acredita que a estimação do coeficiente W_k é incorrecta, esta melhoria na taxa de erros sugere que, de forma não intencional, o algoritmo compense algum nível reduzido de distorção do símbolo recebido, proveniente de um sincronismo menos preciso.

Esta dedução adquire algum peso ao analisar o desempenho da descodificação binária em outros testes. Nos cenários baseados em modulações coerentes obtém-se, de forma geral, uma pequena melhoria da BER. Por sua vez, em cenários de modulações não-coerente ocorrem degradações significativas no desempenho do sistema, ocorrendo o mesmo na presença de interferência inter-simbólica significativa, como acontece no teste nº 2.f.

Divergente a estes resultados, destaca-se o teste nº3.a, que possuiu uma modulação OOK e uma resolução de frequência inferior à configuração por omissão. Nesta configuração obtém-se um decréscimo da BER, o que se revela interessante já que é expectável que, com decréscimo da resolução de frequência, se obtenha um maior nível de interferência entre sub-portadoras ICI.

Existindo proeminência desta interferência, a convergência do algoritmo poderá ou não ser mais exacta, sendo no entanto uma observação de difícil prova para o meio subaquático em estudo. Como tal, no sistema de comunicação desenvolvido optou-se por não recorrer a este algoritmo.

Tabela 11 – Taxa de erros binários para as configurações de teste com e sem a aplicação do algoritmo de estimação e compensação do efeito da CFO.

Configuração – Algoritmo de estimação e compensação de CFO (Passo de adaptação)	BER (bits errados/bits transmitidos)
Teste nº 4.b – Não utilizado	0,0418 (249/5952)
Teste nº 4.b – Utilizado ($\eta = 0,0005$)	0,0386 (231/5952)
Teste nº 2.f – Não utilizado	0,1694 (504/2976)
Teste nº 2.f – Utilizado ($\eta = 0,005$)	0,2036 (606/2976)
Teste nº 3.a – Não utilizado	0,0216 (254/11770)
Teste nº 3.a – Utilizado ($\eta = 0,0005$)	0,0191 (225/11770)

5.4.5 Convergência de resultados

Deseja-se desenvolver um sistema de comunicação digital que maximize o débito binário transmitido, possuindo um desempenho robusto às condições adversas do canal acústico subaquático. Como tal, nesta subsecção do documento verifica-se quais as principais grandezas que influenciam o débito binário do sistema. Simultaneamente, baseada nas conclusões retiradas nos testes anteriores, é definida uma nova configuração por omissão. Por fim, de forma iterativa, converge-se para uma solução final do sistema de comunicação digital, procurando o melhor compromisso entre o débito binário alcançado e a taxa de erros resultante.

Note-se que para evitar associações incorrectas com a configuração por omissão anterior, a nova configuração é designada como inicial.

Observe-se a expressão do débito binário R_b pela equação (75) [20]. Esta função é dependente dos seguintes parâmetros: frequência limite superior f_{sup} , frequência limite inferior f_{inf} , resolução de frequência Δf , número de portadoras de sistema N_s , rácio de portadoras piloto/sub-portadoras r_p , rácio de tempo de guarda/tempo de símbolo r_g e ordem da modulação M das sub-portadoras de dados.

$$Rb = \left[\frac{(f_{sup} - f_{inf})}{\Delta f} - N_s \right] \times (1 - r_p) \times M \times \frac{\Delta f}{(1 + r_g)} \quad (75)$$

Através da análise desta equação, verifica-se que o débito binário aumenta com uma maior ocupação espectral. A modulação OFDM possui, contudo, uma capacidade de estimação limitada aos efeitos do canal, sendo complexa a recuperação de algumas sub-portadoras de dados se a largura da banda for elevada. Nos testes previamente realizados ocupou-se uma banda de frequências razoável, de 30 kHz, um valor superior à largura de banda teórica e real do sistema desenvolvido, de 25 kHz e 18,3 kHz, respectivamente. Como em testes anteriores, a descodificação binária foi bem sucedida em toda a banda ocupada, na configuração inicial recorre-se à mesma ocupação espectral.

Aumentando a resolução de frequência não se obtêm variações significativas na cadência binária transmitida. Isto acontece pois num símbolo, apesar de se incrementar o número de sub-portadoras disponíveis para dados, obtém-se uma duração conseqüentemente superior. Como o canal subaquático utilizado é particularmente dispersivo no domínio temporal, na configuração inicial recorre-se à resolução de frequência do teste nº 3.a, de 1,907 Hz. Obtendo neste cenário um tempo de símbolo maior, minimiza-se igualmente o impacto do intervalo de guarda no ritmo binário.

Um número superior de portadoras piloto possibilita uma estimação mais realista do canal de comunicação, fomentando uma descodificação binária melhor sucedida. Como estas portadoras, no entanto, não transportam informação de dados, existe interesse em minimizar a sua quantidade tanto quanto possível. Na configuração inicial emprega-se o mesmo rácio r_p que os testes anteriores, de 1/4.

De igual forma, o número de portadoras de sistema também possui impacto no débito binário. Porém, num símbolo estas componentes ocupam 16 de um total de 11770 sub-portadoras disponíveis. Como tal, sabe-se que o impacto destas portadoras na cadência binária é reduzido, decidindo por isso não optimizá-las. Repare-se que mesmo que algumas destas sub-portadoras não sejam ocupadas, podem apresentar-se convenientes numa futura aplicação do sistema de comunicação.

A ordem de modulação das sub-portadoras de dados é um parâmetro importante no débito binário. Em teoria, o incremento da ordem de modulação permite maximizar a cadência binária até ao limite de capacidade do canal. Na prática, segundo os testes realizados, é possível incrementar a ordem de modulação até, pelo menos, uma constelação de 16QAM. Procurando inicialmente um desempenho estável do sistema de comunicação, considerou-se prudente definir uma modulação QPSK na configuração inicial.

Pela mesma razão é mantido o rácio r_g , definindo um intervalo de guarda com uma duração de 1/8 do tempo útil de símbolo. Na perspectiva do débito binário, o período de guarda

representa uma ineficiência do sistema de comunicação, onde não se transmite conteúdo de dados. Evitando a distorção introduzida pela ISI, procurar-se-á reduzir a duração deste intervalo.

A eficiência espectral ρ é outra métrica importante, que define a quantidade de bits transmitidos em cada Hz do espectro acústico. Por outras palavras, este parâmetro relaciona o débito binário alcançado sob a largura de banda ocupada. Repare-se que a ocupação espectral depende do esquema de modulação utilizado, ao qual o sinal transmitido recorre ou não a única banda lateral. Como o sistema desenvolvido opera segundo a modulação SSB, a eficiência espectral é definida pela equação (76).

$$\rho = \frac{Rb}{(f_{sup} - f_{inf})} \quad (76)$$

A máxima eficiência espectral é limitada teoricamente pela capacidade do canal de comunicação C , que indica o ritmo máximo em que é viável recuperar a informação transmitida. Segundo o teorema de Shannon-Hartley, num canal sujeito a ruído AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), a capacidade é descrita pela equação (77) [31].

$$C = (f_{sup} - f_{inf}) \times \log_2(1 + SNR) \quad (77)$$

As características anteriormente definidas são resumidas na Tabela 15.

Tabela 12 – Parâmetros da configuração inicial OFDM.

Largura de banda (frequências limite)	30 kHz (180 kHz - 210 kHz)
Resolução de frequência	1,9073 Hz
Número de pontos	524 288
Rácio tempo de guarda/tempo de símbolo	1/8
Tempo de guarda	65,535 ms
Rácio de portadoras piloto/sub-portadoras	1/4
Resolução de frequência para estimação	7,6292 Hz
Modulação das portadoras piloto	Amplitude = 1 V Fase = [0:360] °
Modulação sub-portadoras de dados e de sistema	QPSK – Amplitude = 1 V Fase = [0 90 180 270] °
Número de sub-portadoras de dados	11770
Número de portadoras de sistema	16
Estimação e compensação da CFO	Não utilizada

O refinamento do desempenho do sistema de comunicação é realizado pelo ajuste sequencial dos seguintes parâmetros: ordem da modulação, duração do período de guarda, largura de banda ocupada e número de portadoras piloto. Como tal, repare-se que a configuração inicial, presente na Tabela 12, é apenas válida na primeira optimização realizada.

Face aos resultados obtidos nesta optimização, define-se qual a configuração de maior interesse, passando a ser essa a nova configuração efectiva para o teste seguinte. De forma idêntica, repete-se o mesmo procedimento nas restantes optimizações.

- **Optimização nº 1 – Ordem de modulação**

Para a realização desta etapa executaram-se três iterações. Estas são definidas pelos parâmetros presentes na Tabela 13.

Tabela 13 – Configurações utilizadas na Optimização nº 1, onde se incrementa a ordem da modulação nas sub-portadoras de dados e de sistema.

Identificação da optimização	Modulação sub-portadoras de dados e de sistema
Optimização nº 1.a – Conf. inicial	QPSK – Amplitude = 1 V Fase = [0 90 180 270] °
Optimização nº 1.b	16QAM – Real = [1,5 0,5 -0,5 -1,5] V Imaginária = [1,5 0,5 -0,5 -1,5] V
Optimização nº 1.c	64QAM – Real = [7 5 3 1 -1 -3 -5 -7] V Imaginária = [7 5 3 1 -1 -3 -5 -7] V

Através da Figura 72, Figura 73 e Figura 74 observe-se as constelações de um símbolo recebido nas optimizações nº 1.a, nº 1.b e nº 1.b, antes e após a compensação dos efeitos de canal através das portadoras piloto.

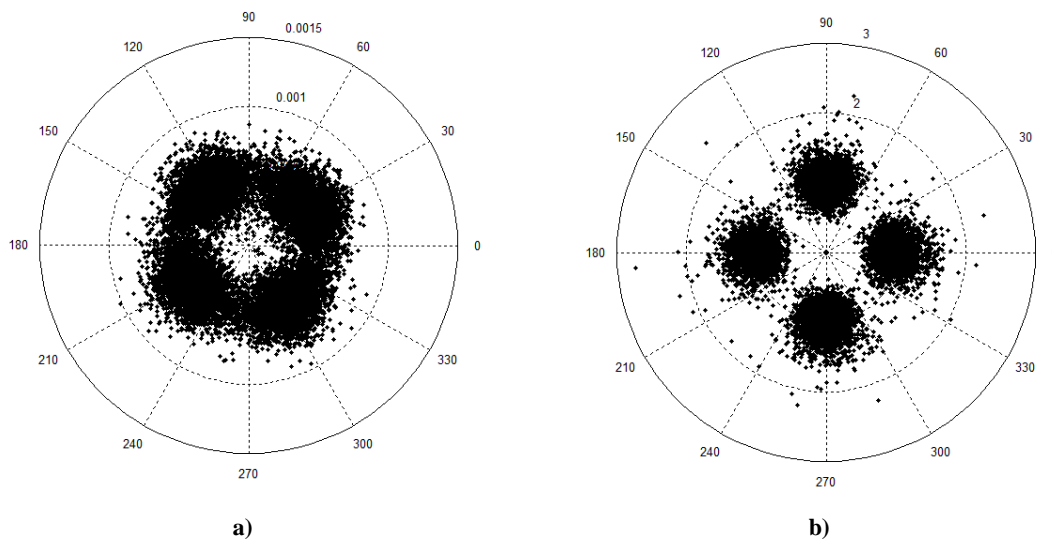


Figura 72 – Constelação do símbolo recebido na optimização nº 1.a, antes a) e após b) a estimação e compensação através das portadoras piloto (modulação das sub-portadoras de dados = QPSK).

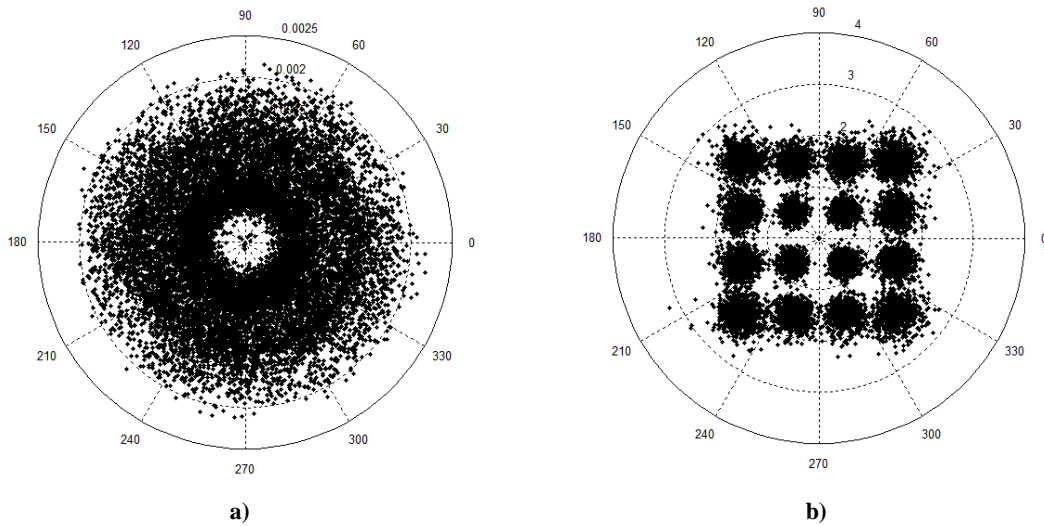


Figura 73 – Constelação do símbolo recebido na otimização nº 1.b, antes a) e após b) a estimação e compensação através das portadoras piloto (modulação das sub-portadoras de dados = 16QAM).

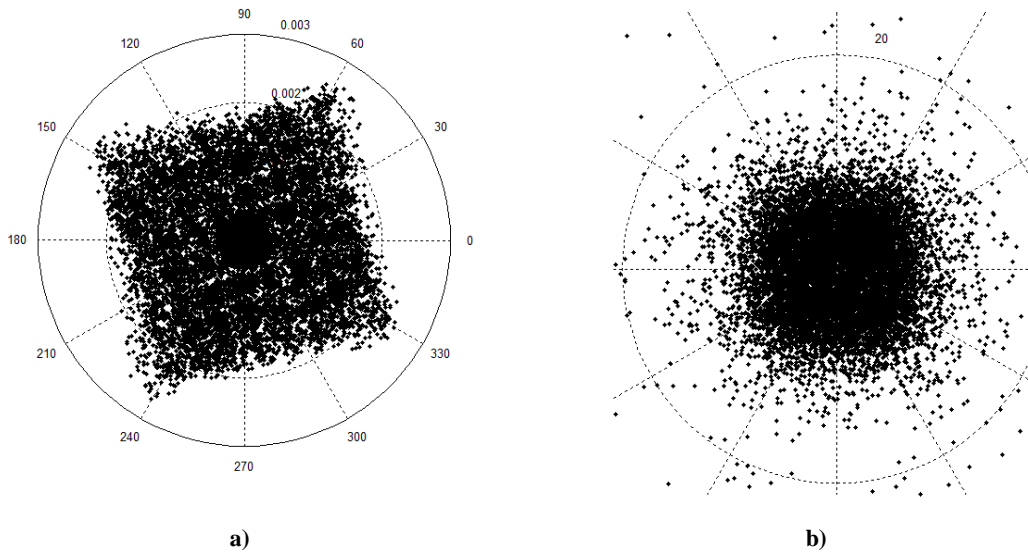


Figura 74 – Constelação do símbolo recebido na otimização nº 1.c, antes a) e após b) a estimação e compensação através das portadoras piloto (modulação das sub-portadoras de dados = 64QAM).

Observando as formas das constelações resultantes nos dois cenários iniciais, é possível afirmar que, de forma aparente, é possível realizar uma descodificação binária bem sucedida.

Analisando contudo a constelação final da otimização nº 1.c, o mesmo já não pode ser assegurado. Nesta figura é indistinguível qualquer região no plano complexo que identifique os símbolos transmitidos. Este é um resultado não expectável se as constelações da Figura 74 forem comparadas. Apesar da constelação à esquerda não se encontrar apta a ser descodificada, possui um formato que sugere que possa vir a ser recuperada.

Examinando na Figura 75 a resposta de amplitude do canal de comunicação, obtida através das portadoras piloto nesta configuração, torna-se perceptível como a compensação

realizada por estas componentes não é bem sucedida. Repare-se que a resposta estimada não possui nenhum grau de parecença com a forma gaussiana esperada.

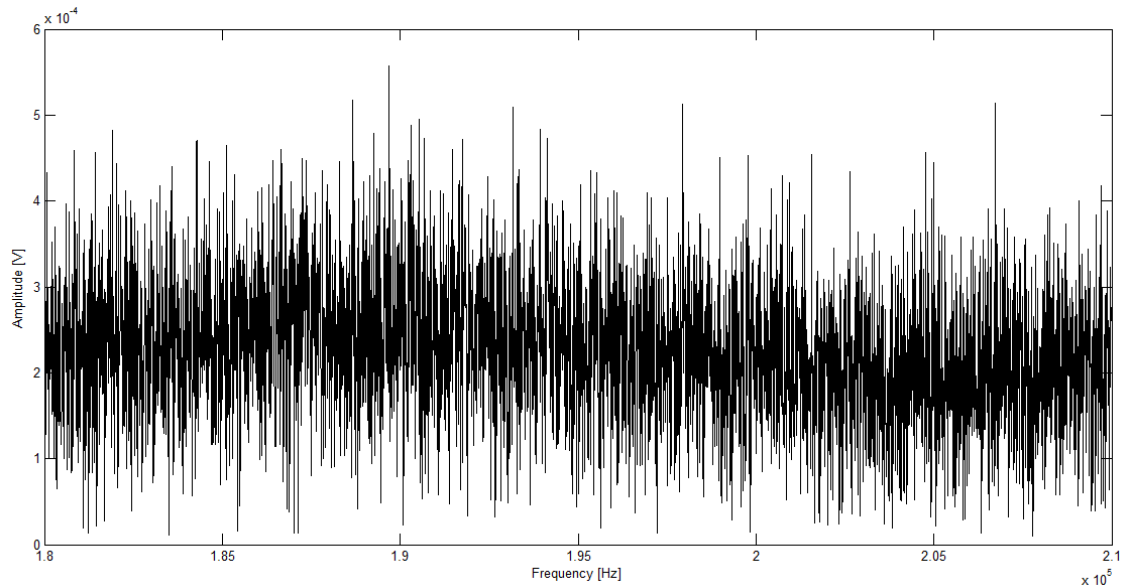


Figura 75 – Resposta de amplitude do canal de comunicação, estimado pelas portadoras piloto do símbolo OFDM recebido (otimização nº 1.c, modulação das sub-portadoras de dados e de sistema = 64QAM, $f_{c1} = 90$ kHz, $f_{c2} = 320$ kHz).

Na mesma configuração, ignorando a percepção visual oferecida pela constelação inicial, seria possível justificar a constelação resultante por um nível de indeterminação considerável. Se tal fosse o cenário, impediria a adequação dos níveis de decisão da modulação 64QAM. Contudo, é singular como a resposta de amplitude se encontra alterada.

É possível também equacionar uma distorção do símbolo recebido, devido a um sincronismo que não seja suficientemente preciso. Repare-se que uma ordem de modulação mais elevada requer um sincronismo mais rigoroso. Pode assim ponderar-se a viabilidade desta configuração se for implementada uma técnica de sincronismo fino. Para o efeito, é essencial que esta técnica de sincronismo seja adequada ao meio subaquático em questão, o que se pode representar com uma tarefa desafiante.

Alternativamente às considerações anteriores, pode tratar-se de um caso de natureza semelhante aos testes nº 1. Note-se que neste cenário, face ao incremento dos níveis de amplitude que as sub-portadoras de dados são codificadas, é decrementada a *SNR* das portadoras piloto. Consequentemente, é degradada a qualidade da estimação aos efeitos de canal.

Em seguimento com o que foi exposto no parágrafo anterior, analise-se os dados da Tabela 14. Esta tabela indica, para diferentes modulações utilizadas nesta otimização, qual a amplitude média das sub-portadoras de dados. Verifica-se que a amplitude média na configuração de 64 QAM é consideravelmente superior à mesma que em outros cenários, com menor ordem de modulação. Como a amplitude média das portadoras piloto é de 1 V, conclui-se

que a degradação da *SNR* destas componentes é o principal motivo do insucesso da Optimização nº 1.c.

Como esta conclusão foi obtida posteriormente à realização do último teste de campo, não se possibilitaram novas oportunidades de teste para avaliar a viabilidade da modulação 64QAM, garantindo que a amplitude média entre sub-portadoras de dados e portadoras piloto é igual. Apesar desta verificação ser conceptualmente pertinente, repare-se num cenário de comunicação subaquática mais complexo torna-se mais improvável que se consiga atingir uma constelação desta ordem.

Tabela 14 – Amplitude média das sub-portadoras de dados nas configurações utilizadas na Optimização nº 1.

Identificação da optimização	Modulação – Amplitude média das sub-portadoras de dados
Optimização nº 1.a – Conf. inicial	QPSK – 1 V
Optimização nº 1.b	16QAM – 1.4999 V
Optimização nº 1.c	64QAM – 6.0831 V

Através dos resultados sumarizados na Tabela 15 confirma-se como a optimização nº 1.c possui uma taxa de erros considerável.

Comparando por sua vez as optimizações nº 1.a e nº 1.b, verifica-se um incremento da BER com o aumento da ordem de modulação, não convergindo assim com os resultados do teste nº 4, presentes na Tabela 10. Entre estes dois conjuntos de provas (teste nº 4 e optimização nº 1), repare-se que no caso presente se obtém taxas de erros menores. Tal era expectável pelo recurso de uma resolução de frequência menor, incrementando simultaneamente o tempo útil e o tempo de guarda do símbolo OFDM.

Baseado nestes resultados, é possível que as discrepâncias da variação da BER sejam provenientes da distorção do sinal recebido devido à ISI. No cenário presente, este efeito encontra-se minimizado, resultando numa variação crescente da taxa de erros com o incremento da ordem de modulação, como seria expectável.

Já no teste nº 4, os efeitos temporalmente dispersivos do canal de comunicação não se encontram tão atenuados. Este facto é comprovado pelos resultados do teste nº 2, na Tabela 6. Recorrendo neste teste a uma modulação coerente BPSK, existe uma variação considerável na taxa de erros, mesmo nas configurações onde o tempo de guarda é superior ao *delay spread* do canal subaquático.

Assim sendo, garante-se que no teste nº 4 existe alguma interferência inter-simbólica não desprezável. Apesar das modulações coerentes apresentarem uma maior sensibilidade à ISI, é plausível que incrementando a ordem de modulação se melhore o desempenho da BER, devido às propriedades de correlação do sinal OFDM. Na verdade, melhorando a natureza

"ruidosa" do símbolo, não se incrementa apenas a correlação relativamente ao ruído do meio subaquático, mas também às múltiplas chegadas do símbolo recebido. Consequentemente, neste cenário obtém-se uma maior imunidade ao efeito da ISI.

Relativamente aos resultados obtidos na optimização nº 1, através da Tabela 15 verifica-se que a optimização nº 1.b obtém o melhor compromisso entre o débito binário alcançado e a taxa de erros resultante. Nitidamente, a ordem de modulação é um parâmetro crítico para incrementar a eficiência espectral do sistema. Note-se que, contudo, o incremento linear da ordem da modulação não resulta numa variação proporcional do débito binário.

Para as iterações seguintes do sistema de comunicação considere-se como nova configuração de referência a optimização nº 1.b.

Tabela 15 – Desempenho do sistema de comunicação, para as configurações da Optimização nº 1.

Configuração – Modulação (ordem M)	BER (bits errados/bits transmitidos)	Débito binário	Eficiência espectral
Optimização nº 1.a – QPSK (2)	0,0017 (41/23540)	39,957 kbit/s	1,33 bit/s/Hz
Optimização nº 1.b – 16QAM (4)	0,0031 (144/47080)	79,915 kbit/s	2,66 bit/s/Hz
Optimização nº 1.c – 64QAM (6)	0,1605 (15113/94160)	119,87 kbit/s	3,99 bit/s/Hz

- **Optimização nº 2 – Período de guarda**

Para a realização desta etapa são consideradas quatro configurações distintas, definidas pelos parâmetros presentes na Tabela 16.

Tabela 16 – Configurações utilizadas na Optimização nº 2, onde é decrementado o rácio tempo de guarda/tempo de símbolo.

Identificação da optimização	Rácio tempo de guarda/tempo de símbolo (tempo de guarda)
Optimização nº 1.b – Conf. prévia	1/8 (65,535 ms)
Optimização nº 2.a	1/32 (16,384 ms)
Optimização nº 2.b	1/64 (8,192 ms)
Optimização nº 2.c	1/128 (4,096 ms)

Observe-se a Tabela 17, que reúne os principais parâmetros de interesse, para a análise de desempenho do sistema de comunicação digital.

Tabela 17 – Desempenho do sistema de comunicação, para as configurações da Otimização nº 2.

Configuração – Tempo de guarda (rácio r_g)	BER (bits errados/bits transmitidos)	Débito binário	Eficiência espectral
Optimização nº 1.a – 65,535 ms (1/8) – Conf. prévia	0,0031 (144/47080)	79,915 kbit/s	2,66 bit/s/Hz
Optimização nº 2.a – 16,384 ms (1/32)	0,0042 (197/47080)	87,181 kbit/s	2,91 bit/s/Hz
Optimização nº 2.b – 8,192 ms (1/64)	0,0030 (142/47080)	88,522 kbit/s	2,95 bit/s/Hz
Optimização nº 2.c – 4,096 ms (1/128)	0,0106 (500/47080)	89,208 kbit/s	2,97 bit/s/Hz

Na perspectiva global dos resultados obtidos, observa-se que a degradação da BER se torna evidente na otimização nº 2.c, sendo um resultado coerente com o teste da modulação nº 2. Em ambos os cenários, é notável o impacto negativo na descodificação binária quando o período de guarda é de 4,096 ms, um valor inferior ao *delay spread* estimado para este meio subaquático.

Na otimização nº 2.a o intervalo de guarda possui uma duração de 16,384 ms, correspondendo ao mesmo valor que foi utilizado no teste da modulação nº 4. Destaca-se esta ocorrência pois poderia ser expectável que a taxa de erros no teste nº 4.c fosse semelhante à obtida na otimização nº 2.a. Contudo, neste último cenário a BER resultante aproxima-se de metade do valor obtido no teste nº 4.c. Tal acontece pois, na configuração presente, o tempo de símbolo é superior, permitindo uma robustez acrescida à ISI.

Das configurações avaliadas, verifica-se que a otimização nº 2.b possui o melhor desempenho do sistema de comunicação. Notavelmente, a redução do período de guarda não permitiu um incremento tão substancial do débito binário como a otimização anterior, observando, na verdade, uma convergência deste parâmetro por mais que se reduza a duração do intervalo de guarda.

Nesse compromisso, escolhe-se a otimização nº 2.b como a configuração de referência para a otimização seguinte.

- **Otimização nº 3 – Largura de banda**

Para a execução desta etapa são consideradas quatro configurações distintas, sendo respectivamente definidas pelos parâmetros apresentados na Tabela 18.

Tabela 18 – Configurações utilizadas na Optimização nº 3, onde se incrementa a largura de banda ocupada.

Identificação da optimização	Largura de banda ocupada ($f_{sup} - f_{inf}$)	Número de sub-portadoras de dados
Optimização nº 2.b – Conf. prévia	30 kHz (180 kHz – 210 kHz)	11770
Optimização nº 3.a	40 kHz (175 kHz – 215 kHz)	15715
Optimização nº 3.b	35 kHz (180 kHz – 215 kHz)	13750
Optimização nº 3.c	40 kHz (180 kHz – 220 kHz)	15715

A Tabela 19 sumariza os principais resultados obtidos nesta etapa.

Tabela 19 – Desempenho do sistema de comunicação, para as configurações da Optimização nº 3.

Configuração – Largura de banda ($f_{sup} - f_{inf}$)	BER (bits errados/bits transmitidos)	Débito binário	Eficiência espectral
Optimização nº 2.b – 30 kHz (180 kHz - 210 kHz) – Conf. prévia	0,0030 (142/47080)	88,522 kbit/s	2,95 bit/s/Hz
Optimização nº 3.a – 40 kHz (175 kHz - 215 kHz)	0,0489 (3074/62860)	118,055 kbit/s	2,95 bit/s/Hz
Optimização nº 3.b – 35 kHz (180 kHz - 215 kHz)	0,0041 (225/55000)	103,288 kbit/s	2,95 bit/s/Hz
Optimização nº 3.c – 40 kHz (180 kHz - 220 kHz)	0,0454 (2854/62860)	118,055 kbit/s	2,95 bit/s/Hz

Analisando a Tabela 19, verifica-se como a resposta do sistema de comunicação permitiu aumentar a largura de banda ocupada. Este incremento realizou-se apenas no sentido ascendente da frequência, até à frequência de 215 kHz.

Expandindo adicionalmente a ocupação espectral, a descodificação binária deixa de ser bem sucedida nas sub-portadoras presentes nesta região do espectro. Tal ocorre pois o algoritmo de estimação e compensação aos efeitos do canal deixa de conseguir recuperar a informação codificadas nestas componentes.

Enquanto a variação da ocupação espectral permite um incremento razoável do débito binário, em qualquer uma das configurações apresentadas é inalterada a eficiência espectral. Este resultado ocorre pois o incremento da cadência binária é suportada sob uma largura de banda superior, mantendo a relação de bits transmitidos por cada Hz.

Das configurações apresentadas, a otimização nº 3.b permite o melhor compromisso entre o débito binário e a BER. Assim, esta configuração é escolhida como referência para a otimização seguinte.

- **Otimização nº 4 – Número de portadoras piloto**

Nesta etapa foram avaliadas três iterações. Cada configuração é definida pelos parâmetros apresentados na Tabela 20.

Tabela 20 – Configurações utilizadas na Otimização nº 4, onde é decrementado o número de portadoras piloto.

Identificação da otimização	Rácio de portadoras piloto /sub-portadoras	Resolução de frequência para estimação
Optimização nº 3.b – Conf. prévia	1/4	7,6292 Hz
Optimização nº 4.a	1/6	11,4438 Hz
Optimização nº 4.b	1/8	15,2584 Hz

Através da análise da Tabela 21, que reúne os principais parâmetros de desempenho do sistema de comunicação, verifica-se que o decremento do número de portadoras piloto produz uma degradação na BER, o que já seria expectável.

Relativamente à descodificação binária nas otimizações nº 4.e nº 4.b, verifica-se que uma quantidade significativa dos erros ocorre nas sub-portadoras localizadas nas extremidades da banda ocupada. Este facto indica que para uma melhoria da BER, é importante que a estimação aos efeitos do canal seja particularmente apurada nesta região de frequências.

Pode não se apresentar consensual qual o cenário apresentado que possui o melhor compromisso de BER/débito binário. A otimização nº 4.a obtém um incremento substancial do débito binário. Contudo, a taxa de erros resultante nesta configuração corresponde ao dobro da mesma obtida na otimização nº 3.b, aproximando-se de um valor da BER com uma ordem de grandeza superior.

Ponderando a robustez do sistema de comunicação, considerou-se que a configuração nº 3.b é a solução mais adequada para o meio subaquático em estudo. Um resumo das principais características desta configuração pode ser encontrado no Anexo 4.

Tabela 21 – Desempenho do sistema de comunicação, para as configurações da Optimização nº 4.

Configuração – Rácio r_p	BER (bits errados/bits transmitidos)	Débito binário	Eficiência espectral
Optimização nº 3.b – 1/4 – Conf. prévia	0,0041 (225/55000)	103,288 kbit/s	2,95 bit/s/Hz
Optimização nº 4.a – 1/6	0,0082 (501/61110)	114,765 kbit/s	3,28 bit/s/Hz
Optimização nº 4.b – 1/8	0,0423 (2714/64165)	120,503 kbit/s	3,44 bit/s/Hz

6

Conclusões

6.1 Conclusões do trabalho desenvolvido

Nesta dissertação foi desenvolvida uma plataforma de baixo custo, que suporta o envio e recepção de sinais acústicos num meio subaquático.

Implementou-se uma arquitectura de processamento digital de sinal suportada em FPGA, operando directamente em banda canal. Esta solução possibilita uma aplicabilidade genérica do *hardware* desenvolvido, facultando uma elevada versatilidade na configuração do núcleo digital implementado.

A desvantagem desta arquitectura encontra-se no considerável ritmo binário exigido pelo DAC e pelo ADC. No sistema implementado, a acomodação deste volume de dados binários é efectuada através de uma memória externa, limitando o tempo de digitalização do sinal recebido. No âmbito do trabalho desenvolvido, esta característica não se revelou restritiva aos testes realizados.

Do núcleo analógico da plataforma, o circuito amplificador de potência possuiu o desenvolvimento mais complexo. Os principais desafios deste circuito corresponderam à elevada excursão de sinal, exigida pelos transdutores de ultra-sons, e à significativa velocidade de resposta do circuito, considerando as frequências de trabalho utilizadas. Para cumprir estas especificações, implementou-se uma cadeia de amplificação em topologia diferencial, permitindo diminuir os requisitos eléctricos de cada ramo à carga.

A implementação da interface de comunicação entre a FPGA e a memória DDR2 revelou ser o maior desafio do núcleo digital da plataforma. Repare-se que além do elevado número de sinais de controlo, o protocolo de comunicação desta interface possui requisitos temporais complexos. Para desenvolvimento desta interface, a análise empírica apresentou-se o método mais eficiente para avaliar o desempenho da lógica sintetizada.

Para operação da plataforma, os acessos à memória têm que ser igualmente coordenados com os processos de amostragem e digitalização. Sendo importante garantir a coerência temporal destes dois últimos processos, este poderia ser um requisito complexo, considerando a latência nos acessos à memória. Para permitir um maior atraso nestes procedimentos, definiu-se que os dados são armazenados em blocos de granularidade superior a uma amostra.

Apesar das dificuldades encontradas, a plataforma desenvolvida disponibiliza um suporte físico estável e fiável à execução de testes de processamento de sinal num meio subaquático.

Realizou-se o estudo teórico de caracterização do canal acústico subaquático. Posteriormente, no campo de testes utilizado, validaram-se algumas das conclusões presentes na literatura científica mais recente.

O meio subaquático utilizado reproduz um cenário de propagação em água rasa, onde a difusão dos sinais acústicos é fortemente influenciada pela geometria do canal. Comprovou-se que este canal possui um comportamento acentuadamente dispersivo no domínio temporal, sendo estimado um *delay spread* na ordem dos 7 ms.

Neste ambiente, os modelos estatísticos de desvanecimento sugerem as distribuições de Weibull e Nakagami na respectiva presença ou ausência de uma componente acústica dominante. Considerando que na literatura são relatadas a ocorrências destas e outras distribuições estatísticas, conclui-se que a adequação destes modelos é dependente da configuração utilizada e das características do meio subaquático em estudo.

Neste canal, o espalhamento de Doppler não se revelou tão proeminente como seria inicialmente expectável. Esta característica deveu-se à reduzida dinâmica do meio subaquático utilizado. Por uma análise qualitativa verificaram-se, contudo, perturbações na coerência temporal do canal na configuração de desalinhamento dos transdutores, indicando uma maior dispersão no domínio espectral na ausência de uma componente acústica dominante.

Os sistemas acústicos possuem, por natureza, uma banda limitada, sendo importante otimizar este recurso. Nesse sentido, para o meio subaquático utilizado desenvolveu-se um sistema de comunicação digital baseado na modulação OFDM. Através das propriedades de ortogonalidade desta técnica, alcançou-se uma elevada eficiência espectral, de 2,95 bit/s/Hz. Por sua vez, a capacidade dinâmica desta modulação na estimação e compensação aos efeitos do canal subaquático, permitiu incrementar a largura de banda ocupada. Nesse sentido, dos 25 kHz de largura de banda teórica, estendeu-se a banda ocupada para os 35 kHz.

O comportamento temporalmente dispersivo do canal subaquático revelou ser um dos desafios mais consideráveis à comunicação neste meio. A modulação escolhida permitiu, de forma eficaz, minimizar os efeitos da interferência inter-simbólica, através de um tempo útil de símbolo elevado e um tempo de guarda adequado. Ocorrendo distorção significativa devido a

esta interferência, verificou-se que impacto na descodificação binária e no sincronismo é mais significativo em modulações coerentes das sub-portadoras de dados.

A minimização da potência de pico revelou ser igualmente crítica para o sucesso das comunicações OFDM num meio subaquático. Utilizando um módulo de *scrambler* ou uma fonte pseudo-aleatória dos dados binários, conclui-se que ao variar adequadamente as condições de fase das portadoras piloto mitiga-se eficazmente este efeito.

Relativamente ao desvio de Doppler que pode ocorrer num meio subaquático, afectando consequentemente a ortogonalidade das sub-portadoras, foi usado um algoritmo adaptativo para a estimação e compensação deste efeito. Ocorrendo na maioria dos cenários de teste pequenas melhorias no desempenho do sistema, os resultados obtidos sugerem contudo uma estimação incorrecta do algoritmo. Concluiu-se que variações não lineares de Doppler ou outras distorções de sinal não contempladas no modelo do algoritmo poderão ser as causas prováveis para o seu insucesso.

Realizando um balanço de todo o trabalho desenvolvido, conclui-se que todos os objectivos propostos nesta dissertação foram concretizados com sucesso.

6.2 Possíveis abordagens de trabalho futuro

No decorrer de uma dissertação surgem ideias que, por norma, permitem expandir ou melhorar alguma característica do trabalho desenvolvido. Ponderando contudo a limitação de tempo ou o difícil acesso a determinados recursos, a oportunidade de implementar estas ideias não se revela, muitas vezes, possível. Como estas ideias podem conter interesse num determinado momento futuro, são enumeradas algumas possíveis abordagens de trabalho futuro.

Relativamente à plataforma desenvolvida, seria interessante desenvolver um sistema de controlo automático de ganho para a cadeia de recepção. Através deste circuito, seria possível o sistema de comunicação adaptar-se a variações do nível de sinal recebido, minimizando o ruído de quantificação do ADC ou evitando a distorção por saturação no amplificador de baixo-ruído.

Existindo um mecanismo de comunicação bidireccional, seria pertinente que o controlo de ganho do circuito amplificador de potência fosse realizado digitalmente. Através desta funcionalidade, seria permitido incrementar a potência acústica do sinal transmitido em detrimento de aumentar o ganho na cadeia de recepção, minimizando a degradação da relação sinal-ruído.

Considerando que o transdutor emissor suporta potências acústicas substancialmente superiores às que actualmente são aplicadas, seria interessante otimizar o desempenho do circuito amplificador de potência nesse sentido, possibilitando um incremento da distância de comunicação da plataforma. Uma possível abordagem para este circuito poderia recorrer a uma

gama de amplificadores operacionais que suporta tensões de alimentação significativas, elevadas excursões de sinal e consideráveis correntes de saída. Estes dispositivos encontram-se disponíveis em alguns fabricantes, como é o caso da Apex MicroTechnology®, a título de exemplo.

Devido à elevada selectividade da resposta em frequência do transdutor utilizado, implementou-se uma malha RC para a filtragem de *anti-aliasing* e de reconstrução. Considerando contudo a aplicação genérica da plataforma, pode desejar-se alterar os transdutores utilizados, optando por uns com uma resposta em frequência menos selectiva. Para neste cenário assegurar um desempenho adequado da plataforma desenvolvida, pode ser de importância futura que a ordem dos filtros indicados seja incrementada.

Replicando algum do *hardware* desenvolvido ou implementando uma nova arquitectura dedicada para o efeito, seria viável dotar a plataforma com múltiplos canais de transmissão e recepção simultânea. Através deste sistema, seria possível aplicar técnicas de *beamforming* e de diversidade espacial aos sinais acústicos propagados no meio subaquático.

O núcleo digital implementado permite amostrar o canal subaquático por um tempo limitado, não se encontrando vocacionado para suportar o desempenho do sistema em tempo real. Para esse efeito, poder-se-ia alterar a interface de comunicação entre a FPGA e o PC por um mecanismo de comunicação mais célere, como Ethernet ou USB. Neste cenário, o processamento digital de sinal teria que ser suportado em outra linguagem de programação mais adequada, como o C ou o JAVA.

Em alternativa, seria possível equacionar que o processamento digital de sinal fosse realizado directamente na própria FPGA. Existindo algumas potencialidades interessantes nesse sentido, que permitem, por exemplo, exportar os sistemas implementados em Simulink® em código sintetizável VHDL.

A caracterização do canal acústico subaquático e a comunicação digital neste meio poderiam ser estendidas a outros ambientes submersos. Seria de interesse um meio subaquático com uma maior dinâmica, possuindo um comportamento dispersivo no domínio da frequência mais acentuado. Além dos recursos logísticos requeridos nesta tarefa, repare-se que seria essencial que a estrutura mecânica do protótipo fosse modificada, permitindo que este seja efectivamente submerso, suportando preferencialmente pressões razoáveis para possibilitar os testes em águas profundas.

Face às indicações presentes na literatura científica, a análise ao ruído acústico num meio subaquático apresentou-se inconclusiva. Como tal, garantindo um suporte físico que permitisse validar os resultados apurados, seria um estudo de interesse a realizar em diferentes meios subaquáticos.

Apreciando os resultados promissores que foram obtidos, num trabalho futuro podem ser exploradas outras técnicas de processamento de sinal baseadas na modulação OFDM.

Segundo publicações recentes sobre as comunicações digitais num meio acústico subaquático, a implementação de um sistema ZP OFDM, combinado ou não com um esquema eficiente de *soft-decoding*, podem representar uma abordagem a considerar [21].

Estudando o progresso das comunicações digitais em diferentes meios, consegue-se, por vezes, extrair ideias de diferentes técnicas de processamento de sinal que permitem resolver desafios de natureza semelhante. Os sistemas UWB (*Ultra-WideBand*) possuem uma característica de banda larga, sendo particularmente afectados pelos efeitos de propagação em multi-percurso. Consequentemente, é induzido desvanecimento selectivo na frequência [54].

Para lidar com o comportamento temporalmente dispersivo do canal de comunicação, na tecnologia UWB Wireless USB recorre-se à modulação OFDM, utilizado um esquema de codificação das sub-portadoras baseado na técnica de DCM (*Dual Carrier Modulation*). De forma sucinta, esta modulação emprega um esquema de diversidade na frequência, codificando de forma distinta a mesma informação em duas sub-portadoras distantes no espectro [55]. Desconhecendo a uso desta técnica no âmbito de um sistema de comunicação acústico subaquático, seria relevante analisar o desempenho desta modulação neste meio.

Por último, o estudo de um algoritmo eficiente que permita uma estimação eficaz do desvio de Doppler continua a ser um desafio às comunicações subaquáticas. Nesse sentido, algum trabalho poderia ser desenvolvido no algoritmo implementado nesta dissertação, procurando ultrapassar as limitações apresentadas por este.

7

Referências

- [1] L. Liu, S. Zhou e J. Cui, “Prospects and Problems of Wireless Communication for Underwater Sensor Networks,” *Wiley WCMC Special Issue On Underwater Sensor Networks*, 2008.
- [2] M. Stojanovic, “Underwater Acoustic Communication,” em *For the Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, 2000.
- [3] M. Stojanovic e J. Preisig, “Underwater Acoustic Communication channels - Propagation models and statistical characterization,” em *Communications Magazine, IEEE Volume 47*, 2009.
- [4] Humminbird, “Sonar Applications,” [Online]. Available: http://www.humminbird.com/leading_innovation/humminbird-sonar.aspx. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [5] Humminbird, “Cartography Applications,” [Online]. Available: http://www.humminbird.com/leading_innovation/cartography-gps-maps.aspx. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [6] Humminbird, “Fishing Applications,” [Online]. Available: http://www.humminbird.com/leading_innovation/fishing-systems.aspx. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [7] DSPComm, “AUV Applications,” [Online]. Available: http://www.dspcomm.com/applications_auv.html. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [8] S. Communication, “Scuba Communication,” [Online]. Available: <http://www.scuba.com/scuba-gear-168/Communication.html>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [9] Benthos, “Acoustic Modems,” [Online]. Available: <http://www.benthos.com/undersea->

- acoustic-releases-product-comparison.asp. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [10] H. Tan, Z. Eu e W. Seah, “An enhanced underwater positioning system to support deepwater installations,” em *OCEANS 2009, MTS/IEEE Biloxi - Marine Technology for Our Future: Global and Local Challenges*, 2009.
- [11] Benthos, “Benthos Applications Examples,” [Online]. Available: <http://www.benthos.com/undersea-learning-center.asp>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [12] A. Quazi e W. Konrad, “Underwater acoustic communications,” em *Communications Magazine, IEEE*, 1982.
- [13] D. Kilfoyle e A. Baggeroer, “The state of the art in underwater acoustic telemetry,” em *Oceanic Engineering, IEEE Journal, Volume 25*, 2000.
- [14] WHOI, “WHOI FSK PSK Modem,” [Online]. Available: <http://acomms.whoi.edu/umodem/>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [15] A. Singer, J. Nelson e S. Kozat, “Signal processing for underwater acoustic communications,” em *Communications Magazine, IEEE Volume 47*, 2009.
- [16] Trittech, “Trittech Modem,” [Online]. Available: <http://www.tritech.co.uk/product/micron-data-modem>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [17] LinkQuest, “Link Quest Modem,” [Online]. Available: <http://www.linkquest.com/html/intro1.htm>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [18] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic e L. Freitag, “Pilot-tone based ZP-OFDM Demodulation for an Underwater Acoustic Channel,” em *OCEANS*, 2006.
- [19] K. Tu, D. Fertoni, T. Duman e P. Hursky, “Mitigation of intercarrier interference in OFDM systems over underwater acoustic channels,” em *OCEANS*, 2009.
- [20] B. Li, S. Zhou, J. Huang e P. Willett, “Scalable OFDM design for underwater acoustic communications,” em *Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008. ICASSP 2008. IEEE International Conference*.
- [21] B. Muquet, Z. Wang, G. Giannakis, M. de Courville e P. Duhamel, “Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?,” em *Communications, IEEE Transactions*, 2002.
- [22] S. Roy, T. Duman, V. McDonald e J. Proakis, “High rate communication for underwater acoustic channels using multiple transmitters and space-time coding: Receiver structures and experimental results,” em *Oceanic Engineering, IEEE Journal, Volume 32*, 2007.
- [23] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag, J. Huang e P. Willett, “MIMO-OFDM Over An Underwater Acoustic Channel,” em *OCEANS*, 2007.
- [24] B. Li, S. Zhou, M. Stojanovic, L. Freitag e P. Willett, “Non-Uniform Doppler

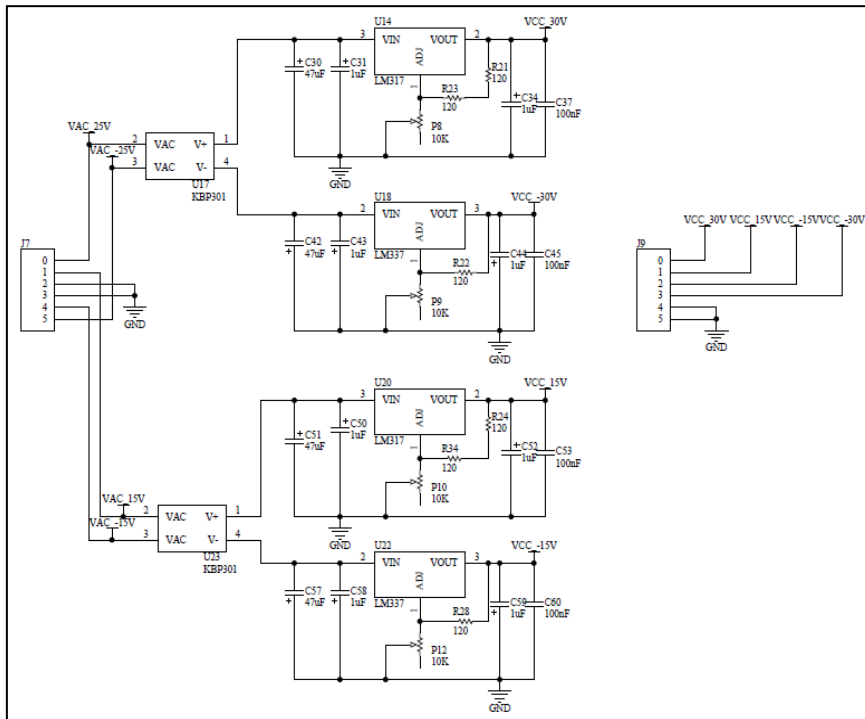
- Compensation for Zero-Padded OFDM over Fast-Varying Underwater Acoustic Channels,” em *OCEANS - Europe*, 2007.
- [25] C. Brennan, “Basic Acoustic Theory,” R2Sonic, 2009. [Online]. Available: http://www.r2sonic.com/pdfs/R2Sonic_BasicAcousticTheory.pdf. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [26] S. Robinson, “Calculation of absorption of sound in seawater,” NPL, [Online]. Available: <http://resource.npl.co.uk/acoustics/techguides/seaabsorption/>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [27] N. P. Laborat, “Technical Guides - Speed of Sound in Sea-Water,” 2000. [Online]. Available: <http://resource.npl.co.uk/acoustics/techguides/soundseawater/content.html>. [Acedido em 10 Dezembro 2010].
- [28] N. R. Center, “Refraction and Snell's Law,” [Online]. Available: <http://www.ndt-ed.org/EducationResources/CommunityCollege/Ultrasonics/Physics/refractionsnells.htm>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [29] K. Shin e J. Hammond, *Fundamentals of Signal Processing for Sound and Vibration Engineers*, Jonh Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [30] T. Rappaport, *Wireless Communications - Principles and Practice*, 2nd ed., Pearson Education, 2001.
- [31] R. Yarlagadda, *Analog and Digital Signal and Systems*, Springer, 2010.
- [32] P. Marques e N. Cota, Material de apoio à unidade curricular de Teledifusão Digital - “Orthogonal Frequency Division Multiplexing”, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2007/2008.
- [33] A. Ferreira, Material de apoio à unidade curricular de Sistemas de Telecomunicações Definidos por Software - “DFT,FFT,DCT”, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2007/2008.
- [34] F. Yang, H. Kwok e T. Kah, “Adaptive LMS-like Algorithm for Carrier Frequency Offset Estimation in OFDM System,” *IEEE - Signal Processing and Its Applications. Proceedings of the Eighth International Symposium.*, vol. 1, pp. 131 - 134, 2005.
- [35] V. Malode e D. Patil, “PAPR Reduction Using Modified Selective Mapping Technique,” *Advanced Networking and Applications*, vol. II, n.º 2, pp. 626-630, 2010.
- [36] P. Marques e R. Leitão, “Sincronização em OFDM recorrendo à autocorrelação do sinal e estimação do canal,” 2006.
- [37] Y. Survey, “Boat Battery Basics,” [Online]. Available: http://www.yachtsurvey.com/boat_battery_basics.htm. [Acedido em 10 Dezembro 2012].

- [38] T. Instruments, “Application Report SLVA118 - Digital Designer’s Guide to Linear Voltage Regulators and Thermal Management,” Abril 2003.
- [39] C. Meneses, *Comunicação de Dados - Sebenta de Sistemas de Comunicações Digitais*, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2008.
- [40] A. S. Nastase, “Mastering Electronics Design,” 2 2009 Novembro. [Online]. Available: <http://masteringelectronicsdesign.com/design-a-unipolar-to-bipolar-converter-for-a-unipolar-voltage-output-dac/>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [41] B. Baker, “Choosing SAR versus high-speed delta-sigma ADCs,” EDN, [Online]. Available: <http://www.edn.com/electronics-blogs/bakers-best/4317411/Choosing-SAR-versus-high-speed-delta-sigma-ADCs>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [42] A. S. Nastase, “Mastering Electronics Design,” 26 Outubro 2009. [Online]. Available: <http://masteringelectronicsdesign.com/design-a-bipolar-to-unipolar-converter/>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [43] D. Harmon, “The Diving Blog - Why is the Recreational Diving Limit 40m / 130ft?,” [Online]. Available: <http://www.thedivingblog.com/why-is-the-recreational-diving-limit-40m-130ft/>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [44] E. Furtado, *Material de apoio à unidade curricular de Sistemas Electrónicos Analógicos e Digitais 2 - Amplificadores de Potência*, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2009.
- [45] A. Sedra e K. Smith, *Microelectronic Circuits*, 5th ed., Oxford University Press, 2004.
- [46] Xilinx, *XAPP341 (v1.3) - UARTs in Xilinx CPLDs*, Xilinx, 2002.
- [47] D. Perry, *VHDL : Programming By Example*, McGraw-Hill, 2002.
- [48] P. P. Chu, *FPGA Prototyping by VHDL Examples*, John Wiley & Sons, 2009.
- [49] “ASIC WORLD,” 15 Março 2012. [Online]. Available: <http://www.asic-world.com/examples/verilog/uart.html>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [50] U. Becker, “Open Cores,” 19 Agosto 2011. [Online]. Available: www.opencores.org. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [51] D. G. d. Saúde, *Circular Normativa N° 14/DA - Programa de Vigilância Sanitária de Piscinas*, Ministério da Saúde, 2009.
- [52] A. Oppenheim e R. Schafer, *Discrete-Time Signal Processing*, 2nd ed., Prentice-Hall, 1998.
- [53] L. Matos, G. Ferreira, J. Panaro, L. Barreira e E. Mainetti, “Time and Frequency Fading Statistics for Underwater Acoustic Signals in Shallow Water,” *NATO Oceanic Engineering*, vol. Underwater Communications: Channel Modelling & Validation, 2012.
- [54] A. Batra, J. Balakrishnan e A. Dabak, “EETimes - Multiband OFDM: Why it Wins for

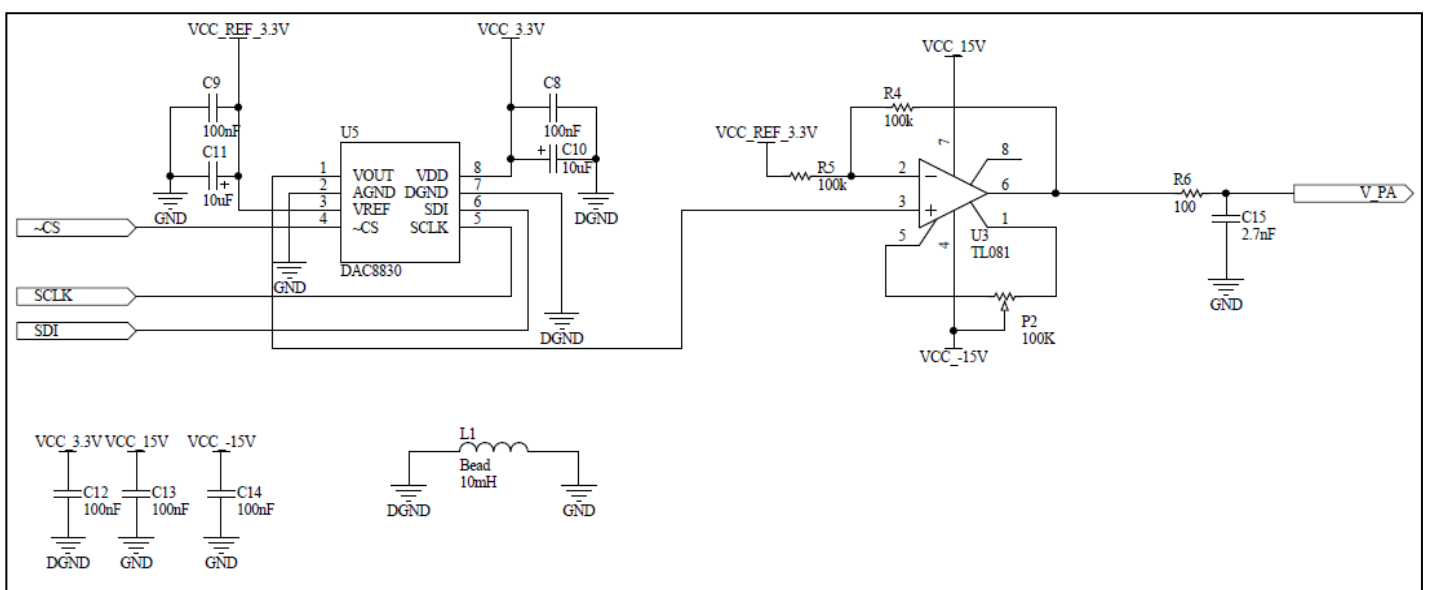
- UWB,” 24 Março 2003. [Online]. Available: <http://www.eetimes.com/design/communications-design/4008964/Multiband-OFDM-Why-it-Wins-for-UWB>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].
- [55] R. Yang e R. Sherratt, “Dual Carrier Modulation Demapping Methods and Performances for Wireless USB,” *IEEE 13th International Symposium*, n.º Consumer Electronics, 2009.
- [56] F. Fortes, Material de apoio à unidade curricular de Sistemas Electrónicas de Telecomunicações, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa - DEETC, 2010.
- [57] S. W. Smith, “DSP Guide - The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing,” [Online]. Available: <http://www.dspguide.com/>. [Acedido em 10 Dezembro 2012].

Anexo 1 – Esquemáticos

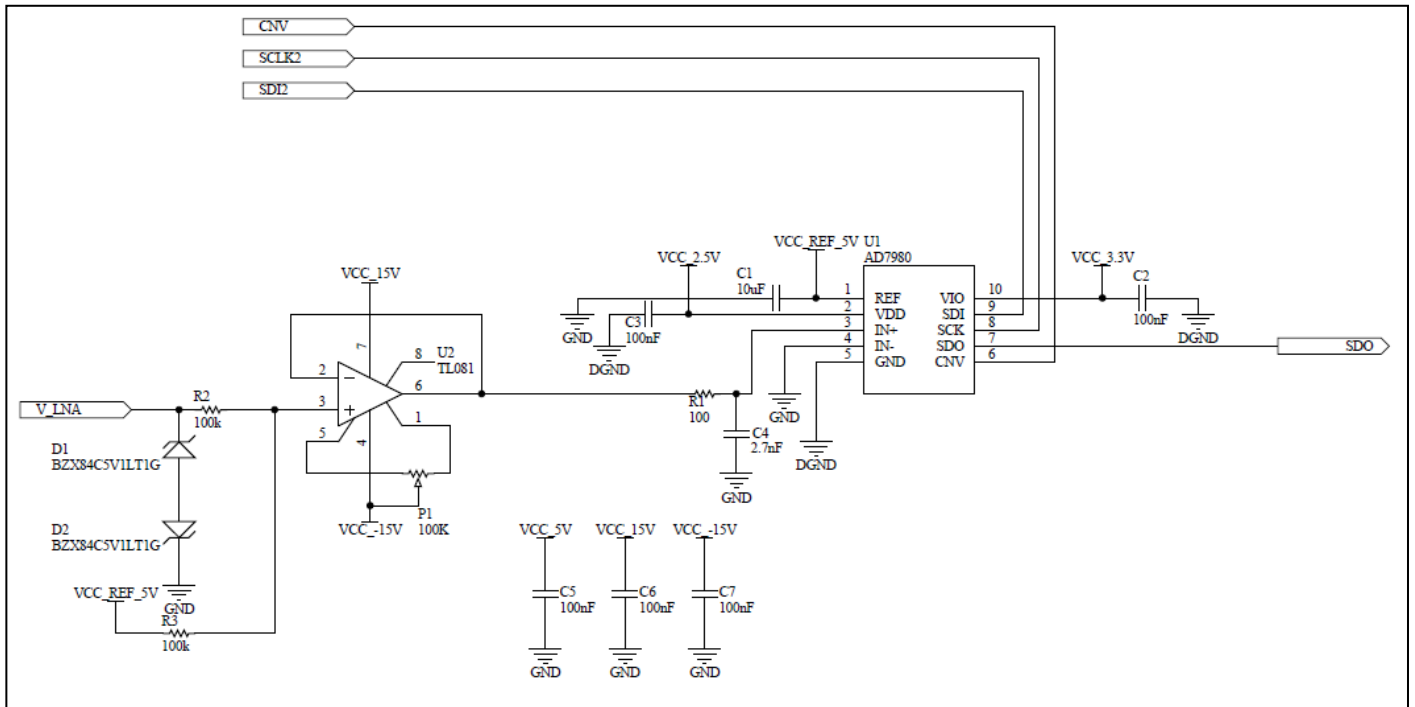
1 – Módulo de alimentação – Circuito de alimentação geral



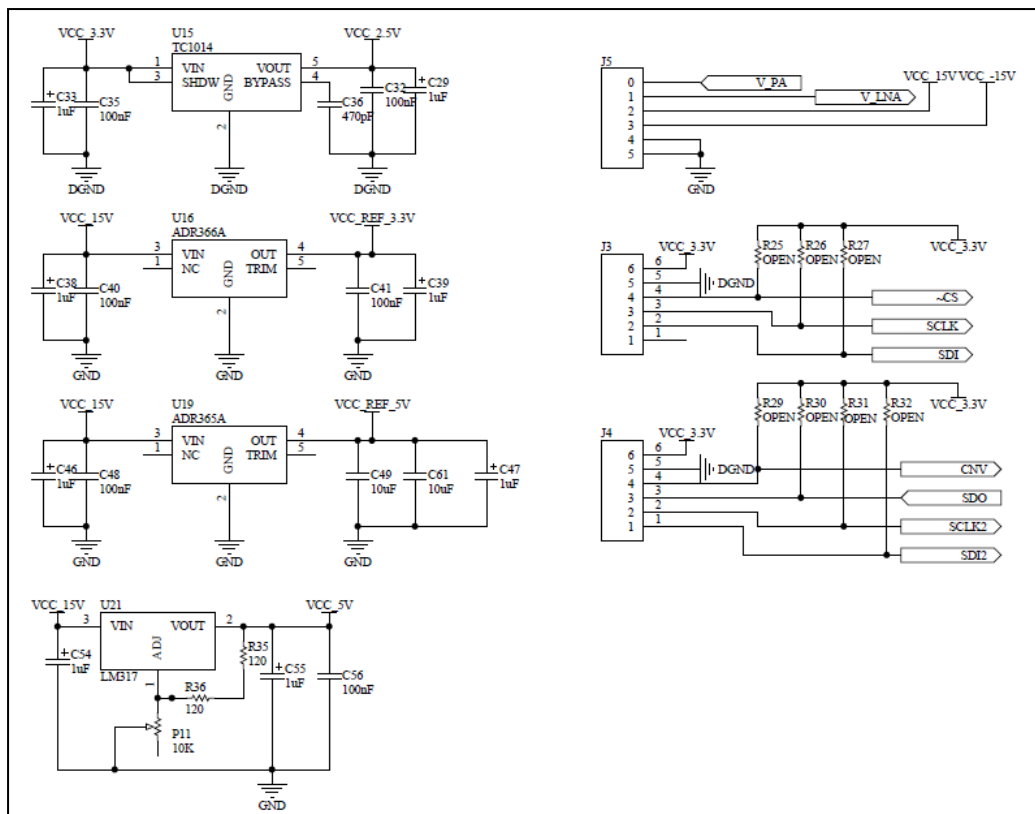
2.1 – Módulo de aquisição e geração de sinal – Circuito do DAC



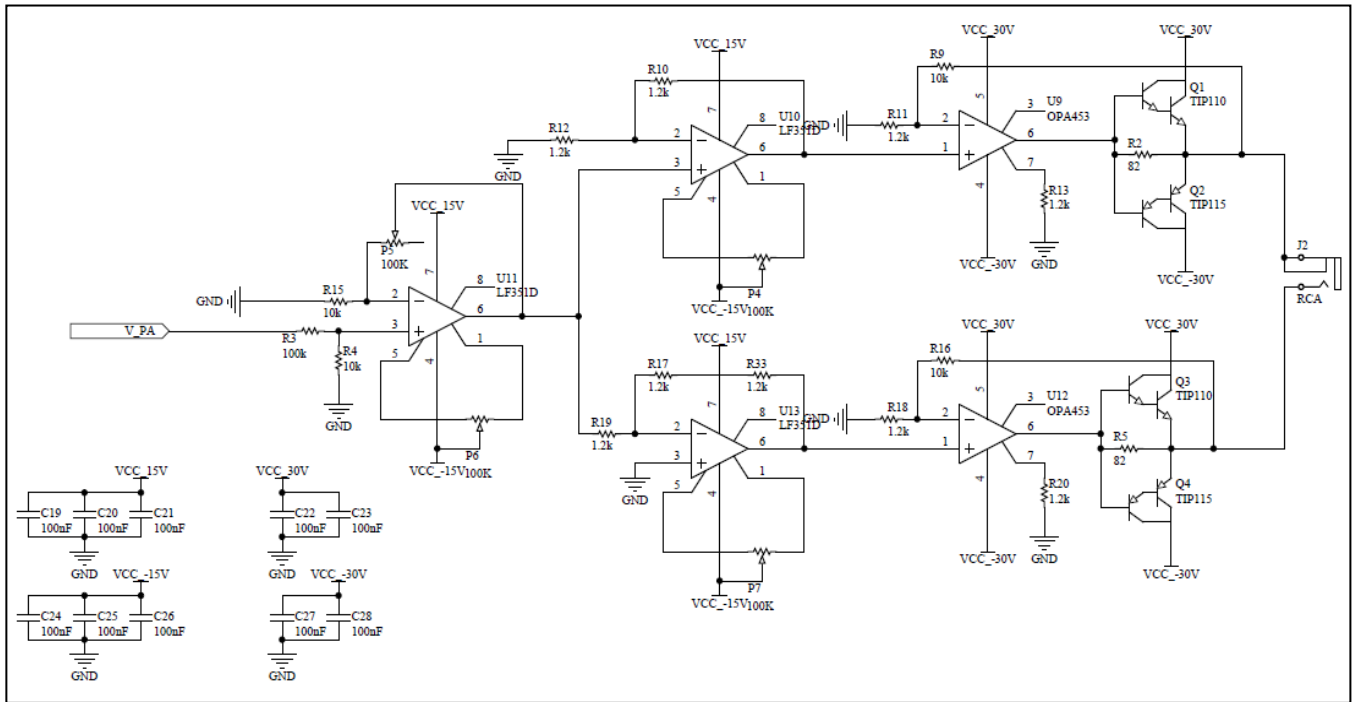
2.2 – Módulo de aquisição e geração de sinal – Circuito do ADC



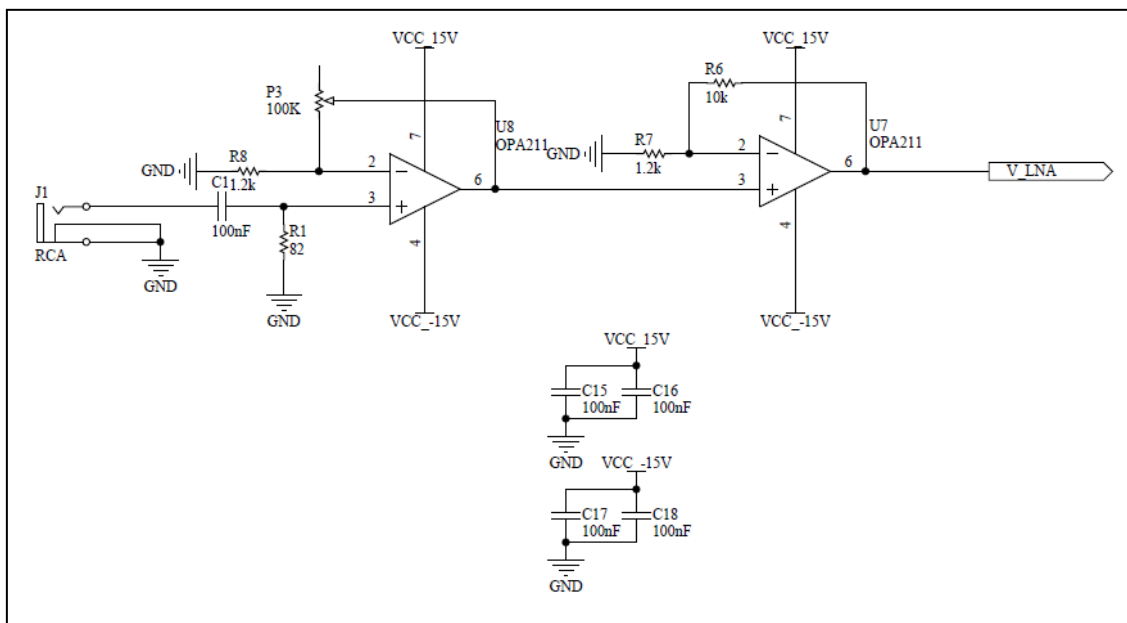
2.3 – Módulo de aquisição e geração de sinal – Circuito de alimentação



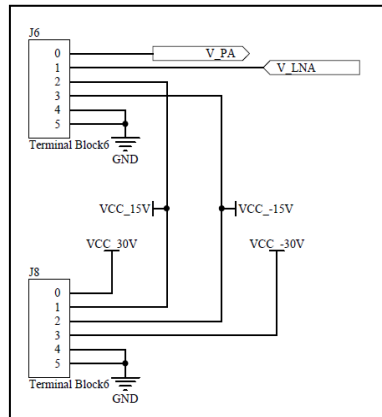
3.1 – Módulo de acondicionamento – Circuito amplificador de potência



3.2 – Módulo de acondicionamento – Circuito do amplificador de baixo ruído



3.3 – Módulo de acondicionamento – Circuito de alimentação



Anexo 2 – Cálculo do alcance teórico do sistema desenvolvido

De acordo com o desenvolvimento teórico presente na secção 2.3, neste anexo realiza-se a estimacão teórica do alcance máximo de comunicao do sistema desenvolvido. Considera-se dois ambientes subaquáticos distintos de água salgada e água doce. Nestes cenários, são utilizadas características comuns relativamente ao próprio meio líquido e um cenário desfavorável relativamente às condioes de intensidade do vento e ruído ambiente. Note-se que nesta estimacão, na recepo foi considerada a predominância da componente em raio directo, desprezando para o efeito as perdas por dispersão γ .

1 - Especificaoes do sistema desenvolvido:

1.1 - Transdutores acústicos 200LM450 ProWave®:

- Frequência de operao (f) = 200 kHz
- Largura de banda ($\Delta f'$) = 25 kHz
- Nível de pressão sonora transmitida (SPL_t) = 160 dB
- Sensibilidade acústica (S) = -180 dB
- Pressão de referência do transdutor (p_{REF}) = 1 μ Pa
- Tensão de referência do transdutor (V_{REF}) = 1 V
- Distância de referência do transdutor (D_{REF}) = 1 m
- Resistência equivalente submersa (R_{EQ}) = 200 Ω

1.2 - Andar de potência:

- Tensão eficaz de saída (V_{RMS}) = 35,35 V

2 - Configurao do sistema:

- Profundidade (D_{ep}) = 50 m

3 - Características do meio subaquático:

3.1 - Especificaoes comuns:

- Coeficiente de perdas por espalhamento (β) = 1,5
- Coeficiente de perdas por difraco (γ) = 0 dB
- Temperatura ambiente (T_A) = 20 $^{\circ}$ C
- Velocidade do vento (W) = 0 m/s
- Intensidade das embarcaoes (N_{AV}) = 1
- Densidade espectral da potência acústica do ruído (PSD_N) = 55 dB @ 1 μ Pa

3.2 - Água salgada:

- Salinidade (S_{AL}) = 35 ppt
- Acidez (Ac) = 8 pH
- Coeficiente de perdas por absorção (α) = 80 dB/km @ 200 kHz

3.3 - Água doce:

- Salinidade (S_{AL}) = 0,5 ppt
- Acidez (Ac) = 7 pH
- Coeficiente de perdas por absorção (α) = 10 dB/km @ 200 kHz

4 - Outras grandezas:

- Constante de Boltzmann (k_b) = $1,3806488 \times 10^{-23}$ J/K

Pretende-se determinar qual a máxima distância de comunicação D ao qual o sistema receptor permite recuperar a informação originalmente transmitida. Para avaliação de tal, define-se que a SNR deverá ser superior ou igual a 12dB (métrica utilizada nos sistemas de telecomunicações de radiofrequência para que, numa constelação QPSK, se obtenha uma BER de 0,001 [56]).

Como medida de quantificação da amplitude do ruído eléctrico proveniente de fontes acústicas V_{ANoise} , realiza-se a aproximação que a densidade espectral de potência acústica PSD_N na largura de banda $\Delta f'$ de interesse é constante, como indica as relações (78) e (79). Aplicando estas equações e as relações (1), (2), (3), (4) e (5), obtêm-se os seguintes resultados:

$$SPL_{Noise} = p_{REF} \times 10^{\frac{PSD_N}{20}} \times \Delta f' \quad (78)$$

$$V_{ANoise} = SPL_{Noise} \times 10^{\frac{S_{[dB]}}{20}} \quad (79)$$

4 - Resultados:

4.1 - Resultados comuns:

- Nível de ruído eléctrico proveniente de meios acústicos (V_{ANoise}) = 284,45 nV
- Nível de ruído eléctrico proveniente de meios eléctricos (V_{ENoise}) = 44,46 mV

4.2 - Água salgada:

- Tensão recebida no transdutor receptor (V_r) = 118 mV @ $D = 35$ m
- Relação sinal-ruído (SNR) = 12,05 dB

4.3 - Água doce:

- Tensão recebida no transdutor receptor (V_r) = 35 V @ $D = 50$ m
- Relação sinal-ruído (SNR) = 12,03 dB

Pelos resultados obtidos, confirma-se a predominância do ruído proveniente das fontes acústicas em detrimento do ruído gerado por fontes eléctricas. Expectavelmente, obtêm-se maiores distâncias de comunicação em água doce (50 m) do que em água salgada (35 m), considerando as menores perdas por absorção energética presentes no primeiro meio.

Anexo 3 – Resumo das principais especificações da plataforma

Transdutor electro-acústico adaptado ao meio subaquático:

- Referência do equipamento: 200LM450 da ProWave®
- Natureza do transdutor: Transceptor
- Frequência central: 200 kHz (+/- 10kHz)
- Largura de banda a -6 dB da figura de mérito: 25 kHz
- Nível máximo de pressão acústica transmitida: 160 dB
- Potência eléctrica máxima de excitação do transdutor: 50 W
- Sensibilidade acústica: -180 dB
- Impedância mínima de carga oferecida: 200 Ω
- Ângulo de abertura a -6dB: 20°

Conversor Analógico – Digital:

- Referência do equipamento: AD7980 da Analog Devices®
- Bits de quantificação: 16
- Máxima frequência de amostragem: 1 MHz
- Gama dinâmica: 0 V a 5 V
- Gama de frequências representáveis: 0 a 500 kHz
- Relação sinal/ (ruído e interferência) SINAD: 86 dB (@ $f = 200$ kHz)
- Número efectivo de bits: 13,99 (@ $f = 200$ kHz)

Conversor Digital – Analógico:

- Referência do equipamento: DAC8830 da Texas Instruments®
- Bits de resolução: 16
- Máxima Frequência de Amostragem: 1 MHz
- Gama dinâmica: 0 V a 3,3 V
- Gama de frequências representáveis: 0 Hz a 500 kHz
- Relação sinal-ruído de quantificação: 96 dB

Comunicação USB 2.0 – UART (PC-FPGA):

- Baud Rate definido: 1,043448 Mbaud/s
- Número de bits de dados por trama: 8

- Número de bits de paragem por trama: 1
- Controlo de fluxo: Não
- Tamanho mínimo de envio: 128 Mbit (8 M amostras @ $R = 16$ bits)
- Sequência binária de envio das amostras: 1ª trama MSb15-MSb8; 2ª trama MSb7-MSb0

Comunicação UART-USB 2.0 (FPGA-PC):

- Baud Rate definido: 1,0416(6) Mbaud/s
- Número de bits de dados por trama: 8
- Número de bits de paragem por trama: 1
- Controlo de fluxo: Não
- Tamanho máximo de envio: 384 Mbit (24 M amostras @ $R = 16$ bits)
- Sequência binária de envio das amostras: 1ª trama MSb15-MSb8; 2ª trama MSb7-MSb0

Memória DDR2 SDRAM:

- Referência do equipamento: MT47H32M16 da Micron Technology®
- Taxa de refrescamento: 133 MHz
- Capacidade total da memória: 512 Mbit
- Capacidade parcial para o processo de reconstrução: 128 Mbit
- Tempo de reconstrução do sistema: 8 s (@ $f_s = 1$ MHz)
- Capacidade parcial para o processo de digitalização: 384 Mbit
- Tempo de digitalização do sistema: 24 s (@ $f_s = 1$ MHz)
- Latência estimada num acesso de escrita: 165,41 ns (22 ciclos de relógio)
- Latência estimada num acesso de leitura: 187,97 ns (25 ciclos de relógio)
- Granularidade de acesso aos dados: 64 bits
- Dimensão da palavra de dados: 16 bits

Circuito Amplificador de Potência:

- Potência de carga máxima: 12,5 W
- Excursão de tensão suportada: 50 V (em regime diferencial)
- Corrente máxima exigida em cada ramo: 125 mA
- *Slew-rate* máximo do amplificador: 38 V/ μ s
- Eficiência energética do amplificador de classe AB: 65,45%
- Distorção Harmónica Total OPA453: -73,98 dB (@ $G = 5$ $f = 30$ kHz)
- Gama de variação de ganho de tensão: 2,04 a 11,2

Circuito Amplificador de Baixo Ruído:

- *Slew-rate* máximo do amplificador: 27 V/ μ s
- Gama de variação de ganho de tensão: 9,33 a 787,11
- Produto Ganho-Largura de Banda: 45 MHz
- Tensão de *offset* máxima: 125 μ V
- Distorção Harmónica Total e Ruído OPA211: -100 dB (@ $G = 11$ $f = 100$ kHz)

Recursos ocupados na FPGA:

Device Utilization Summary				
Logic Utilization	Used	Available	Utilization	Note(s)
Number of Slice Flip Flops	1,766	11,776	14%	
Number of 4 input LUTs	1,484	11,776	12%	
Number of occupied Slices	1,398	5,888	23%	
Number of Slices containing only related logic	1,398	1,398	100%	
Number of Slices containing unrelated logic	0	1,398	0%	
Total Number of 4 input LUTs	1,791	11,776	15%	
Number used as logic	1,347			
Number used as a route-thru	307			
Number used for Dual Port RAMs	64			
Number used as Shift registers	73			
Number of bonded IOBs	77	372	20%	
IOB Flip Flops	20			
IOB Master Pads	3			
IOB Slave Pads	3			
Number of ODDR2s used	24			
Number of BUFGMUXs	10	24	41%	
Number of DCMs	5	8	62%	
Number of RPM macros	1			
Average Fanout of Non-Clock Nets	2.80			

Anexo 4 – Resumo das principais especificações do sistema de comunicação

- Frequência de amostragem (f_s): 1 MHz
- Modulação digital utilizada: OFDM
- Resolução de frequência (Δf): 1,907 Hz
- Número de pontos por símbolo (N): 524 288
- Tempo útil de símbolo (T_u): 524,288 ms
- Rácio tempo de guarda/tempo de símbolo (r_g): 1/64
- Tempo de guarda (T_g): 8,192 ms
- Tempo de símbolo (T_s): 532,48 ms
- Largura de banda ocupada ($\Delta f'$): 35 kHz
- Frequência superior (f_{sup}): 215 kHz
- Frequência inferior (f_{inf}): 180 kHz
- Rácio número de portadoras piloto/número de sub-portadoras (r_p): 1/4
- Resolução de estimação de canal: 7,628 Hz
- Número de sub-portadoras: 18353
- Número de portadoras piloto (N_{pilot}): 4587
- Número de sub-portadoras de dados: 13750
- Número de portadoras de sistema (N_s): 16
- Modulação das portadoras piloto: Amplitude = 1 V Fase = [0:360] °
- Modulação das sub-portadoras de dados: 16QAM – Real = [1,5 0,5 -0,5 -1,5] V
Imaginária = [1,5 0,5 -0,5 -1,5] V
- Modulação das portadoras de sistema: 16QAM – Real = [1,5 0,5 -0,5 -1,5] V
Imaginária = [1,5 0,5 -0,5 -1,5] V
- Interpoladores de efeito do canal: Módulo – Linear, Fase – Linear
- Sincronismo: Por extensão cíclica
- Débito binário (R_b): 103,288 kbit/s
- Eficiência espectral (ρ): 2,95 bit/s/Hz
- BER: 0,004091
- PAPR: 6,839

Anexo 5 – Estudo económico da plataforma desenvolvida

No anexo presente procura-se sumarizar as principais despesas no material na implementação da plataforma desenvolvida, comparando o custo de uma unidade destas (numa produção isolada ou em maior escala) com alguns *transceivers* comerciais que realizam comunicação digital em ambientes subaquáticos.

A tabela seguinte descreve o custo dos principais componentes da plataforma, extraídos nas referências indicadas à data de 12/10/12. Na coluna do preço, note-se que este indica já o valor para a quantidade requerida, no cenário em que se adquire a quantidade mínima ou um volume de 1000 unidades de cada componente.

Componente	Característica	Quantidade	Preço por quantidade requerida [€]		Referência
			Mínimo	1000	
Kit de FPGA	SPARTAN 3AN	1	250,00	250,00	Fabricante Xilinx
Transdutores	200LM450	2	70,00	70,00	Fabricante ProWave
DAC	DAC8830	1	21,19	13,95	Farnell – 1544010
ADC	AD7980	1	30,09	19,33	Farnell – 1607233
Ampop	OPA453	2	11,68	6,54	Farnell – 1212314
Ampop	OPA211	2	17,98	11,48	Farnell – 1543760
Ampop	TL081	2	1,94	0,56	Farnell – 1459709
Ampop	LF351	3	3,81	3,81	Farnell – 1467651
Darlington PNP	TIP115	2	1,34	0,42	Farnell – 9803980
Darlington NPN	TIP110	2	1,34	0,42	Farnell – 9803963
Regulador Tensão	LM317	2	1,6	1,02	Farnell – 1214459
Regulador Tensão	LM337	2	3,14	2,12	Farnell – 1652327
Voltage Reference	ADR366A	1	2,10	1,00	Farnell – 1117857
Voltage Reference	ADR365A	1	2,42	1,09	Farnell – 1117858
Ponte Diodos	3A 50V	1	0,20	0,20	Farnell – 1621736
Trimmer	10 kΩ	5	7,95	3,80	Farnell – 9608621
Trimmer	100 kΩ	7	11,13	5,32	Farnell – 9608656
Zener	5,1V	2	0,22	0,19	Farnell – 1459052
Bateria	12V 7AH	1	26,18	20,94	Farnell – 151308
Conversor Tensão	12VDC - 230VAC	1	52,00	52,00	Farnell – 1335831
Conector	RCA	2	2,00	0,83	Farnell – 1280699
Cabo FTDI	TTL-232R-3V3-WE	1	25,89	25,89	Farnell – 1740365
Total			544,20	490,91	–

Procurando não incrementar significativamente o número de itens da tabela, foram excluídos desta componentes de baixo custo (condensadores, resistências, etc.). Igualmente não foram incluídos os custos referentes a material de suporte para os testes realizados ou para a implementação das placas desenvolvidas (cablagem, placas de cobre pré-sensibilizadas, etc.), assim como a despesa na estrutura mecânica de suporte do protótipo. Repare-se que este último consumo pode ser razoável pelos requisitos de estanquicidade e resistência a pressão que o equipamento tem que suportar.

Estima-se conseqüentemente um custo total por unidade de 544,20 € e 490,91 € para uma produção individual ou massificada, respectivamente. Dos componentes de maior custo, repare-se que poderiam existir alternativas mais económicas ao conversor DC-AC utilizado, implementando por exemplo o próprio conversor, e ao cabo de FDTI, recorrendo a outra interface como a de Ethernet, permitindo inclusive maximizar o débito binário entre o PC e o protótipo.

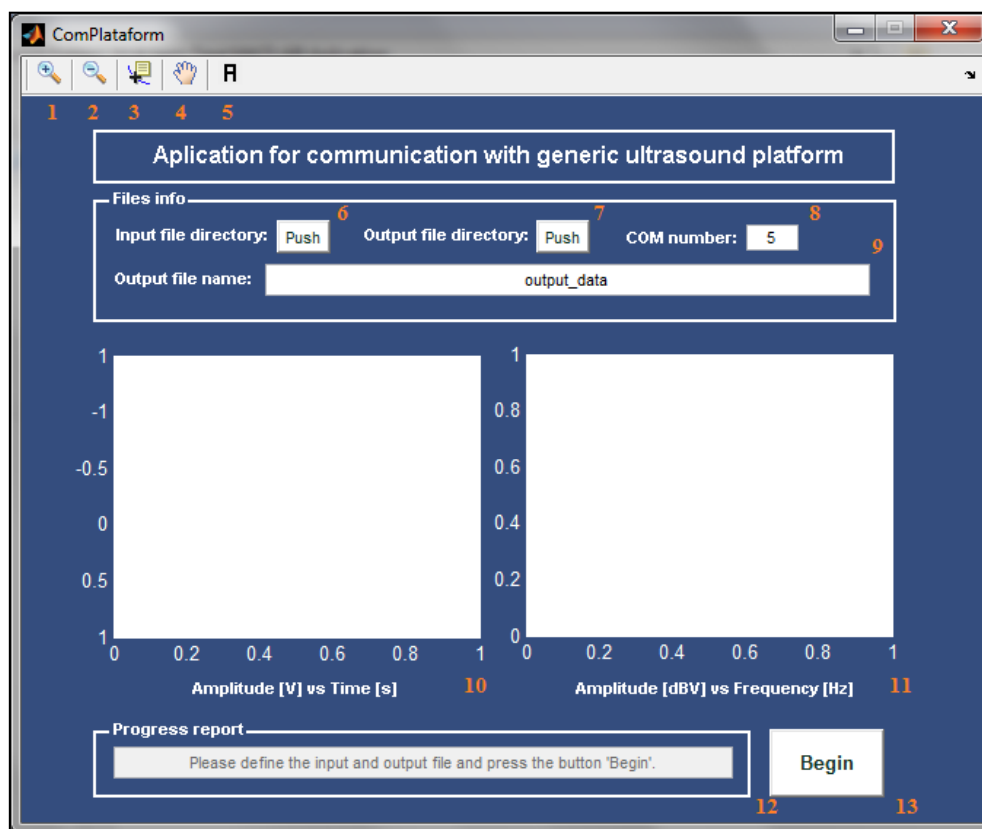
Comparando com outros modelos comercialmente disponíveis, verifica-se que a plataforma desenvolvida é vantajoso nas vertentes económicas e, muitas vezes, nas especificações técnicas. A título de exemplo, tal pode ser comparado com o modelo S2C R 48/78 do fabricante Evo Logics®, ou o modelo UDB-9400 do fabricante Teledyne Benthos®, possuindo respectivamente um custo unitário de 9900 € e 8600 €, sem outras despesas logísticas incluídas.

Além da margem de lucro sobre estes produtos, repare-se que nos seus preços estará certamente diluído o custo associado à mão-de-obra e propriedade intelectual, o que não acontece na plataforma desenvolvida. Contudo, note-se que este equipamento possui uma aplicabilidade genérica, alargando o âmbito e mercado de interesse. No estado presente de trabalho encontra-se longe de ser um produto acabado, mas no entanto mostra que o conceito da arquitectura desenvolvida possui potencial em se apresentar uma alternativa viável a ser comercializado.

Anexo 6 – Manual de operação da plataforma

No anexo presente é indicado como um utilizador comum deve operar a plataforma desenvolvida, permitindo que os sinais processados sejam correctamente transferidos entre o PC e a plataforma. Para resolver esta comunicação, foi desenvolvida uma aplicação gráfica através da biblioteca *GUIDE* do MATLAB®, facultando uma interface intuitiva ao utilizador.

A figura seguinte mostra a aplicação desenvolvida e numera, a tom laranja, os principais campos de interesse para o utilizador.



Antes de iniciar a comunicação de dados, o utilizador necessita de definir o sinal que a plataforma irá transmitir. Para que a aplicação desenvolvida seja independente do ambiente de processamento de sinal utilizado, é requerido que o sinal a transmitir se encontre armazenado num ficheiro de texto. Para seleccionar este ficheiro, é pressionado o botão "*Push*" (campo nº 6) da opção "*Input file directory*". Em resposta a este evento, surge uma nova janela de navegação, que permite navegar no explorador do sistema operativo até à directoria onde se encontra o ficheiro.

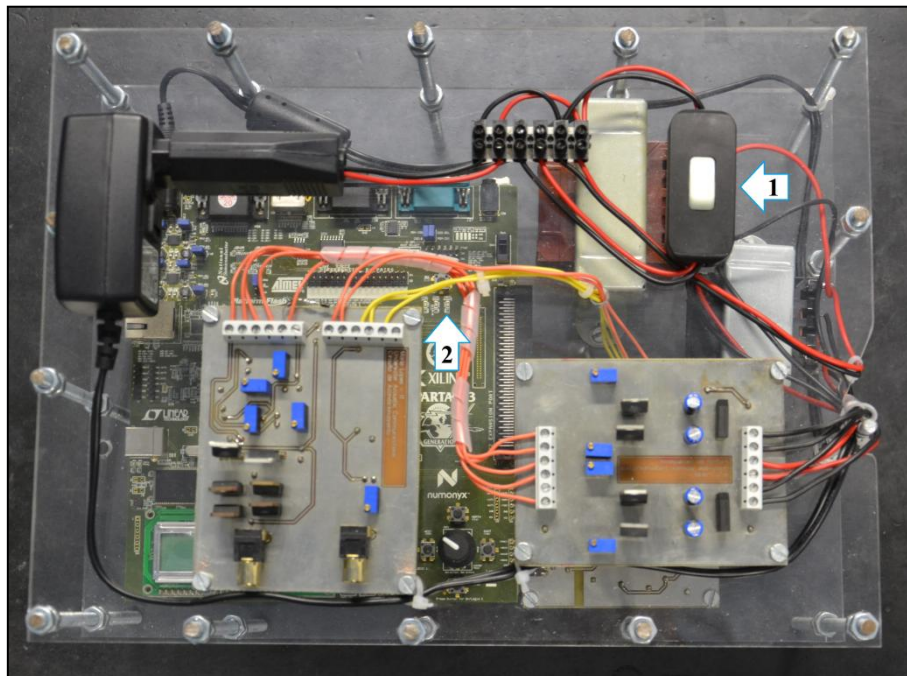
Repare-se que para a criação deste ficheiro, é disponibilizada ao utilizador uma função MATLAB® denominada *WriteFile()*, que recebe o caminho do ficheiro a criar e o respectivo

sinal a armazenar. De modo a otimizar o desempenho da aplicação, definiu-se que esta função divide a informação de cada amostra em 2 bytes. Assim, na leitura deste ficheiro são obtidos directamente os 8 MSb e 8 LSB de cada amostra, facilitando a implementação do protocolo de comunicação entre o PC e a plataforma.

Para permitir o armazenamento do sinal recebido, o ficheiro de saída também precisa de ser criado. Para tal, é possível definir directamente o nome deste ficheiro (sem extensão) através do campo nº 9. Posteriormente, é pressionando o botão "Push" (campo nº 7) da opção "Output file directory". Em resposta a esta acção, surge uma nova janela de navegação, que permite navegar no explorador do sistema operativo até uma directoria que seja conveniente ao utilizador.

O número da COM (*Component Object Mode*) que identifica a interface USB 2.0 utilizada necessita igualmente de ser definida. Para tal, é utilizado o campo nº 8.

Após estas configurações serem realizadas na aplicação, não se deve carregar imediatamente no botão "Begin" (campo nº 13), pois deve-se averiguar o estado da plataforma desenvolvida. Para iniciar a operação da plataforma é necessário actuar o interruptor geral da alimentação, indicado na figura seguinte pela seta nº 1. Logo após a actuação deste interruptor, um LED amarelo do kit de FPGA (seta nº2) deverá piscar de forma intermitente, indicando que a programação da FPGA através da memória ROM (*Read Only Memory*) foi bem sucedida.



Garantindo a operação adequada da plataforma, é accionado por fim o botão "Begin". Segue-se um período de espera na aplicação, enquanto os sinais a reconstruir são transferidos do PC para a plataforma. Posteriormente, sucede-se o período onde ocorre a transmissão e recepção

dos sinais acústicos, terminando a operação da plataforma com a transferência dos sinais digitalizados da plataforma para o PC. Note-se que se pode acompanhar o estado deste progresso através da informação presente no campo nº 12. Adicionalmente, este campo disponibiliza mensagens de erros ou outros avisos caso a comunicação não seja bem sucedida.

Terminando uma comunicação bem sucedida entre o PC e a plataforma, uma mensagem de "*Procedure complete*" surge campo nº 12. Para possibilitar ao utilizador uma análise rápida do conteúdo digitalizado, no campo nº 10 surge uma figura com a variação de amplitude do sinal recebido em função do tempo decorrido, apresentando apenas os 4 segundos iniciais de sinal. Semelhante ocorre com o campo nº 11, que apresenta uma figura com a resposta de amplitude do sinal recebido em função da frequência, sem a aplicação de qualquer filtragem e igualmente limitado para o mesmo período temporal.

Para uma análise mais cuidada a estas figuras, os ícones correspondentes aos campos nº 1, nº 2, nº 3 e nº 4 fornecem funcionalidades acrescidas no ajuste da área visual disponível.

A funcionalidade dos diversos campos da aplicação desenvolvida pode ser consultada, de forma resumida, na tabela seguinte.

ID do campo	Designação	Funcionalidade
Campo nº 1	<i>Zoom In</i>	Incrementa o foco do campo nº 10 ou do campo nº 11.
Campo nº 2	<i>Zoom Out</i>	Decrementa o foco do campo nº 10 ou do campo nº 11.
Campo nº 3	<i>Data Cursor</i>	Permite seleccionar um determinado ponto do campo nº 10 ou do campo nº 11.
Campo nº 4	<i>Pan</i>	Permite movimentar a perspectiva do campo nº 10 ou do campo nº 11.
Campo nº 5	<i>About</i>	Fornece informações sobre a propriedade intelectual da aplicação, assim como a sua versão.
Campo nº 6	<i>Input File Directory</i>	Define a caminho do ficheiro de entrada da aplicação.
Campo nº 7	<i>Output File Directory</i>	Define a caminho do ficheiro de saída da aplicação.
Campo nº 8	<i>COM Number</i>	Define a porta de comunicação USB 2.0 utilizada.
Campo nº 9	<i>Output File Name</i>	Define o nome do ficheiro de saída da aplicação. Não deverá incluir extensão.
Campo nº 10	<i>Amplitude vs Time</i>	Mostra o gráfico de amplitude do sinal recebido em função do tempo.
Campo nº 11	<i>Amplitude vs Frequency</i>	Mostra o gráfico de amplitude do sinal recebido em função da frequência.
Campo nº 12	<i>Progress Report</i>	Indica o estado actual de funcionamento da aplicação, assim como outros erros e avisos.
Campo nº 13	<i>Begin</i>	Inicia a comunicação de dados entre o PC e a plataforma.

Deixa-se uma última consideração respeitante à aplicação desenvolvida. Segundo a programação armazenada na ROM do kit de FPGA, a capacidade da memória DDR2 (de 512 Mbit) é dividida em 1/4 para o processo de reconstrução e 3/4 para o processo de digitalização. Resultante desta divisão, é assim expectável que o sinal transmitido possua uma dimensão máxima de 8 M amostras. Evidencia-se este facto pois, para permitir um funcionamento adequado da aplicação e da plataforma, é importante que esta seja a dimensão do sinal armazenada no respectivo ficheiro de texto.

