

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica Energia e Automação



**Desenvolvimento de solução de controlo em cadeia fechada
de dois acionamentos em modo Mestre-Escravo**

JOSÉ FERNANDO MATEUS MANUEL
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrotécnica – Automação e Eletrónica Industrial

Orientador:

Professor Doutor Armando José Leitão Cordeiro

Júri:

Presidente:

Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Vogais:

Professor Doutor Fernando Manuel Duarte de Oliveira Nunes

Professor Doutor Armando José Leitão Cordeiro

Setembro de 2019

À minha família, por nunca duvidarem

À memória de meu pai

Agradecimentos

Por muito que se planeie o percurso de uma dissertação de mestrado, acabam sempre por aparecer percalços que sem a ajuda de certas pessoas, seria bem mais difícil ou até impossível de serem ultrapassados.

Agradeço ao meu orientador Prof. Doutor Armando José Leitão Cordeiro pelo apoio demonstrado, mas principalmente pela motivação que durante este longo trajeto, me deu resiliência para superar os momentos de incerteza.

Agradeço à empresa Harker Solutions S.A. pela cedência de todos os equipamentos utilizados na dissertação e, em especial, ao Eng. Pedro Santoalha pela compreensão e prontidão em ajudar no que estivesse ao seu alcance.

Por fim, mas não menos importante, agradeço à minha família não só por acreditarem, mas também pela compreensão, apoio e dedicação, que muito contribuíram para o resultado final desta etapa.

Resumo

O desenvolvimento de soluções de sincronismo eletrónico de motores tem-se tornado numa área bastante atrativa em aplicações industriais uma vez que, em comparação com os métodos tradicionais, permite simplificar drasticamente o acoplamento mecânico e ao mesmo tempo aumentar a sua flexibilidade e reutilização em diferentes cenários, dando espaço ao aparecimento de novos produtos anteriormente difíceis de fabricar. A redução de custos, a facilidade de implementação e a sua robustez são alguns dos argumentos para a sua aplicação em larga escala em ambientes industriais.

Este trabalho teve como finalidade estudar uma solução de controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo mestre-escravo. O estudo focou o emergente método de sincronismo entre motores síncronos de magnetos permanentes, que tem por base o protocolo de rede *Ethernet* de tempo real IEEE1588-V2 para envio da referência de posição, e teve como termo de comparação o método de sincronismo clássico que faz uso dos sinais discretos em quadratura para a transmissão da referência de posição. O estudo da resposta do acionamento escravo durante o seguimento do acionamento mestre, permitiu investigar as vantagens e desvantagens de cada um dos métodos de sincronismo, tendo como objetivo obter o conhecimento necessário de modo a aplicar cada um na situação mais vantajosa.

Como base de estudo, foi criado um perfil de movimento trapezoidal no acionamento mestre, composto por um deslocamento total de dez rotações no veio do motor, executado no tempo total de 350 ms. A informação de posição proveniente do transdutor de posição do acionamento mestre foi então transmitida ao acionamento escravo pelos dois métodos distintos acima referidos.

Os dados adquiridos durante os vários ensaios realizados foram registados com recurso à ferramenta com funcionalidade de osciloscópio integrada no *hardware* dos variadores eletrónicos de velocidade. O armazenamento dos dados de posição de ambos os transdutores de posição (mestre e escravo) foi efetuado em zona de memória não volátil do variador eletrónico de velocidade com um período de amostragem de 1 ms. A validação dos resultados obtidos internamente nos variadores eletrónicos de velocidade, foi feita com recurso a um osciloscópio externo ligado a dois codificadores incrementais de 4096 impulsos/volta (pulses per revolution, ppr), acoplados nos veios dos motores síncronos de magnetos permanentes.

Na comparação dos dois métodos, foi dado especial ênfase à latência na transmissão dos sinais entre os dois acionamentos.

Palavras chave: Sincronismo Mestre-Escravo, Motores Síncronos de Magnetos Permanentes, *Ethernet*, Latência, Norma IEEE1588-V2, Transdutor de posição, Sinais em Quadratura

Abstract

The implementation of electronic motor synchronism has become a very attractive field in industrial applications. As compared to traditional mechanical coupling methods, they can drastically simplify mechanics while increasing flexibility and reuse in different scenarios, as such, they allow development of new products previously almost impossible to manufacture. Cost savings, ease of implementation and robustness are increasingly convincing arguments for their large-scale application in industrial environments.

The main subject of this work was the study a two-drive closed loop control solution in master-slave mode. The study focused on the emerging permanent magnet synchronous motor synchronization method, which is based on the IEEE1588-V2 real-time Ethernet protocol for position reference sending and was based on the well implemented classic synchronization method, which makes use of discrete quadrature signals for position reference transmission. The study of the slave drive's response while following the master drive, allowed the investigation of the advantages and disadvantages of each type of synchronization methods, aiming to obtain the necessary knowledge to support the use of each one in the most advantageous situation.

A trapezoidal motion profile was created in the master drive, consisting of a total displacement of ten revolutions on the motor shaft, executed in a total time of 350 ms. Position information from the master drive encoder was then transmitted to the slave drive by each of the two above mentioned methods. The slave drive followed the motion profile of the master drive.

The experimental data produced during the various tests was recorded using the oscilloscope tool integrated in the variable speed drive hardware. The position data of both encoders (master and slave) was stored in the non-volatile variable speed drive memory with a sampling period of 1 ms. The results obtained in the variable speed drives were validated with an external oscilloscope connected to two 4096 pulse per revolution incremental encoders, coupled to the permanent magnet motor shafts.

When comparing the two methods, special emphasis was given to the latency in signal transmission between the two drives.

Keywords: *Master-Slave Synchronism, Permanent Magnet Synchronous Motor, Ethernet, Latency, IEEE1588-V2 Standard, Encoder, Quadrature Signals*

Índice

Agradecimentos.....	iii
Resumo.....	v
<i>Abstract</i>	vii
Índice.....	ix
Índice de figuras.....	xiii
Índice de tabelas.....	xvii
Siglas e acrónimos.....	xix
1. Introdução.....	1
1.1. Motivação e Objetivos.....	2
1.2. Considerações iniciais.....	3
1.3. Estrutura da dissertação.....	3
1.3.1. Organização geral.....	3
1.3.2. Convenções.....	4
2. Estado da arte.....	5
2.1. Acionamentos e variação de velocidade.....	5
2.2. Métodos de controlo de variadores eletrónicos de velocidade.....	8
2.2.1. Controlo escalar V/f.....	9
2.2.2. Controlo por orientação de campo.....	15
2.2.2.1. Método indireto de orientação de campo para o motor de indução.....	16
2.2.2.2. Método direto de orientação de campo para o motor de indução.....	20
2.2.2.3. Métodos de orientação de campo para o motor síncrono de magnetos permanentes.....	24
2.2.3. Controlo direto de binário.....	29
2.2.3.1. Método de Autocontrolo Direto aplicado ao motor de indução.....	30
2.2.3.2. Método de controlo direto do binário aplicado ao motor de indução.....	37
2.2.3.3. Método de controlo direto do binário aplicado ao motor síncrono de magnetos permanentes.....	44
2.2.4. Métodos <i>sensorless</i> usados no controlo vetorial.....	45
2.2.4.1. Estimador de cadeia aberta usando sensores de corrente e/ou tensão do estator.....	47
2.2.4.2. Observador baseado num modelo de referência adaptativo do sistema.....	49
2.2.5. Variadores industriais e seus métodos de controlo.....	52
2.2.5.1. Modo de controlo <i>open-loop</i>	53
2.2.5.2. Modo de controlo <i>RFC-A Sensorless</i>	53
2.2.5.3. Modo de controlo <i>RFC-A Feedback</i>	55
2.2.5.4. Modo de controlo <i>RFC-S Sensorless</i>	55
2.2.5.5. Modo de controlo <i>RFC-S Feedback</i>	56
2.2.6. Comparação entre os principais métodos de controlo.....	56
2.3. Transdutores de velocidade e de posição.....	58

2.4.	Métodos de sincronismo de motores	59
2.4.1.	Controlo centralizado	60
2.4.2.	Controlo distribuído.....	61
2.4.2.1.	Sincronismo em cadeia.....	62
2.4.2.2.	Sincronismo em paralelo ou de mestre virtual	63
3.	Implementação do controlo mestre-escravo	69
3.1.	Topologia da aplicação	69
3.2.	Controlador avançado de movimento	71
3.2.1.	Gerador de perfil de movimento.....	72
3.2.1.1.	Referência de velocidade.....	73
3.2.1.2.	Referência de posição.....	74
3.2.1.2.1.	Posicionamento relativo	74
3.2.1.2.2.	Posicionamento absoluto	75
3.2.1.3.	Referência de veio livre.....	76
3.2.2.	Relação de transmissão eletrónica.....	77
3.2.2.1.	Referência via rede <i>Ethernet</i> de tempo real.....	77
3.2.2.2.	Referência via sinais em quadratura.....	79
3.2.2.3.	Engate eletrónico da relação de transmissão	80
3.2.3.	Controlador de posição.....	81
3.3.	Terminal de supervisão da aplicação.....	83
3.3.1.	Software de supervisão e aquisição de dados	83
3.3.1.1.	Configuração do terminal tátil.....	83
3.3.1.2.	Sinóptico de referência de posição	84
3.3.1.3.	Sinóptico de referência de velocidade	85
3.3.1.4.	Sinóptico de configuração da aplicação	85
3.4.	Cartas de controlo da aplicação	86
3.4.1.	Software de programação - <i>Machine Control Studio</i>	86
3.4.1.1.	Tarefa inicial.....	87
3.4.1.2.	Tarefa relógio	88
3.4.1.3.	Tarefa de código estruturado	88
3.4.1.4.	Tarefa de posicionamento.....	88
3.5.	Exemplos de aplicação do controlo de sincronismo mestre-escravo.....	89
4.	Resultados experimentais	91
4.1.	Ensaio de sincronismo	91
4.1.1.	Ensaio de sincronismo via rede <i>Ethernet</i> de tempo real.....	93
4.1.2.	Ensaio de sincronismo via sinais em quadratura	96
4.1.3.	Comparação dos ensaios de sincronismo	100
4.1.4.	Importância da latência em aplicações reais.....	107
4.2.	Validação dos ensaios de sincronismo	108

4.2.1.	Validação do ensaio de sincronismo via <i>Ethernet</i> de tempo real	109
4.2.2.	Validação do ensaio de sincronismo via sinais em quadratura	111
5.	Conclusões e investigação futura	113
5.1.	Investigação futura	114
	Bibliografia	117
Anexo A.	Transdutores de Velocidade e Posição	A.1
A.1.	Transdutores analógicos	A.3
A.1.1.	Gerador taquimétrico.....	A.3
A.1.2.	Resolver.....	A.4
A.1.3.	Codificador incremental SinCos	A.5
A.2.	Transdutores discretos de trem de impulsos.....	A.7
A.2.1.	Codificador incremental	A.7
A.2.2.	Codificador incremental com sinais de comutação	A.8
A.3.	Transdutores de comunicação série.....	A.9
A.3.1.	Codificador EnDat.....	A.10
A.3.2.	Codificador SinCos Hiperface.....	A.11
A.3.3.	Codificador SSI	A.12
A.3.4.	Codificador <i>BiSS</i>	A.13
A.4.	Resolução e exatidão de transdutores.....	A.14
Anexo B.	Algoritmo do módulo MCi200.....	B.1
Anexo C.	Parametrização do VEV Unidrive M700	C.1
Anexo D.	Esquemas elétricos	D.1

Índice de figuras

Figura 2.1 - Classificação dos métodos de controlo dos motores de indução (extraído de [7]).	7
Figura 2.2 – Técnicas de controlo vetorial para PMSM (extraído de [8]).	7
Figura 2.3 – Esquema equivalente por fase em regime permanente do motor de indução trifásico de rotor em curto-circuito (extraído de [9]).	11
Figura 2.4 – Controlo V/f em cadeia aberta na sua modalidade mais simples (extraído de [10]).	12
Figura 2.5 – Controlo V/f em cadeia aberta típico de um VEV onde se inclui rampas de aceleração e desaceleração, limitação de corrente e compensação de escorregamento (extraído de [9]).	13
Figura 2.6 – Controlo V/f em cadeia fechada com retroação de velocidade e limitação de corrente (extraído de [11]).	14
Figura 2.7 – Controlo V/f em cadeia fechada com retroação de velocidade e controlo da frequência de escorregamento (extraído de [11]).	14
Figura 2.8 – Referencial de fluxo rotórico (extraído de [9]).	17
Figura 2.9 – Esquema de comando para o método indireto para controlo por orientação de campo (extraído de [9]).	20
Figura 2.10 – Esquema de comando para o método direto por orientação de campo do motor de indução usando sensores de efeito de Hall montados no motor (extraído de [11]).	20
Figura 2.11 – Observador de fluxos do estator e do rotor (extraído de [11]).	22
Figura 2.12 – Observador de fluxos do rotor usando o referencial do rotor (extraído de [11]).	23
Figura 2.13 – Esquema de comando usando o método direto por orientação de campo do motor de indução com medição da velocidade e das correntes do estator (extraído de [10]).	23
Figura 2.14 – Modelo de fluxo do rotor no referencial estacionário $\alpha\beta$ usando como entrada as correntes do estator e a velocidade do rotor (extraído de [10]).	24
Figura 2.15 – Referencial fixo ao fluxo do rotórico do PMSM (extraído de [9]).	25
Figura 2.16 – Esquema de princípio do controlo indireto por orientação do fluxo rotórico para o PMSM (extraído de [9]).	27
Figura 2.17 – Esquema de controlo indireto por orientação do fluxo rotórico para o PMSM com possibilidade de realizar “enfraquecimento de campo” (extraído de [9]).	28
Figura 2.18 – Esquema de controlo direto por orientação do fluxo rotórico para o PMSM em coordenadas cartesianas com possibilidade de realizar “enfraquecimento de campo” (extraído de [10]).	29
Figura 2.19 – Esquema de um inversor PWM (VSI), os oito estados de comutação e os correspondentes vetores espaciais de tensão. (a) PWM VSI; (b) estados de comutação; (c) vetores espaciais de tensão (extraído de [10]).	31
Figura 2.20 - Trajetória do fluxo do estator no controlo DSC	32

Figura 2.21 - Esquema genérico de implementação do método DSC (extraído de [11]).	32
Figura 2.22 - Colocação de novos eixos segundo o referencial $\alpha\beta$ para o controlo DSC.	33
Figura 2.23 - Evolução das componentes do fluxo do estator: a) no tempo e b) no plano $\alpha\beta$ no método de controlo DSC (extraído de [11]).	35
Figura 2.24 - Fluxo do estator em referencial do fluxo do rotor.	35
Figura 2.25 - Trajetória do fluxo do estator adotada no controlo DTC.	38
Figura 2.26 - Ação dos fasores de tensão sobre a evolução do fasor do fluxo estatórico no método DTC (extraído de [10]).	39
Figura 2.27 - Esquema genérico de implementação do DTC (extraído de [11]).	40
Figura 2.28 - Simulação da aplicação do método <i>DTC</i> ao motor de indução: a) Fluxo ligado ao estator no plano $\alpha\beta$; b) Evolução temporal do fluxo ligado ao estator e binário eletromagnético (extraído de [11]).	43
Figura 2.29 – Esquema de princípio do controlo DTC aplicado ao PMSM (extraído de [10]).	44
Figura 2.30 – Estimção da velocidade do rotor usando dois integradores, dois diferenciadores e cinco parâmetros da máquina (extraído de [10]).	49
Figura 2.31 – Esquema de princípio para observação da velocidade com MRAS (extraído de [10]).	50
Figura 2.32 – Esquema de observação da velocidade baseado no MRAS, usando as componentes do fluxo ligado ao rotor (extraído de [10]).	51
Figura 2.33 - Diagrama simplificado do método de controlo RFC-A <i>Sensorless</i> (adaptado de [19]).	54
Figura 2.34 - Variação da indutância L_q ao longo de uma rotação (extraído de [21]).	55
Figura 2.35 - Comparação das características dos principais métodos de controlo de motores de indução (extraído de [20]).	56
Figura 2.36 - Comparação de desempenho dos principais métodos de controlo de motores de indução (extraído de [20]).	57
Figura 2.37 - Tipos de dispositivos de realimentação (extraído de [24]).	58
Figura 2.38 - Sistema com controlo centralizado (extraído de [25]).	60
Figura 2.39 - Sistema com controlo distribuído (extraído de [25]).	61
Figura 2.40 - Máquina empacotadora de filme retrátil.	61
Figura 2.41 - Sincronismo mestre-escravo (adaptado de [32]).	62
Figura 2.42 - Sincronismo mestre-escravo (extraído de [33]).	63
Figura 2.43 - Distribuição típica da referência analógica de velocidade (adaptado de [25]).	64
Figura 2.44 – Sincronismo por referência mestre (extraído de [34]).	64
Figura 2.45 - Sincronismo mestre-escravo paralelo (extraído de [35]).	65
Figura 2.46 - Sincronismo por acoplamento cruzado: (a) com compensação anterior ao controlador; (b) com compensação posterior ao controlador (extraído de [35]).	65
Figura 2.47 - Controlo eletrónico de eixo de transmissão virtual (EVLS) (extraído de [34]).	66
Figura 3.1 - Topologia implementada.	70

Figura 3.2 - Diagrama simplificado do controlador avançado de movimento (adaptado de [41]).....	71
Figura 3.3 - Sistema de cadeia fechada com controlo de posição (adaptado de [42]).....	72
Figura 3.4 - Configuração do perfil de movimento (adaptado de [42]).	72
Figura 3.5 - Perfil de movimento do motor mestre (adaptado de [42]).....	73
Figura 3.6 – Controlo de doseador com posicionador relativo (adaptado de [43])......	75
Figura 3.7 - Controlo de antena parabólica com posicionador absoluto.	76
Figura 3.8 - Indexador rotativo de doze posições (adaptado de [42]).	76
Figura 3.9 - Implementação do registro de data e hora em cada pacote (adaptado de [45]).	78
Figura 3.10 – Diagrama de blocos do simulador de codificador (adaptado de [46]).	80
Figura 3.11 - Engate não rígido (adaptado de [42]).	81
Figura 3.12 - Engate rígido (adaptado de [42]).	81
Figura 3.13 - Controlador de posição (adaptado de [42]).	82
Figura 3.14 - Ambiente de programação SCADA Crew.....	83
Figura 3.15 - Configuração do driver de comunicação com os VEV	84
Figura 3.16 - Sinóptico de referência de posição	84
Figura 3.17 – Sinóptico de referência de velocidade	85
Figura 3.18 – Sinóptico de configuração da aplicação.....	86
Figura 3.19 - Ambiente de programação CODESYS.....	87
Figura 3.20 - Máquina de corte de pedra com fio diamantado.....	89
Figura 3.21 - Cobertura de piscina municipal (Champagny, França)	90
Figura 4.1 – Aplicação com funcionalidade osciloscópio “Onboard Scope”	92
Figura 4.2 - Perfil de movimento utilizado nos ensaios experimentais.....	92
Figura 4.3 - Topologia utilizada no ensaio de sincronismo via <i>Ethernet</i> de tempo real	93
Figura 4.4 – Gráfico de deslocamento via <i>Ethernet</i> de tempo real (valores lidos)	93
Figura 4.5 – Gráfico de velocidade via <i>Ethernet</i> de tempo real (valores calculados).....	94
Figura 4.6 - Erro de velocidade via <i>Ethernet</i> de tempo real (valores calculados).....	94
Figura 4.7 - Erro de posição via <i>Ethernet</i> de tempo real (valores calculados).....	95
Figura 4.8 - Erro de posição no anel de posição via <i>Ethernet</i> de tempo real (valores lidos)	95
Figura 4.9 – Erro de posição com e sem influência do erro do anel de controlo de posição via <i>Ethernet</i> de tempo real (valores calculados).....	96
Figura 4.10 - Topologia utilizada no ensaio de sincronismo via sinais em quadratura.....	96
Figura 4.11 – Gráfico de deslocamento via sinais em quadratura (valores lidos).....	97
Figura 4.12 – Gráfico de velocidade via sinais em quadratura (valores calculados)	97
Figura 4.13 - Erro de velocidade via sinais em quadratura (valores calculados)	98
Figura 4.14 - Erro de posição via sinais em quadratura (valores calculados)	98
Figura 4.15 - Erro de posição no anel de posição via sinais em quadratura (valores lidos).....	99

Figura 4.16 – Erro de posição com e sem influência do erro do anel de controlo de posição via sinais em quadratura (valores calculados).....	99
Figura 4.17 - Comparação do erro de velocidade.....	100
Figura 4.18 - Comparação do erro de posição.....	100
Figura 4.19 - Comparação do erro de posição no anel de controlo de posição	101
Figura 4.20 - Comparação do erro de posição no anel de controlo de posição com variação do ganho proporcional k_p ($k_p=25$, $k_p=50$ e $k_p=100$).....	102
Figura 4.21 – Comparação do erro de posição sem influência do erro do anel de posição.....	103
Figura 4.22 - Comparação do erro de posição à velocidade constante de 3000 rpm.....	103
Figura 4.23 - Latência na transmissão da referência de posição à velocidade constante de 3000 rpm	104
Figura 4.24 - Distribuição da latência total na transmissão da referência via RTMoE.	105
Figura 4.25 – Análise do tráfego de pacotes de dados no protocolo RTMoE com o <i>software</i> Wireshark versão 3.0.2.....	105
Figura 4.26 - Distribuição da latência total na transmissão da referência via sinais em quadratura ...	107
Figura 4.27 - Aquisição de sinais com sincronismo: a) via <i>Ethernet</i> de tempo real; b) via sinais em quadratura.....	108
Figura 4.28 – Diagrama utilizado na validação do ensaio de sincronismo via <i>Ethernet</i>	109
Figura 4.29 – Perfil de movimento obtido a partir do osciloscópio externo (<i>Ethernet</i>)	110
Figura 4.30 - Sobreposição dos perfis de movimento (<i>Ethernet</i>).....	110
Figura 4.31 - Diagrama utilizado na validação do ensaio de sincronismo via sinais em quadratura ..	111
Figura 4.32 – Perfil de movimento obtido a partir do osciloscópio externo (Quadratura).....	111
Figura 4.33 - Sobreposição dos perfis de movimento (Quadratura).....	112
Figura A.1 - Construção típica de um gerador taquimétrico de CC (adaptado de [25]).....	A.3
Figura A.2 - <i>Resolver</i> de dois polos (adaptado de [26]).	A.4
Figura A.3 - Sinais de um <i>resolver</i> (adaptado de [25]).	A.5
Figura A.4 – Codificador incremental SinCos baseado no princípio de Moiré (adaptado de [26]). ...	A.5
Figura A.5 - Sinais sinusoidais Sin, Cos, RefSin e RefCos (extraído de [23]).....	A.6
Figura A.6 - Processamento dos sinais SinCos no VEV (adaptado de [26]).....	A.6
Figura A.7 - Obtenção da posição por intermédio da interpolação (adaptado de [26]).....	A.7
Figura A.8 - Processamento de sinal de um codificador incremental (adaptado de [25]).....	A.8
Figura A.9 – Sinais de comutação durante uma rotação mecânica (adaptado de [26]).	A.9
Figura A.10 - Construção de um codificador de várias rotações mecânicas (adaptado de [26]).....	A.10
Figura A.11 - Codificador absoluto EnDat com sinais SinCos (adaptado de [26]).....	A.11
Figura A.12 - Comprimento do cabo em função da taxa de transmissão (adaptado de [26]).....	A.11
Figura A.13 - Comunicações série de um codificador Hiperface (adaptado de [26]).	A.12
Figura A.14 - Disco ótico de um codificador com código Gray de 13 bits (adaptado de [25]).....	A.13

Índice de tabelas

Tabela 2.1 - Definição de sectores	33
Tabela 2.2 - Sinais das componentes do fluxo segundo eixos a', b', c'.....	34
Tabela 2.3 - Condições de fluxo e fasores de tensão aplicados.....	34
Tabela 2.4 - Sectores e fasores de tensão atuantes no sentido direto	38
Tabela 2.5 - Generalização dos efeitos dos fasores de tensão sobre o fluxo do estator e binário	39
Tabela 2.6 - Escolha dos fasores de tensão a aplicar ao motor	41
Tabela 2.7 - Designações adotadas pelos fabricantes para as técnicas de controlo (adaptado de [15] [16] [17] [18]).	52
Tabela 3.1 - Funcionalidades do protocolo RTMoE	79
Tabela 4.1 - Amostra da análise do software Wireshark à troca de dados entre os VEV.	106
Tabela A.1 - Resolução de codificadores de várias rotações mecânicas (adaptado de [26]).	A.10
Tabela A.2 - Contagens decimal, binária e Gray	A.13
Tabela A.3 - Protocolos utilizados em transdutores de comunicação série (adaptado de [26]).	A.14
Tabela A.4 – Alguns dos transdutores utilizados pela Control Techniques (adaptado de [26], [30]).	A.15

Siglas e acrónimos

Siglas, acrónimos e abreviaturas

AC	Corrente alternada (<i>Alternating Current</i>)
ADC	Conversor analógico digital (<i>Analog Digital Converter</i>)
AMC	Controlador avançado de movimento integrado na gama de variadores eletrónicos de velocidade Unidrive M700 (<i>Advanced Motion Controller</i>)
APC	Controlador avançado de posição, opcional na gama já descontinuada de variadores eletrónicos de velocidade Unidrive SP (<i>Advanced Position Controller</i>)
ASIC	Circuito integrado de aplicação específica (<i>Application Specific Integrated Circuit</i>)
BiSS	Protocolo de comunicação aberto, desenvolvido pela iC-Haus GmbH para comunicação entre controladores, sensores e atuadores (<i>Bidirectional Serial Synchronous</i>)
BMC	Algoritmo usado na escolha do relógio mestre no protocolo PTP (<i>Best Master Clock</i>)
CA	Corrente alternada
CAD	Desenho assistido por computador (<i>Computer Aided Design</i>)
CC	Corrente contínua
CFC	Diagrama de blocos de posicionamento livre, método de programação gráfico compatível com o software CODESYS (<i>Continuous Function Chart</i>)
CNC	Controlo numérico computadorizado (<i>Computer Numeric Control</i>)
CODESYS	<i>Software</i> de automação IEC 61131-3 para sistemas de controlo de engenharia
CPR	Número de transições positivas e negativas por rotação por canal num codificador incremental (<i>Counts per Revolution</i>)
CPU	Unidade de processamento central (<i>Central Processing Unit</i>)
DC	Corrente contínua (<i>Direct current</i>)
DSC	Método de controlo de motores por autocontrolo direto (<i>Direct Self Control</i>)
DSP	Processador digital de sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
DTC	Método de controlo de motores por controlo direto de binário (<i>Direct Torque Control</i>)
EnDAT	Protocolo de comunicação para transdutores de posição utilizado pelo fabricante Heidenhain (<i>Encoder Data</i>)
EtherCAT	Protocolo de <i>Ethernet</i> de tempo real, desenvolvido pela Beckhoff Automation (<i>Ethernet for Control Automation Technology</i>)
Ethernet/IP	Protocolo de rede industrial que adapta o protocolo CIP à rede <i>Ethernet</i> padrão
EVLS	Eixo de transmissão virtual (<i>Electronic Virtual Line-Shafting</i>)
FBD	Bloco de funções, linguagem gráfica integrada na norma IEC 61131-3 (<i>Function Diagram Blocks</i>)
FG	Gerador de funções (<i>Function Generator</i>)

FOC	Método de controlo de motores por orientação de campo (<i>Field Orientation Control</i>)
GTO	Tiristor de corte comandado pela porta (<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>)
HIPERFACE	Protocolo de comunicação para transdutores de posição utilizado pelo fabricante Sick Stegmann (<i>High Performance Interface</i>)
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrónicos
IGBT	Transistor bipolar de porta isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
IL	Lista de instruções, linguagem textual integrada na norma IEC 61131-3 (<i>Instruction List</i>)
IoT	Internet das coisas (<i>Internet of Things</i>)
IP	Endereço de protocolo da internet (<i>Internet Protocol</i>)
Ladder, LD	Lógica de contactos, linguagem gráfica integrada na norma IEC 61131-3 (<i>Ladder Diagram</i>)
LAN	Rede de área local (<i>Local Area Network</i>)
LPR	Número de períodos sinusoidais num codificador analógico SinCos (<i>Lines per Revolution</i>)
MAC	Endereço único associado à interface de comunicação que interliga o um dispositivo à rede (<i>Media Access Control</i>)
MCS	<i>Software</i> baseado no ambiente CODESYS para programação dos variadores eletrónicos de velocidade do fabricante Control Techniques (<i>Machine Control Studio</i>)
Modbus TCP/IP	Protocolo Modbus RTU com interface TCP que corre na rede <i>Ethernet</i>
MOSFET	Transistor de efeito de campo (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MRAS	Modelos de referência adaptativos do sistema (<i>Model Reference Adaptive System</i>)
OSI	Modelo padrão para protocolos de comunicação entre sistemas numa rede local (<i>Open System Interconnection</i>)
Phy	Camada física do sistema OSI que define a relação entre um dispositivo e um meio de transmissão (<i>Physical Layer</i>)
PI	Controlador proporcional integral (<i>Proportional-Integral</i>)
PID	Controlador proporcional integral derivativo (<i>Proportional-Integral-Derivative</i>)
PLC	Controlador lógico programável (<i>Programmable Logic Controller</i>)
PMSM	Máquina síncrona de magnetos permanentes (<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>)
PPR	Número de períodos por rotação num codificador incremental (<i>Pulses per Revolution</i>)
Profinet IRT	Protocolo de <i>Ethernet</i> de tempo real que cumpre a norma IEEE1588-V2 (<i>Process Field Net - Isochronous Real Time</i>)
PTP	Protocolo de sincronização com precisão de computadores numa rede local (<i>Precision Time Protocol</i>)
PWM	Modulação por largura de impulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
RFC-A	Método de controlo de motores assíncronos (<i>Rotor Flux Control – Asynchronous</i>)

RFC-S	Método de controlo de motores síncronos de magnetos permanentes (<i>Rotor Flux Control – Synchronous</i>)
rpm	Rotações por minuto
RTC	Relógio em tempo real (<i>Real Time Clock</i>)
RTMoE	Protocolo de <i>Ethernet</i> de tempo real desenvolvido pela Control Techniques que faz uso do protocolo PTP, também designado por IEEE1588-V2 (<i>Real Time Motion over Ethernet</i>)
SCADA	Sistema de controlo de supervisão e aquisição de dados (<i>Supervisory Control and Data Acquisition</i>)
SERCOS	Interface digital de comunicação série em tempo real (<i>Serial real-time Communication System</i>)
SFC	Grafcet, método de programação integrado na norma IEC 61131-3 (<i>Sequencial Funtion Chart</i>)
SI	Sistema internacional de unidades (<i>Système International d’Unités</i>)
SSI	Protocolo de comunicação desenvolvido pela Max Stegmann GmbH para transmitir a posição absoluta de transdutores de posição (<i>Synchronous Serial Interface</i>)
ST	Texto estruturado, linguagem textual integrada na norma IEC 61131-3 (<i>Structured Text</i>)
TCP	Protocolo de controlo de transmissão da camada de transporte do sistema OSI (<i>Transmission Control Protocol</i>)
TV	Transdutor de velocidade
UDP	Protocolo simples da camada de transporte do sistema OSI (<i>User Datagram Protocol</i>)
USB	Porta série universal para ligação entre PC e periféricos (<i>Universal Serial Bus</i>)
V/f	Método de controlo de motores assíncronos onde a relação entre a tensão e a frequência é constante
VEV	Variador eletrónico de velocidade
VLAN	Rede de área local virtual (<i>Virtual Local Area Network</i>)
V _{pp}	Tensão de pico a pico (<i>Peak to Peak Voltage</i>)
V _{rms}	Tensão eficaz (<i>Root mean square Voltage</i>)
VSI	Inversor de tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)

Símbolos

B_r	Ganho de amortecimento
e	Força eletromotriz
e_d, e_q	Componentes da força eletromotriz em coordenadas dq
i	Corrente elétrica (genérica)
$i_{a,b,c}$	Intensidade de corrente instantânea de um sistema trifásico
i_d, i_q	Componentes da corrente em coordenadas dq

i_{dr}, i_{qr}	Componentes da corrente do rotor em coordenadas dq
i_{ds}, i_{qs}	Componentes da corrente do estator em coordenadas dq
$i_{s\beta}, i_{s\alpha}$	Componentes da corrente do estator em coordenadas $\alpha\beta$
$i_{r\beta}, i_{r\alpha}$	Componentes da corrente do rotor em coordenadas $\alpha\beta$
i_s	Corrente do estator
i_r	Corrente do rotor
i_m	Corrente de magnetização
I_{sd}	Componente direta da corrente do estator com amplitude constante
I_{sq}	Componente em quadratura da corrente do estator com amplitude constante
J	Momento de Inércia
K_r	Ganho de rigidez
L_d, L_q	Componentes do coeficiente de indução própria em coordenadas dq
L'_s	Indutância transitória do estator
L_r	Coefficiente de autoindução dos enrolamentos rotóricos
L_s	Coefficiente de autoindução dos enrolamentos estatóricos
l_r	Coefficiente de indução relativo ao fluxo de fuga ou de dispersão no circuito do rotor
l_s	Coefficiente de indução relativo ao fluxo de fuga ou de dispersão no circuito do estator
M	Coefficiente de indução mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor
M'	Coefficiente de indução mútua entre os enrolamentos do estator e do rotor vista no referencial do rotor
n_{pp}	Número de pares de polos do motor elétrico
n_{ref}	Velocidade de referência
n	Velocidade do rotor
R	Resistência do estator por fase
R_r	Resistência do circuito elétrico do rotor
R_s	Resistência do circuito elétrico do estator
s	Escorregamento
t	Tempo
T	Binário (genérico)
T_e	Binário eletromagnético
T_{ref}	Referência de binário
u	Tensão elétrica (genérica)
u_d, u_q	Componentes das tensões em coordenadas dq
u_{rd}, u_{rq}	Componentes das tensões do rotor em coordenadas dq
u_{ds}, u_{qs}	Componentes das tensões do estator em coordenadas dq

$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	Componentes das tensões do estator em coordenadas $\alpha\beta$
u_s	Tensão aplicada ao estator
U_d	Tensão do barramento de corrente contínua
u_{sref}	Referência de tensão do estator
$\lambda_{a,b,c}$	Sinais de comutação de fecho/abertura dos interruptores do inversor
θ_r	Posição angular do rotor
σ	Coefficiente de dispersão magnética
τ_s, τ_r	Constantes de tempo elétricas dos enrolamentos do estator e do rotor
ω_m	Velocidade angular mecânica do rotor
ω_r	Velocidade angular elétrica do rotor
ω_g	Velocidade angular (genérica)
ω_s	Velocidade angular elétrica da tensão aplicada à máquina, velocidade síncrona
ω_{ref}^{esc}	Frequência de escorregamento da referência
ψ_{dm}, ψ_{qm}	Componentes do fluxo de magnetização em coordenadas dq
ψ_m	Fluxo de magnetização
ψ_s	Componente do fluxo ligado aos enrolamentos do estator
ψ_r	Componente do fluxo ligado aos enrolamentos do rotor
ψ_{dr}, ψ_{qr}	Componentes do fluxo ligado aos enrolamentos do rotor em coordenadas dq
Ψ_r	Fluxo ligado aos enrolamentos do rotor com amplitude constante
Ψ_{dr}, Ψ_{qr}	Componentes do fluxo ligado aos enrolamentos do rotor em coordenadas dq com amplitudes constantes
$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$	Componentes do fluxo ligado aos enrolamentos do estator em coordenadas $\alpha\beta$
$\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$	Componentes do fluxo ligado aos enrolamentos do rotor em coordenadas $\alpha\beta$
Ψ_{s_ref}	Fluxo de referência
α_r	Ângulo do fluxo do rotor
Φ_f	Amplitude do fluxo de excitação criado pelos magnetos

Índices

123, abc	Fases de sistema trifásico
d, q	Componentes segundo os eixos ortogonais de um referencial dq
ref	Referência
α, β	Componentes com o referencial com o eixo α alinhado segundo o eixo do enrolamento da fase a, e o eixo β em avanço 90° de α

Marcas

\hat{x}	Valor estimado da grandeza genérica x
x^*	Valor de referência da grandeza genérica x
\bar{x}	Fasor espacial da grandeza genérica x

Anglicismos

<i>Driver</i>	<i>Software</i> que permite ao sistema operativo controlar um determinado equipamento
<i>Encoder</i>	Transdutor digital de velocidade e posição
<i>Ethernet</i>	Arquitetura de interligação para redes de área locais (LAN) baseada na troca de pacotes.
<i>Firmware</i>	<i>Software</i> que fornece controlo de baixo nível para hardware específico de um dispositivo
<i>Gateway</i>	Equipamento que interliga duas ou mais redes com protocolos de comunicação diferentes
<i>Hardware</i>	Componentes eletrónicos interligados que executam operações analógicas ou lógicas
<i>Jitter</i>	Variação no atraso entre pacotes de dados numa rede de comunicação
<i>Resolver</i>	Transdutor analógico de velocidade e posição
<i>Sensorless</i>	Sem transdutor de velocidade e posição
<i>Software</i>	Conjunto de instruções que indicam ao computador a forma como as tarefas devem ser realizadas
<i>Switch</i>	Comutador ativo que tem como principal função a interligação de equipamentos de uma rede
<i>Timestamp</i>	Registo digital do tempo de ocorrência de um evento em particular

1. Introdução

Apesar das primeiras técnicas de controlo de motores elétricos terem surgido há cerca de 50 anos, ainda há duas ou três décadas atrás abundavam as ligações com arranques diretos e os arranques estrela-triângulo, sendo o controlo de motores com variadores eletrónicos de velocidade (VEV) utilizado apenas quando estritamente necessário, devido ao seu elevado preço, reduzida oferta e desconhecimento da tecnologia por parte dos integradores e fabricantes de máquinas.

A necessidade de controlo de motores de forma eficaz, em aplicações cada vez mais complexas, fez com que a situação se invertesse gradualmente. Nos dias de hoje, é cada vez mais raro encontrar motores que não sejam controlados por variadores eletrónicos de velocidade.

Não há dúvida que os VEV evoluíram muito ao longo dos anos. Além do controlo do motor em si, foram adicionadas outras funcionalidades que lhes concederam um papel cada vez mais relevante nas soluções criadas. Devido às suas novas funcionalidades, estes são, por vezes, utilizados em soluções em que a sua capacidade de fazer rodar um motor fica relegada para segundo plano.

Seguindo a previsão de Gordon E. Moore [1], o aumento da capacidade de processamento dos VEV veio permitir a criação de novos algoritmos de controlo em tempo real, baseados em cálculos complexos, que anteriormente, apesar de desenvolvidos teoricamente, ainda não eram possíveis de implementar. São também equipados com rotinas de ajuste automático cada vez mais complexas e completas que além da leitura dos parâmetros do motor, tais como a resistência e indutâncias de estator, conseguem estimar a inércia da carga e, desta forma, otimizar os ganhos de corrente, velocidade e posição.

Além de estarem cada vez mais poderosos em termos de funcionalidades, os VEV estão a tornar-se também mais intuitivos e universais e com capacidade de controlar máquinas assíncronas, síncronas, em cadeia aberta ou fechada, de magnetos permanentes, lineares e até funcionarem em modo regenerativo, estes amplamente utilizados em sistemas de energia solar no processo de entrega de energia à rede. A utilização de motores de magnetos permanentes, que eram anteriormente utilizados em aplicações de elevado desempenho, é agora tida em consideração em aplicações onde o volume ou a eficiência são fatores críticos. No capítulo da eficiência energética, os variadores eletrónicos de velocidade desempenham um papel cada vez mais importante, principalmente em aplicações de binário variável, tais como bombagem e ventilação, onde o binário de carga aumenta com o quadrado da velocidade e o consumo de energia aumenta com o cubo da velocidade.

A funcionalidade PLC integrada e a tendência para utilização de redes *Ethernet* de tempo real, como Profinet IRT, EtherCAT e RTMoE, garante o sincronismo entre dispositivos com erros nos tempos de sincronismo inferiores a 1 μ s, permitindo a implementação de soluções de controlo distribuído sem a

necessidade de utilizar equipamentos dispendiosos como é o caso dos controladores numéricos e controladores lógicos programáveis de gama alta.

No que diz respeito a soluções de sincronismo de motores em modo mestre-escravo sem recurso a transmissões mecânicas, ainda existe um longo caminho a percorrer, não pela imaturidade da tecnologia, mas pelo ceticismo por parte dos fabricantes de máquinas e em parte pelo puro desconhecimento das capacidades deste tipo de dispositivos por parte dos engenheiros projetistas ou integradores de sistemas.

Muito tem mudado nos últimos anos e muito irá certamente mudar ao longo dos próximos anos uma vez que os variadores eletrónicos de velocidade estão em constante evolução e serão as necessidades dos clientes que ditarão o rumo de futuros desenvolvimentos.

1.1. Motivação e Objetivos

Com este trabalho pretendeu-se estudar uma solução de controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo mestre-escravo. O estudo focou um novo método de sincronismo entre motores que tem por base o protocolo de rede *Ethernet* de tempo real IEEE1588, e teve como termo de comparação um método de sincronismo convencional, que faz uso de sinais discretos em quadratura.

O *software* desenvolvido para a implementação da solução de controlo permitirá também a criação de um modelo, baseado em ambiente CODESYS, para utilização em futuras soluções de automação a implementar no departamento de automação industrial da empresa onde exerço funções.

Acresce que, consciente das dificuldades que a Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação (ADEEEA) do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (ISEL) tem na aquisição e renovação dos equipamentos para suporte em sala de aula, esta solução poderá também proporcionar aos alunos e professores a possibilidade de trabalhar com equipamentos atuais.

Este trabalho é ainda uma merecida homenagem ao Prof. Doutor João Carlos Pires da Palma pelo excelente trabalho desenvolvido ao longo de muitos anos na ADEEEA onde, com o seu empenho e dedicação, escreveu diversos textos de apoio e livros técnico-científicos nas áreas dos acionamentos eletromecânicos, eletrónica de potência e automação industrial. Uma parte significativa dos conceitos e ideias aqui expostas devem-se aos documentos por ele publicados e ao conhecimento por ele transmitido enquanto Professor deste departamento.

Além disso, e a título pessoal, este trabalho permitir-me-ia melhorar as minhas competências técnicas, com o objetivo de continuar a ser um elemento útil que aporta mais-valia numa área que está em constante evolução.

1.2. Considerações iniciais

É sabido que não basta a consulta das especificações técnicas de um determinado equipamento ou sistema para se poder determinar com precisão a sua resposta, uma vez que esta pode estar também dependente de outros fatores externos que podem condicionar largamente os resultados em testes experimentais.

Importa referir que não se pretendeu com o estudo que aqui se reporta, a criação de um novo método de sincronismo ou tecnologia, mas sim estudar as vantagens e desvantagens de cada método de sincronismo de modo a averiguar em que situações é mais vantajosa a aplicação de cada um.

Devido ao seu baixo custo, estava inicialmente prevista a utilização da máquina de indução trifásica de rotor em curto-circuito como base de estudo. Posteriormente, a possibilidade de utilização de máquinas síncronas de magnetos permanentes permitiu, devido às suas características dinâmicas, obter resultados mais fiéis no seguimento do acionamento mestre.

Foi difícil evitar referências a equipamentos proprietários, clarificando-se que a escolha dos equipamentos do fabricante *Control Techniques* que fizeram parte deste estudo foi justificada pela disponibilidade do representante na cedência dos mesmos. Devido ao facto da *Control Techniques* ser um dos fornecedores da empresa onde exerço funções, existe um aprofundado conhecimento nos produtos disponibilizados por este fabricante.

1.3. Estrutura da dissertação

1.3.1. Organização geral

Esta dissertação encontra-se organizada em cinco capítulos, elencados em seguida:

Capítulo 1 – Introdução;

Capítulo 2 – Estado da arte;

Capítulo 3 – Implementação do controlo mestre-escravo;

Capítulo 4 – Resultados experimentais;

Capítulo 5 – Conclusões e investigação futura.

Os capítulos estão divididos em diversas secções, sendo que o primeiro capítulo começa por fazer uma introdução ao tema da dissertação, realçando a sua importância e enquadramento. Define os principais objetivos a alcançar e termina com a apresentação da organização geral e convenções

adotadas. O segundo capítulo apresenta uma síntese do estado da arte relativa aos principais métodos de controlo de motores usados pelos variadores eletrónicos de velocidade, aos transdutores de velocidade/posição mais usados em motores e aos principais métodos de controlo de motores em sincronismo. O terceiro capítulo apresenta a solução desenvolvida para o controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo mestre-escravo. Começa por apresentar a topologia utilizada, prossegue com o controlador avançado de movimento responsável pela criação dos perfis de movimento, a transmissão eletrónica e controlador de posição, o terminal tátil onde é possível configurar e monitorizar todo o sistema, e, por fim, aborda as cartas de controlo inteligentes que coordenam todo o sistema. O quarto capítulo estuda o comportamento da solução desenvolvida e compara-a com a solução de sincronismo mestre-escravo convencional que faz uso de sinais discretos em quadratura. Os dados obtidos internamente nos variadores eletrónicos de velocidade, são comparados com a leitura efetuada com um osciloscópio em resultado de dois transdutores de posição acoplados nos veios dos acionamentos. O quinto e último capítulo apresenta as conclusões do estudo efetuado onde são também apresentadas algumas hipóteses para investigação futura.

1.3.2. Convenções

Neste documento foram utilizadas as seguintes convenções:

- Recorreu-se à utilização dos termos na língua portuguesa. Em algumas situações, os termos surgem acompanhados pela designação na língua original, colocada entre parêntesis e em itálico, para que não exista ambiguidade na compreensão do seu significado. Termos exclusivamente na língua original, apenas foram utilizados nos casos onde não existe tradução direta.
- Sempre que possível, as grandezas são expressas em unidades do Sistema Internacional de Unidades (SI). Nos múltiplos e submúltiplos dessas unidades são utilizadas as respetivas abreviaturas.
- As referências bibliográficas são geridas pelo *software* Mendeley, que as numera de forma sequencial e automática, sendo identificadas com recurso a parêntesis retos []. A organização da bibliografia segue a norma adotada pelo Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrónicos (IEEE).
- As figuras, tabelas e equações são referenciadas em relação ao capítulo a que respeitam, estando numeradas de forma sequencial.
- Na lista de siglas e acrónimos apresenta-se a simbologia utilizada ao longo do texto.

2. Estado da arte

Este capítulo aborda sucintamente um conjunto de técnicas de controlo utilizadas pela maioria dos fabricantes de variadores eletrónicos de velocidade, que têm por base algumas das mais conceituadas soluções para controlo de velocidade e posição de motores assíncronos e motores síncronos de magnetos permanentes, e que foram desenvolvidas ao longo de mais de quatro décadas por diversos investigadores. Esta é uma matéria vasta e muito complexa onde seria quase impossível abordar todos os aspetos de controlo destes tipos de motores. O objetivo fundamental deste capítulo recaiu principalmente no estudo das principais técnicas de controlo adotadas de modo a clarificar alguns aspetos técnicos que por vezes surgem nos manuais dos fabricantes, permitindo assim com mais facilidade identificar pressupostos e conceitos por eles abordados.

São também abordados os transdutores e velocidade e posição mais utilizados na indústria no que respeita ao controlo de motores em cadeia fechada, abrangendo-se três grandes grupos: os analógicos, os discretos de trem de impulsos e os de comunicação série.

Por fim, apresentam-se diferentes métodos de sincronismo entre motores como introdução ao tema desta dissertação.

2.1. Acionamentos e variação de velocidade

Os acionamentos eletromecânicos, vistos como transformadores da energia elétrica em mecânica, têm uma importância considerável na indústria e nos transportes em geral. Nos países industrializados, mais de 50% da energia elétrica produzida é canalizada para os acionamentos eletromecânicos, sendo 10 a 20 % daquela destinada a acionamentos de velocidade variável [2]. Um acionamento eletromecânico é constituído basicamente por uma máquina (ou conjunto de máquinas), pela sua alimentação elétrica e pelo seu controlo. A máquina é o conversor eletromecânico, sendo a energia que ela disponibiliza entregue, através do seu veio, à carga mecânica que lhe está acoplada. Como a energia elétrica disponível não apresenta, em geral, as características adequadas ao funcionamento da máquina, um conversor eletrônico faz a sua adaptação (interface), processando a energia de forma conveniente à máquina e ao objetivo do acionamento, minorando simultaneamente os efeitos não ideais injetados pela máquina na rede. A carga acionada, é a razão da existência do próprio acionamento e tem exigências a serem cumpridas. Com a finalidade de satisfazer os requisitos impostos pela carga existe um sistema de controlo, com a função de comandar o sistema e regular as grandezas físicas relevantes do processo.

O acionamento sobre o qual este trabalho se debruça tem como conversor eletromecânico as máquinas síncronas de magnetos permanentes (PMSM - *Permanent magnet synchronous motors*) trifásicas utilizadas normalmente em servo-aplicações (servomotores síncronos). Estas máquinas encontraram o seu espaço numa vasta gama de aplicações, tais como ferramentas, manipuladores e robôs industriais, devido à sua elevada densidade de potência (muito compactas), elevada relação binário-inércia e elevada fiabilidade e eficiência. Por outro lado, dadas as semelhanças em termos de modelo matemático com o motor de indução, o PMSM tem também beneficiado de algumas das técnicas de controlo desenvolvidas para aquele motor. Pela sua elevada utilização na indústria e comércio, robustez e baixo custo, não poderíamos deixar de abordar a máquina de indução trifásica de rotor em curto-circuito (gaiola de esquilo).

O desenvolvimento da eletrónica de potência, nomeadamente no domínio dos conversores estáticos de frequência do tipo inversor, libertou as máquinas de corrente alternada (CA) da sua condição histórica de máquinas de velocidade constante [3] permitindo-lhes a integração em acionamentos de velocidade variável. O controlo das máquinas CA, e em particular do motor de indução, apresenta normalmente um nível de sofisticação bastante superior ao das máquinas de corrente contínua (CC), devido à sua própria dinâmica, aos conversores eletrónicos usados na sua alimentação e ao necessário processamento de sinais. Ao longo dos últimos anos, as crescentes exigências de desempenho dos acionamentos têm conduzido a um acréscimo na complexidade das soluções do controlo das máquinas CA.

Três marcos fundamentais assinalam a evolução industrial do uso da máquina de indução. No início foram desenvolvidos métodos escalares (tipo V/f) em cadeia aberta ou fechada, assentando na análise do circuito equivalente da máquina em regime permanente e que, embora de resposta dinâmica lenta, são industrialmente muito usados. A exatidão e a rapidez de resposta foram adquiridas por esquemas de controlo mais elaborados: o controlo por orientação de campo (*field-oriented control - FOC*) e o controlo direto de binário (*direct torque control - DTC*) são duas das estratégias mais relevantes para tais requisitos. O *FOC* é sustentado pela analogia entre a máquina de indução e a máquina de corrente contínua [4]. Com o *DTC*, as tensões elétricas do inversor conduzem o fluxo do estator, o que permite a orientação do fluxo do rotor de forma indireta [5]. O *DTC* é justificado pela influência que a variação do ângulo entre os fasores dos fluxos ligados ao estator e ao rotor têm sobre a rapidez da variação da amplitude e sentido do binário eletromagnético desenvolvido pela máquina [6].

Na Figura 2.1 pode observar-se um diagrama geral com a classificação dos métodos de controlo dos motores de indução.

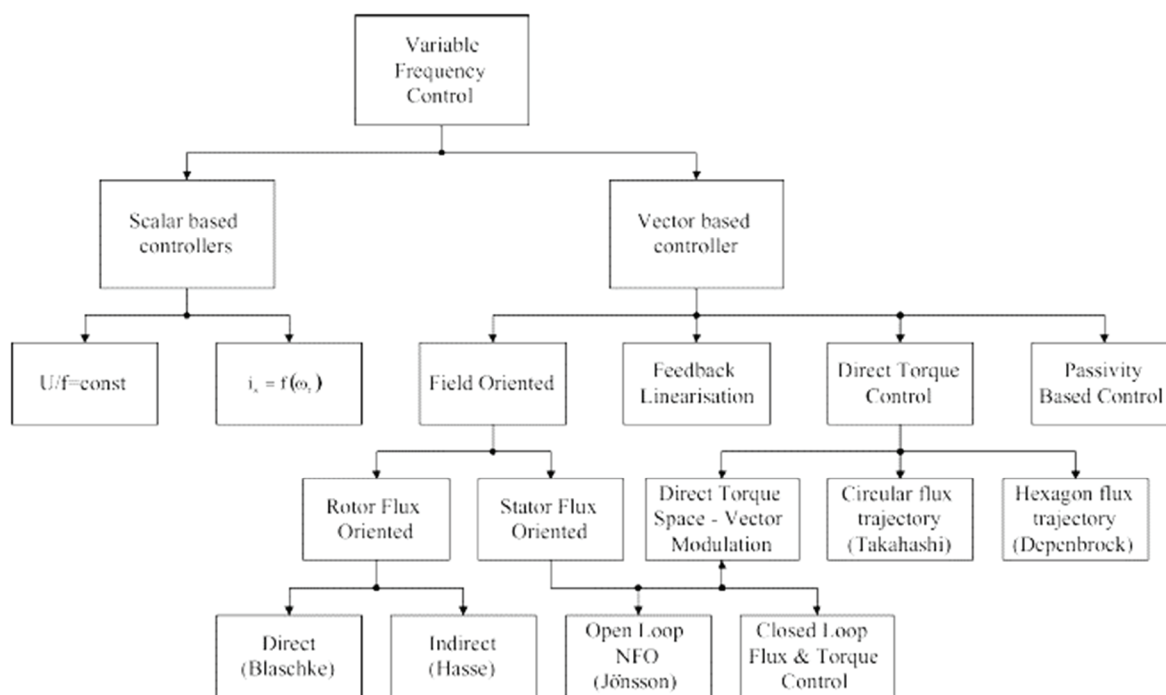


Figura 2.1 - Classificação dos métodos de controlo dos motores de indução (extraído de [7]).

Os métodos de controlo para os motores PMSM não são muito diferentes dos apresentados na Figura 2.1, não existindo agora lugar para as técnicas de controlo escalar como acontece no motor de indução. Na Figura 2.2 está representada uma classificação geral das técnicas de controlo vetorial para PMSM.

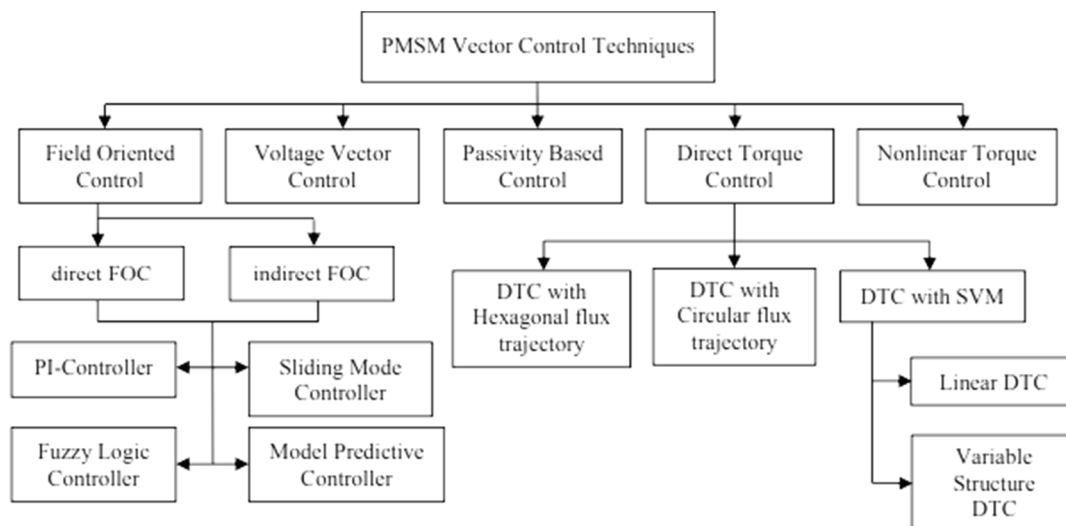


Figura 2.2 – Técnicas de controlo vetorial para PMSM (extraído de [8]).

É necessário referir que o assunto relativo aos métodos de controlo de motores de indução e PMSM é matéria vasta e complexa. Atualmente existem muitas soluções em cadeia aberta ou cadeia fechada

utilizando os métodos de controlo expostos, com ou sem recurso a sensores de posição e que utilizam diferentes técnicas (por vezes combinadas) para a estimação da posição, velocidade ou do fluxo do rotor ou do estator, com base em medições efetuadas às correntes e/ou tensões do estator e a modelos matemáticos, definindo aquilo a que se convencionou chamar de observadores.

Nas próximas secções apresentam-se algumas das técnicas de controlo mais comuns que normalmente se encontram disponíveis em variadores eletrónicos de velocidade. Na maioria dos casos conhece-se apenas aquilo que os fabricantes colocam nos seus manuais de comissionamento e folhas técnicas sobre o seu funcionamento, não se conhecendo com rigor os dispositivos internos e as variantes às técnicas de controlos por eles adotadas. As técnicas que se apresentam seguidamente têm por base livros de referência, teses de doutoramento e artigos científicos.

2.2. Métodos de controlo de variadores eletrónicos de velocidade

A tecnologia de corrente contínua (CC), foi a primeira a surgir no controlo de motores elétricos. Os variadores eletrónicos de velocidade de corrente contínua, tinham um controlo de velocidade e binário relativamente simples, no entanto, os motores de corrente contínua eram de construção complexa e dispendiosa e tinham gastos de manutenção elevados. Posteriormente, surgiram os motores de corrente alternada, de construção mais simples, robusta e de baixo custo, e com necessidade de manutenção quase nula, características que contribuíram para a sua utilização crescente. A grande desvantagem da utilização de motores de corrente alternada, residia no seu controlo. A complexidade dos VEV de corrente alternada aumentou consideravelmente, em comparação com os VEV de corrente contínua, devido às dificuldades no estabelecimento de estratégias adequadas de controlo. O controlo da velocidade e do binário dos motores de corrente alternada era feito inicialmente de forma imprecisa e só na década de oitenta do século passado, com a utilização dos semicondutores de potência (tirístores GTO, Transístores MOSFET e IGBT) e das unidades de processamento para controlo digital, é que a tecnologia se afirmou verdadeiramente [9]. Com o tempo, novos métodos de controlo mais eficientes foram surgindo.

Embora existam outros métodos de controlo de motores de corrente alternada, apenas serão aqui abordados os mais utilizados na indústria, ao nível dos variadores eletrónicos de velocidade.

2.2.1. Controlo escalar V/f

Até ao início dos anos 70 do século passado, o controlo predominante do motor de indução era do tipo escalar baseado na constância do fluxo de magnetização da máquina que assenta no funcionamento em regime permanente da máquina o que conduziu à técnica V/f constante, em cadeia aberta, ou em cadeia fechada. A velocidade de um motor de indução depende essencialmente da tensão que lhe é aplicada e da carga que por ele é acionada. Uma vez que a carga é uma imposição ao acionamento resta a atuação na alimentação da máquina para que ela siga determinados padrões de comportamento, em particular, no posicionamento angular do seu rotor ou no controlo da sua velocidade.

Foram utilizadas várias abordagens com o objetivo de encontrar uma lei de variação da tensão estatórica em função da frequência de tal maneira que a máquina atue com o seu fluxo (em geral, o fluxo de magnetização) praticamente constante e igual ao seu valor nominal. Dado que o desempenho mecânico da máquina depende da evolução do binário eletromagnético, T_e (2.1), é conveniente ter a máquina previamente magnetizada para que a resposta em termos de binário seja tão rápida quanto as variações da corrente do estator, facilitando assim a manutenção do fluxo constante.

$$T_e = \Psi_m \cdot i_s \cdot \text{sen}(\alpha_{sm}) \quad (2.1)$$

sendo as amplitudes i_s e Ψ_m dos fasores dadas por:

$$i_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (2.2)$$

$$\Psi_m = \sqrt{\Psi_{dm}^2 + \Psi_{qm}^2} \quad (2.3)$$

As variáveis i_{ds} e i_{qs} são as componentes do fasor espacial da corrente do estator $\overline{i_s}$ respetivamente segundo os eixos d e q de um referencial. As variáveis Ψ_{dm} e Ψ_{qm} têm igual significado em relação ao fasor $\overline{\Psi_m}$. O ângulo α_{sm} entre $\overline{i_s}$ e $\overline{\Psi_m}$ é dado por:

$$\alpha_{sm} = \arg(\overline{i_s}) - \arg(\overline{\Psi_m}) \quad (2.4)$$

O comportamento da máquina em regime permanente é facilmente dedutível a partir das equações gerais das tensões do estator (2.5) e do rotor (2.6) rodando à velocidade ω_m relativas a um referencial rodando à velocidade genérica ω_g . As resistências dos circuitos elétricos do estator e do rotor são respetivamente R_s e R_r . Os fasores espaciais dos fluxos ligados àqueles circuitos são $\overline{\Psi}_s$ e $\overline{\Psi}_r$ e o fasor espacial da tensão aplicada ao estator é designado por \overline{u}_s .

$$\overline{u}_s = R_s \overline{i}_s + \overline{\Psi}_s + j\omega_g \overline{\Psi}_s \quad (2.5)$$

$$0 = R_r \overline{i}_r + \overline{\Psi}_r + j(\omega_g - \omega_m) \overline{\Psi}_r \quad (2.6)$$

Num regime estacionário de funcionamento num referencial à velocidade de sincronismo $\omega_s = \omega_g$, os fasores espaciais representativos das grandezas envolvidas no processo de transformação eletromecânica passam a ocupar uma posição α_i fixa, constante no tempo, e as respetivas amplitudes dos fluxos ligados ao estator e ao rotor também se mantêm inalteradas ao longo do tempo. As equações gerais das tensões do estator e do rotor são então simplificadas para:

$$\overline{u}_s = R_s \overline{i}_s + j\omega_s \overline{\Psi}_s \quad (2.7)$$

$$0 = R_r \overline{i}_r + j(\omega_s - \omega_m) \overline{\Psi}_r \quad (2.8)$$

O rotor em movimento é substituído por um rotor fixo equivalente para que um só circuito elétrico, com uma só frequência para as grandezas do rotor e do estator, represente a máquina. A equação (2.8) é por isso dividida pelo escorregamento s (2.9) obtendo-se (2.10).

$$s = \frac{(\omega_s - \omega_m)}{\omega_s} \quad (2.9)$$

$$0 = \frac{R_r}{s} \overline{i}_r + j\omega_s \overline{\Psi}_r \quad (2.10)$$

Tendo em conta as relações (2.11) entre os fluxos ligados e as correntes do estator \overline{i}_s e do rotor \overline{i}_r através dos coeficientes de autoindução L_s e L_r dos enrolamentos estatóricos e circuitos rotóricos e do coeficiente de indução mútua M entre estes, bem como \overline{i}_m que representa o fasor espacial da corrente de magnetização que está relacionado com as outras correntes através de (2.12),

$$\begin{cases} \overline{\Psi}_s = L_s \overline{i}_s + M \overline{i}_r = l_s \overline{i}_s + M \overline{i}_m \\ \overline{\Psi}_r = M \overline{i}_s + L_r \overline{i}_r = M \overline{i}_m + l_r \overline{i}_r \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\overline{i}_m = \overline{i}_s + \overline{i}_r \quad (2.12)$$

onde as equações das tensões podem representar-se conforme (2.13) e 2.14).

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s l_s \bar{i}_s + j\omega_s M \bar{i}_m \quad (2.13)$$

$$0 = R_r \bar{i}_r + j\omega_s l_r \bar{i}_r + j\omega_s M \bar{i}_m + \frac{R_r(1-s)}{s} \bar{i}_r \quad (2.14)$$

Nestas equações l_s e l_r representam os coeficientes de indução relativos aos fluxos de fugas ou de dispersão nos circuitos do estator e do rotor. Estas expressões são a tradução da lei das malhas e dos nós para o circuito equivalente em regime permanente de um motor de indução como se pode observar na Figura 2.3.

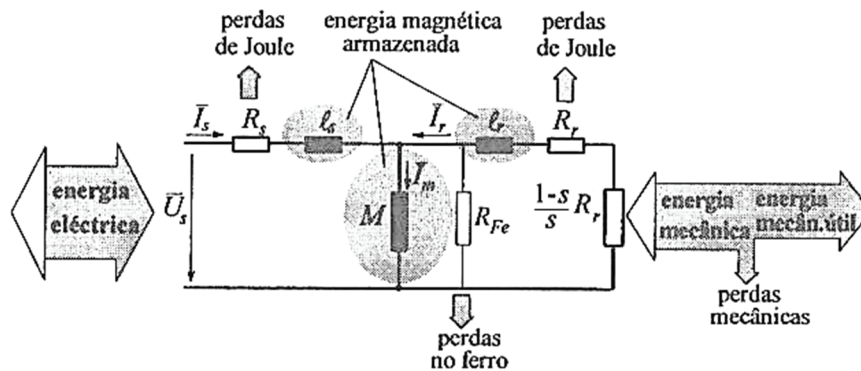


Figura 2.3 – Esquema equivalente por fase em regime permanente do motor de indução trifásico de rotor em curto-circuito (extraído de [9]).

Assim, no esquema equivalente em regime permanente do motor de indução representado na Figura 2.3 a força eletromotriz é dada por (2.15), devendo a corrente de magnetização e o fluxo de magnetização apresentar os seus valores nominais em regime permanente.

$$\bar{e} = j\omega_s M \bar{i}_m \quad (2.15)$$

Considerando a equação das tensões do estator do esquema equivalente e desprezando a queda de tensão na resistência estatórica e $\omega_s \cdot l_s$, o fluxo de magnetização por fase é dado pela equação 2.16, que passa a ser uma constante dependente da tensão de alimentação e da frequência da alimentação, dando origem à técnica V/f. Assim, basta que a tensão e a frequência sejam relacionadas de forma proporcional para obter a operação do motor a fluxo contante.

$$\overline{u_s} \approx j\omega_s M \overline{i_m} \Rightarrow \Psi_m = M I_m \approx \frac{U_s}{\omega_s} \quad (2.16)$$

Um modo de controlo da velocidade do motor de indução bastante difundido é o de cadeia aberta, que assenta no funcionamento de regime permanente da máquina e no desprezo da resistência e reactância de fugas dos enrolamentos do estator. A Figura 2.4 ilustra o esquema de controlo simplificado de um motor trifásico de indução em cadeia aberta na sua modalidade mais simples.

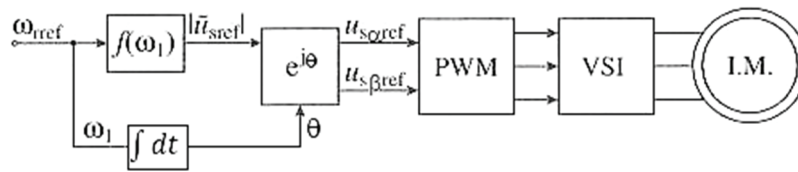


Figura 2.4 – Controlo V/f em cadeia aberta na sua modalidade mais simples (extraído de [10]).

Note-se que na Figura 2.4, o bloco de função $|\overline{u_{sref}}| = f(\omega_1)$ fornece o módulo da referência de tensão do estator. Este bloco gerador implementa a característica V/f. Na realidade esta função não é propriamente linear, como estabelecido na equação 2.16, de modo a corrigir a subexcitação da máquina a baixas velocidades. Dada a importância relativa assumida pela queda de tensão na resistência dos enrolamentos do estator, desenvolveram-se soluções baseadas no reforço (*boosting*) de tensão a baixas frequências. Propuseram-se relações $U = f(\omega_1)$ por troços, lineares ou não, de tal modo que para estas frequências o fluxo de magnetização atingido permitisse o desenvolvimento de binários elevados [9]. O tipo de solução anterior melhora o funcionamento em determinados pontos da característica de funcionamento, mas não na sua totalidade, pois a queda de tensão que se pretende compensar depende da carga mecânica acionada pela máquina, pelo que não é tido em consideração no esquema. Com um pouco mais de sofisticação podem estabelecer-se sistemas de compensação do escorregamento, por medição da corrente e conhecimento detalhado dos parâmetros da máquina. Neste caso a frequência passa a ser imposta incluindo um acréscimo correspondente ao escorregamento estimado. Há sistemas comercializados em VEV que realizam esta compensação com uma parcela proporcional à componente ativa da corrente no estator ($I_s \cos\varphi$). Tal simplificação tem por base a hipótese de que o binário é aproximadamente proporcional à frequência angular de escorregamento e que a relação U_s/ω_s é aproximadamente contante (2.17).

$$\begin{aligned} T &\approx k_1(\omega_s - \omega_m) \Rightarrow \frac{P \cdot n_{pp}}{\omega_s} \approx k_1(\omega_s - \omega_m) \Rightarrow \frac{3U_s I_s \cos\varphi \cdot n_{pp}}{k_1 \omega_s} \approx (\omega_s - \omega_m) \\ &\Rightarrow k_s I_s \cos\varphi \approx (\omega_s - \omega_m) \end{aligned} \quad (2.17)$$

Na Figura 2.5 pode observar-se um diagrama de blocos simplificado típico de um VEV que aplica a técnica V/f em cadeia aberta.

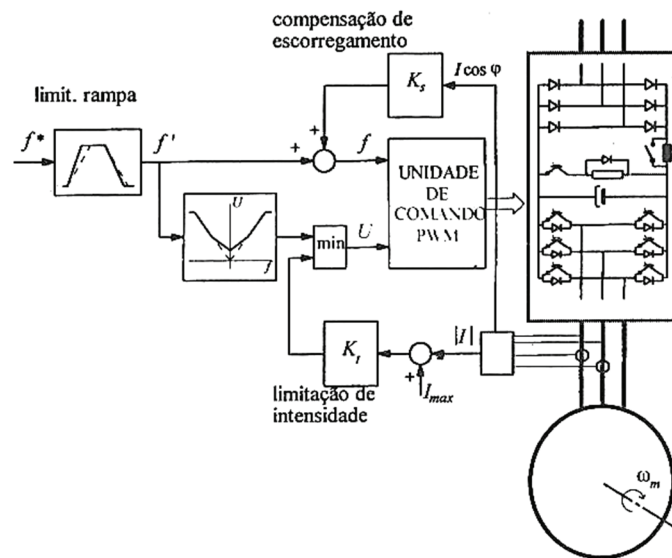


Figura 2.5 – Controle V/f em cadeia aberta típico de um VEV onde se inclui rampas de aceleração e desaceleração, limitação de corrente e compensação de escorregamento (extraído de [9]).

Para além dos conversores estáticos de potência, estes variadores possuem circuitos elétricos e eletrónicos realizando numerosas funções de comando e regulação como por exemplo de medida ou de interface, entre outros. Habitualmente são impostas limitações de rampa ao sinal de referência com vista a moderar a sua taxa de variação, evitando acelerações e desacelerações violentas. Sem introduzir grande complexidade, pode ser criado um anel paralelo de controlo de corrente que visa apenas intervir quando esta exceder determinado valor limite admissível, reduzindo desta forma a sua tensão de alimentação.

Na Figura 2.5 está também representado um circuito de compensação do escorregamento com base na corrente ativa de acordo com 2.17. O esquema apresenta um sinal de retroação dependente da corrente absorvida, contudo, não constitui na verdade uma cadeia fechada relativamente à grandeza a controlar (a velocidade). Em cadeia aberta as eventuais flutuações da tensão de alimentação do inversor não são detetadas e os erros de velocidade não são revelados. Perante estas insuficiências torna-se justificável e adequado fechar a cadeia de controlo. Obviamente, com a cadeia fechada a contingência de algum problema de estabilidade deve ser acautelada e, por outro lado, são necessários sinais de retroação com uma boa precisão.

Os dois casos seguintes ilustram as utilizações típicas do controlo V/f em cadeia fechada, usando como realimentação um sinal de tensão correspondente à velocidade da máquina. A Figura 2.6 representa uma situação de controlo em cadeia fechada com retroação de velocidade e limitação da

corrente fornecida à máquina. Da velocidade de referência n_{ref} e da velocidade do rotor n obtida pelo taquímetro ou transdutor de velocidade (TV) forma-se o erro de velocidade, que é a entrada de um controlador de velocidade que determina a frequência da tensão a aplicar ao motor de indução por intermédio de um inversor. Este esquema inclui um limitador de corrente, cuja ação só é visível quando a intensidade atinge um máximo preestabelecido.

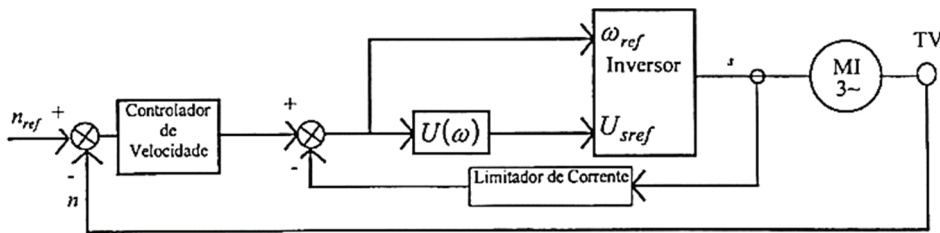


Figura 2.6 – Controle V/f em cadeia fechada com retroação de velocidade e limitação de corrente (extraído de [11]).

Uma alternativa ao uso do limitador de corrente é fazer o controlo através da frequência de escorregamento da máquina (Figura 2.7). O erro de velocidade ($n_{ref} - n$) é a entrada de um controlador cuja saída representa a frequência de escorregamento de referência ω_{ref}^{esc} . Da soma desta última com a frequência ω_m correspondente à velocidade mecânica do rotor, obtém-se a frequência de referência para o inversor. Tal como no caso anterior, existe um bloco de formação da tensão de referência, no entanto não é necessário o sensor de corrente o que economicamente é uma vantagem apreciável. Além disso, o funcionamento do motor com baixos escorregamentos assegura um nível reduzido de perdas no rotor e melhora o rendimento. O controlador de velocidade de escorregamento incluído na Figura 2.7 é normalmente um regulador do tipo proporcional-integral (PI) seguido de um elemento de saturação.

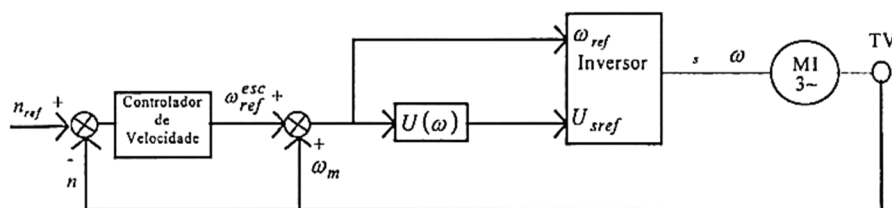


Figura 2.7 – Controle V/f em cadeia fechada com retroação de velocidade e controlo da frequência de escorregamento (extraído de [11]).

2.2.2. Controlo por orientação de campo

Os métodos do tipo V/f, escalares na sua natureza pela manipulação exclusiva de amplitudes das grandezas envolvidas e ignorando por completo as suas relações espaciais, apresentam uma resposta dinâmica bastante menos satisfatória, em especial se comparada com as capacidades de desempenho de alto nível proporcionadas pela utilização de motores CC. A atitude consequente foi o reconhecimento da necessidade de utilização de modelos dinâmicos da máquina e o encaminhamento para a analogia com a máquina de corrente contínua cujos campos magnéticos, do indutor e da armadura ou as respetivas correntes, apresentam a ortogonalidade correspondente ao desacoplamento desejado para o fluxo e binário da máquina assíncrona.

Em 1971, F. Blaschke estabeleceu os princípios da orientação de campo a aplicar ao controlo de máquinas de campo girante [4]. O controlo por orientação de campo (*Field Oriented Control - FOC*) perdura há mais de quarenta anos e, ainda hoje, outros métodos comercialmente mais recentes têm as suas raízes naquele processo.

A orientação de campo é um marco de importância assinalável no controlo da máquina de indução. Na verdade, esta máquina é superior à de CC no que se refere ao peso, volume, momento de inércia, velocidade máxima, rendimento e custo tomando a potência como critério de comparação. Faltava, no entanto, a habilidade de ultrapassar a influência cruzada que as variáveis de estado exerciam sobre as saídas. A orientação de campo remove este obstáculo transformando a estrutura de uma dinâmica profundamente não-linear, multivariável e interativa num comportamento de primeira ordem ($\overline{\Psi}_r$), ($\overline{\Psi}_s$), ou ($\overline{\Psi}_m$), acrescido por uma regulação direta (T_e) como numa máquina CC de excitação independente e compensada.

Existem, de forma geral três possibilidades para a seleção do vetor de fluxo ligado, de tal forma que o vetor escolhido seja o do estator (orientação de campo por fluxo ligado ao estator), o do rotor (orientação de campo por fluxo ligado ao rotor) ou de magnetização (orientação de campo por fluxo de magnetização). Nesses três casos o binário eletromagnético instantâneo pode ser expresso por:

$$T_e = |\overline{\Psi}_s| \cdot i_{qs} \quad \text{para o fluxo ligado ao estator} \quad (2.18)$$

$$T_e = \frac{M}{L_r} |\overline{\Psi}_r| \cdot i_{qs} \quad \text{para o fluxo ligado ao rotor} \quad (2.19)$$

$$T_e = M |\overline{\Psi}_m| \cdot i_{qs} \quad \text{para o fluxo de magnetização} \quad (2.20)$$

O método de orientação de campo por fluxo de magnetização, apesar de ter sido um dos primeiros métodos a ser desenvolvido, é um método que tem pouca implementação prática uma vez que necessita de uma máquina que disponha de sensores de efeito de Hall ou espiras de prova que tornam o custo da

máquina e a sua dimensão pouco apelativa comercialmente. Por esse motivo, este método muitas vezes nem é mencionado tal como acontece no diagrama da Figura 2.1.

São conhecidos dois métodos de controlo por orientação de campo, o método indireto e o método direto. O método direto assenta na medição direta (ou estimada) da amplitude do fluxo ligado ao rotor (ou ao estator) e na sua posição. No método indireto é usado o modelo dinâmico da máquina (no referencial do rotor ou do estator) e a inerente relação de escorregamento da máquina. Ao contrário do método direto o método indireto é altamente dependente dos parâmetros da máquina. Ambos os métodos são considerados métodos de controlo em cadeia fechada no que diz respeito à grandeza a controlar, normalmente a velocidade da máquina utilizando transdutores de velocidade.

O interesse de cada um destes métodos reside nas particularidades de funcionamento que se pretendem realçar ou no objetivo de controlo de uma dada grandeza, associado à facilidade de implementação experimental. A abordagem clássica que se apresenta seguidamente diz respeito ao método indireto de orientação de campo por fluxo ligado ao rotor.

2.2.2.1. Método indireto de orientação de campo para o motor de indução

Assumindo o fluxo do rotor e a corrente do estator como variáveis de estado, o modelo da máquina num referencial genérico rodando à velocidade ω_g pode ser traduzido usando as componentes das grandezas segundo dois eixos ortogonais dq do referencial. A notação torna-se escalar e as equações correspondentes são (2.21) a (2.25). A identificação destas componentes é feita pelos índices d e q usados.

$$\frac{d}{dt}i_{ds} = \left(-\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{M^2}{\sigma\tau_r L_s L_r} \right) i_{ds} + \omega_g i_{qs} + \frac{M}{\sigma\tau_r L_s L_r} \Psi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_m \Psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds} \quad (2.21)$$

$$\frac{d}{dt}i_{qs} = \left(-\frac{1}{\sigma\tau_s} + \frac{M^2}{\sigma\tau_r L_s L_r} \right) i_{qs} - \omega_g i_{ds} + \frac{M}{\sigma\tau_r L_s L_r} \Psi_{qr} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_m \Psi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs} \quad (2.22)$$

$$\frac{d}{dt}\Psi_{dr} = \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{dr} + (\omega_g - \omega_m) \Psi_{qr} \quad (2.23)$$

$$\frac{d}{dt}\Psi_{qr} = \frac{M}{\tau_r} i_{qs} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{qr} - (\omega_g - \omega_m) \Psi_{dr} \quad (2.24)$$

$$T_e = \frac{M}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) \quad (2.25)$$

Nestas equações, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ e $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ são as constantes de tempo associadas aos circuitos do estator e do rotor, respetivamente, e σ é o coeficiente de dispersão magnética definido como $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$. Note-se que o binário passa a depender das componentes ortogonais dos fluxos ligados do rotor e das correntes do estator.

Se considerarmos que o fluxo do rotor se encontra alinhado com o referencial d ($\Psi_{dr} = \bar{\Psi}_r$), as componentes Ψ_{qr} e $\Psi_{q'r}$ tornam-se nulas. Da mesma forma, se decomposermos a corrente \bar{i}_s nas suas componentes dq podemos constatar que a componente i_{ds} é representada por um segmento alinhado com $\bar{\Psi}_r$ enquanto i_{qs} se encontra em quadratura com este fluxo (ver Figura 2.8).

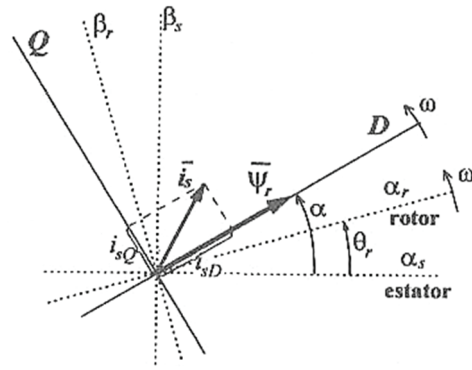


Figura 2.8 – Referencial de fluxo rotórico (extraído de [9]).

Em resultado destas considerações, as equações (2.21) a (2.25) passam a ser dadas pelas equações (2.26) a (2.30), agora um pouco mais simplificadas.

$$\frac{d}{dt} i_{ds} = \left(-\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{M^2}{\sigma \tau_r L_s L_r} \right) i_{ds} + \omega_g i_{qs} + \frac{M}{\sigma \tau_r L_s L_r} \Psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds} \quad (2.26)$$

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = \left(-\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{M^2}{\sigma \tau_r L_s L_r} \right) i_{qs} - \omega_g i_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_m \Psi_r + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs} \quad (2.27)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{dr} = \frac{d}{dt} \Psi_r = \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{dr} \quad (2.28)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_{qr} \equiv 0 = \frac{M}{\tau_r} i_{qs} - (\omega_g - \omega_m) \Psi_r \quad (2.29)$$

$$T_e = \frac{M}{L_r} \Psi_r i_{qs} \quad (2.30)$$

Se for admitida ainda a possibilidade de controlar, por meio de fontes de corrente, a evolução das correntes injetadas no estator da máquina, as equações de dinâmica destas correntes deixam de ser consideradas, ficando apenas as equações (2.31) a (2.33). Contudo, esta hipótese implica que as correntes a entregar aos enrolamentos do estator devam seguir de perto referências adequadas ao processo e, para que os atrasos devidos às reactâncias de fugas não se tornem relevantes, a ação de controlo de corrente deve ser suficientemente rápida.

$$\frac{d}{dt} \Psi_r = \frac{M}{\tau_r} i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{dr} \quad (2.31)$$

$$\frac{M}{\tau_r} i_{qs} = (\omega_g - \omega_m) \Psi_r \quad (2.32)$$

$$T_e = \frac{M}{L_r} \Psi_r i_{qs} \quad (2.33)$$

Deste modo, a componente i_{ds} é imposta externamente de modo a que o fluxo do rotor tenda a seguir uma evolução predefinida. A amplitude do fluxo ligado ao rotor é, portanto, regulada pela componente da corrente do estator que com ele está alinhada. Para um fluxo Ψ_r constante, ou lentamente variável, o binário eletromagnético, T_e fica dependente do controlo que se possa exercer através da componente i_{qs} da corrente do estator. Assim, atuar sobre as componentes i_{ds} e i_{qs} é equivalente a agir sobre a amplitude do vetor espacial de corrente $\overline{i_s}$ e do seu argumento em relação ao eixo d de referência. O controlo passou a ser vetorial, sendo este um dos motivos para se designar o método por orientação de campo também como controlo vetorial.

Na realidade, o método por orientação de campo é um entre vários métodos ditos vetoriais existentes. Fixando o fluxo do rotor com amplitude constante através da componente i_{ds} , passamos a ter o binário proporcional à componente i_{qs} com constante $\frac{M}{L_r} \Psi_r$. Note-se que esta solução tem por base uma localização exata do referencial dq , ou seja, o conhecimento instantâneo de α . Se por um processo apropriado, se obtiver a localização de α do referencial a todo o instante, sabe-se quais as correntes a estabelecer no estator para ter, no referencial dq , os valores desejados de referência, nomeadamente i_{ds}^* e i_{qs}^* . Tais correntes têm de ser injetadas nas três fases da máquina em coordenadas cartesianas, pelo que é necessário proceder à transformação $dq \rightarrow l23$:

$$\begin{bmatrix} i_{s1}^* \\ i_{s2}^* \\ i_{s3}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\text{sen}(\alpha) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

O conhecimento exato da posição de referencial dq é um dos problemas mais importantes na implementação real deste método em máquinas de rotor em gaiola, pelo facto de não haver acesso fácil às grandezas do rotor. Uma maneira de o conseguir consiste em considerar a seguinte equação diferencial (2.35) e procurar seguir a evolução do ângulo de posição de fluxo por intermédio da mesma.

$$\dot{\alpha} = \omega_r + \frac{M i_{qs}}{\tau_r \Psi_r} \quad (2.35)$$

Nestas condições, obtém-se por integração:

$$\widehat{\alpha}_r(t) = \widehat{\alpha}_o + \int_0^t \left(\omega_r + \frac{M i_{qs}}{\tau_r \Psi_r} \right) dt \quad (2.36)$$

Como as posições exatas de $i_{qs}(t)$ e $\Psi_r(t)$ não são conhecidas, recorre-se habitualmente a aproximações para estas grandezas. A aplicação desta solução exige a medição da velocidade e o conhecimento dos parâmetros M e τ_r . O nome do método indireto advém do facto da posição do ângulo de posição de fluxo resultar indiretamente da medição da velocidade. Na Figura 2.9 pode observar-se a implementação de um esquema de controlo para o método indireto, usando um ondulator de tensão com modulação PWM controlado em corrente.

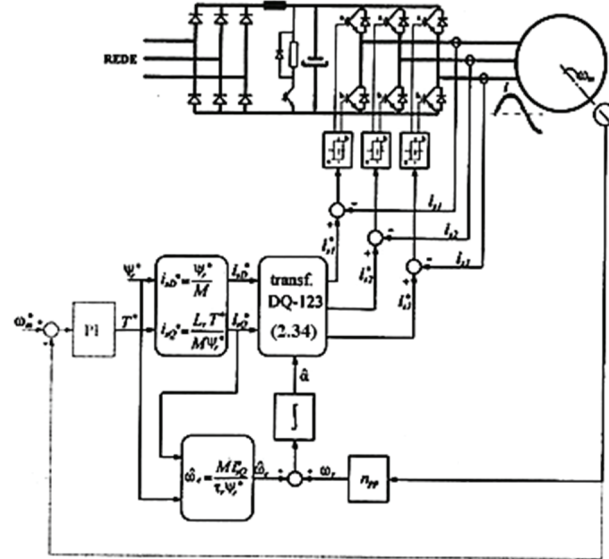


Figura 2.9 – Esquema de comando para o método indireto para controle por orientação de campo (extraído de [9]).

2.2.2.2. Método direto de orientação de campo para o motor de indução

A concepção do método direto recorre ao uso de medidas diretas do fluxo (células de efeito de Hall ou espiras de prova cujos inconvenientes já anteriormente foram apontados) ou evoca o emprego de observadores de fluxo. Na Figura 2.10 pode observar-se o esquema para o controle por orientação de campo da máquina trifásica de indução pelo método “verdadeiramente” direto usando células de efeito de Hall.

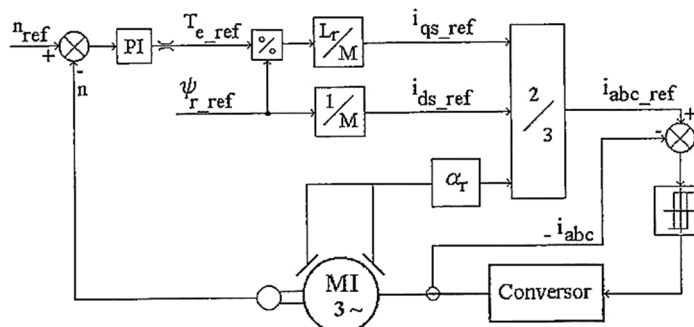


Figura 2.10 – Esquema de comando para o método direto por orientação de campo do motor de indução usando sensores de efeito de Hall montados no motor (extraído de [11]).

Com o objetivo de evitar o uso de sensores adicionais ou espiras de prova têm-se desenvolvido observadores de fluxo. Estes modelos de fluxo são sistemas cujas entradas são grandezas facilmente mensuráveis como tensões, correntes nos enrolamentos do estator, velocidade ou posição do rotor e geram como saída o fasor fluxo do estator ou do rotor. Na realidade estes observadores acabam também

por ser métodos indiretos, mas como são mais complexos e utilizam grandezas elétricas com dinâmicas mais perto das desejáveis para máquinas de alto desempenho, convencionou-se manter o nome de controlo direto. Um observador muito usado nas implementações práticas é o denominado modelo de tensão que requer a leitura das tensões e correntes estatóricas.

A equação da tensão do estator num referencial estacionário de coordenadas $\alpha\beta$ é:

$$\overline{u_s} = R_s \overline{i_s} + \overline{\dot{\Psi}_s} \quad (2.37)$$

da qual resulta (2.38) por integração:

$$\overline{\Psi_s} = \int (\overline{u_s} - R_s \overline{i_s}) dt \quad (2.38)$$

Esta é a equação base para a constituição do integrador que, deve notar-se desde já, pode proporcionar a acumulação de pequenos erros. Por outro lado, a expressão (2.38) exige a necessidade de conhecimento do parâmetro R_s cujos desvios por efeito de temperatura podem afetar o resultado obtido para o fluxo do estator. Um observador para o fluxo do rotor pode ser derivado do anterior tendo em conta que o fluxo ligado ao estator é dado por (2.39) e que o fluxo ligado ao rotor é expresso por (2.40). Estas equações já tinham sido representadas na equação (2.11)

$$\overline{\Psi_s} = L_s \overline{i_s} + M \overline{i_r} \quad (2.39)$$

$$\overline{\Psi_r} = M \overline{i_s} + L_r \overline{i_r} \quad (2.40)$$

Por eliminação da variável $\overline{i_r}$, obtém-se (2.41).

$$\overline{\Psi_r} = \frac{L_r}{M} (\overline{\Psi_s} - \sigma L_s \overline{i_s}) \quad (2.41)$$

Esta última equação evidencia que a determinação do fluxo do rotor é dependente de coeficientes de indução e conseqüentemente o resultado obtido está subordinado ao estado de saturação da máquina.

A Figura 2.11 mostra, de forma esquemática, a implementação de um observador dos fluxos ligados ao estator e ao rotor.

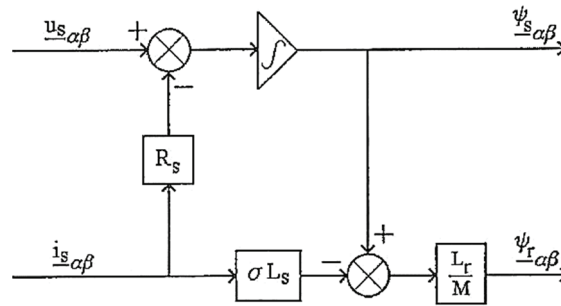


Figura 2.11 – Observador de fluxos do estator e do rotor (extraído de [11]).

Das combinações possíveis das grandezas que apresentam alguma facilidade de leitura ($\overline{u_s}$, $\overline{i_s}$, ω_m e θ) resultam vários modelos de observadores. O funcionamento destes observadores assenta, em regra, na reprodução das equações da máquina e, por isso, também surgem variantes conforme o referencial a que o modelo de estado da máquina diga respeito. Também a título de exemplo, registre-se um observador cujas operações intermédias se fundamentam num referencial ligado ao rotor. Considere-se o modelo de estado da máquina de indução, tendo como variáveis de estado o fluxo ligado ao rotor $\overline{\Psi_r}$ e a corrente do estator $\overline{i_s}$ num referencial ligado ao rotor ($\omega_g = \omega_m$). A equação da derivada do fluxo do rotor é então:

$$\overline{\dot{\Psi}_r} = \frac{1}{\tau_r} (M\overline{i_s} - \overline{\Psi_r}) \quad (2.42)$$

O fasor espacial da corrente do estator $\overline{i_s}$ é medida em coordenadas $\alpha\beta$ do estator, pelo que deve sofrer uma rotação correspondente a um ângulo θ relativo à posição do rotor em relação ao estator, para que as suas coordenadas se refiram ao referencial do rotor. Posteriormente, é o fluxo $\overline{\Psi_r}$ em coordenadas dq do rotor que deve sofrer uma transformação para coordenadas $\alpha\beta$ do estator. Na Figura 2.12 pode observar-se um observador do fluxo do rotor usando o referencial do rotor. Este tipo de observador exige duas transformações de coordenadas e o conhecimento da posição do rotor (usando, por exemplo, um transdutor de posição angular, nomeadamente um codificador incremental ou absoluto).

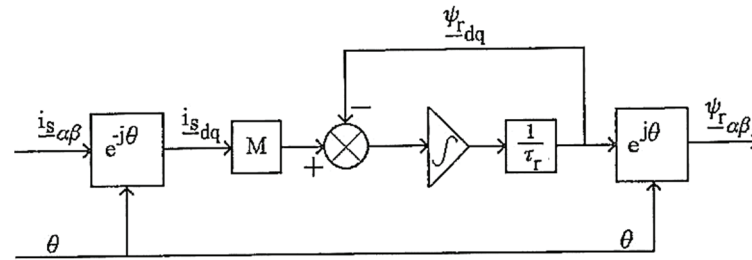


Figura 2.12 – Observador de fluxos do rotor usando o referencial do rotor (extraído de [11]).

Na Figura 2.13 pode observar-se um esquema de comando para o método direto para controlo por orientação de campo do motor de indução, usando um observador noutra referencial.

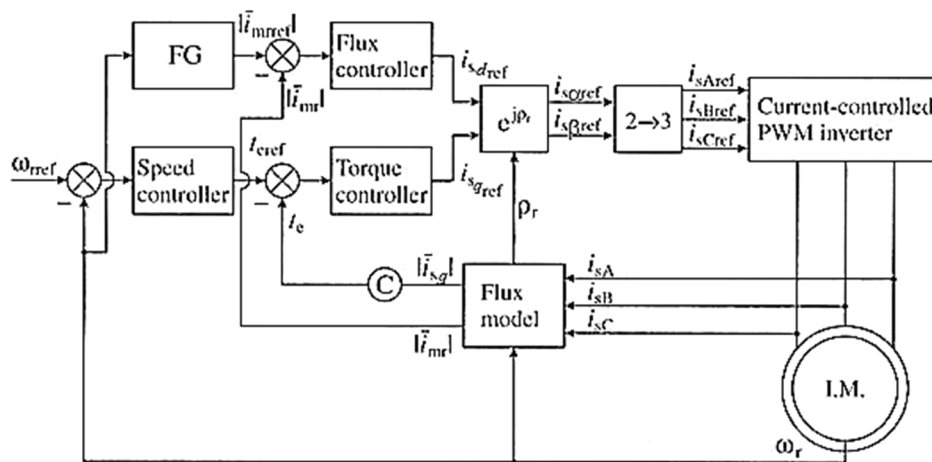


Figura 2.13 – Esquema de comando usando o método direto por orientação de campo do motor de indução com medição da velocidade e das correntes do estator (extraído de [10]).

Neste esquema, a corrente do estator solidária ao referencial q e o módulo da corrente de magnetização do rotor são obtidos através de um modelo de fluxo ligado ao rotor, que por sua vez é obtido com base nas correntes do estator do motor e na velocidade do rotor. Nesta figura, FG significa Gerador de Funções (*Function Generator*) que é usado para efeitos de compensação do “enfraquecimento de campo”. O observador de fluxo do rotor representado na Figura 2.13 é dado pelas seguintes equações (2.43) e (2.44) no referencial estacionário $\alpha\beta$. A Figura 2.14 ilustra o esquema do observador implementado com estas equações. A obtenção das correntes no referencial dq requer a utilização de mais uma transformação.

$$T_r \frac{di_{mr\alpha}}{dt} = i_{s\alpha} - i_{mr\alpha} - \omega_r T_r i_{mr\beta} \quad (2.43)$$

$$T_r \frac{di_{mr\beta}}{dt} = i_{s\beta} - i_{mr\beta} + \omega_r T_r i_{mr\alpha} \quad (2.44)$$

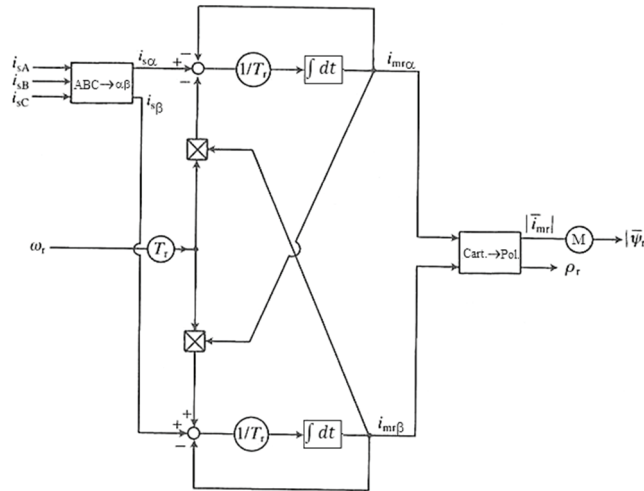


Figura 2.14 – Modelo de fluxo do rotor no referencial estacionário $\alpha\beta$ usando como entrada as correntes do estator e a velocidade do rotor (extraído de [10]).

2.2.2.3. Métodos de orientação de campo para o motor síncrono de magnetos permanentes

O motor síncrono é uma máquina de velocidade imposta pela frequência da tensão de alimentação e a variação da sua velocidade requer ajuste da frequência, o que só com o advento dos semicondutores de potência se tornou viável técnica e economicamente. Entretanto, os progressos registados no domínio dos novos materiais magnéticos reincentivaram há alguns anos atrás um grande desenvolvimento das máquinas síncronas de magnetos permanentes, em especial nas baixas potências, conseguindo momentos de inércia e potências por volume significativamente inferiores aos das máquinas de indução e corrente contínua.

O PMSM é constituído por um estator com enrolamentos das fases distribuídos de forma semelhante aos da máquina assíncrona. O rotor, cujo núcleo pode ser em ferro sólido, possui um determinado número de pares de magnetos permanentes (com destaque para o neodímio-ferro-boro ou o samário-cobalto) regularmente distribuídos ao longo da sua periferia ou no seu interior. Os métodos de controlo abordados nesta dissertação para este tipo de motor dizem apenas respeito aqueles que possuem magnetos colocados na sua periferia. Como não possuem enrolamentos no rotor e os magnetos não são condutores, as perdas por efeito de Joule registam-se essencialmente no estator e o seu

rendimento melhora relativamente à máquina assíncrona. O controlo deste tipo de máquina requer normalmente a presença de sensores de posição do tipo *resolver* ou *encoder*, no entanto, é possível implementar soluções *sensorless* onde a velocidade do rotor é obtida utilizando a velocidade do vetor espacial do fluxo ligado ao estator (taxa de variação do ângulo deste vetor). Apesar deste tipo de solução poder ser usada numa vasta gama de velocidades, não garante um controlo completo de binário a velocidades nulas o que o torna impraticável para alguns servo-sistemas.

Um dos problemas dos PMSM está relacionado com o perigo de desmagnetização dos seus magnetos permanentes resultante da aplicação de elevadas correntes no estator e consequente fluxo ligado ao estator. No entanto, os magnetos permanentes com elevada coercividade atualmente utilizados suportam bem este tipo de situação sem desmagnetizar. Outro problema associado ao controlo deste tipo de motor está relacionado, na maioria dos modelos, em conseguir provocar enfraquecimento de campo que permita exceder a velocidade nominal.

O modelo dinâmico da parte eletromagnética de uma máquina síncrona de magnetos permanentes pode ser descrito pelas equações diferenciais seguintes (2.45), com as variáveis referidas a um referencial dq , onde o eixo d está alinhado com o fasor do fluxo imposto no rotor e q avançado de 90° , conforme ilustrado na Figura 2.15, através da vista em corte de um PMSM com um par de polos:

$$\begin{aligned} u_d &= R i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ u_q &= R i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \Phi_f \end{aligned} \quad (2.45)$$

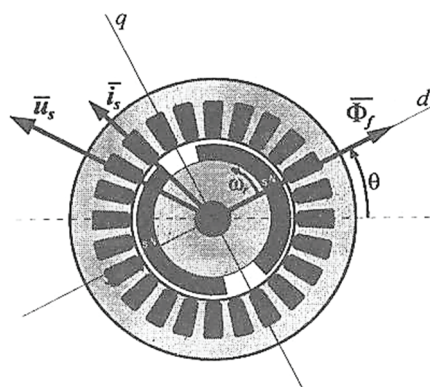


Figura 2.15 – Referencial fixo ao fluxo do rotórico do PMSM (extraído de [9]).

Na equação acima representada, Φ_f representa a amplitude do fluxo de excitação criado pelos magnetos, ω_r a velocidade angular elétrica do rotor e R a resistência do estator por fase. As parcelas L_d

e L_q simbolizam as auto-induções totais, por fase, medidas com o eixo do enrolamento da fase alinhado com o eixo do rotor ou em quadratura com ele, respetivamente. Neste motor não há lugar a correntes induzidas no rotor pois os magnetos permanentes realizam esta operação. Os magnetos permanentes equivalem a eletroímãs que impõem uma força magnetomotriz fixa e elevada, mas com uma permeabilidade magnética muito baixa (idêntica à do ar), por conseguinte as indutâncias de magnetização vistas do lado do estator apresentam valores muito baixos.

Admitindo ainda que existem polos salientes no rotor e que cada fase do estator apresenta n_{pp} pares de pólos, o binário motor é dado por (2.46):

$$T_e = n_{pp}[\Phi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (2.46)$$

A parcela $n_{pp}(L_d - L_q)i_d i_q$ é devida ao efeito de saliência dos polos do rotor. Frequentemente esse efeito é pouco significativo e, por isso, desprezado restando apenas a parte que resulta do produto externo dos vetores do fluxo e da corrente (2.47).

$$T_e = n_{pp}\Phi_f i_q \quad (2.47)$$

Como se pode observar na Figura 2.1 e Figura 2.2 a classificação em termos de técnicas de controlo é muito semelhante para a máquina assíncrona e para o PMSM em termos de possibilidade de controlo direto e indireto. No entanto, o esquema representado na Figura 2.2 não indica a divisão entre a orientação de campo através do fluxo rotórico ou estatórico. Isto é devido ao facto da orientação de campo através do fluxo estatórico ser bastante mais complexo de implementar, devido à forte não linearidade da sua característica velocidade-binário e, por isso, não é normalmente utilizado. Os métodos que se apresentam de orientação de campo, diretos ou indiretos, dizem apenas respeito ao fluxo rotórico.

De acordo com a expressão (2.47) podemos ver que o binário desenvolvido pelo motor é proporcional ao fluxo do rotor e à componente em quadratura da corrente do estator. Se considerarmos que o fluxo é constante e que é possível variar rapidamente esta corrente utilizando um inversor de tensão com modulação PWM controlado em corrente, é possível obter uma rápida resposta de binário. A Figura 2.16 ilustra uma possível implementação do método de controlo indireto para orientação de campo com base no fluxo rotórico. Este esquema de controlo é mais simples do que o usado para o motor de indução, devido ao facto do fluxo magnético ser fixo face ao eixo direto do referencial do rotor

e o ângulo espacial entre o fluxo magnético e o eixo direto do referencial do estator ser diretamente igual à posição do rotor, dado por θ_r , o qual pode ser monitorizado por um sensor de posição.

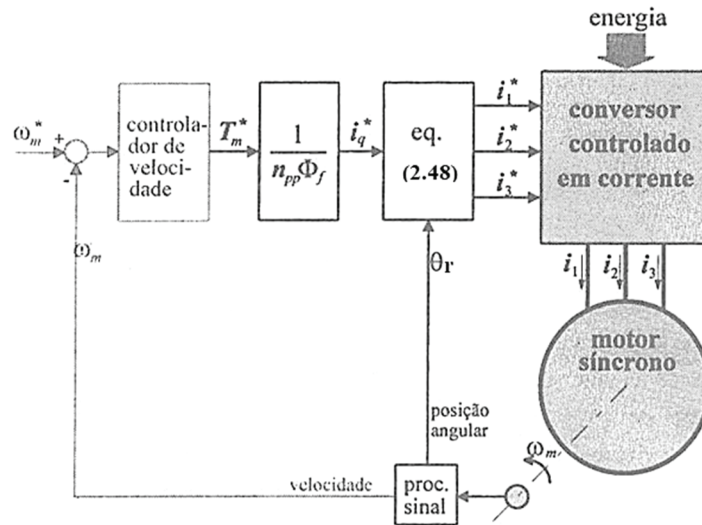


Figura 2.16 – Esquema de princípio do controle indireto por orientação do fluxo rotórico para o PMSM (extraído de [9]).

No caso do controle por orientação de campo do motor de indução, é necessário saber a posição do vetor espacial ligado ao fluxo do rotor que é, em termos gerais, diferente da posição exata do rotor. Como pode verificar-se pela solução representada acima, neste tipo de máquina as correntes estáticas são exclusivamente para produzir binário enquanto que no caso do motor de indução parte dessas correntes é usada, necessariamente, para a criação de fluxo. As correntes a injetar nas fases para produzir a desejada componente de binário i_q^* determinam-se pela transformação seguinte (2.48).

$$\begin{aligned} i_1^* &= -\sqrt{\frac{2}{3}} i_q^* \text{sen}(\theta_r) \\ i_2^* &= -\sqrt{\frac{2}{3}} i_q^* \text{sen}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_3^* &= -\sqrt{\frac{2}{3}} i_q^* \text{sen}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.48)$$

Para aumentar a velocidade para lá do seu valor nominal é necessário recorrer ao enfraquecimento de campo. Uma vez que não se pode intervir diretamente para provocar o enfraquecimento do fluxo do rotor, torna-se impossível continuar a aumentar a velocidade, visto que isso requeria aumentar também a tensão de alimentação necessária. Uma solução para este problema pode ser encontrada à custa da injeção de componente $I_d < 0$ que tem um efeito “desmagnetizante”. No entanto, dados os baixos valores de autoindução neste tipo de máquina, só se consegue uma redução significativa da tensão, e

consequentemente, do fluxo à custa de valores elevados da componente desmagnetizante ($I_d < 0$), e isso irá limitar drasticamente a parcela da corrente que fica disponível para produção de binário (I_q), sem exceder o valor máximo admissível na corrente total ($I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$). Na Figura 2.17 pode observar-se um esquema semelhante ao da Figura 2.16 agora com a possibilidade de realizar “enfraquecimento de campo” quando a tensão excede um limite máximo.

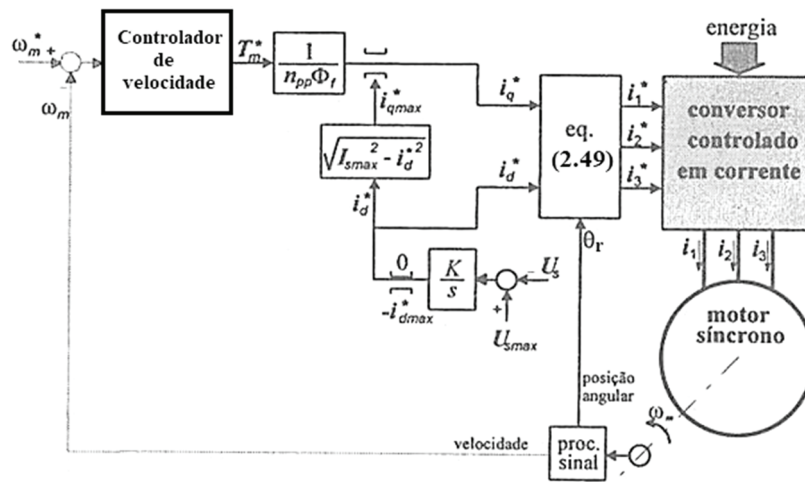


Figura 2.17 – Esquema de controlo indireto por orientação do fluxo rotórico para o PMSM com possibilidade de realizar “enfraquecimento de campo” (extraído de [9]).

As correntes a injetar nas fases para produzir a desejada componente de binário i_q^* e de “enfraquecimento de campo” determinam-se pela transformação (2.49).

$$\begin{bmatrix} i_1^* \\ i_2^* \\ i_3^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\text{sen}(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Na Figura 2.18 pode observar-se um esquema de princípio para implementação de controlo direto do fluxo rotórico do PMSM em coordenadas cartesianas. Note-se, que neste esquema, as correntes medidas do estator da máquina são usadas para definir o valor da componente em quadratura em vez desta resultar simplesmente da expressão do binário definida em (2.47). Este esquema inclui um anel de controlo em cadeia fechada de posição e a possibilidade de realizar enfraquecimento de campo. O gerador de funções (FG) apresentado nesta figura exerce o mesmo princípio representado na Figura

2.18, ou seja $\sqrt{I_{s_max}^2 - i_q^{*2}}$ de modo a limitar o valor da componente em quadratura da corrente do estator.

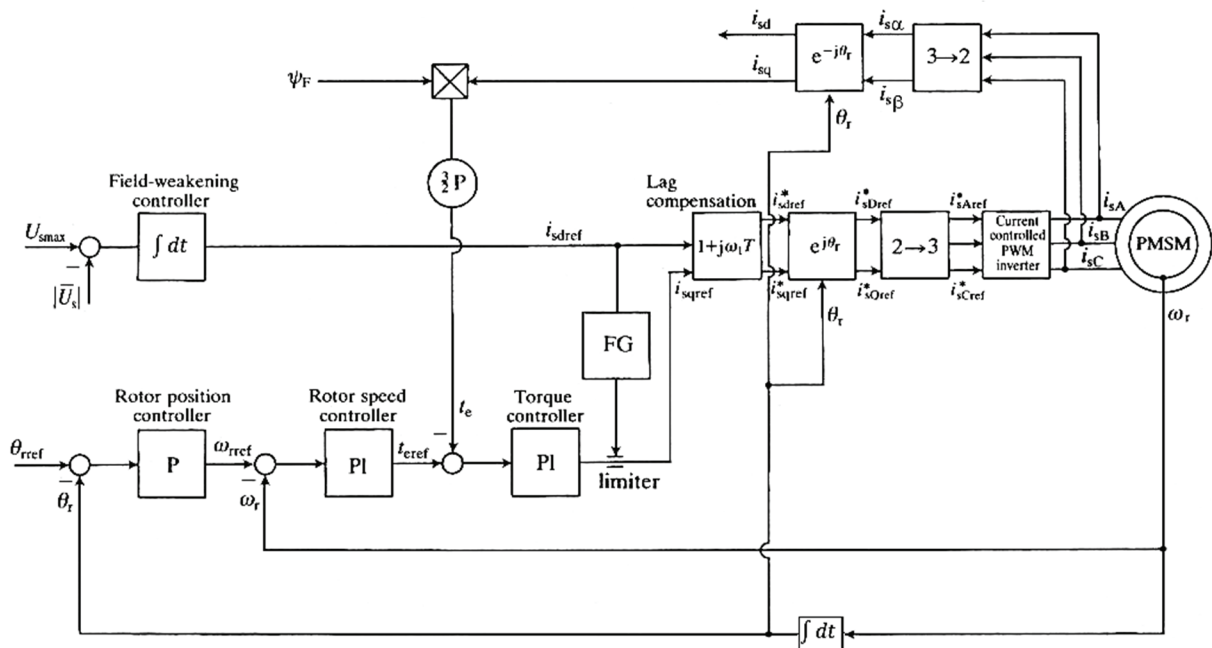


Figura 2.18 – Esquema de controle direto por orientação do fluxo rotórico para o PMSM em coordenadas cartesianas com possibilidade de realizar “enfraquecimento de campo” (extraído de [10]).

2.2.3. Controlo direto de binário

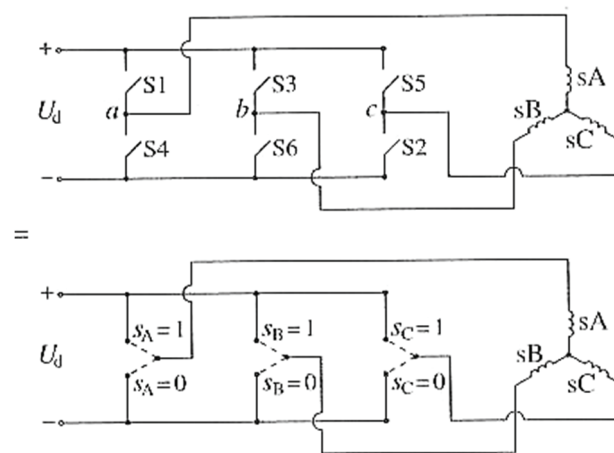
Um dos primeiros métodos de controlo direto de binário (*Direct Torque Control - DTC*) a ser desenvolvido era originalmente denominado de método de autocontrolo direto (*Direct Self Control - DSC*). O método *DSC* foi desenvolvido por Depenbrock [12] com o propósito de obter um funcionamento ótimo em regime permanente e um binário dinâmico de qualidade (com alisamento e rapidez de resposta), adequado à tração elétrica. O conceito base assenta na condução do fluxo do estator através de uma trajetória hexagonal predefinida, com uma velocidade dependente da ação de um controlador de binário de dois níveis. A utilização deste método na região de enfraquecimento de campo (fluxo diminuído) mesmo com baixa frequência de comutação permite obter uma boa resposta dinâmica de binário. Mais tarde este método começou a ser apresentado em diversa bibliografia como controlo direto de binário com trajetória de fluxo hexagonal.

Sem a preocupação da limitação de frequência de comutação a níveis muito baixos, surge a ideia de Takahashi e Noguch [13] de usar para o fluxo do estator uma trajetória mais próxima da circular, à qual corresponderá uma tensão de alimentação com uma forma de onda vizinha da sinusoidal e então o peso do conteúdo harmónico das correntes será menor. Este método, denominado de controlo direto do

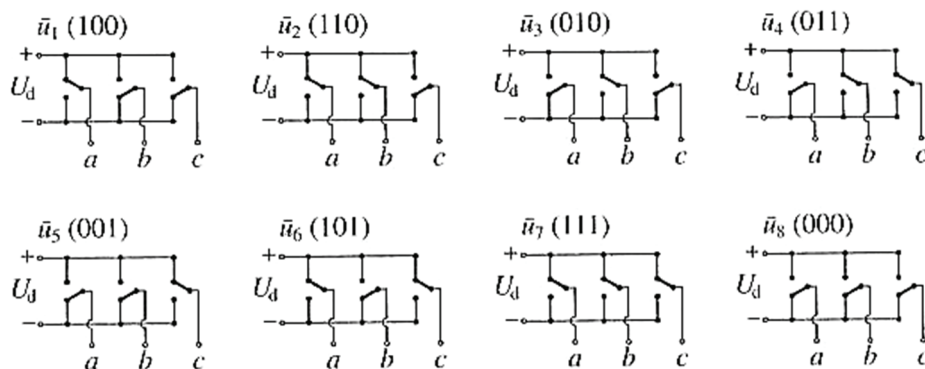
binário com trajetória de fluxo circular (ou apenas controlo direto do binário), partilha com o DSC o objetivo de conduzir o fluxo e simultaneamente controlar o binário eletromagnético. Ambas as grandezas devem permanecer dentro de bandas de histerese. Contudo, a estratégia de comutação usada nos métodos é diferente. Em ambos os casos o cuidado de controlar o fluxo e o binário conduziu à robustez contra flutuações da tensão de entrada do inversor de alimentação da máquina. De referir que estes métodos foram concebidos para operar sem recurso a sensores de velocidade e posição, ou seja, são em si métodos *sensorless*.

2.2.3.1. Método de Autocontrolo Direto aplicado ao motor de indução

No método de autocontrolo direto (DSC), o fasor espacial do fluxo magnético do estator deve ser conduzido ao longo de um hexágono, usando-se para tal um inversor de tensão (*VSI - Voltage Source Inverter*) com três braços (Figura 2.19), cada um dos quais com dois interruptores eletrónicos do tipo tiristor de corte comandado pela porta (GTO), ou mais recentemente, do tipo transistor bipolar de porta isolada (IGBT) e com diodo em antiparalelo.



(a)



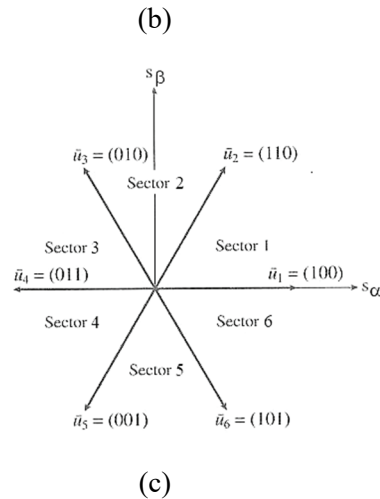


Figura 2.19 – Esquema de um inversor PWM (VSI), os oito estados de comutação e os correspondentes vetores espaciais de tensão. (a) PWM VSI; (b) estados de comutação; (c) vetores espaciais de tensão (extraído de [10]).

Neste inversor de tensão cada uma das tensões de saída num referencial $\alpha\beta$ ligado ao estator do motor é traduzido por um fasor espacial cuja expressão é dada por (2.50), onde U_d representa a tensão do barramento DC. Com base nesta expressão podemos constatar que existem seis combinações de interruptores que conduzem a fasores de tensão não nulos (\bar{u}_1 a \bar{u}_6) e dois que conduzem a fasores de tensão nulos (\bar{u}_0 e \bar{u}_7).

$$\bar{u}_s = u_{s\alpha} + ju_{s\beta} = \begin{cases} U_d \sqrt{\frac{2}{3}} e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}}, & \text{se } n \in \{1, \dots, 6\} \\ 0, & \text{se } n \in \{0, 7\} \end{cases} \quad (2.50)$$

Assim, sabendo que a derivada do fluxo do estator é dada por (2.51), podemos constatar qual a relação entre este e os vetores espaciais de tensão.

$$\frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} = \bar{u}_s - R_s \bar{i}_s \Rightarrow \Delta \bar{\Psi}_s = \bar{u}_s \Delta t - R_s \bar{i}_s \Delta t \quad (2.51)$$

De acordo com a expressão 2.51 é possível concluir que quando se aplicam os fasores de tensão não nulos, o fluxo do estator sofre rápidas variações e quando se aplicam os fasores de tensão nulos, o fluxo do estator sofre pequenas variações dadas pela parcela da queda de tensão no estator.

No método *DSC*, o polígono [ABCDEF] (Figura 2.20) é o hexágono sobre o qual o afixo do fasor espacial do fluxo ligado ao estator $\bar{\Psi}_s$ deve assentar.

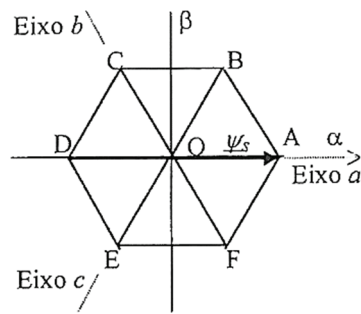


Figura 2.20 - Trajetória do fluxo do estator no controle DSC

A Figura 2.21 representa um esquema genérico de implementação do método DSC.

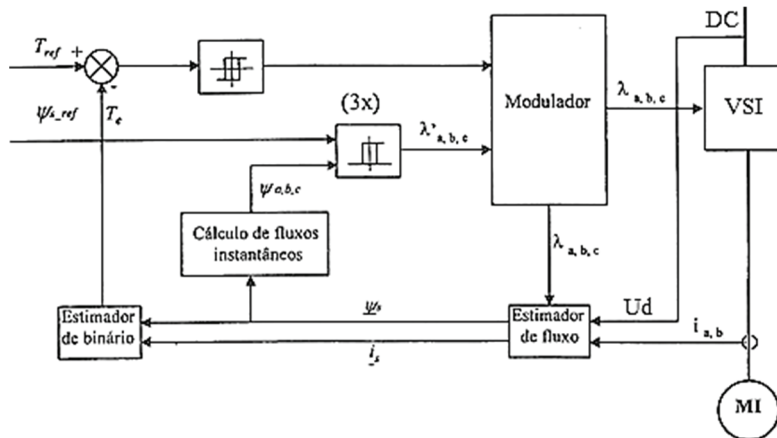


Figura 2.21 - Esquema genérico de implementação do método DSC (extraído de [11]).

O sinal de referência do binário T_{ref} é comparado com o valor do binário eletromagnético T_e desenvolvido pela máquina e estimado a partir de valores previamente calculados para o fluxo $\bar{\psi}_s$ e corrente do estator \bar{i}_s . As correntes são obtidas pela leitura de dois sensores instalados nas linhas de alimentação do motor. O estado aberto ou fechado dos interruptores do inversor e o valor da tensão DC (U_d - DC link) que o alimenta são as grandezas usadas para a obtenção do fluxo. Os sinais dos valores instantâneos do fluxo do estator segundo três eixos determinam o sector ocupado pelo fasor de tensão.

A função essencial do "Modulador" é a formação dos sinais de comutação $\lambda_{a,b,c}$ de fecho ou abertura dos interruptores do inversor, de cuja combinação resulta a tensão a aplicar à máquina. O método pretende controlar diretamente o fluxo e o binário desenvolvido pela máquina. O perímetro do hexágono (trajetória do fasor $\bar{\psi}_s$, Figura 2.20) é dividido em seis sectores, numerados com algarismos

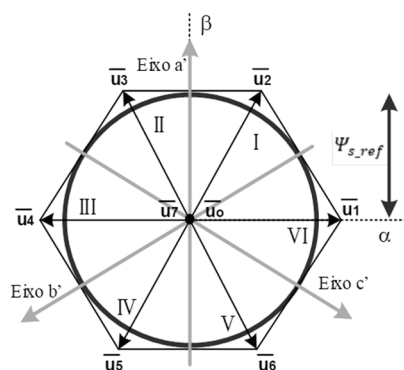
romanos de I a VI (Tabela 2.1). A título de exemplo, para que o fasor do fluxo do estator se desloque de A para B, no sector I deve ser aplicado o fasor tensão \bar{u}_3 (ver Figura 2.19 c)). Quando o fasor do fluxo atinge o ponto B (Figura 2.20), o valor instantâneo do fluxo, segundo o eixo c, atinge o limite inferior de uma referência de fluxo e, como consequência, seria conveniente que surgisse uma comutação para que uma nova tensão fosse aplicada ao motor. O fasor de tensão adequado para conduzir o fluxo do ponto B para o C é agora \bar{u}_4 (que é paralelo ao segmento \overline{BC}).

Tabela 2.1 - Definição de sectores

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Zona	$\Delta[OAB]$	$\Delta[OBC]$	$\Delta[OCD]$	$\Delta[ODE]$	$\Delta[OEF]$	$\Delta[OFA]$
Intervalo	$[0^\circ, 60^\circ]$	$[60^\circ, 120^\circ]$	$[120^\circ, 180^\circ]$	$[180^\circ, 240^\circ]$	$[240^\circ, 300^\circ]$	$[300^\circ, 360^\circ]$

Este procedimento, aceitável na generalidade, não é, no entanto, eficaz na determinação do sector em que o fasor do fluxo se encontra. Na verdade, os sinais das projeções do fasor $\bar{\Psi}_s$ sobre os eixos a, b e c não são suficientes para atingir esse objetivo. Para o constatar basta considerar, por exemplo, a situação de $\bar{\Psi}_s$ posicionado no sector I no intervalo $[30^\circ, 60^\circ]$, cujas projeções são $u_{sa} > 0$, $u_{sb} > 0$ e $u_{sc} < 0$. No entanto, se $\bar{\Psi}_s$ estiver situado no intervalo $]60^\circ, 90^\circ]$ pertencente ao sector II, os sinais daquelas projeções são exatamente os mesmos.

Embora não aplicável, o procedimento anterior é inspirador para um outro, que dele resulta através de uma rotação de 90° dos eixos. Os eixos a considerar são a', b' e c' (Figura 2.22) ficando o primeiro coincidente com o eixo β . O fluxo de referência, Ψ_{s_ref} é uma constante e corresponde ao apótema do hexágono, ou seja, corresponde ao raio do maior círculo que pode ser introduzido dentro do hexágono tal como mostra a Figura 2.22.

Figura 2.22 - Colocação de novos eixos segundo o referencial $\alpha\beta$ para o controle DSC.

A partir das componentes $\Psi_{s\alpha}$ e $\Psi_{s\beta}$ é possível determinar as novas componentes a', b' e c' através da transformada inversa de Clarke (2.52), de acordo com a projeção indicada na figura anterior.

$$\begin{bmatrix} \Psi_{a'} \\ \Psi_{b'} \\ \Psi_{c'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Com estes novos eixos, a cada sector corresponde uma combinação diferente dos sinais das componentes do fluxo e é então possível conhecer, sem ambiguidades, qual o sector ocupado pelo fasor do fluxo do estator (ver Tabela 2.2).

Tabela 2.2 - Sinais das componentes do fluxo segundo eixos a', b', c'

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Sinais (a'b'c')	+ - +	+ - -	+ + -	- + -	- + +	- - +

Os instantes nos quais se devem operar as transições de fluxo de um para outro sector são facilmente determinados fazendo comparações entre o fluxo de referência e as três componentes de fluxo, não sendo necessárias todas em simultâneo para esse efeito e bastando ter atenção ao sinal da componente que muda quando se muda de sector. Note-se que apenas há uma mudança de sinal por sector. Por exemplo, quando se muda do sector I para o sector II a componente do fluxo segundo o eixo c' torna-se negativa (ver Tabela 2.2). Para tal objetivo usa-se a Tabela 2.3 que inclui os sentidos de rotação direto e retrógrado.

Tabela 2.3 - Condições de fluxo e fasores de tensão aplicados

Condição de mudança de sector	Tensão aplicada	Posição de $\bar{\Psi}_s$	Tensão aplicada	Condição de mudança de sector
$\Psi_{a'} > \Psi_{s_ref}$	\bar{u}_3	I	\bar{u}_6	$\Psi_{c'} > \Psi_{s_ref}$
$-\Psi_{c'} > \Psi_{s_ref}$	\bar{u}_4	II	\bar{u}_1	$-\Psi_{b'} > \Psi_{s_ref}$
$\Psi_{b'} > \Psi_{s_ref}$	\bar{u}_5		III	$\Psi_{a'} > \Psi_{s_ref}$
$-\Psi_{a'} > \Psi_{s_ref}$	\bar{u}_6	IV	\bar{u}_3	$-\Psi_{c'} > \Psi_{s_ref}$
$\Psi_{c'} > \Psi_{s_ref}$	\bar{u}_1	V	\bar{u}_4	$\Psi_{b'} > \Psi_{s_ref}$
$-\Psi_{b'} > \Psi_{s_ref}$	\bar{u}_2	VI	\bar{u}_5	$-\Psi_{a'} > \Psi_{s_ref}$
Sentido Direto (+)			Sentido Retrógrado (-)	

Para um fluxo de referência igual a 0,8 Wb, tendo como base o esquema de montagem usado pelo método DSC (Figura 2.21), mostra-se uma simulação da evolução temporal dos fluxos $\Psi_{s\alpha}$ e $\Psi_{s\beta}$ da

máquina na Figura 2.23 a), estando o comportamento do fluxo no plano $\alpha\beta$ registado na Figura 2.23 b), na qual se pode constatar a trajetória hexagonal que caracteriza este método de controlo [11]. Nesta simulação foi desprezada a resistência do estator ($R_s \approx 0$).

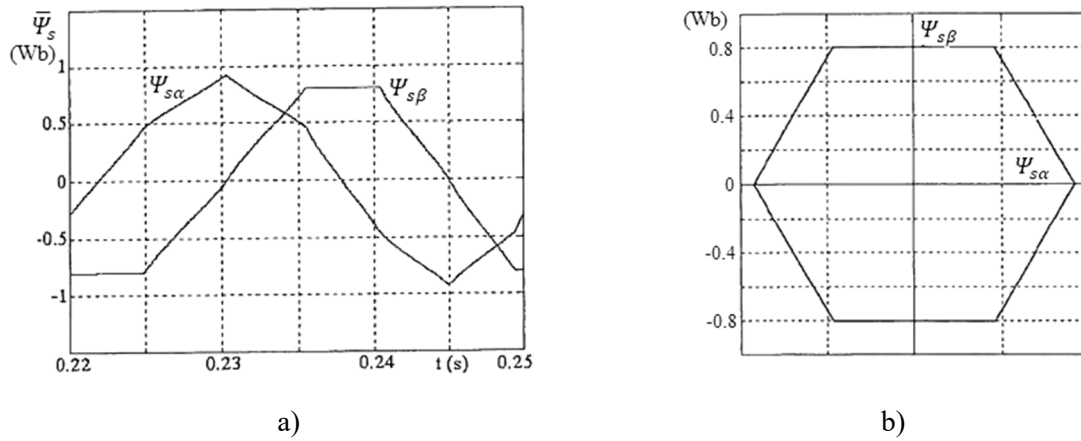


Figura 2.23 - Evolução das componentes do fluxo do estator: a) no tempo e b) no plano $\alpha\beta$ no método de controlo DSC (extraído de [11]).

Um ciclo completo do fluxo corresponde a uma trajetória que atravessa os seis sectores do hexágono ($R_s \approx 0$). Em cada sector só se aplica um dos fasores ativos de tensão alternando com um nulo. Um fasor ativo de tensão arrasta o fluxo sobre um dos lados do hexágono e o fasor nulo provoca a paragem do fasor fluxo do estator. Contudo, o fasor espacial do fluxo ligado ao rotor $\bar{\psi}_r$ continua a rodar no mesmo sentido que tinha anteriormente. Isto é, o ângulo α_{sr} (Figura 2.24) entre os dois fasores de fluxo diminui e o binário também diminui, conforme se pode deduzir da sua expressão (2.53) retirada do modelo de estado da máquina de indução que usa as variáveis de estado $\bar{\psi}_s$ e $\bar{\psi}_r$.

$$T_e = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \text{Im}(\bar{\psi}_s \bar{\psi}_r^*) \quad (2.53)$$

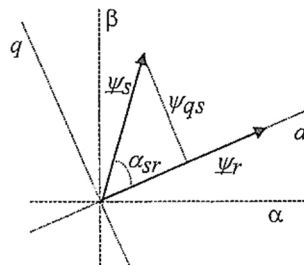


Figura 2.24 - Fluxo do estator em referencial do fluxo do rotor.

A expressão do binário eletromagnético num referencial genérico de eixos dq é (2.54).

$$T_e = \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\Psi_{dr} \Psi_{qs} - \Psi_{qr} \Psi_{ds}) \quad (2.54)$$

Para um referencial no qual $\bar{\Psi}_r$ esteja assente sobre o eixo d , a expressão anterior a assume a forma de (2.55).

$$T_e = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Psi_r \Psi_{qs} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Psi_r \Psi_s \text{sen } \alpha_{sr} \quad (2.55)$$

Do ponto de vista da produção de binário, é o movimento relativo entre os fasores de fluxo que é importante pois eles formam o ângulo α_{sr} do qual depende o valor instantâneo do binário. A velocidade da resposta de binário depende, portanto, da capacidade que o sistema tiver para rapidamente fazer variar aquele ângulo. Se o fasor nulo de tensão for aplicado durante um intervalo de tempo suficientemente longo o fasor $\bar{\Psi}_r$ ultrapassará o fasor $\bar{\Psi}_s$ e o binário apresentará o sentido contrário ao que anteriormente tinha. Daqui pode concluir-se que existe uma relação direta entre os intervalos de tempo de aplicação dos fasores de tensão nulos e as oscilações do binário. Em termos de valores médios, pode afirmar-se que a interposição cíclica de fasores nulos provoca uma redução da velocidade e da amplitude do fasor espacial de tensão e, em consequência, há uma diminuição do binário eletromagnético desenvolvido pela máquina.

A estratégia de comutação do DSC assenta assim em dois níveis:

- dentro de cada sector e com base no erro de binário, o modulador seleciona o uso de um fasor ativo ou nulo de tensão;
- a mudança de sector é determinada pelas comparações entre os três fluxos instantâneos (segundo os eixos das três fases) e um dado fluxo $\Psi_{s.ref}$ de referência.

Os fluxos instantâneos são obtidos a partir de cálculo baseado nas três correntes de fase da máquina, na tensão U_d de alimentação ao inversor e ainda a partir dos estados (on-off) $\lambda_{a,b,c}$ dos interruptores do inversor. A equação de suporte do observador de fluxo é (2.56):

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (2.56)$$

Sendo \bar{i}_s determinado usando as intensidades instantâneas das correntes i_a , i_b e i_c (2.57).

$$\bar{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.57)$$

A expressão \bar{u}_s é obtida tendo em conta o estado aberto ou fechado dos interruptores dos braços do inversor (2.58) ou então medida diretamente por sensores aos terminais da máquina.

$$\bar{u}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\lambda_a + \lambda_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + \lambda_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) U_d \quad (2.58)$$

Quanto mais baixa for a frequência da tensão de alimentação do estator maior é a influência das resistências dos enrolamentos do estator no cálculo do fluxo e do binário. Por outras palavras, à incerteza do valor de R_s correspondem maiores erros na determinação do fluxo e do binário. Acresce ainda o facto de que para frequências menores a velocidade de rotação de $\bar{\Psi}_r$ também é menor, pelo que o ângulo α_{sr} varia mais lentamente e, em conformidade, o tempo de resposta do binário é mais elevado.

Outro fator limitativo do método *DSC* (e também presente em outros métodos) são os tempos de atraso nos circuitos de controlo (intervalos de amostragem nos circuitos digitais e tempos de espera de atuação dos interruptores do inversor), que aqui podem ser particularmente importantes devido às baixas frequências de comutação que este método normalmente adota.

2.2.3.2. Método de controlo direto do binário aplicado ao motor de indução

O controlo direto do binário (*Direct torque control - DTC*) para o motor de indução assenta na manutenção do fluxo do estator e do binário no interior de faixas de histerese em torno do valor desejado.

Os fasores de tensão permitidos pelo inversor que alimenta a máquina de indução definem um hexágono (Figura 2.19 c)), como já foi referido anteriormente. Tal como o *DSC*, o plano do fluxo do estator é repartido em seis regiões, mas agora em correspondência com os diferentes fasores de tensão. Neste plano (Figura 2.25), a cada circunferência corresponde um dos extremos de uma banda de histerese dentro da qual o fluxo do estator $\bar{\psi}_s$ deve permanecer. Os círculos são divididos em seis sectores angulares, numerados de I a VI, cada um dos quais tendo um dos fasores ativos de tensão assente na respetiva bissetriz.

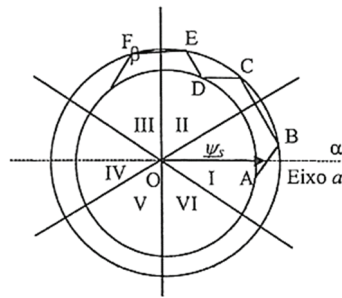


Figura 2.25 - Trajetória do fluxo do estator adotada no controlo DTC.

A Tabela 2.4 define o domínio angular de cada um dos sectores. A terceira linha desta tabela indica, segundo uma dada estratégia, quais os fasores espaciais de tensão que o inversor deve aplicar à máquina, no respetivo sector, para que o movimento do rotor tenha o sentido direto. Para deduzir quais os índices das tensões ativas para obter o sentido retrógrado basta substituir os índices i do sentido direto por $i \pm 3$ de forma a que, obviamente, este valor recaia no conjunto $\{1,2,3,4,5,6\}$.

Tabela 2.4 - Sectores e fasores de tensão atuantes no sentido direto

Sector	I	II	III	IV	V	VI
Domínio	-30° a 30°	30° a 90°	90° a 150°	150° a 210°	210° a 270°	270° a 330°
Fasores	\bar{u}_2 e \bar{u}_3	\bar{u}_3 e \bar{u}_4	\bar{u}_4 e \bar{u}_5	\bar{u}_5 e \bar{u}_6	\bar{u}_6 e \bar{u}_1	\bar{u}_1 e \bar{u}_2

Na Figura 2.25, o fluxo $\bar{\psi}_s$ encontra-se sobre o eixo α , coincidente com o eixo magnético dos enrolamentos da fase a da máquina, seguindo uma trajetória sobre o segmento AB e sendo atuado pela tensão (fator paralelo a AB) até que atinja o limite superior de uma banda de histerese, isto é, o ponto B. O limite superior da banda de histerese é representado na Figura 2.25 pela circunferência externa. A circunferência interna tem um raio igual à amplitude mínima (limite inferior da banda de histerese) permitida para o fator do fluxo de ligação ao estator. Após o movimento do fluxo ter alcançado o ponto B os estados dos interruptores do inversor devem sofrer as alterações adequadas para que um novo fator de tensão seja aplicado ao motor. O fator conveniente é agora aquele que deslocará o fluxo sobre o

segmento BC. A Figura 2.26 clarifica a ação dos vários fasores de tensão estatórica sobre o fluxo do estator que se admite colocado no sector I. Assim, supondo desprezável a resistência R_s do estator, a trajetória de $\bar{\Psi}_s$ evoluirá segundo o sentido do fasor de tensão aplicado.

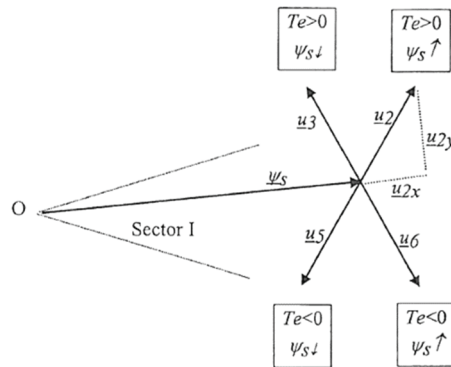


Figura 2.26 - Ação dos fasores de tensão sobre a evolução do fasor do fluxo estatórico no método DTC (extraído de [10]).

Decompondo um dos fasores de tensão, por exemplo \bar{u}_2 , segundo dois eixos ortogonais x e y de tal modo que o primeiro assente segundo a direção de $\bar{\Psi}_s$ tem-se $\bar{u}_2 = \bar{u}_{2x} + \bar{u}_{2y}$. A componente \bar{u}_{2x} , com o mesmo sentido de $\bar{\Psi}_s$, tende a aumentar a amplitude deste fasor ($\frac{d\Psi_s}{dt} > 0 \Rightarrow \Psi_s$ crescente) e a componente encaminha a rotação para o sentido direto ($T_e > 0$). Por decomposição similar se conclui que os fasores de tensão \bar{u}_5 e \bar{u}_6 provocariam uma diminuição do valor do binário eletromagnético T_e até ao seu anulamento e inversão de sentido, caso a duração da aplicação dos fasores de tensão fosse suficiente para isso. No sector I pode notar-se que os fasores de tensão ativos não considerados (\bar{u}_1 e \bar{u}_4) teriam efeitos muito fortes em $\frac{d\Psi_s}{dt}$ e fracos em termos de binário, podendo, no entanto, ser contemplados por alguma estratégia de comutação [14].

Generalizando as observações anteriores a um qualquer sector $v \in \{1,2,3,4,5,6\}$ onde se encontre $\bar{\Psi}_s$, pode elaborar-se uma tabela onde constem os efeitos sobre este fluxo e sobre o binário, devidos à aplicação dos diversos fasores de tensão (ver Tabela 2.5).

Tabela 2.5 - Generalização dos efeitos dos fasores de tensão sobre o fluxo do estator e binário

	\bar{u}_0, \bar{u}_7	\bar{u}_{v-2}	\bar{u}_{v-1}	\bar{u}_v	\bar{u}_{v+1}	\bar{u}_{v+2}	\bar{u}_{v+3}
Ψ_s	Sem efeito	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓
T_e	↓	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓

Na tabela acima, o símbolo \uparrow indica incremento da grandeza, o símbolo \downarrow traduz um decréscimo da grandeza. A presença de símbolos em duplicado alude a uma forte variação, num ou noutro sentido.

Na Figura 2.27 pode observar-se o esquema básico de montagem do método DTC para controlo do binário e do fluxo. A necessidade de comparação entre os valores de referência (binário e fluxo) com os respetivos valores atuais destas grandezas exige a presença de estimadores, sendo que o rigor da resposta destes estimadores é essencial ao bom desempenho do método. O estado dos interruptores do inversor, as leituras da tensão DC intermédia e de duas correntes das linhas de alimentação do motor são os sinais de retroação que permitem a reconstrução daquelas grandezas. O valor da resistência do estator pode ser objeto de cuidados especiais, tais como a sua identificação durante o comissionamento ou a sua compensação estabelecida pela temperatura de funcionamento através de modelo térmico do motor. Também pode ser considerado o efeito da saturação sobre os coeficientes de indução.

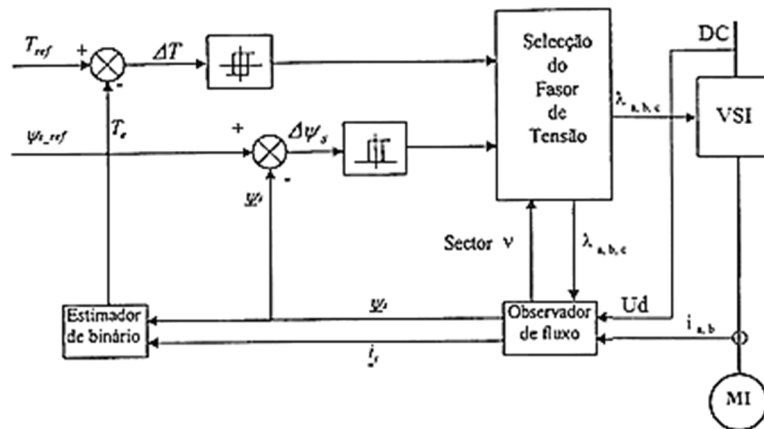


Figura 2.27 - Esquema genérico de implementação do DTC (extraído de [11]).

O núcleo deste método de controlo é o módulo de seleção dos fasores de tensão, cuja atuação depende dos sinais dos erros de binário e de fluxo determinados por comparadores histeréticos de dois níveis. Para a seleção dos fasores podem inferir-se várias estratégias de comutação a partir da Tabela 2.5, para a operação a dois ou quatro quadrantes.

A Tabela 2.6 apresenta uma estratégia possível para a escolha dos fasores de tensão para o incremento, ou decréscimo, do binário em função do necessário aumento, ou diminuição, do fluxo Ψ_s ligado ao estator para um sector genérico v . Esta configuração é aquela que traduz normalmente o melhor desempenho através da simetria na ação em relação à subida ou descida de binário.

Tabela 2.6 - Escolha dos fasores de tensão a aplicar ao motor

		Fasor de Tensão
$T_e \uparrow$	$\psi_s \uparrow$	\bar{u}_{v+1}
	$\psi_s \downarrow$	\bar{u}_{v+2}
$T_e \downarrow$	$\psi_s \uparrow$	\bar{u}_{v-1}
	$\psi_s \downarrow$	\bar{u}_{v-2}

Algumas estratégias visam também reduzir as perdas de comutação dos semicondutores, especialmente em acionamentos de média e elevada potência, através da escolha de vetores que originem apenas a comutação de apenas um semicondutor de cada vez. Pode ainda recorrer-se a outras estratégias otimizadas de escolhas dos vetores baseadas em técnicas preditivas ou em modelos de inteligência artificial.

Neste método, a atenção dedicada ao modelo do motor é acrescida pela tendência atual de evitar o recurso ao uso de sensores de posição ou velocidade. Isto é, a posição ou a velocidade do rotor é obtida por estimação, sendo o valor do binário eletromagnético do motor calculado, para um par de polos, a partir do produto cruzado das componentes do fluxo e da corrente do estator (2.59).

$$T_e = \Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha} \quad (2.59)$$

Considerando o referencial do fasor do fluxo do rotor, à semelhança do que já foi feito na orientação de campo, tem-se que:

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = \Psi_r \\ \Psi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (2.60)$$

A velocidade genérica ω_g do referencial corresponde à frequência elétrica que é calculada fazendo a derivação em ordem ao tempo do ângulo α_r do fasor fluxo do rotor de forma aproximada, isto é, recorrendo às diferenças em instantes t_1 e t_2 vizinhos.

$$\omega_g = \frac{d\alpha_r}{dt} \cong \frac{\alpha_r(t_2) - \alpha_r(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (2.61)$$

Para este efeito, o ângulo α_r pode ser obtido relativamente a qualquer referência. Escolhendo o referencial do estator, com os eixos α e β , para esta finalidade, tem-se que o fasor fluxo do rotor é calculado de acordo com (2.62).

$$\overline{\Psi}_r = \frac{L_r}{M} (\overline{\Psi}_s - \sigma L_s \overline{i}_s) = \Psi_{r\alpha} + j\Psi_{r\beta} \quad (2.62)$$

O ângulo α_r é, então, traduzido por (2.63).

$$\alpha_r = \arctan\left(\frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}}\right) \quad (2.63)$$

Regressando ao referencial do fluxo do rotor, deduz-se facilmente a expressão que permite estimar a velocidade mecânica do rotor. Com efeito, a partir de (2.64) e eliminando a componente em quadratura do estator, obtém-se (2.65).

$$\begin{cases} \Psi_r(\omega_g - \omega_m) = \frac{M}{\sigma_r} i_{qs} \\ T_e = \frac{M}{L_r} \Psi_r i_{qs} \end{cases} \quad (2.64)$$

$$\omega_m = \omega_g - R_r \frac{T_e}{\Psi_r^2} \quad (2.65)$$

Deve notar-se que, mesmo que o binário e o fluxo do rotor pudessem, por hipótese, ser lidos diretamente, a determinação da velocidade do rotor ainda ficaria dependente das variações que a resistência do rotor sofresse durante o funcionamento da máquina. Isto é, em cada caso de utilização de estimadores a sensibilidade à variação de parâmetros internos deve ser efetuada cuidadosamente já que o resultado global pode, eventualmente, ficar comprometido.

Na Figura 2.28 a) pode observar-se uma simulação no plano $\alpha\beta$ o fluxo do estator, podendo-se concluir que este método apresenta uma trajetória praticamente circular. A parte central mostra a evolução a partir do arranque. Cada um dos segmentos representados na parte central desta figura refere-se a um dos seis vetores anteriormente definidos. Na Figura 2.28b) pode observar-se a progressão do fluxo e do binário num intervalo de tempo que inclui precisamente a região de arranque.

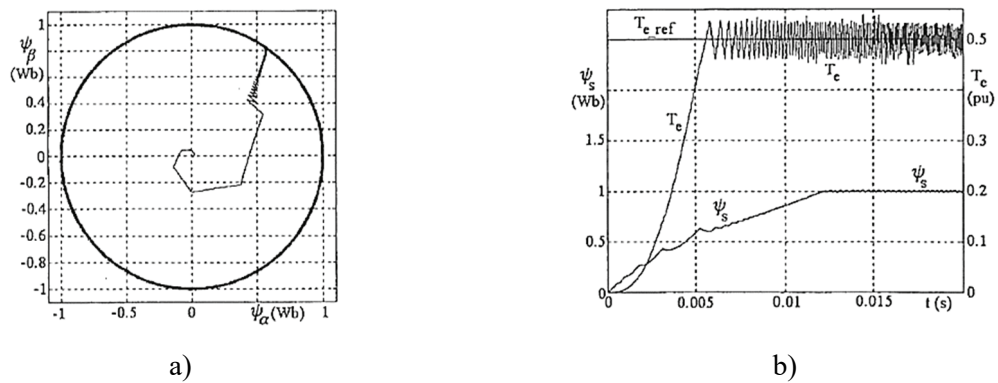


Figura 2.28 - Simulação da aplicação do método *DTC* ao motor de indução: a) Fluxo ligado ao estator no plano $\alpha\beta$; b) Evolução temporal do fluxo ligado ao estator e binário eletromagnético (extraído de [11]).

Assim, de forma resumida as principais vantagens do controlo *DTC* são:

- Ausência de transformações de coordenadas (as quais são requeridas na maioria das soluções de orientação de campo);
- Ausência de blocos moduladores da tensão;
- Ausência de circuitos desacopladores da tensão (requeridos em outros métodos alimentados por *VSI*);
- Ausência de diversos controladores (por ex.: no controlo direto por orientação de campo com fluxo ligado ao rotor, são necessários diversos controladores);
- Não é necessária a posição atual do vetor do fluxo espacial, bastando ter apenas um sector da sua localização. Ou seja, é apenas necessário determinar o sector com uma precisão mínima de 60° elétricos, em contraste com os métodos de orientação de campo que requerem precisões mínimas na ordem do 1.5° elétricos. Este método dispensa assim o uso de sensores para medir a posição do rotor da máquina;
- Elevado desempenho dinâmico.

Em contrapartida, este método de controlo apresenta normalmente as seguintes desvantagens:

- Possíveis problemas durante o arranque e operação a baixas velocidades;
- Possíveis problemas durante mudanças bruscas no comando de binário;
- Requer a existência de estimadores de fluxo e binário (mas isto também acontece noutros métodos);
- Frequência de comutação variável;
- Elevada ondulação no binário.

2.2.3.3. Método de controlo direto do binário aplicado ao motor síncrono de magnetos permanentes

O esquema de princípio do método de controlo *DTC* aplicado ao motor *PMSM* é muito semelhante ao aplicado ao motor de indução, tal como representado na Figura 2.29, requerendo também a estimativa do fluxo ligado ao estator bem como o binário eletromagnético. Tal como acontece para o controlo *DTC* do motor de indução, também as tensões do estator podem ser obtidas usando os estados de comutação dos interruptores do inversor (2.58).

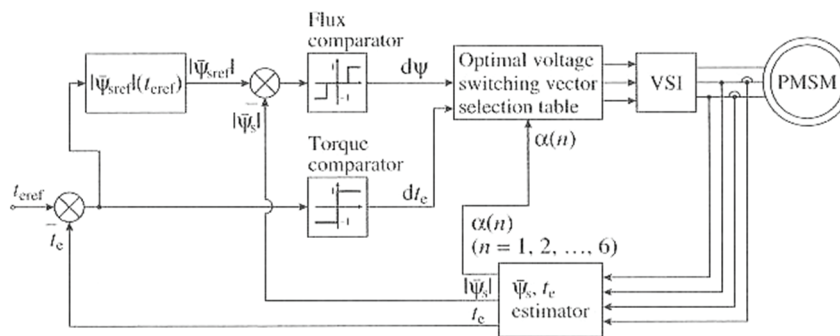


Figura 2.29 – Esquema de princípio do controlo DTC aplicado ao PMSM (extraído de [10]).

Neste esquema de princípio é também necessário estimar o fluxo ligado ao rotor bem como o binário eletromagnético desenvolvido pelo motor. A estimação do fluxo do estator assenta, tal como para o motor de indução, na equação da tensão do estator (2.56), no entanto, agora são adicionadas outras componentes para minimizar os problemas provocados pelos desvios em cadeia aberta provocados por integradores puros. Isto é conseguido adicionando um filtro passa baixo (2.66). Para obter melhores resultados podem ainda optar-se por outras soluções através de observadores (*Kalman*, *Luenberger*) como os abordados na secção seguinte.

$$\bar{\psi}_s = \frac{T(\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s)}{1 + \frac{dT}{dt}} \quad (2.66)$$

O binário eletromagnético é agora estimado com base na expressão (2.67).

$$T_e = n_{pp} [\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.67)$$

É usual para este tipo de motor aplicar-se o critério da máxima relação torque/unidade de corrente e com base nisso, determinar-se qual o valor do fluxo estatórico de referência a aplicar ao motor (2.68).

$$\bar{\Psi}_{s_ref} = \sqrt{\left\{ \Psi_f^2 + L_q^2 \left[\frac{2T_e}{3n_{pp}\Psi_f} \right]^2 \right\}} \quad (2.68)$$

A escolha dos vetores de tensão a aplicar a este motor a cada instante segue os mesmos princípios do método DTC aplicado ao motor de indução.

2.2.4. Métodos *sensorless* usados no controlo vetorial

A longo dos últimos anos tem sido feito um grande esforço para o desenvolvimento de soluções sem sensores ou *sensorless*. Essas soluções são usualmente referidas como “*sensorless drives*”, apesar da terminologia “*sensorless*” se referir apenas à grandeza a controlar, normalmente a velocidade e/ou a posição do veio dos motores, uma vez que utilizam outros sensores, normalmente de corrente ou de tensão e que, sem eles, o controlo em cadeia fechada não se pode realizar.

O controlo vetorial (que inclui o controlo por orientação de campo e o controlo direto de binário) tornou-se atualmente prática corrente na maioria dos VEV produzidos pelos grandes fabricantes (*Control Techniques, ABB, Siemens, Hitachi, Yaskawa, Eurotherm, etc.*). No entanto, uma característica de quase todos esses variadores industriais, é a sua incapacidade ou fraco desempenho quando operam com frequências muito baixas sem recurso a sensores de velocidade ou posição. Apenas um grande fabricante (*ABB*) desenvolveu uma forma de controlo direto de binário (*DTC*) para motores de indução o qual, segundo o fabricante, pode trabalhar com frequências muito perto de zero sem o recurso a sensores de velocidade e posição. Todos os outros grandes fabricantes, mantêm como possibilidade o controlo escalar V/f e como controlo vetorial fazem uso do controlo por orientação de campo.

De uma forma geral, para resolver os problemas a baixas frequências foram propostas e desenvolvidas por investigadores diversas técnicas que introduzem assimetrias na máquina, através da injeção de sinais no estator. Essas técnicas não têm tido grande aceitação devido a alguns efeitos indesejados como o ruído e outras desvantagens adicionais. De um modo geral, a aposta dos fabricantes e a aceitação geral do mercado tem residido no desenvolvimento de soluções *sensorless* para aplicação

a qualquer motor de indução de rotor em gaiola, com exceção de algumas soluções integradas de variador (controlador e inversor) e motor.

De forma a reduzir a complexidade e o custo total do *hardware*, incrementar a robustez mecânica e, a fiabilidade do variador, reduzir o momento de inércia do motor (muito importante em variadores com elevado desempenho) e a imunidade ao ruído é, em muitos casos, desejável que os sensores de velocidade e posição sejam eliminados especialmente em aplicações de baixa potência, onde os custos dos sensores se aproximam dos custos da maioria dos restantes componentes ou mesmo em aplicações com ambientes adversos. À medida que os custos dos processadores digitais de sinal (*DSP*) descem e o seu desempenho é incrementado, surgem cada vez melhores soluções para estimar a velocidade e a posição dos motores de indução, usando técnicas de estimação baseadas em *software* onde são apenas realizadas medições das correntes e tensões no estator da máquina. De um modo geral, os principais objetivos das soluções de controlo *sensorless* são:

- Redução do custo e complexidade do hardware;
- Aumentar a robustez mecânica;
- Possibilidade de operar em ambientes adversos;
- Aumentar a fiabilidade;
- Reduzir os requisitos de manutenção;
- Aumentar a imunidade ao ruído;
- Manter a inércia do motor o mais baixa possível;
- Aplicação a qualquer tipo de motor de indução de rotor em gaiola ou motor síncrono.

As principais técnicas desenvolvidas para o controlo *sensorless* de motores de indução e motores síncronos de magnetos permanentes (PMSM) são as que se apresentam em seguida. Normalmente, quando usadas no motor de indução estimam ou observam a velocidade ou a posição, sendo que no caso do PMSM interessa mais a posição, dado o princípio de funcionamento deste tipo de motor [10]. As técnicas são distinguidas também pela forma como estimam a velocidade ou a posição. Convencionou-se designar de técnicas de estimação aquelas que funcionam em cadeia aberta, ou seja, aquelas que não fazem retroação da sua estimação e, como tal, são menos exatas e fortemente afetadas pelos parâmetros da máquina. As técnicas denominadas de observadores são aquelas que funcionam em cadeia fechada fazendo retroação dos seus sinais e são normalmente bastante mais complexas de implementar, no entanto, são também mais robustas e precisas.

- Estimadores de cadeia aberta usando sensores de correntes e/ou tensões do estator juntamente com alguns esquemas melhorados;

- Estimadores usando a saturação espacial da terceira harmónica do fasor de tensão do estator;
- Estimadores usando o efeito das saliências (geométricas, saturação);
- Estimadores usando modelos de inteligência artificial (redes neuronais, lógica difusa ou a combinação destes dois);
- Estimadores de posição baseados na f.c.e.m. (força contraelectromotriz);
- Observadores baseados em modelos de referência adaptativos do sistema (*MRAS – Model Reference Adaptative System*);
- Outros observadores (*Kalman, Luenberger*).

A maioria das técnicas anteriormente listadas não serão detalhadas nem explicadas neste trabalho, servindo apenas para mostrar alguns exemplos de técnicas *sensorless* que foram desenvolvidas e se encontram disponíveis em alguns variadores industriais. Apresenta-se um exemplo de um estimador e de um observador.

2.2.4.1. Estimador de cadeia aberta usando sensores de corrente e/ou tensão do estator

A maioria dos estimadores baseia-se simplesmente nas equações das tensões do motor de indução para determinar a velocidade do rotor e estimar o seu escorregamento. O esquema descrito seguidamente usa as correntes e as tensões medidas do estator ou apenas as correntes, pois as tensões podem ser determinadas pela tensão do barramento DC do inversor e pelas variáveis de comutação dos seus interruptores. As equações (2.69) e (2.70) representam a equação da tensão no rotor e o fluxo do rotor no referencial estacionário $\alpha\beta$.

$$0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_m \Psi_{r\beta} \quad (2.69)$$

$$\Psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \quad (2.70)$$

A equação (2.69) pode ser expressa em função da velocidade do rotor, mas contém integrada a corrente do rotor que não pode ser medida diretamente. Contudo, considerando a equação 2.70, é possível expressar a corrente do rotor em função da corrente do estator a qual pode ser medida, obtendo-se assim a equação (2.71).

$$\omega_m = \left[-\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{\Psi_{r\alpha}}{\tau_r} + \frac{M}{\tau_r} i_{s\alpha} \right] / \Psi_{r\beta} \quad (2.71)$$

Para que o estimador fique completo é necessário estimar ambas as componentes do fluxo do rotor no referencial estacionário $\alpha\beta$. Para tal, é possível recorrer à equação do fluxo ligado ao rotor (2.72) e ao estator de onde resultam as duas componentes necessárias (2.73) e (2.74).

$$\begin{cases} \overline{\Psi}_s = L_s \overline{i}_s + M \overline{i}_r \\ \overline{\Psi}_r = M \overline{i}_s + L_r \overline{i}_r \end{cases} \quad (2.72)$$

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} (\Psi_{s\alpha} - L'_s i_{s\alpha}) \quad (2.73)$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} (\Psi_{s\beta} - L'_s i_{s\beta}) \quad (2.74)$$

Onde $L'_s = (L_s + M^2)$ e representa a indutância transitória do estator. A derivada das componentes α do fluxo ligado ao rotor, representada na equação (2.71), pode ser representada agora na equação (2.75) se for negligenciado o efeito da saturação magnética.

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} - L'_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (2.75)$$

Do mesmo modo, a derivada da componente α do fluxo ligado ao estator pode ser obtida por (2.76).

$$\frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \quad (2.76)$$

Voltando agora à equação (2.71) é possível, então, estimar a velocidade do motor usando as seguintes relações:

$$\omega_m = \left[-\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{\Psi_{r\alpha}}{\tau_r} + \frac{M}{\tau_r} i_{s\alpha} \right] / \Psi_{r\beta} \quad (2.77)$$

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L'_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (2.78)$$

De forma similar, o fluxo $\Psi_{r\beta}$ representado na equação (2.71) ou (2.77) pode ser obtido com base na integração da componente β , representada aqui na equação (2.79).

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - L'_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \quad (2.79)$$

Uma possível implementação deste método está representada na Figura 2.30.

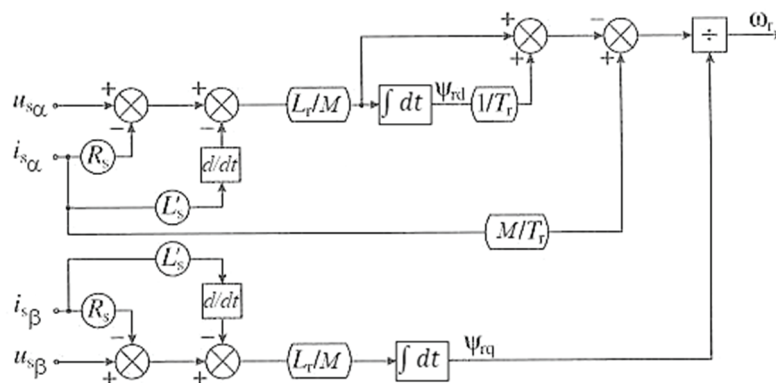


Figura 2.30 – Estimação da velocidade do rotor usando dois integradores, dois diferenciadores e cinco parâmetros da máquina (extraído de [10]).

2.2.4.2. Observador baseado num modelo de referência adaptativo do sistema

Nesta secção descreve-se um exemplo simplificado de um observador baseado num modelo de referência adaptativo do sistema (MRAS). Nos MRAS, algumas variáveis de estado, x_d , x_q (ex.: componentes do fluxo do rotor Ψ_{rd} , Ψ_{rq} ou componentes da força contraelectromotriz e_d , e_q) do motor de indução (as quais são obtidas através de medições de forma direta ou indireta) são estimadas num modelo de referência e então comparadas com variáveis de estado \hat{x}_d , \hat{x}_q estimadas por um modelo

adaptativo. A diferença entre estas variáveis é então utilizada num mecanismo adaptativo, cuja saída resulta na estimação da velocidade ($\hat{\omega}_r$) que será usada na realimentação do modelo adaptativo até que um desempenho satisfatório seja obtido. A Figura 2.31 ilustra o princípio de funcionamento destes modelos.

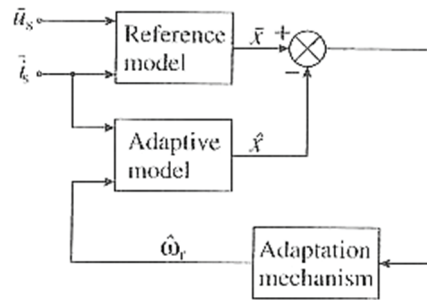


Figura 2.31 – Esquema de princípio para observação da velocidade com MRAS (extraído de [10]).

É então possível “observar” em cadeia fechada a velocidade do rotor do motor usando dois estimadores (o modelo de referência e o modelo adaptativo). No exemplo que se apresenta os dois estimadores são usados para estimar, de forma independente, as componentes do fluxo ligado ao rotor no referencial do estator ($\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$) e, usando a diferença entre os estimadores, para estabelecer a velocidade do motor. Recorde-se novamente as equações das componentes do fluxo ligado ao rotor (2.80) e (2.81). Estas duas equações representam o modelo de tensões do estator e não contêm a velocidade do rotor, por isso são chamadas de equações do modelo de referência.

$$\Psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} \left[\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - L'_s i_{s\alpha} \right] \quad (2.80)$$

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} \left[\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L'_s i_{s\beta} \right] \quad (2.81)$$

Contudo, quando o modelo das tensões do rotor é representado no referencial $\alpha\beta$, contêm os fluxos do rotor bem como a velocidade do mesmo (2.82) e (2.83). Estas fazem parte do modelo adaptativo (ou ajustável).

$$\hat{\Psi}_{r\alpha} = \frac{1}{\tau_r} \int (M i_{s\alpha} - \hat{\Psi}_{r\alpha} - \omega_r \tau_r \hat{\Psi}_{r\beta}) dt \quad (2.82)$$

$$\hat{\Psi}_{r\beta} = \frac{1}{\tau_r} \int (i_{s\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta} + \omega_r \tau_r \hat{\Psi}_{r\alpha}) dt \quad (2.83)$$

A diferença entre os dois modelos é agora usada para estimar a diferença angular entre as saídas dos dois estimadores $\varepsilon_\omega = \Psi_{r\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha} - \Psi_{r\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta}$ e é usada como sinal de ajuste de um controlador linear do tipo PI cuja saída estima a velocidade do motor. Este controlador é usado para fornecer a necessária estabilidade a este sistema não-linear. Por outras palavras, o sinal de erro atua como algoritmo de identificação da velocidade do rotor, fazendo-o convergir para zero. Pode observar-se, com base na Figura 2.32, que a velocidade estimada pode ser expressa por:

$$\hat{\omega}_r = K_P \varepsilon_\omega + K_I \int \varepsilon_\omega dt \quad (2.84)$$

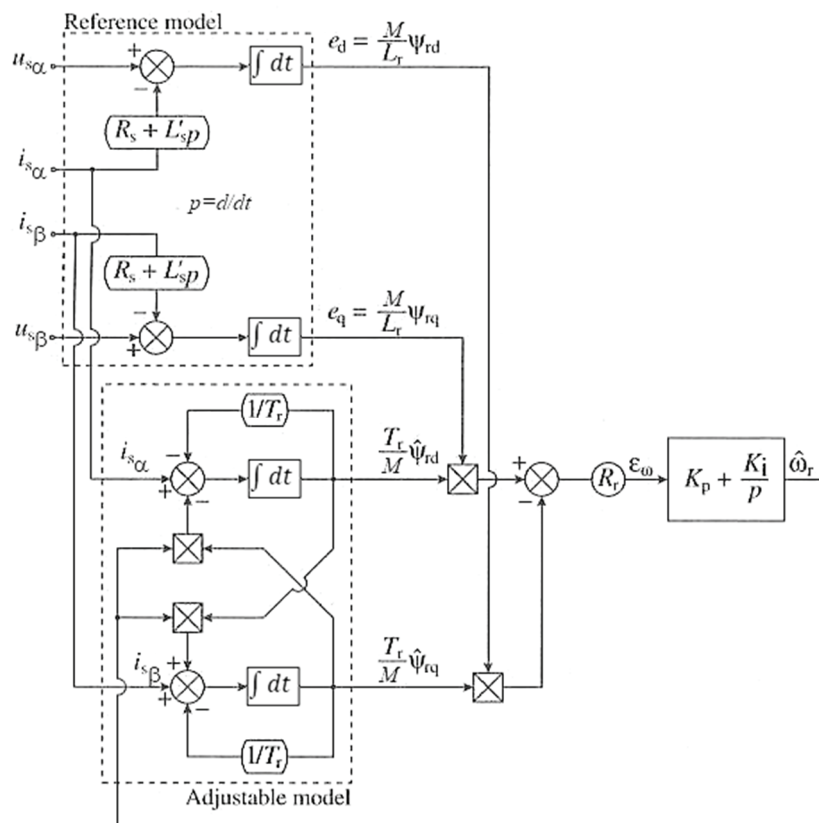


Figura 2.32 – Esquema de observação da velocidade baseado no MRAS, usando as componentes do fluxo ligado ao rotor (extraído de [10]).

2.2.5. Variadores industriais e seus métodos de controlo

Em 1995, ano em que a *ABB* introduziu nos seus variadores da gama ACS600 o controlo escalar e o controlo *DTC*, que poderia funcionar com ou sem sensores de posição [10], a *Control Techniques* introduziu no mercado a gama de variadores *Unidrive V3 (Universal Drive)* que disponibilizava as técnicas V/f, controlo vetorial em cadeia aberta (sem sensores de posição), controlo vetorial em cadeia fechada (com sensores de posição) e controlo servo de alto desempenho para *PMSM*, tudo incluído no mesmo variador. Foi também o nascimento do que ficou conhecido como *Intelligent Drive* pois foi pioneiro na implementação da funcionalidade *PLC (Programmable Logic Controller)* e era detentor de uma vasta compatibilidade ao nível das redes de campo. Estes variadores permitiam controlar motores de potências entre 0.75 kW a 1 MW. Em 2003 a *Control Techniques* substituiu o *Unidrive V3* pelo *Unidrive SP (The Benchmark)*, com a capacidade acrescida de funcionamento em modo regenerativo e controlar motores de potências entre 0,37 kW e 1,9 MW. Em 2012 a *Control Techniques* substituiu a versão anterior pela atual *Unidrive M*, com a capacidade acrescida de funcionamento com motores síncronos de magnetos permanentes em modo *sensorless* e controlo de motores de potências entre 0,75 kW e 2,8 MW.

Com exceção do fabricante *ABB*, que optou pelo método de controlo direto de binário, todos os outros grandes fabricantes (tanto quanto é do conhecimento do autor) optaram por equipar os seus variadores eletrónicos de velocidade com o método de controlo por orientação de campo. Na Tabela 2.7 pode observar-se as designações adotadas por alguns fabricantes para se referirem às técnicas de controlo estabelecidas pela comunidade científica.

Tabela 2.7 - Designações adotadas pelos fabricantes para as técnicas de controlo (adaptado de [15] [16] [17] [18]).

Fabricante	Controlo Escalar	Controlo Vetorial	
	V/f	Controlo Direto de Binário (DTC)	Controlo por Orientação de Campo (FOC)
<i>ABB</i>	<i>Scalar control</i>	DTC	nd
<i>Allen Bradley</i>	<i>Volts per Hertz</i>	nd	<i>Sensorless Vector</i>
<i>Control Techniques</i>	<i>Open-loop</i>	nd	<i>Rotor Flux Control</i>
<i>Eurotherm</i>	V/Hz	nd	<i>Sensorless Vector</i>
<i>Hitachi</i>	V/f	nd	<i>Sensorless Vector</i>
<i>Lenze</i>	V/f	nd	<i>Zero-sensor Vector</i>
<i>Siemens</i>	<i>Voltage to Frequency</i>	nd	<i>Sensorless Vector</i>
<i>Yaskawa</i>	V/f	nd	<i>Open Loop Vector</i>

*nd – não disponível

Apesar de muitas vezes não se saber integralmente e com detalhe os métodos (ou variantes aos métodos) implementados pelo fabricante, pretende-se com as secções seguintes dar a conhecer um pouco melhor o equipamento utilizado neste trabalho de modo a estabelecer-se um paralelismo entre as designações adotadas pelo fabricante e as técnicas de controlo estabelecidas pela comunidade científica.

Os variadores eletrónicos de velocidade utilizados neste trabalho pertencem à gama alta do fabricante *Control Techniques*. Estes permitem o controlo de máquinas assíncronas e síncronas de magnetos permanentes com e sem transdutores de posição. Os métodos disponíveis para controlo de motores são: Open-loop, RFC-A *Sensorless*, RFC-A *Feedback*, RFC-S *Sensorless* e RFC-S *Feedback*.

2.2.5.1. Modo de controlo *open-loop*

A designação *open-loop* refere-se, de acordo com o manual do fabricante, ao método de controlo escalar V/f com compensação de escorregamento. O fabricante permite a utilização de alguns subtipos deste método, destacando-se o *Fixed* onde a relação entre a tensão e a frequência é fixa e o *Square* com relação quadrática e utilizado no controlo de bombas e ventiladores. Na gama atual de variadores do fabricante *Control Techniques*, este é o único método que permite o controlo de vários motores ligados em simultâneo no mesmo VEV.

2.2.5.2. Modo de controlo *RFC-A Sensorless*

A designação *RFC-A (Rotor Flux Control – Asynchronous) - Sensorless* refere-se ao método indireto de orientação de campo sem transdutor de posição. Este método é utilizado para controlar a máquina assíncrona sem transdutor de posição. Utiliza as correntes, tensões e parâmetros relevantes do motor num modelo do motor robusto para estimar a posição do fluxo e a velocidade do motor. Na Figura 2.33 está representado o diagrama de blocos simplificado deste método de controlo apresentado no manual do fabricante. Como se pode observar, não existe qualquer transdutor de posição ligado ao motor. No lugar deste, existe um modelo do motor, criado a partir das tensões de fase do motor, correntes, informações da placa de identificação do motor e parâmetros gerados pelo processo de ajuste automático utilizado na altura do comissionamento, por forma a determinar a velocidade do motor. Assim sendo, o sistema de controlo utiliza um anel de corrente interno e um anel de velocidade externo assegurado pelo estimador, com uma resolução de 16384 contagens por rotação do motor. A regulação de velocidade situa-se nos 0,5% [19] [20].

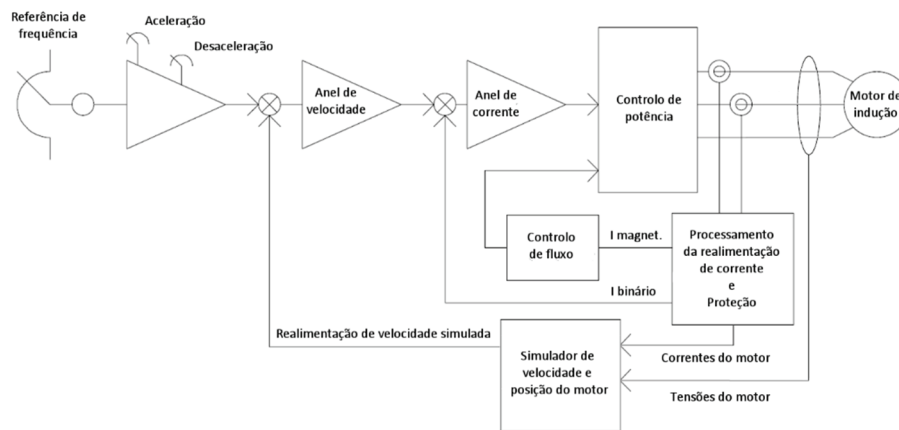


Figura 2.33 - Diagrama simplificado do método de controlo RFC-A *Sensorless* (adaptado de [19]).

À exceção das aplicações com vários motores ligados no mesmo VEV, que normalmente utilizam o método de controlo escalar V/f , todas as outras aplicações de cadeia aberta podem beneficiar da utilização do método de controlo do fluxo do rotor.

Em situações de carga reduzida, baixa velocidade e normalmente em sistemas de potências acima de 22 kW, a utilização do método de controlo escalar V/f , permite a ocorrência de um fenómeno conhecido por “*dwell error distortion*”, que deriva da comutação dos semicondutores. Este fenómeno provoca uma ligeira distorção na corrente entregue ao motor. Como consequência, a distorção está também presente no campo magnético girante o qual, por sua vez, provoca um fator de tremor no binário. Este fator de tremor no binário em conjunto com a falta de amortecimento provocado pela ausência de carga, provoca oscilações na velocidade, sobretensões e sobreintensidades. O aumento da carga reduz o problema, mas nem sempre é passível de implementar. Muitos variadores eletrónicos de velocidade utilizam técnicas de compensação para minimizar o fenómeno mas, regra geral, não são suficientemente eficazes [19]. Neste fabricante os métodos RFC (que têm por base o controlo por orientação de campo), possuem controladores do anel interno de corrente que permitem controlar com precisão a magnitude e a forma de onda da corrente entregue ao motor. Isto permite a total eliminação do fenómeno “*dwell error distortion*”, bem como os problemas de tremor associados. Outra vantagem deste método de controlo, está na melhoria significativa na determinação da velocidade de um motor que já se encontre em rotação, facilitando o início do seu controlo. Por exemplo, um ventilador que ainda se encontre a rodar após ter sido desligado sem rampa de desaceleração (paragem por inércia - *coast*).

2.2.5.3. Modo de controlo *RFC-A Feedback*

A designação *RFC-A Feedback* refere-se ao método indireto de orientação de campo com transdutor de posição. Este método é utilizado para controlar a máquina assíncrona com transdutor de posição. Utiliza igualmente as correntes, tensões e parâmetros relevantes do motor num modelo do motor robusto para estimar a posição do fluxo, no entanto, faz uso do transdutor de posição para saber a posição angular do rotor. Com o anel de velocidade fechado, o desempenho no controlo de motores de indução é amplamente melhorado, permitindo o controlo não só de motores rotativos como também de motores lineares.

2.2.5.4. Modo de controlo *RFC-S Sensorless*

A designação *RFC-S (Rotor Flux Control – Synchronous) - Sensorless* refere-se ao método de orientação de campo para *PMSM* sem transdutor de posição. Normalmente, para aplicações com máquinas síncronas são necessários sensores de posição no motor para ter a posição exata do rotor, no entanto, podem ser utilizados algoritmos que permitem controlar o PMSM em cadeia aberta, como é o caso do motor *Dyneo (LSRPM)* do fabricante *Leroy Somer*. Por forma a garantir o correto funcionamento próximo da velocidade nula, foram implementados por este fabricante dois modos de operação distintos. O funcionamento a baixa rotação e a alta rotação. No primeiro modo, é utilizado um algoritmo de controlo baseado na característica construtiva do motor que deteta a variação sinusoidal da indutância L_d (ver secção 2.2.2.3) ao longo de uma rotação do rotor (ver Figura 2.34).

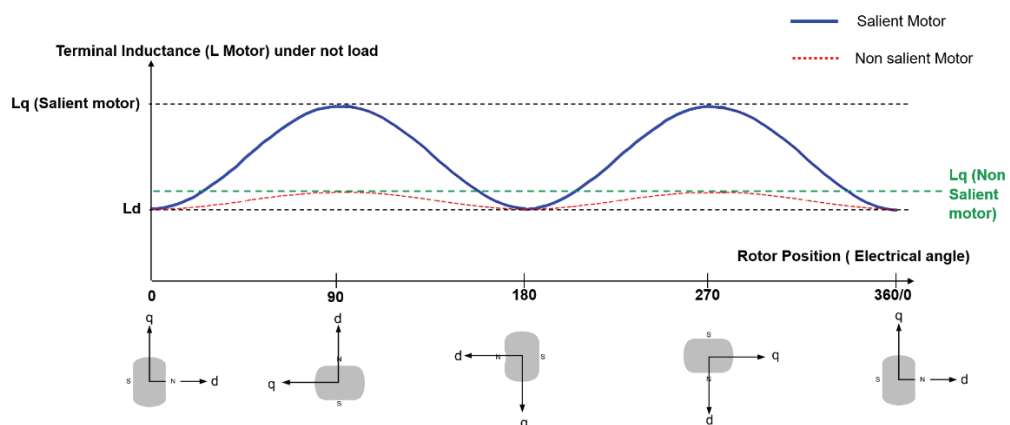


Figura 2.34 - Variação da indutância L_q ao longo de uma rotação (extraído de [21]).

No segundo modo, o algoritmo de controlo é o utilizado no método de orientação de campo para PMSM, onde a velocidade do rotor é obtida utilizando a velocidade do vetor espacial do fluxo ligado ao

estator (taxa de variação do ângulo deste vetor). A transição entre os dois modos de controlo está dependente da frequência de comutação dos módulos IGBT que ocorre entre os 10 % e os 20 % da velocidade nominal do motor [21].

2.2.5.5. Modo de controlo RFC-S *Feedback*

A designação RFC-S *Feedback* refere-se ao método de orientação de campo para PMSM com transdutor de posição. Este método é utilizado em aplicações com servomotores de elevada dinâmica, como é o caso do utilizado na componente experimental deste trabalho.

2.2.6. Comparação entre os principais métodos de controlo

Nesta secção procede-se a uma comparação entre alguns dos métodos abordados para o controlo de motores de indução utilizados nos variadores eletrónicos de velocidade industriais. Na Figura 2.35 pode observar-se essa comparação em forma de tabela. Esta comparação foi obtida do manual do fabricante *Control Techniques*. Estes ensaios não foram realizados experimentalmente pois estão fora do âmbito deste trabalho.

	Induction Motor Drives				
	Open Loop				Closed Loop
	Basic V/F Control	Steady State Flux Oriented	Direct Torque Control	Rotor Flux Control	Field Oriented
Multi-motor connection	Yes	No	No	No	No
Torque response ¹	10ms	<10ms	1-5ms	<0.5ms ($f_{sw}=12\text{kHz}$) <1ms ($f_{sw}=4\text{kHz}$)	<0.5ms ($f_{sw}=12\text{kHz}$) <1ms ($f_{sw}=4\text{kHz}$)
Speed Recovery Time ²	100ms	100ms		<20ms	<10ms
Min speed with 100% torque	1-3Hz	1Hz	0.5Hz	0.8Hz	Standstill
Max Torque at 1Hz	>150%	>150%	>150%	>175%	>175%
Light Load Stability	Moderate	Moderate		Excellent	Excellent
Torque control capability				Very Good (moderate accuracy)	Excellent (Good accuracy)
User Selectable Switching Frequency	Yes	Yes	No	Yes	Yes
Speed Loop Response	10Hz	10Hz		50-100Hz	150Hz
"On the fly" switching between open and closed loop operation	No	No	No	Yes – between these two modes only	
Typical Feedback Device	None	None	None	None	Encoder

¹ Torque response = time for drive to produce 100% torque on motor shaft in response to a step demand

² Speed Recovery Time = Time to recover speed after application of 100% load

Figura 2.35 - Comparação das características dos principais métodos de controlo de motores de indução (extraído de [20]).

Apesar da qualidade da imagem não ser muito boa, na Figura 2.36 pode observar-se uma maior tolerância à variação de carga a baixa rotação (inferior a 300 rpm) no modo de controlo RFC do fabricante *Control Techniques* em comparação com os métodos de controlo por orientação de campo padrão e controlo direto de binário. A velocidades superiores à velocidade nominal do motor (1500 rpm), nota-se uma maior capacidade de manter a carga nominal no controlo direto de binário relativamente aos restantes.

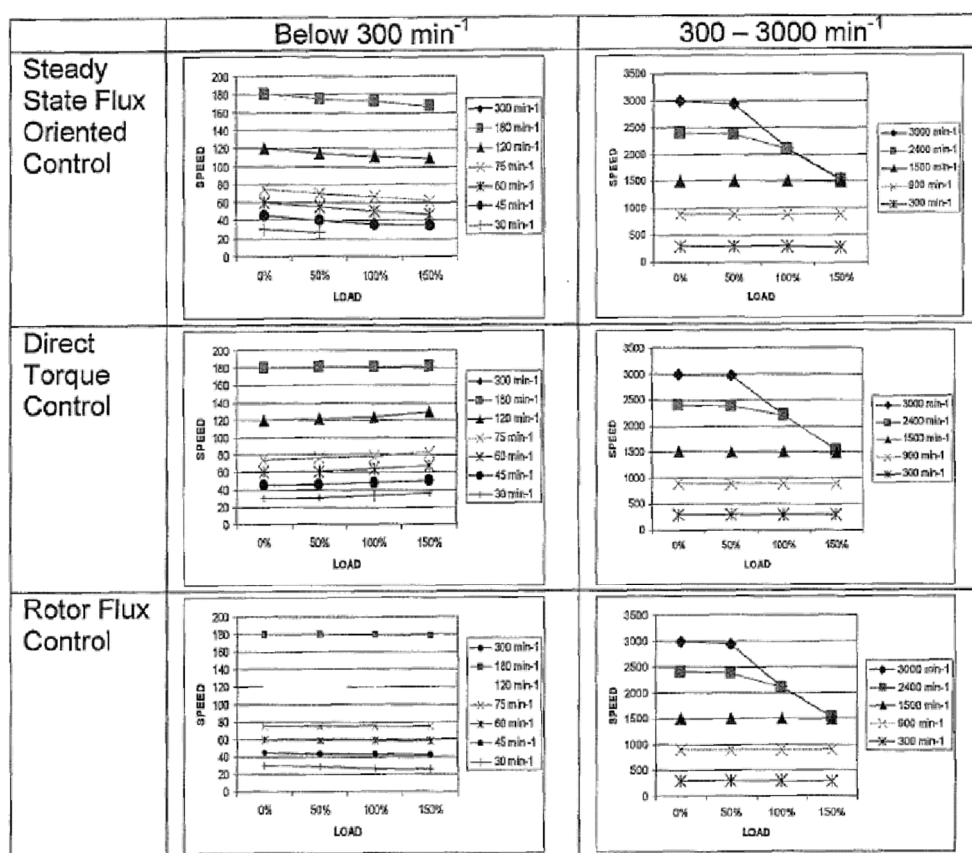


Figura 2.36 - Comparação de desempenho dos principais métodos de controlo de motores de indução (extraído de [20]).

Um estudo conduzido pela Universidade de Bengalore, India, sobre os métodos direto e indireto de orientação de campo [22], identifica algumas desvantagens do método de controlo *DTC*, ao nível da dificuldade no controlo do binário e do fluxo em muito baixa rotação, correntes altas com ondulação de binário, frequência de comutação variável, alto nível de ruído a baixa velocidade. O mesmo estudo, aponta algumas vantagens do método de controlo *FOC*, ao nível da melhor resposta de binário, facilidade no controlo do binário a baixa rotação, operação em quatro quadrantes, capacidade de sobrecarga de curto prazo, redução no tamanho e custo do motor e redução no consumo de energia.

2.3. Transdutores de velocidade e de posição

Os dispositivos de realimentação de velocidade e posição existem há quase tanto tempo quanto os motores elétricos [23]. Foram inicialmente introduzidos os dínamos ou geradores taquimétricos, que forneciam informações de velocidade a sistemas de controlo PID simples com o objetivo de manter uma velocidade precisa do motor elétrico. Ao longo dos anos, foram sendo desenvolvidos novos dispositivos com a capacidade de fornecer informações para posicionamento do motor, como é o caso dos codificadores óticos incrementais, *encoders*, vulgarmente utilizados na indústria.

Para controlar eficazmente um motor de corrente alternada, é necessário determinar a velocidade do motor e a posição do fluxo no motor como já se referiu neste capítulo. Apesar de existirem no mercado várias soluções de controlo sem transdutor (*sensorless*) que, por medição das correntes e tensões do motor, conseguem estimar ou “observar” estas grandezas, ainda é necessário recorrer a um transdutor de velocidade e/ou de posição sempre que seja necessário obter um elevado desempenho no acionamento. Na Figura 2.37 pode observar-se os diferentes tipos de dispositivos de realimentação utilizados pelo fabricante de motores *Leroy Somer*.

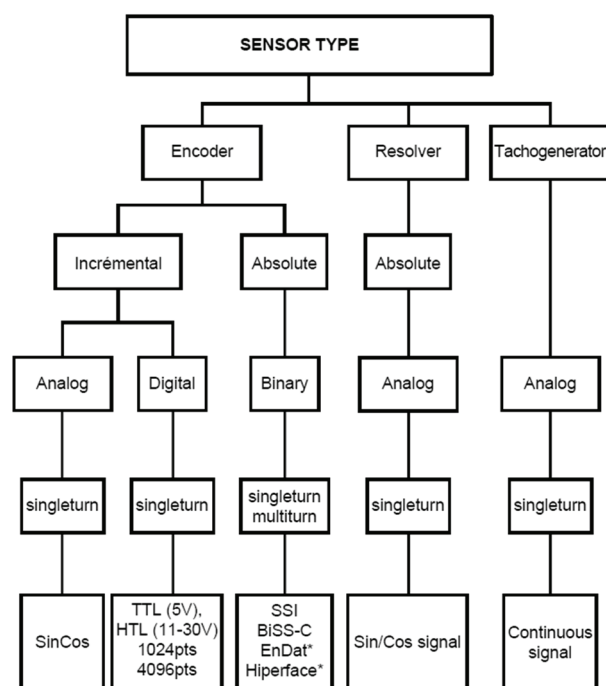


Figura 2.37 - Tipos de dispositivos de realimentação (extraído de [24]).

Embora existam inúmeros tipos de transdutores de velocidade e de posição, nesta dissertação apenas serão abordados aqueles que são mais utilizados atualmente na indústria, ligados a modernos

variadores eletrônicos de velocidade. A descrição detalhada de cada um destes tipos de transdutores encontra-se detalhada no Anexo A. Aconselha-se o leitor mais interessado no funcionamento destes dispositivos a ler este anexo. Para além da descrição encontra-se também uma breve comparação entre os métodos e ainda aspetos relacionados com resolução e exatidão dos transdutores.

2.4. Métodos de sincronismo de motores

Os métodos de sincronismo de motores são utilizados onde o movimento durante a aceleração, desaceleração e mudanças na carga requer sincronização de velocidade e ângulo entre, pelo menos, dois eixos [31]. Estes métodos têm vindo a ser cada vez mais utilizados em detrimento das soluções mecanicamente acopladas. Focando a vertente industrial, a implementação destes métodos permite: maior flexibilidade na implementação de processos, simplificação das transmissões mecânicas e consequente redução do seu desgaste, sincronismo de motores onde não existe a possibilidade de utilização de acoplamento mecânico entre estes, existência de relações variáveis de transmissão entre motores (por exemplo, came eletrónica), situações onde não podem existir erros cumulativos entre a posição dos motores, etc.

A necessidade de sincronismo de velocidade/posição pode ser encontrada em inúmeras aplicações e máquinas industriais, tais como máquinas de embalar, de envolver, de rotular, de trefilar, de cortar pedra, de corte em contínuo (lineares ou rotativas), de impressão *offset*, etc.

Os métodos de sincronismo podem ser subdivididos em dois grandes grupos: de controlo centralizado e de controlo distribuído. No método de controlo centralizado, os eixos não têm controlo individual da sua velocidade/posição. Este controlo, fica centralizado num controlador que tem como função gerar todas estas referências e enviá-las por sinal analógico, ou por rede de campo, a todos os eixos do sistema. No método distribuído, a referência de velocidade, que pode ser gerada no primeiro VEV da cadeia de acionamentos, ou fora desta, é distribuída por todos os acionamentos do sistema. A relação individual que cada acionamento tem com essa referência de velocidade é então obtida localmente.

Comum a todos os métodos aqui abordados está o controlo em cadeia fechada onde cada acionamento é composto por motor com transdutor de velocidade e um VEV com anel de controlo de velocidade onde é comparada continuamente a referência de velocidade com a sua própria velocidade (proveniente do transdutor de velocidade), permitindo assim aplicar a esta as correções necessárias.

2.4.1. Controlo centralizado

Atualmente, um sistema de controlo centralizado gera, num único processador, todas as referências de velocidade e envia-as para os respetivos acionamentos do sistema por intermédio de uma rede de campo de alta velocidade (Figura 2.38). A interface de comunicação mais utilizada neste tipo de controlo foi durante algum tempo a SERCOS. Atualmente, outras interfaces de comunicação com protocolos de tempo real como EtherCAT e ProfiNET IRT estão integrados, ou disponíveis como opção, nos modernos controladores lógicos programáveis (PLC) e VEV, permitindo gerar as referências de todos os eixos em tempo real e aplicar interpolação nos movimentos destes.

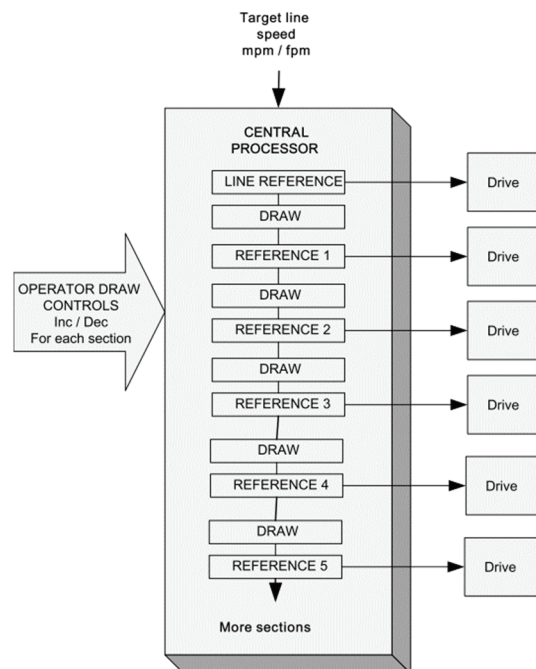


Figura 2.38 - Sistema com controlo centralizado (extraído de [25]).

Um sistema de controlo com a capacidade de efetuar o cálculo em tempo real de todas as posições dos escravos e enviá-las num único varrimento é habitualmente um equipamento dispendioso. Esta tarefa, que estava inicialmente dependente de controladores numéricos, é atualmente possível executar por um elevado número de PLC existentes no mercado.

Exemplos típicos de aplicação podem ser encontrados em aplicações que façam uso de sistemas de controlo numérico computadorizado (CNC), tais como tornos, fresadoras, máquinas de corte por jato de água, por plasma, por laser, etc.

2.4.2. Controlo distribuído

A grande vantagem na escolha de sistemas de controlo distribuído, está na possibilidade de conceber máquinas modulares sem a necessidade de utilizar equipamentos dispendiosos, como é o caso dos controladores numéricos de múltiplos eixos ou dos PLC. Na Figura 2.39 pode observar-se um sistema de controlo distribuído, com a referência de velocidade a ser entregue ao primeiro VEV da cadeia de acionamentos, sendo depois distribuída por todos os acionamentos do sistema.

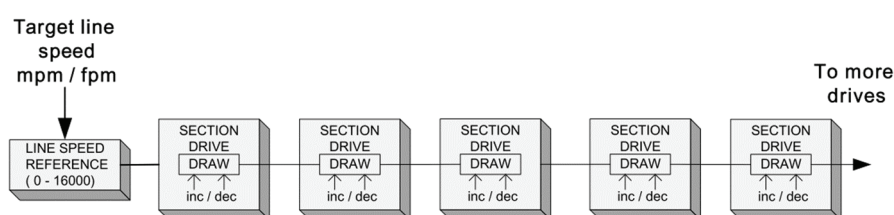


Figura 2.39 - Sistema com controlo distribuído (extraído de [25]).

O controlo distribuído só pode ser utilizado com VEV que permitam programação lógica interna ou com o auxílio de alguma lógica externa, onde seja possível definir dados mecânicos tais como diâmetro do rolo de tração e relação de transmissão, seja possível a conversão de velocidades lineares para angulares, ou até trabalhar com relações de transmissão variáveis (como é o caso das cames eletrónicas, onde existe uma razão matemática entre a referência e o seguidor que dá origem a um perfil de movimento). Num sistema de controlo distribuído, é usual a utilização de uma aplicação lógica interna comum a todos os acionamentos, onde é apenas necessário efetuar algumas configurações como, por exemplo, a função do acionamento, a relação de transmissão, etc.

Um exemplo ao nível industrial que faz uso deste tipo de filosofia, é o de algumas máquinas empacotadoras de filme retrátil (Figura 2.40).



Figura 2.40 - Máquina empacotadora de filme retrátil.

Apesar de, neste exemplo, a referência de velocidade ser gerada externamente por um PLC, a mesma é distribuída e trabalhada de maneira individual em cada acionamento da máquina.

Caso a referência de velocidade seja distribuída em série (de VEV para VEV, como mostra a Figura 2.39) e com sinais em quadratura, não é possível isolar um determinado VEV para efeitos de manutenção, mantendo os restantes em funcionamento, uma vez que a referência de posição é interrompida. Também se verifica a existência de um atraso de propagação na transmissão ao longo da cadeia de acionamentos, que pode chegar a alguns milésimos de segundo, não influenciando, contudo, os processos na maioria das aplicações. Estes problemas poderão ser mitigados com o uso de uma rede de campo de alta velocidade, para o envio da referência de velocidade a todos os VEV do sistema. No modo de controlo distribuído, a distribuição da referência de velocidade pode ser feita por dois processos: em cadeia (*daisy chain*) ou paralelamente (referência de mestre virtual).

2.4.2.1. Sincronismo em cadeia

No sincronismo em cadeia ou mestre-escravo clássico (Figura 2.41), o acionamento a jusante (escravo) tem como referência de posição o movimento angular proveniente do transdutor de posição do acionamento a montante (mestre). Como a referência provém do transdutor de posição do acionamento mestre, o acionamento escravo vai replicar qualquer instabilidade introduzida por perturbações ocorridas no mestre, por variações de carga ou por configuração incorreta nos ganhos dos anéis de controlo de velocidade e corrente. Como o contrário não se aplica, a influência é unidirecional.

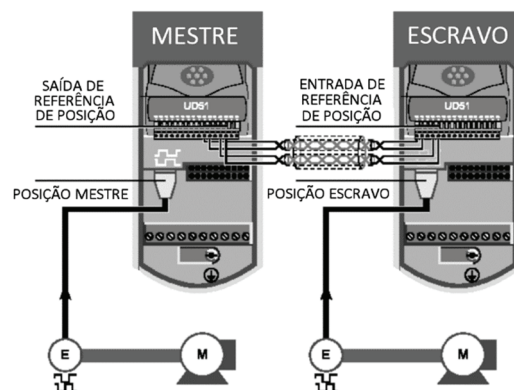


Figura 2.41 - Sincronismo mestre-escravo (adaptado de [32]).

Este comportamento é normalmente encarado como uma desvantagem, caso se trate de uma aplicação em que se dê especial ênfase à estabilidade da velocidade angular individual dos acionamentos, em detrimento duma cópia fiel do movimento do mestre pelo escravo, onde o mais

importante é o menor desfasamento angular entre ambos. Pode observar-se na Figura 2.42 o diagrama de blocos do sincronismo mestre-escravo. Tal como já referenciado acima, existe neste tipo de estrutura uma latência na transmissão do sinal para o escravo que pode chegar em alguns casos a vários milésimos de segundo. Este método é amplamente utilizado na indústria, normalmente em aplicações de sincronismo de apenas dois acionamentos, pois proporciona um desempenho bastante eficiente inclusive nas aplicações mais dinâmicas.

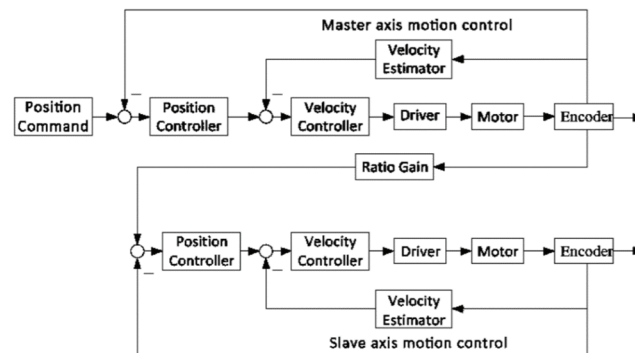


Figura 2.42 - Sincronismo mestre-escravo (extraído de [33]).

Além disso, o fato de se tratar de uma solução completamente integrada nos VEV obvia a necessidade de utilizar controladores externos dispendiosos. Este é também o método utilizado nos ensaios experimentais desta dissertação, onde é dada especial atenção ao desfasamento angular entre os dois acionamentos (mestre e escravo).

2.4.2.2. Sincronismo em paralelo ou de mestre virtual

O conceito de mestre virtual remonta aos antigos sistemas de acionamentos utilizados nas fiações de algodão e nas fábricas de papel do século XIX. A energia era aplicada num eixo de transmissão que a distribuía pelos vários pontos do sistema. As diferentes relações de transmissão eram obtidas localmente por intermédio de polias e correias [25]. A evolução da tecnologia descentralizou a fonte de energia, dando origem a vários motores e a transmissão mecânica deu lugar a uma referência de velocidade analógica de tensão contínua, que era distribuía por todos os escravos do sistema, sendo que os ajustes na velocidade individual eram obtidos por potenciômetros na entrada analógica de cada VEV (Figura 2.43).

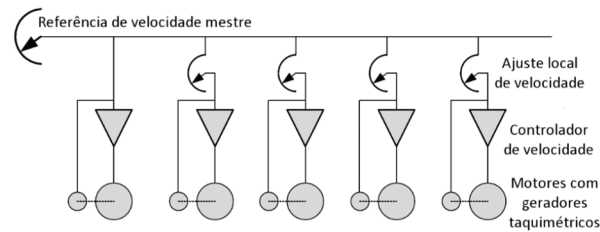


Figura 2.43 - Distribuição típica da referência analógica de velocidade (adaptado de [25]).

Várias técnicas têm sido estudadas pela comunidade científica, desde as mais simples de implementar às mais robustas no que respeita à imunidade a interferências externas. Começando provavelmente pela técnica de sincronismo mais simples, temos o sincronismo de motores por referência mestre representada na Figura 2.44, onde pode observar-se o diagrama de blocos para um sistema de dois motores. Estes, estão dispostos em paralelo e seguem a mesma referência de velocidade. Como resultado, devido à inexistência de qualquer compensação entre os acionamentos, o sincronismo de velocidade somente será alcançado se todos os circuitos de controlo e motores possuírem a mesma resposta estática e dinâmica.

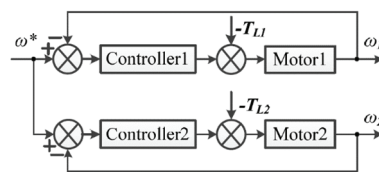


Figura 2.44 – Sincronismo por referência mestre (extraído de [34]).

Neste tipo de sincronismo, a referência virtual tem origem num gerador de perfis de movimento (e não num transdutor de posição). As vantagens são claras, a referência virtual é estável e imune a perturbações de origem externa, tais como variações de carga ou configurações incorretas dos anéis de controlo do acionamento mestre, e não existem atrasos na sua propagação aos acionamentos seguidores (típico dos sistemas de sincronismo em cadeia).

Na Figura 2.45 pode observar-se o diagrama de blocos do sincronismo mestre-escravo paralelo.

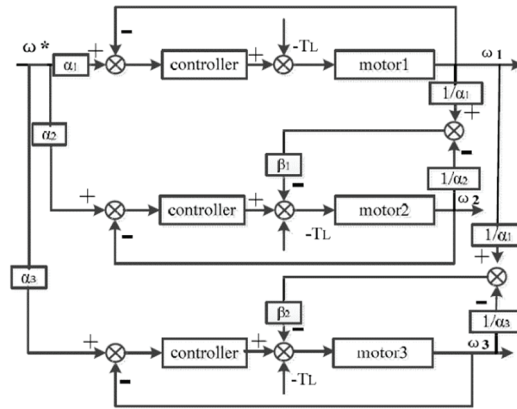


Figura 2.45 - Sincronismo mestre-escravo paralelo (extraído de [35]).

Este modelo é baseado no sincronismo de motores por referência mestre da Figura 2.44. No entanto, a estrutura é significativamente melhorada ao permitir ajustes independentes nas relações de transmissão e na implementação de compensação das velocidades dos motores escravos, pelas diferenças relativas de velocidade entre o motor mestre e cada motor escravo. Note-se que, à semelhança do método de sincronismo mestre-escravo da Figura 2.42, a compensação é unidirecional no sentido do(s) escravo(s). Logo, qualquer perturbação que ocorra num escravo, não é sentida no mestre.

Inicialmente proposto por Koren [36], e posteriormente aplicado ao motor de indução por Turl [37], o sincronismo de motores por acoplamento cruzado apresenta um desempenho melhorado relativamente ao sincronismo mestre-escravo devido ao seu comportamento bidirecional na reação a perturbações de carga. É, contudo, uma técnica limitada a apenas dois motores (ver Figura 2.46).

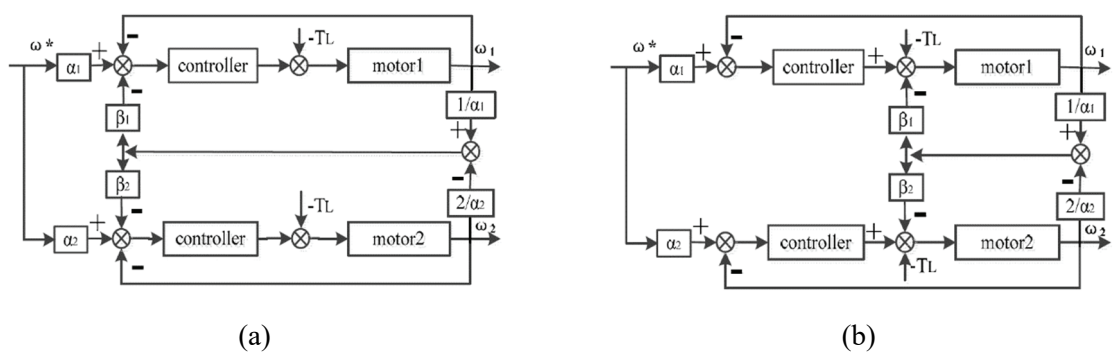


Figura 2.46 - Sincronismo por acoplamento cruzado: (a) com compensação anterior ao controlador; (b) com compensação posterior ao controlador (extraído de [35]).

Tal como representado na Figura 2.46, existem duas variantes do método por acoplamento cruzado. Na primeira, a aplicação da compensação é feita na entrada do controlador (ver Figura 2.46 a) e o sinal

de realimentação de cada controlador consiste na sua própria velocidade de saída somada à diferença relativa de velocidade de ambos os motores. Quando a carga de um motor varia, o outro é influenciado pela diferença relativa de velocidades com os coeficientes de peso β_1 e β_2 . Na segunda, a aplicação da compensação é feita na saída do controlador (ver Figura 2.46 b). O método de sincronismo por acoplamento cruzado com aplicação da compensação na entrada do controlador tende a ter um comportamento mais imune às perturbações de carga [35].

Apresenta-se seguidamente um método de sincronismo alternativo com controlo eletrónico de eixo de transmissão virtual (EVLS) para dois motores. Esta solução foi inicialmente proposta por R. Lorenz e P. Schmidt [38], e posteriormente expandida às máquinas da indústria de produção de papel por M. Valenzuela e R. Lorenz [39], substituindo o eixo de transmissão mecânica por acionamentos independentes sincronizados eletronicamente. Como princípio de funcionamento temos um eixo de transmissão virtual que transmite as referências de velocidade e posição para todos os acionamentos. Estes, calculam o binário individual necessário para manter o sincronismo com as referências provenientes do eixo de transmissão virtual, pela seguinte equação:

$$T = B_r(\omega - \omega_n) + K_r(\theta - \theta_n) \quad (2.85)$$

Onde B_r é o ganho de amortecimento, K_r o ganho de rigidez, ω_n é a velocidade de saída e θ_n é o ângulo [40]. A soma de todos os binários individuais entra na linha de realimentação do eixo de transmissão virtual como binário de carga total. Assim, quando um dos motores está sujeito a distúrbios de carga, o eixo de linha virtual deteta a influência e ajusta as referências para manter o sincronismo de velocidades e posições, tal como acontece num eixo de transmissão mecânico. Na Figura 2.47 pode observar-se o diagrama de blocos do método eletrónico de eixo de transmissão virtual (EVLS) para dois motores.

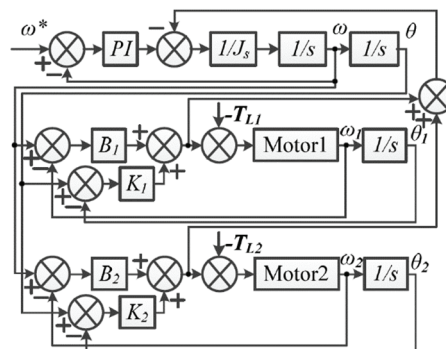


Figura 2.47 - Controlo eletrónico de eixo de transmissão virtual (EVLS) (extraído de [34]).

A necessidade da existência de um gerador adicional de perfis de movimento para gerar a referência virtual, poderá ser a desvantagem mais evidente neste tipo de sincronismo. Em alguns sistemas mais antigos, este problema era solucionado com a adição de um pequeno acionamento sem carga. O sinal proveniente do seu transdutor de posição era distribuído pelos acionamentos seguidores, como referência virtual. Atualmente, esta referência fica normalmente a cargo de um controlador lógico programável, ou de um segundo gerador de perfis de movimento integrado num VEV.

Em resumo, os sistemas de sincronismo industriais têm evoluído muito nos últimos anos e a tendência aponta claramente para a transmissão de referências por redes de campo determinísticas, com relógios internos sincronizados, por forma a minimizar os atrasos de propagação inerentes à topologia usada.

3. Implementação do controlo mestre-escravo

Conforme referido na introdução, este trabalho foca o desenvolvimento de uma solução de controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo mestre-escravo. Nas secções seguintes deste capítulo, pretende-se explicar detalhadamente a implementação da solução escolhida, bem como as razões que levaram à sua adoção.

A solução implementada utiliza uma rede *Ethernet* de tempo real para transmissão da referência de posição entre os acionamentos mestre e escravo (método descrito no subcapítulo “Referência via rede *Ethernet* de tempo real”). A sincronização da rede é alcançada com recurso ao protocolo PTP (*Precision Time Protocol*), também conhecido por IEEE1588-V2. Como base de comparação, é utilizado o sincronismo via sinais discretos em quadratura (método descrito no subcapítulo “Referência via sinais em quadratura”), utilizado em inúmeras aplicações industriais ao longo dos anos. A eficácia deste método e a latência mínima na transmissão dos sinais, é explicada pelo facto de se tratar de um processo suportado unicamente por uma implementação em *hardware*. As desvantagens deste método resumem-se ao custo adicional de duas cartas para a troca dos sinais em quadratura e ao número adicional de conexões físicas, tornando esta solução mais dispendiosa.

Embora com um papel não tão central, são também abordadas outras matérias que servem de apoio ao tema, como a criação dos perfis de movimento utilizados como referência de posição e o anel de controlo de posição, ambos integrados no controlo avançado de movimento (AMC), o terminal tátil de configuração e monitorização da aplicação onde são configurados e iniciados os testes experimentais e o algoritmo desenvolvido em ambiente CODESYS para as cartas de controlo, que possibilita a integração coordenada de todos os módulos.

3.1. Topologia da aplicação

Na Figura 3.1 pode observar-se o diagrama geral do sistema implementado. Temos dois VEV (um mestre e um escravo) que estão interligados entre si por dois tipos de ligação. Uma ligação ponto a ponto de rede *Ethernet* de tempo real RTMoE que faz uso dos dispositivos de rede *Ethernet* integrados em ambos os VEV (ligação a cor azul) e por uma ligação de sinais discretos em quadratura que faz uso de um módulo opcional de expansão de portas para transdutores de posição (*SI-Universal Encoder*) em cada VEV (ligação a cor vermelha). Um terceiro módulo opcional de expansão de portas para transdutores de posição (*SI-Universal Encoder*) está instalado no VEV mestre e tem como função a aquisição dos dados de posição de dois codificadores incrementais acoplados nos eixos dos motores. Estes dados de posição são então registados no cartão de memória SD instalado no VEV mestre.

Cada acionamento é ainda composto por um PMSM com codificador incremental ligado na porta para transdutores de posição nativa de cada VEV e módulo opcional com programação baseada no ambiente CODESYS (MCi200). Existe um terminal tátil ligado à porta “1” do VEV mestre via *Modbus TCP/IP*, para configuração, controlo e monitorização do sistema. Por fim, um computador pessoal que serve para aceder aos dados registados durante os experimentos no cartão de memória instalado no VEV mestre,.

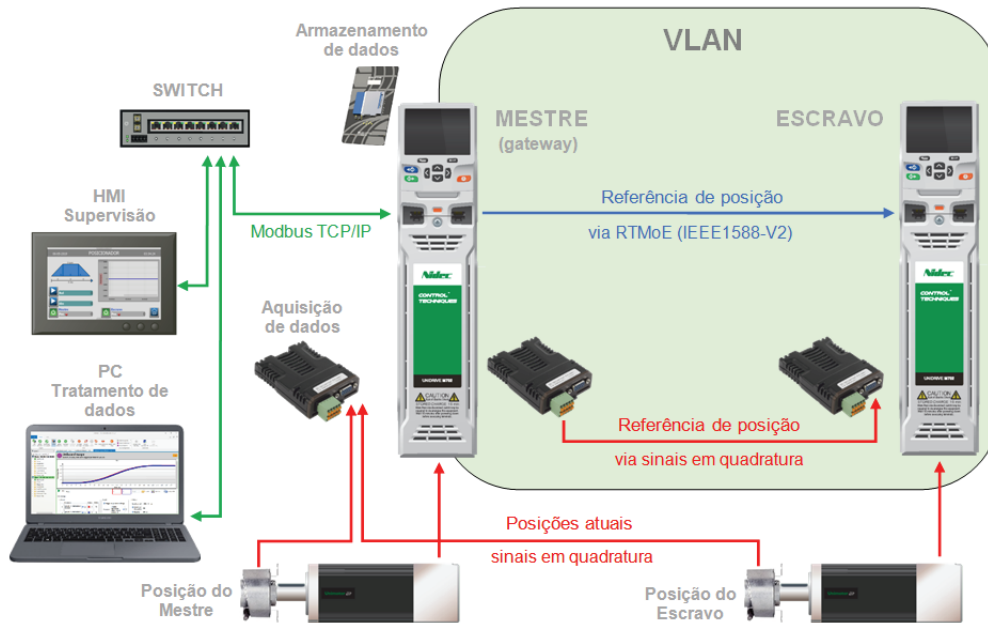


Figura 3.1 - Topologia implementada.

A necessidade de transmitir a referência da posição via *Ethernet* de tempo real do mestre para o escravo de forma determinística obrigou a que as redes fossem segregadas, com a implementação de uma rede de área local virtual (VLAN).

O acionamento mestre funciona como *gateway* entre a rede de dados não cíclicos (a verde na Figura 3.1) e a rede de dados cíclicos (a azul na Figura 3.1). Este, tem ainda como função o sincronismo dos dados e das tarefas entre os variadores eletrónicos de velocidade. Por configuração no terminal tátil, é possível ao escravo, fazer o seguimento da referência de posição do mestre via *Ethernet* de tempo real (protocolo RTMoE), ou via sincronismo digital pelos sinais em quadratura provenientes do transdutor de posição do mestre. Os endereços de rede IP utilizados são fixos, e foram assim distribuídos:

- 192.168.100.1 (Terminal tátil)
- 192.168.100.102 (Variador eletrónico de velocidade mestre)
- 192.168.100.103 (Variador eletrónico de velocidade escravo)
- 192.168.100.201 (PC de aquisição de dados)

3.2. Controlador avançado de movimento

O controlador avançado de movimento (*AMC*) é um posicionador de elevado desempenho integrado nos variadores eletrônicos de velocidade *Unidrive M700* do fabricante *Control Techniques* (utilizados na solução implementada). Ao contrário do APC (Controlador avançado de posição), posicionador utilizado na gama anterior do mesmo fabricante (*Unidrive SP*), que apenas permitia a sua configuração a partir do *software* de programação "*SYPT Pro*", o *AMC* pode ser configurado a partir do teclado (painel) do *VEV*, ou pelo *software* de configuração e comissionamento "*Connect*" ou ainda pelo *software* de programação *MCS (Machine Control Studio)*. A Figura 3.2 mostra uma simplificação do diagrama geral do controlador avançado de movimento. O *AMC* permite ao *VEV* executar funções distintas, tais como indexador, came eletrônica, relação de transmissão eletrônica, referência de velocidade, captura de zero ou, simplesmente, imobilizar o veio do motor.

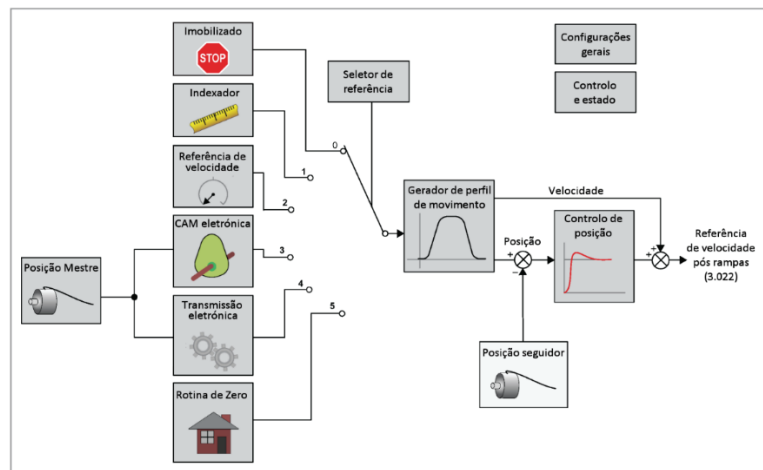


Figura 3.2 - Diagrama simplificado do controlador avançado de movimento (adaptado de [41]).

Na gama anterior de variadores eletrônicos de velocidade (*Unidrive SP*), o controlador de movimento não estava integrado de série no *hardware* do *VEV*. Fazia parte de um módulo opcional que além do controlador de movimento, também integrava um *PLC* (controlador lógico programável). A referência de velocidade gerada pelo controlador de movimento era escrita no parâmetro da primeira velocidade pré-selecionável do *VEV*, parâmetro (01.21). No modelo atual (*Unidrive M700*), o controlador de movimento está integrado no *hardware* do *VEV*. A referência de velocidade gerada por este é entregue à entrada do anel de controlo de velocidade no parâmetro (03.022), a jusante das rampas de aceleração e desaceleração.

Na Figura 3.3 pode observar-se a integração dos blocos do controlador de movimento na cadeia fechada do *VEV*.

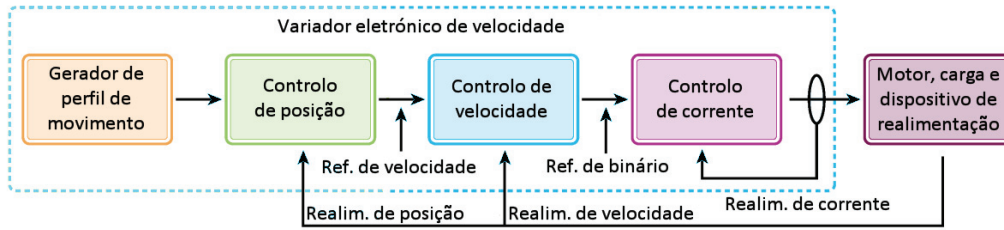


Figura 3.3 - Sistema de cadeia fechada com controlo de posição (adaptado de [42]).

Embora com algumas configurações distintas, o *AMC* está ativo nos dois variadores eletrónicos de velocidade. A sua configuração é abordada nos subcapítulos seguintes.

3.2.1. Gerador de perfil de movimento

O gerador de perfil de movimento é um sistema básico de controlo de movimento que está integrado no *AMC*. A sua função é gerar uma saída de velocidade que siga a referência de entrada, que tanto pode ser uma referência de posição como de velocidade, aplicando os limites impostos pela configuração do perfil às rampas de aceleração, de desaceleração e velocidade máxima. Na Figura 3.4 pode observar-se a diferença de forma da referência de velocidade entre a entrada e a saída do gerador de perfil de movimento, onde são respeitadas as taxas de aceleração e desaceleração e velocidade máxima.

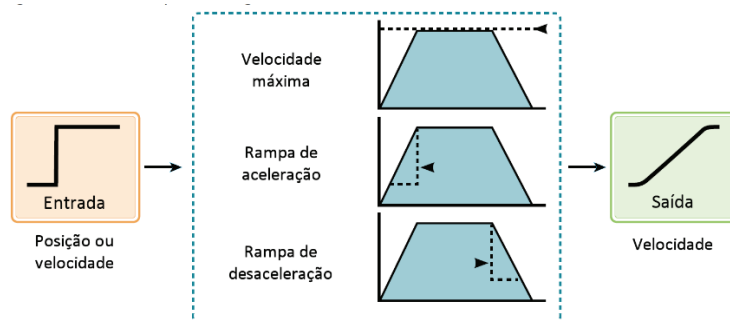


Figura 3.4 - Configuração do perfil de movimento (adaptado de [42]).

A unidade de posição utilizada no *AMC* é o CPR (contagens por rotação). Com vista a simplificar a programação, a Control Techniques assumiu que, independentemente da resolução do transdutor de posição utilizado, uma rotação deste tem sempre 65536 CPR. Ou seja, os codificadores incrementais utilizados na solução implementada têm 4096 períodos por rotação (PPR) por canal, para um total de dois canais (canal A e canal B). Como os sinais estão dispostos em quadratura, temos uma transição

positiva e uma transição negativa por cada canal, o que perfaz um total de 16384 transições por rotação. É neste ponto que é feita uma interpolação de 16384 transições para 65536 CPR. Cada transição de um canal corresponde a 4 CPR. Se por exemplo o codificador incremental utilizado apenas tivesse 1024 PPR, cada transição iria corresponder a 16 CPR.

Na solução implementada, o acionamento mestre gera três tipos de perfil como referência para o acionamento escravo. Dois são criados no gerador de perfil de movimento (referência de posição e referência de velocidade) e o terceiro é criado quando se gira manualmente o veio do acionamento mestre (referência com veio livre).

3.2.1.1. Referência de velocidade

No modo de referência de velocidade é suposto o acionamento mestre rodar em controle de velocidade, enquanto a ordem de marcha se mantiver, ao mesmo tempo que é seguido pelo acionamento escravo. O processo é relativamente simples: assim que é dada a ordem de marcha no terminal tátil, o gerador de perfil de movimento gera uma referência de velocidade, que cumpre a taxa de aceleração imposta na configuração do perfil, até atingir a velocidade de marcha, também imposta na configuração do perfil. Quando a ordem de marcha é interrompida, o gerador de perfil de movimento, reduz a referência de velocidade à taxa de desaceleração imposta na configuração do perfil, até que o acionamento fique imobilizado.

Na Figura 3.5 pode observar-se o perfil trapezoidal de velocidade gerado pelo gerador de perfil de movimento, e o respetivo deslocamento do acionamento mestre. O acionamento escravo irá seguir a referência proveniente do mestre o mais fielmente possível.

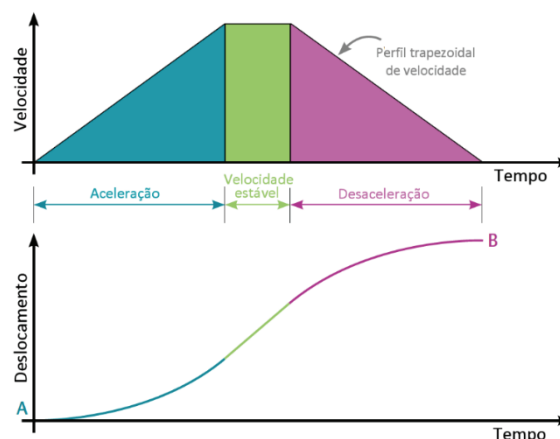


Figura 3.5 - Perfil de movimento do motor mestre (adaptado de [42]).

3.2.1.2. Referência de posição

No modo de referência de posição, também denominado por indexador, é suposto o acionamento mestre efetuar um deslocamento introduzido no terminal tátil quando é dada a ordem de marcha, ao mesmo tempo que é seguido pelo acionamento escravo. O perfil de movimento gerado é idêntico ao gerado no modo de referência de velocidade. Se a diferença entre a posição inicial e a posição pretendida for superior ao deslocamento necessário para atingir a velocidade configurada no gerador de perfil, este terá a forma de um trapézio idêntico ao mostrado na Figura 3.5. Se a diferença for inferior ou igual, o perfil terá a forma triangular.

Foram utilizados dois tipos de referência de posição na solução implementada. O primeiro é um posicionamento relativo, que tem como base uma referência incremental de posição de 655360 CPR, que corresponde a dez rotações do acionamento mestre. Nas configurações do gerador de perfil de movimento, foi imposta uma velocidade máxima de 3000 rpm, uma rampa de aceleração de 50 ms/krpm e uma rampa de desaceleração de 50 ms/krpm e o posicionamento executado num tempo total de 350 ms. Este foi o perfil utilizado durante a aquisição de dados durante a parte experimental deste trabalho. O segundo é de um posicionamento absoluto utilizado com a uma referência de 0 CPR com o objetivo de reposicionar os motores na posição inicial.

3.2.1.2.1. Posicionamento relativo

O posicionamento relativo faz rodar o motor para uma “distância” positiva ou negativa relativa à posição inicial. Funciona de forma incremental e depende do sinal aplicado ao valor do parâmetro de referência de posição. Se assumirmos o valor 0 CPR como posição inicial, e o motor estiver na posição 65536 CPR (uma rotação no sentido dos ponteiros do relógio em relação à posição inicial), ao iniciarmos um posicionamento relativo com o valor -16384 CPR na referência de posição, o veio do motor irá rodar um quarto de rotação no sentido oposto ao dos ponteiros do relógio e ficará imobilizado na posição 49152 CPR (65536-16384). Se, novamente, for iniciado novo posicionamento com o mesmo valor de -16384 CPR na referência de posição, o veio do motor irá rodar um quarto de rotação no sentido oposto dos ponteiros do relógio e irá ficar imobilizado na posição 32768 CPR (49152-16384).

Na Figura 3.6 pode observar-se um exemplo da utilização de posicionadores relativos. Trata-se do controlo de um doseador. A rotação de um sem-fim permite o enchimento das caixas com uma quantidade estipulada de produto. Dependendo do passo do sem-fim e da consistência do produto, o doseamento pode ser bastante preciso. Como complemento, pode pesar-se as caixas com uma célula de

carga, por forma a aferir se a quantidade introduzida pelo doseador está dentro dos limites impostos pelo controlo de qualidade e, caso não estejam conformes, possam ser rejeitados da linha de produção.

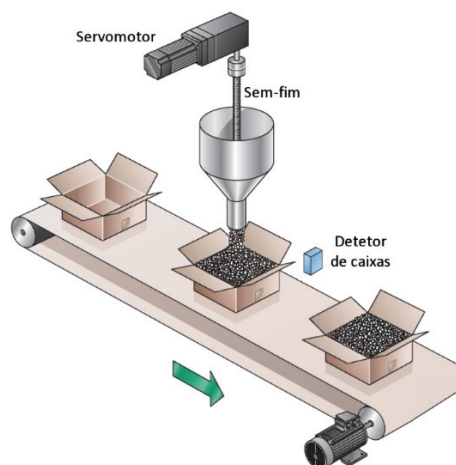


Figura 3.6 – Controlo de doseador com posicionador relativo (adaptado de [43]).

Os posicionadores relativos podem ser encontrados em aplicações de posicionamento simples, em que a rotação do motor é normalmente efetuada num único sentido e não existe a necessidade de utilização de relações de transmissão de relação finita, normalmente utilizadas para evitar a ocorrência de erros cumulativos de posicionamento.

3.2.1.2.2. Posicionamento absoluto

O posicionamento absoluto faz rodar o motor para uma posição absoluta relativa ao zero absoluto. Se assumirmos o valor 0 CPR como posição inicial, e o motor estiver na posição 65536 CPR (uma rotação no sentido dos ponteiros do relógio em relação à posição inicial), ao iniciarmos um posicionamento absoluto com o valor -16384 CPR na referência de posição, o veio do motor irá rodar uma rotação e um quarto no sentido oposto dos ponteiros do relógio, parando na posição -16384 CPR (65536-81920). Se iniciarmos novo posicionamento absoluto com o mesmo valor de -16384 CPR na referência de posição, o motor simplesmente manter-se-á imóvel, uma vez que já se encontra na posição absoluta pretendida.

Na Figura 3.7 pode observar-se um exemplo da utilização de posicionadores absolutos. Trata-se do controlo de uma antena parabólica onde as motorizações do eixo vertical (elevação) e eixo horizontal (azimute) estão equipadas com transdutores de posição absolutos, e as referências de posição provenientes de um PC remoto são transmitidas através de uma ligação via rede móvel.



Figura 3.7 - Controlo de antena parabólica com posicionador absoluto.

Neste tipo de posicionador, é comum a utilização de relações de transmissão finitas por forma a evitar a ocorrência de erros cumulativos de posicionamento. Imagine-se um indexador rotativo como o da Figura 3.8, onde temos uma estrela dividida em doze partes iguais. Para que não ocorram de erros cumulativos de posicionamento, é necessário que a relação de transmissão seja múltipla do número de divisões da estrela. Neste caso, as relações 3:1, 4:1, 6:1, etc., permitem posicionamentos com valores inteiros. Caso tal não seja possível de implementar, terá de existir um método de correção do erro cumulativo, por exemplo com a utilização de um sensor que seja atuado a cada rotação da estrela, permitindo ao controlador de posição corrigir o erro acumulado.

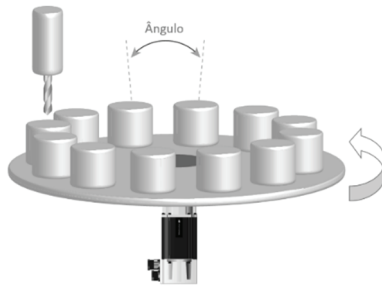


Figura 3.8 - Indexador rotativo de doze posições (adaptado de [42]).

3.2.1.3. Referência de veio livre

Este modo de referência não passa pelo gerador de perfil de movimento do acionamento mestre. O VEV mestre não aplica binário no motor, permitindo deste modo controlar manualmente a rotação do veio deste, ao mesmo tempo que é seguido pelo acionamento escravo. Este funcionamento apenas é possível num sistema mestre-seguidor e nunca num sistema de mestre virtual, uma vez que a referência de posição provém diretamente do transdutor de posição do acionamento mestre.

O princípio de funcionamento pode ser visto nos sistemas de cirurgia robotizada, onde os movimentos das mãos de um cirurgião são imitados com precisão por braços robóticos que operam o paciente com maior precisão cirúrgica. Esta precisão nos movimentos é alcançada devido à desmultiplicação utilizada entre os movimentos da mão e do braço robótico.

3.2.2. Relação de transmissão eletrónica

A relação de transmissão eletrónica é um dos modos de funcionamento presentes no *AMC*. Permite ao acionamento escravo, também designado por seguidor, seguir fielmente a posição do acionamento mestre. Depois de gerada no *AMC* do acionamento mestre, a referência de posição é entregue ao acionamento escravo. Na solução implementada a entrega é efetuada por dois métodos: via *Ethernet* de tempo real através do protocolo RTMoE e, como base de comparação, via sincronismo digital pelos sinais discretos em quadratura. A relação de transmissão utilizada na parte experimental é unitária (1:1), no entanto, recorrendo a um fator de multiplicação composto por numerador e denominador, é possível alterar a relação de transmissão permitindo ao acionamento escravo movimentar-se a velocidades diferentes da do mestre mantendo, contudo, a relação de posição. Por exemplo, se no numerador estiver o valor “1,000” e no denominador o valor “2,000”, para cada rotação do motor mestre, o escravo apenas dará meia rotação. Nos subcapítulos seguintes serão explicados, com maior pormenor, os métodos utilizados na transmissão da referência de posição entre o acionamento mestre e o escravo.

3.2.2.1. Referência via rede *Ethernet* de tempo real

A transmissão da referência de posição via rede *Ethernet* de tempo real através do protocolo RTMoE (*Real Time Motion over Ethernet*) ocupa um papel central neste trabalho, dado que a sua utilização, pressupõe uma redução de custos na implementação de sistemas mestre-seguidor, devido à redução do *hardware* necessário. RTMoE é um protocolo de comunicação *Ethernet* de tempo real desenvolvido pelo fabricante *Control Techniques*, que permite o sincronismo dos anéis de controlo (corrente e velocidade), do *AMC* e das tarefas de posicionamento das cartas “inteligentes” *MCi200/210*.

A sincronização entre os dispositivos na rede é alcançada com recurso ao protocolo PTP (*Precision Time Protocol*), também conhecido por IEEE1588-V2. O processo de sincronismo é conseguido com o registo da data e hora (*timestamp*) nas mensagens trocadas na rede. Esta informação permite determinar o tempo que as mensagens demoram a percorrer a rede, por forma a sincronizar o relógio interno do dispositivo escravo com o relógio interno do dispositivo mestre da rede, com um erro de sincronismo entre dispositivos (*jitter*) inferior a 1 μ s (tipicamente abaixo de 200 ns) [44].

Embora o dispositivo mestre possa ser escolhido pelo algoritmo BMC (*Best Master Clock*), na solução implementada a escolha foi forçada por configuração na parametrização. O relógio do dispositivo que já assume a função de mestre no controlo da cadeia fechada, foi o escolhido. Ainda assim, o estabelecimento do sincronismo da rede demora algumas dezenas de segundos.

O protocolo RTMoE permite também a troca de dados cíclicos síncronos e de dados cíclicos assíncronos entre os dispositivos da rede. O *firmware* atual da interface *Ethernet* utilizada nos VEV, apenas suporta a configuração de dados cíclicos no “Modo Fácil” (*Easy Mode*), o que permite uma atualização dos dados síncronos a cada 1 ms. Para a transmissão da referência de posição do dispositivo mestre ao dispositivo escravo, foi então criada uma ligação cíclica síncrona com um período de transmissão 1 ms. Atualizações com períodos inferiores a 1 ms (500 μ s e 250 μ s), só serão possíveis em modo avançado, com a configuração pelo *software* de programação MCS (Machine Control Studio), numa atualização futura da *firmware* da interface *Ethernet* [44].

É de notar que o período mínimo de transmissão atrás mencionado de 1 ms, refere-se à taxa de atualização da referência de posição transmitida através da ligação cíclica síncrona, e não à latência na transmissão dos dados (tempo total que um determinado valor demora desde o seu envio a partir de uma zona de memória do dispositivo mestre até ser processado pelo dispositivo escravo). Esta latência está dependente da soma de vários fatores, tais como, existência de filas nos roteadores, nos comutadores de rede, nas pilhas de protocolo e no processamento de dados nas interfaces de rede de cada dispositivo. Na Figura 3.9 pode observar-se o processo de implementação, pelo protocolo PTP, do registo de data e hora nos pacotes transmitidos, onde são visíveis as várias camadas de protocolos presentes nas interfaces de rede de cada um dos dispositivos e as respetivas latências.

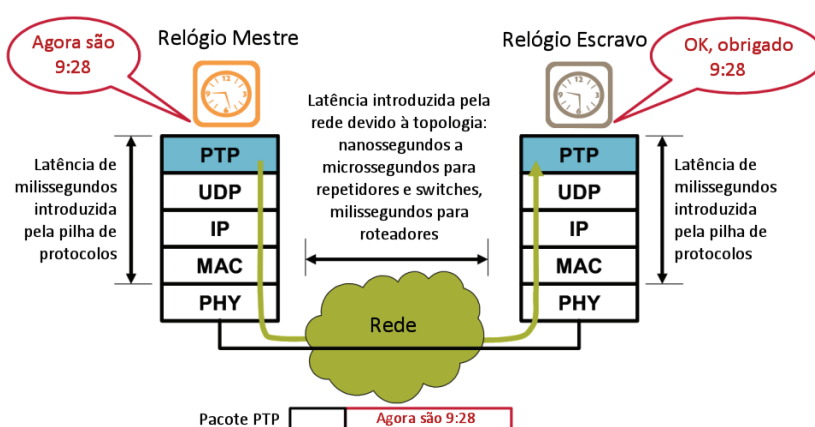


Figura 3.9 - Implementação do registo de data e hora em cada pacote (adaptado de [45]).

A solução implementada utiliza uma ligação ponto a ponto entre o dispositivo mestre e o dispositivo escravo. Desta forma, não são introduzidos atrasos provenientes da utilização de roteadores, comutadores de rede, etc. A referência de posição é disponibilizada no parâmetro (32.009) do AMC do VEV escravo. Na Tabela 3.1 pode observar-se as diferentes funcionalidades do protocolo RTMoE, consoante o tipo de configuração utilizada.

Tabela 3.1 - Funcionalidades do protocolo RTMoE

Funcionalidades	Tipo de configuração	
	“Easy Mode” ¹ (por parametrização)	“Advanced Mode” (software MCS)
Comunicação não-cíclica	Não	Sim
Número total de ligações cíclicas de transmissão	3	11
Número total de ligações cíclicas de receção	3	11
Número máximo de ligações síncronas de transmissão	1	1
Número máximo de ligações síncronas de receção	1	1
Comprimento máximo numa ligação não síncrona	10 x 32 bit	10 x 32 bit
Comprimento máximo numa ligação síncrona	3x 32 bit	3x 32 bit
Período mínimo de transmissão (não sincronizado)	1 ms	1 ms
Período máximo de transmissão (não sincronizado)	100 ms	100 ms
Período mínimo de transmissão (sincronizado)	1 ms	250 µs
Período máximo de transmissão (sincronizado)	8 ms	8 ms
Sincronização com programa PLCOnboard	Sim (com tempo ciclo 4 ms)	Sim (com tempo ciclo 4 ms)
Número máximo de acessos a parâmetros por segundo	6000	6000
Número máximo de mensagens por segundo	8000	8000

3.2.2.2. Referência via sinais em quadratura

Por forma a existir uma base de comparação com o protocolo explicado no subcapítulo anterior, a transmissão da referência de posição é também efetuada por um método bastante comum e amplamente utilizado em inúmeras aplicações industriais, devido à sua baixa latência na transmissão de sinais. Trata-se da transmissão via sinais discretos em quadratura provenientes diretamente do *hardware* onde o transdutor de posição do acionamento mestre é ligado.

Apesar de ser possível utilizar dois portos para ligação de transdutores de posição na gama de variadores eletrónicos de velocidade (*Unidrive M700*), a utilização de motores com codificadores incrementais com sinais de comutação, ocupou as ligações físicas dos dois portos, implicando o uso de cartas suplementares de expansão para transdutores de posição (*SI-Universal Encoder*) para transmitir a referência de posição do acionamento mestre ao acionamento escravo. Na Figura 3.10 podemos observar o diagrama de blocos do simulador de codificador.

¹ Configuração usada na solução implementada

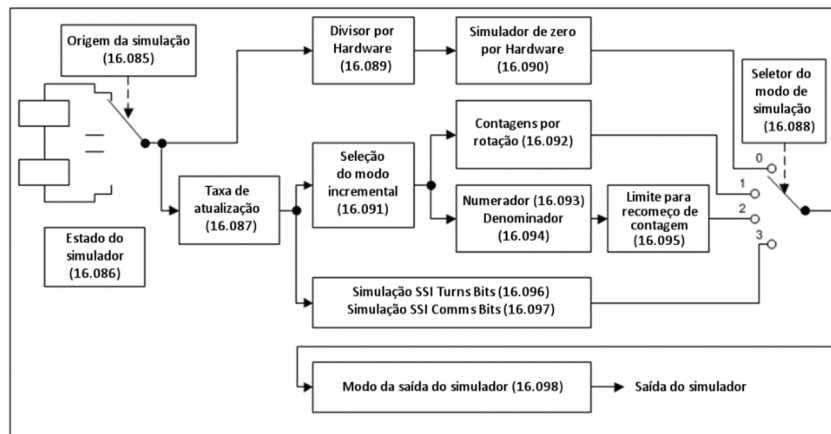


Figura 3.10 – Diagrama de blocos do simulador de codificador (adaptado de [46]).

O modo “*Hardware*” foi a configuração utilizada para fornecer os sinais incrementais a partir do transdutor de posição do acionamento mestre. Este modo não está dependente de qualquer tipo de processamento por *software*, o que garante um atraso no envio dos sinais praticamente negligenciável [46]. No VEV escravo, a referência de posição é disponibilizada no parâmetro (16.058) da carta de expansão.

3.2.2.3. Engate eletrónico da relação de transmissão

Com a referência de posição já disponível no VEV escravo, é necessário que o acionamento escravo consiga sincronizar a sua posição com a referência de posição mestre. O AMC permite dois tipos de engate eletrónico na relação de transmissão eletrónica: o engate não rígido e o engate rígido. O engate não rígido é utilizado em aplicações onde o sincronismo de velocidade é importante, mas o sincronismo de posição não o é. Como exemplo, imagine-se uma aplicação onde o acionamento mestre já se encontra marcha. Em determinada altura, é dada ordem ao acionamento escravo para que este siga a referência de velocidade proveniente do acionamento mestre. Dado que os acionamentos ainda não estão sincronizados, o AMC habilita o gerador de perfil de movimento do acionamento escravo por forma a que este possa acelerar limitado à taxa de aceleração imposta pelo gerador. Neste modo, o acionamento escravo vai acelerar até à referência de velocidade do acionamento mestre (identificada pela linha horizontal azul na Figura 3.11). Neste ponto, o AMC desabilita o gerador de perfil de movimento e o acionamento escravo inicia o seguimento fiel da referência proveniente do transdutor de posição do acionamento mestre.

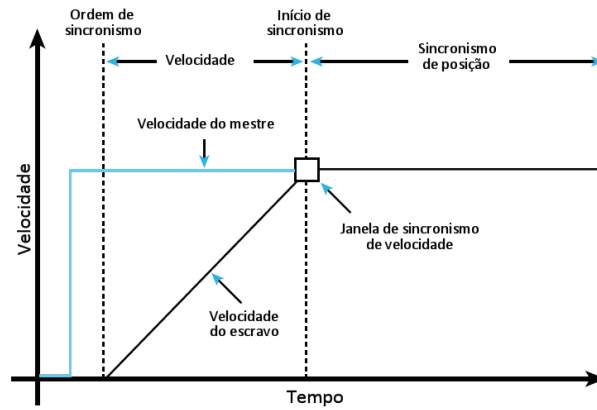


Figura 3.11 - Engate não rígido (adaptado de [42]).

Na Figura 3.12 pode observar-se o modo de engate rígido, utilizado na solução implementada, onde o acionamento escravo acelera até atingir a velocidade máxima configurada no gerador de perfil de movimento, valor acima da referência de velocidade do acionamento mestre identificada pela linha horizontal azul, por forma a recuperar a área perdida desde que a ordem de início de sincronismo foi dada. O ponto de sincronismo de velocidade e posição é atingido quando as áreas 1 e 2 são igualadas, altura em que o AMC desabilita o gerador de perfil de movimento e o acionamento escravo inicia o seguimento fiel da referência proveniente do transdutor de posição do acionamento mestre.

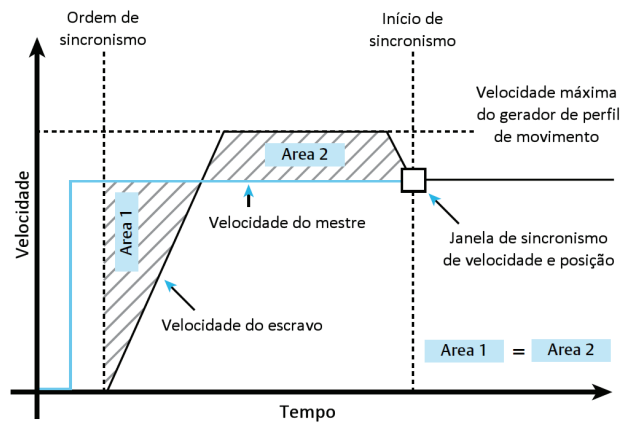


Figura 3.12 - Engate rígido (adaptado de [42]).

3.2.3. Controlador de posição

Por fim, e ainda dentro do AMC, o anel de controlo de posição tem uma grande responsabilidade na resposta dinâmica do sistema. Compara a referência de posição com a sua própria posição

(proveniente do transdutor de posição) e aplica as correções necessárias na referência de velocidade entregue ao anel de controlo de velocidade do VEV. A taxa de atualização do anel de controlo de posição pode ser configurada com valores entre $250 \mu\text{s}$ e 4 ms . Pela necessidade de sincronismo entre o controlador de posição e a ligação de dados cíclicos e devido à impossibilidade de, com a *firmware* atual da interface de rede, utilizar taxas de atualização com períodos de $250 \mu\text{s}$ ou mesmo de $500 \mu\text{s}$, foi escolhido o valor de 1 ms . No entanto, este período consegue proporcionar um desempenho bastante eficaz, inclusive em configurações mais dinâmicas, além de que taxas de atualização com períodos inferiores, não costumam trazer melhorias significativas no desempenho devido às longas constantes de tempo, típicas dos sistemas mecânicos que estão sob controlo [42].

Na Figura 3.13 pode observar-se o diagrama simplificado do controlador de posição. Os ganhos de corrente foram ajustados pela rotina automática de ajuste do VEV, e os ganhos do anel de velocidade foram ajustados manualmente ainda antes da ativação do controlador avançado de movimento.

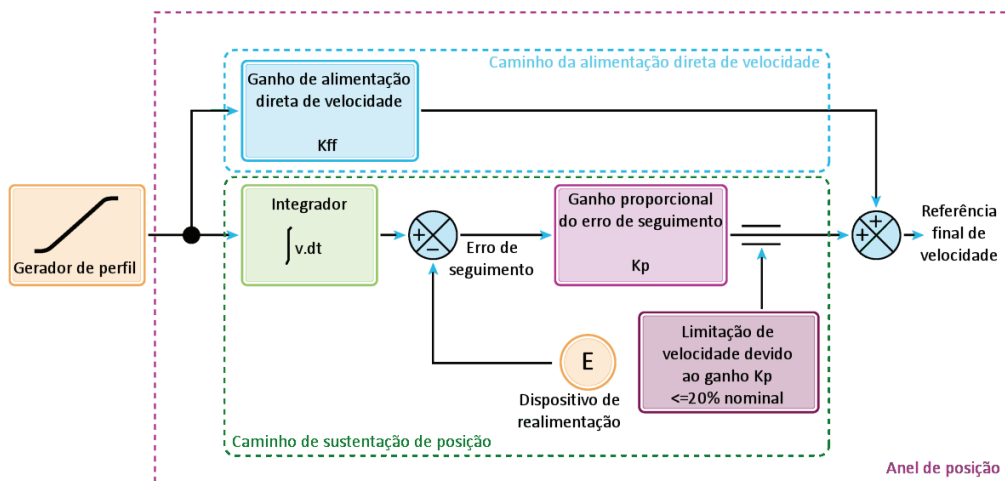


Figura 3.13 - Controlador de posição (adaptado de [42]).

A taxa de atualização do anel de velocidade dos variadores eletrônicos de velocidade utilizados, tem um período de $250 \mu\text{s}$. A frequência de comutação dos módulos IGBT foi configurada para funcionar a 16 kHz com o objetivo de silenciar o ruído de funcionamento dos motores e, principalmente, garantir a taxa de atualização do anel de corrente com o período de $62,5 \mu\text{s}$. Esta frequência de comutação pode, contudo, ser reduzida automaticamente caso o aumento da temperatura do VEV assim o determine.

3.3. Terminal de supervisão da aplicação

Na solução implementada, foi utilizado um terminal tátil do fabricante *ESA Automation*, modelo EW107AA_COM para configuração, monitorização e controlo da aplicação. Este terminal utiliza o sistema operativo *Windows Embedded Compact 7*, está equipado com duas portas *Ethernet* e tem um ecrã de sete polegadas com uma resolução de 800 por 480 pixel e 16 milhões de cores.

3.3.1. Software de supervisão e aquisição de dados

O *software* de supervisão e aquisição de dados (*SCADA*) utilizado para programar o terminal tátil foi o *ESA SCADA Crew*. A vasta biblioteca de objetos vetoriais personalizáveis de maneira simples e intuitiva, simplificou bastante o processo de desenvolvimento dos sinópticos. Na Figura 3.14 pode observar-se o ambiente de programação do *software* SCADA Crew.



Figura 3.14 - Ambiente de programação SCADA Crew.

3.3.1.1. Configuração do terminal tátil

O protocolo de comunicação utilizado na comunicação entre o terminal tátil e o VEV mestre é o *Modbus TCP/IP*. O VEV mestre funciona como *gateway* entre a rede *TCP* e a rede *PTP*, permitindo também ao terminal tátil, o acesso ao VEV escravo. O *driver* de comunicação utilizado foi o *CT Modbus Protocol (Modified, Unidrive M)*. Pode observar-se na Figura 3.15 a), a configuração do *driver* do VEV mestre com o IP 192.168.100.102. Na Figura 3.15 b) pode observar-se um exemplo de configuração de uma variável de processo do VEV mestre, neste caso, a variável correspondente ao contador de posição do acionamento mestre.



(a)

(b)

Figura 3.15 - Configuração do driver de comunicação com os VEV

3.3.1.2. Sinóptico de referência de posição

O sinóptico da Figura 3.16 foi a base de todos os ensaios experimentais deste trabalho. Permite efetuar posicionamentos relativos e absolutos, habilitar cada um dos acionamentos, monitorizar as posições dos contadores, visualizar num gráfico em tempo real a velocidade dos dois acionamentos e os tempos e deslocamentos impostos pela configuração do perfil de movimento. Os botões de arranque dos posicionamentos têm também como função iniciar a aquisição de dados por parte dos osciloscópios internos dos VEV.



Figura 3.16 - Sinóptico de referência de posição

3.3.1.3. Sinóptico de referência de velocidade

O sinóptico de referência de velocidade (Figura 3.17), tal como o nome indica, permite aplicar uma referência de velocidade nos acionamentos, que pode ser de valor positivo ou negativo, dependendo do botão de marcha pressionado. À semelhança do sinóptico de referência de posição, permite também habilitar cada um dos acionamentos, monitorizar as posições dos contadores e visualizar num gráfico em tempo real a velocidade dos dois acionamentos.

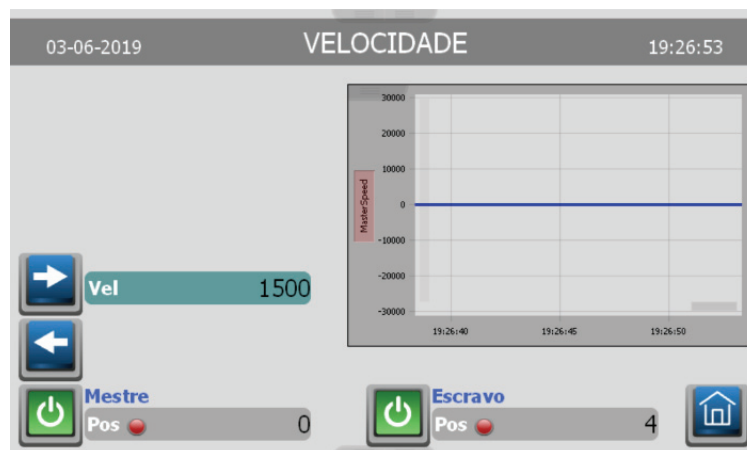


Figura 3.17 – Sinóptico de referência de velocidade

3.3.1.4. Sinóptico de configuração da aplicação

Na Figura 3.18 pode observar-se o sinóptico onde são configurados os parâmetros da aplicação desenvolvida. No VEV mestre, é possível configurar: 1) limites do gerador de perfil de movimento, nomeadamente, rampa de aceleração, rampa de desaceleração e velocidade máxima do posicionador, 2) valor da velocidade no modo de referência de velocidade. No VEV escravo, é possível configurar: 1) valores das rampas que apenas são utilizadas enquanto o engate eletrónico da relação de transmissão eletrónica não foi atingido, 2) velocidade máxima de sincronismo, 3) relação de transmissão entre os acionamentos, sob a forma de fator de multiplicação com numerador e denominador, 4) escolha do tipo de transmissão da referência de posição entre os VEV mestre e escravo, *Ethernet* ou sinais em quadratura, 5) escolha do modo do funcionamento do VEV escravo, bloqueado ou em modo seguidor. Além de monitorizar, é também possível limpar os contadores de posição de cada acionamento.



Figura 3.18 – Sinóptico de configuração da aplicação

3.4. Cartas de controlo da aplicação

Na solução implementada não foi utilizado nenhum *PLC* com funções de controlo centralizado. Ao invés, foi utilizada uma solução de controlo distribuído, onde o controlo de cada acionamento fica a cargo de um módulo com funcionalidades *PLC*. Ponderou-se a utilização do “*PLC Onboard*” (controlador lógico programável integrado no VEV), mas a sua modesta capacidade de processamento, tipo de tarefas disponíveis e diminuta zona de memória para programas, fez com que a escolha recaísse na utilização da carta opcional *MCi200*, já com capacidade suficiente para executar programas até quatro vezes mais rapidamente do que um *PLC* comum [47]. O facto de estar ligada diretamente no barramento do VEV, permite-lhe o acesso a todos os parâmetros do VEV à maior velocidade de acesso possível, permitindo-lhe controlar o VEV, o *AMC*, as comunicações e outras cartas de expansão.

3.4.1. Software de programação - *Machine Control Studio*

O *software* de programação utilizado para programar as cartas de controlo foi o *MCS (Machine Control Studio)*. O ambiente de programação é totalmente compatível com a norma *IEC 61131-3* sendo, portanto, familiar e fácil de utilizar para a maioria dos engenheiros de automação. As linguagens de programação suportadas são, texto estruturado (ST), blocos de função (FBD), grafset (SFC), lógica de contactos (Ladder), lista de instruções (IL) e é ainda compatível com o diagrama de blocos de posicionamento livre (CFC). Oferece também suporte a bibliotecas de blocos de função criadas por terceiros, bem como monitorização em tempo real das variáveis de programa em janelas definidas pelo utilizador e a possibilidade de alteração de programas em tempo real, alinhado com as práticas recentes utilizadas na programação de *PLC*.

Apesar do *software* de programação permitir a programação em seis línguas diferentes, optou-se apenas pela programação em texto estruturado (ST), por forma a simplificar a leitura do código desenvolvido. Na Figura 3.19, pode observar-se o ambiente de programação CODESYS utilizado pelo MCS.

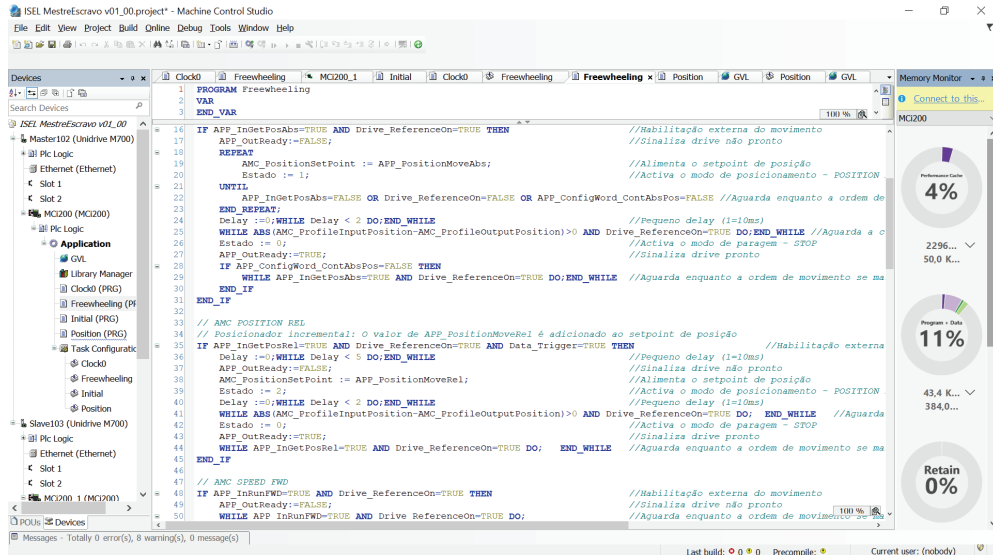


Figura 3.19 - Ambiente de programação CODESYS.

A estrutura de programação utilizada no *MCS* está dividida em vários tipos de tarefas. Tarefas cíclicas de base de tempo configurável, tarefas que apenas são executadas uma única vez, tarefas que são executadas por eventos externos, ou erros, e ainda tarefas que não têm limite de tempo para serem executadas. As tarefas utilizadas estão descritas nas seguintes seções. Na solução implementada, o algoritmo desenvolvido foi idealizado para ser compatível com as duas cartas de controlo *MCi200* (dos acionamentos mestre e escravo), por forma a simplificar futuras alterações no código.

3.4.1.1. Tarefa inicial

De todos os tipos de tarefas disponíveis no *software* *MCS*, a tarefa inicial (*initial*) é a tarefa de maior prioridade dado que, apesar de ser executada uma única vez, é executada primeiro que todas as outras, assim que o VEV é energizado. Dentro desta tarefa está toda a parametrização necessária para configurar os vários menus do VEV, as cartas de expansão de transdutores de posição e os vários menus do AMC. A inicialização de algumas variáveis e a identificação do programa, versão e autor estão também presentes.

3.4.1.2. Tarefa relógio

A tarefa relógio (*clock*) é a tarefa de menor prioridade dentro das tarefas cíclicas do *software MCS*. Os tempos de ciclo permitidos estão compreendidos entre 1 ms e 2147483 ms. Dentro desta tarefa está todo o código que necessita de ser executado segundo uma base de tempo fixa, embora com baixa prioridade. É a tarefa ideal para manipular parâmetros a uma cadência mais lenta que a usada na tarefa posição (*position*), tarefa abordada mais à frente, por forma a poupar recursos do processador. Na solução implementada, o tempo de ciclo está configurado com 10 ms. O código implementado resume-se a temporizadores e ao algoritmo que calcula os dados do trapézio do perfil de movimento mostrado no sinóptico de posicionamento do terminal tátil.

3.4.1.3. Tarefa de código estruturado

A tarefa de código estruturado (*freewheeling*) é a tarefa de menor prioridade de todas as tarefas utilizadas no *software MCS*. Apenas é executada quando os recursos do processador assim o permitem, ou seja, é executada nos intervalos das tarefas cíclicas *clock* e *position*. Além de instruções condicionais, permite também o uso de iterações que “bloqueiam” o fluxo contínuo ao longo do código, como é o caso da instrução *while*, sendo apenas possível pelo facto de se tratar de uma tarefa sem base de tempo fixa, ou seja, não existe um limite de tempo para que todo o código seja executado. A programação com código estruturado permite o desenvolvimento de algoritmos mais complexos e, ao mesmo tempo, mais perceptíveis. O código utilizado na solução implementada permite, de acordo com as configurações e ordens provenientes do terminal tátil, ativar funções de movimento, tais como posicionamento, referência de velocidade, relação de transmissão eletrónica, etc.

3.4.1.4. Tarefa de posicionamento

A tarefa posição (*position*) é a tarefa de maior prioridade dentro das tarefas cíclicas do *software MCS*. Os tempos de ciclo permitidos são 250 μ s, 500 μ s, 1 ms, 2 ms, 4 ms e 8 ms. Dentro desta tarefa está todo o código que necessita de ser executado segundo uma base de tempo fixa com a mais alta prioridade, tais como a manipulação dos parâmetros do AMC, de velocidades e posições relacionadas com dispositivos de realimentação e de entradas e saídas de atualização rápida. É necessário algum cuidado com a quantidade de código utilizado nesta tarefa em conjunto com o tempo de ciclo escolhido, por forma a evitar erros de sobrecarga do processador. Na solução implementada, o tempo de ciclo está configurado com 1 ms. Esta tarefa é responsável pela habilitação do VEV e faz a ponte entre o código

estruturado da tarefa *freewheeling* e o *AMC*. De acordo com a função de movimento em curso na tarefa *freewheeling*, a tarefa *position* carrega as configurações correspondentes no *AMC*.

3.5. Exemplos de aplicação do controlo de sincronismo mestre-escravo

Focando apenas a vertente industrial, é possível encontrar inúmeras aplicações de sincronismo entre motores em modo mestre-escravo, também denominado de mestre-seguidor. Na Figura 3.20 a) e Figura 3.20 b) pode observar-se uma aplicação com vários sincronismos mestre-escravo. Trata-se de uma máquina de corte de pedra com fio diamantado, com dois eixos interpolados no CNC (eixo “1a” e eixo “3a” na Figura 3.20 a)) e um terceiro eixo “2a”, vetor resultante dos dois eixos principais “1a” e “3a” por interpolação efetuada dentro do VEV. O eixo “1a” é replicado em “1b” por transmissão mecânica, os eixos “2a” e “3a” são replicados em “2b” e “3b” respetivamente por sincronismo mestre-escravo.

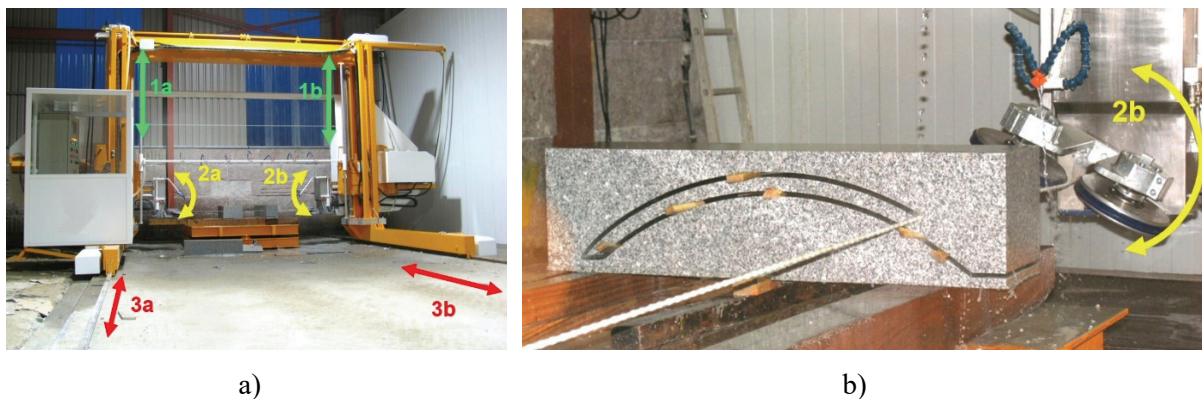


Figura 3.20 - Máquina de corte de pedra com fio diamantado

Na Figura 3.20 b) pode observar-se o corte com fio diamantado numa pedra de granito. A orientação das polias (“2a” e “2b”), cumpre o sentido de corte definido no desenho CAD em execução no CNC.

Na Figura 3.21 pode observar-se o controlo de uma cobertura de piscina composta por quatro folhas que deslizam por baixo umas das outras, em que a abertura e fecho é efetuada por dois acionamentos em modo mestre-escravo (eixo “a” e eixo “b” na Figura 3.21).



Figura 3.21 - Cobertura de piscina municipal (Champagny, França)

Devido à elevada envergadura e extensão da cobertura, foi implementado também um algoritmo que compara continuamente as correntes de consumo dos dois motores e, em caso de deteção de um diferencial elevado, imobiliza o sistema, evitando deformações e até a destruição da estrutura. O diferencial nas correntes de consumo pode ser reflexo de falha de impulsos num transdutor de posição, acoplamentos desapertados, prisão mecânica no acionamento escravo, etc.

4. Resultados experimentais

Este capítulo tem como objetivo analisar a resposta do acionamento escravo durante o seguimento do acionamento mestre, utilizando o método de sincronismo com transmissão da referência de posição via *Ethernet* de tempo real e, tendo como comparação, o método de sincronismo com transmissão da referência de posição via sinais em quadratura. Durante os ensaios realizados, a terceira carta de expansão de portas para transdutores de posição instalada no VEV mestre teve como função a aquisição dos dados de posição de dois codificadores incrementais acoplados nos veios dos motores. Estes dados foram então registados com recurso a ferramenta com funcionalidade de osciloscópio, integrada no *hardware* dos VEV. A validação destes dados, foi feita com recurso a osciloscópio externo ligado aos dois codificadores incrementais acoplados nos veios dos motores. Nas secções seguintes mostra-se o comportamento do sistema utilizando as duas soluções propostas de transmissão da referência de posição sendo posteriormente comparadas entre si de forma a retirar algumas conclusões.

4.1. Ensaios de sincronismo

A solução implementada utiliza dois VEV do fabricante *Control Techniques*, modelo *Unidrive M700*. Trata-se de um modelo universal que permite controlar motores assíncronos, síncronos e até funcionar em modo regenerativo. Nos ensaios experimentais, os VEV controlam os *PMSM* em cadeia fechada, com recurso a codificadores incrementais com sinais de comutação. O método de controlo utilizado foi o RFC-S da *Control Techniques* (método de orientação de campo para o motor síncrono de magnetos permanentes).

O registo de dados foi efetuado em zona de memória não volátil do VEV reservada para o efeito, com capacidade de registar uma amostra total de 4000 valores, distribuídos por até quatro canais com um período de amostragem deste os 250 μ s. As configurações foram efetuadas na aplicação de osciloscópio “*Onboard Scope*” presente no *software* de comissionamento “*Connect*”.

Para os ensaios experimentais foram configurados dois canais correspondentes às posições dos dois transdutores de posição instalados nos veios dos motores, com um período de amostragem de 250 μ s, o que permitiu registar valores durante um total de 500 ms. As amostras resultantes de cada ensaio foram armazenadas em cartão de memória SD instalado no VEV. Através da aplicação de osciloscópio “*Onboard Scope*”, foi então possível exportar os dados para o *software* “Microsoft Excel”. Na Figura 4.1, pode observar-se o ambiente de trabalho do osciloscópio “*Onboard Scope*”, onde são mostradas as curvas de deslocamento dos dois acionamentos.

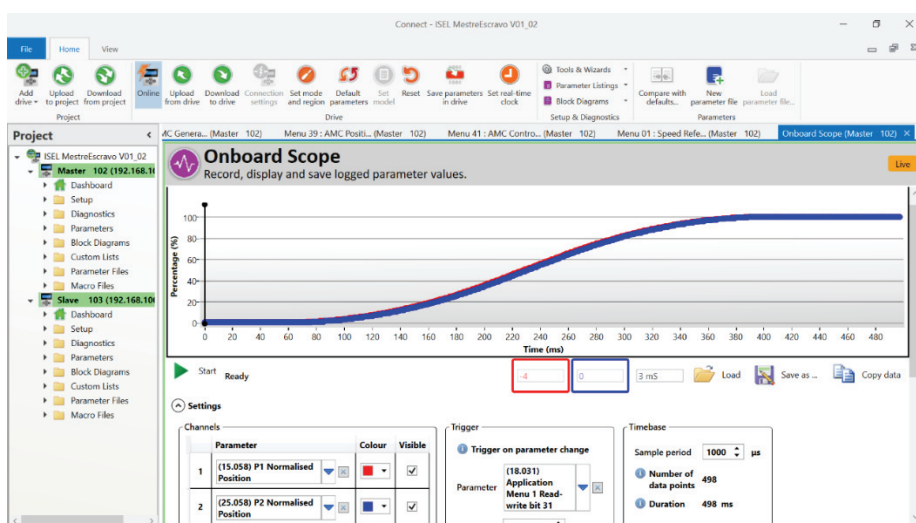


Figura 4.1 – Aplicação com funcionalidade osciloscópio “Onboard Scope”

O perfil de movimento que serviu de base aos ensaios experimentais, pode ser observado na Figura 4.2.

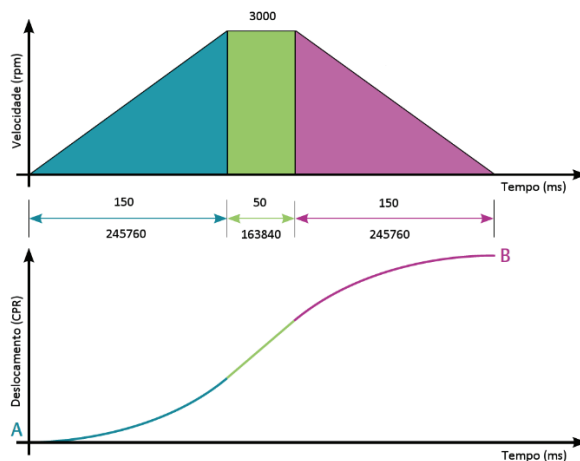


Figura 4.2 - Perfil de movimento utilizado nos ensaios experimentais

O perfil de movimento, composto por um deslocamento total de 655360 CPR, correspondente a dez rotações no veio do motor mestre, foi executado no modo de posicionamento relativo no tempo total de 350 ms. Os limites do perfil foram configurados com a velocidade máxima de 3000 rpm, rampa de aceleração de 50 ms/krpm e rampa de desaceleração de 50 ms/krpm.

4.1.1. Ensaio de sincronismo via rede *Ethernet* de tempo real

A aquisição dos dados de posição dos *PMSM* foi efetuada com recurso a dois codificadores incrementais de veio oco, do fabricante *SICK*, modelo *VFS60A*, acoplados nos veios dos *PMSM*, conforme representado na Figura 4.3. A transmissão da referência de posição foi efetuada pelo método *Ethernet* de tempo real RTMoE (ligação azul entre os VEV da Figura 4.3).

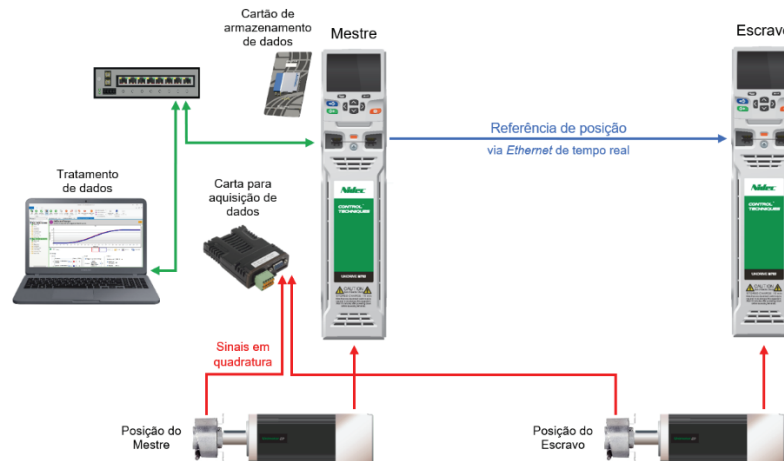


Figura 4.3 - Topologia utilizada no ensaio de sincronismo via *Ethernet* de tempo real

A aquisição das posições dos dois transdutores foi efetuada pelo terceiro módulo de expansão “*SI-Universal Encoder*”, instalado na primeira ranhura de expansão do VEV mestre. As posições dos acionamentos mestre e escravo estão disponíveis nos parâmetros (15.058) e (25.058) respetivamente. Na Figura 4.4 pode observar-se um ligeiro atraso na resposta do acionamento escravo relativamente ao acionamento mestre durante o posicionamento.

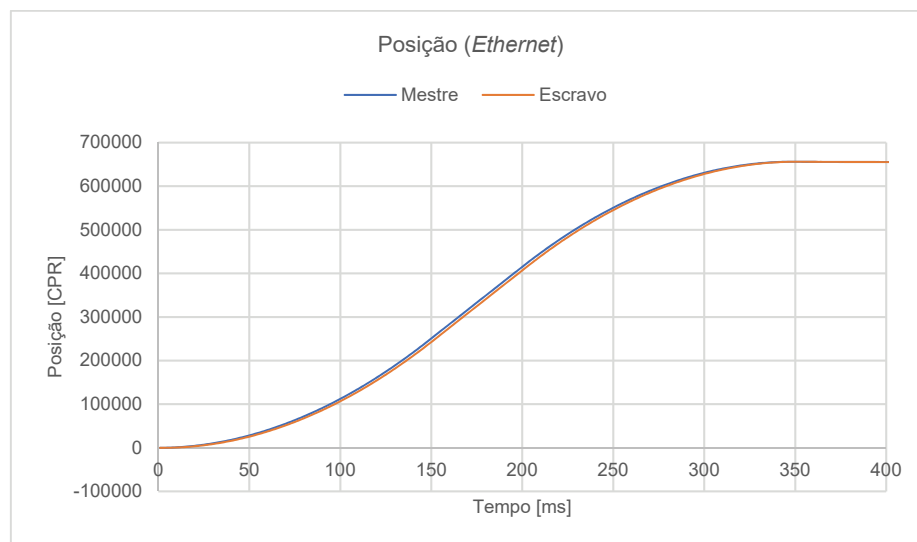


Figura 4.4 – Gráfico de deslocamento via *Ethernet* de tempo real (valores lidos)

Na Figura 4.5, pode observar-se um atraso idêntico na velocidade do acionamento escravo em relação ao acionamento mestre.

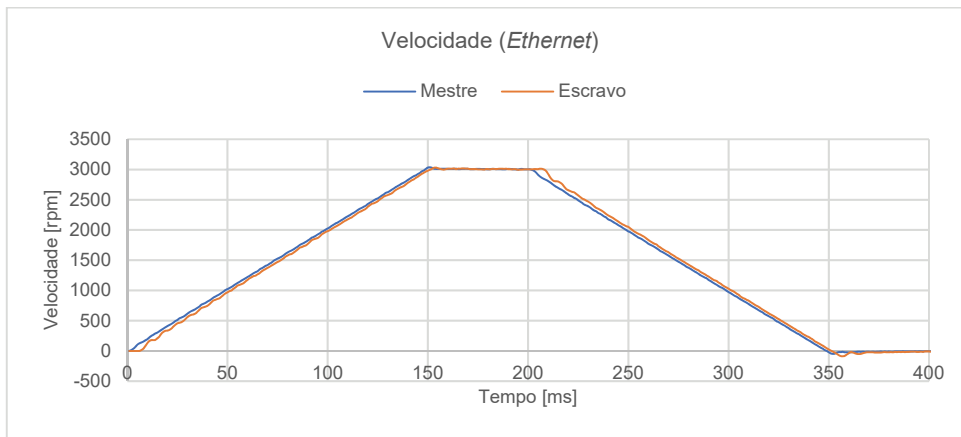


Figura 4.5 – Gráfico de velocidade via *Ethernet* de tempo real (valores calculados)

Nos gráficos seguintes, Figura 4.6 e Figura 4.7, pode observar-se os erros de velocidade e posição respetivamente do acionamento escravo. No gráfico de velocidade, Figura 4.6, o erro com valor em torno dos 50 rpm, está presente durante as rampas de aceleração e desaceleração, tornando-se praticamente nulo à velocidade constante de 3000 rpm.

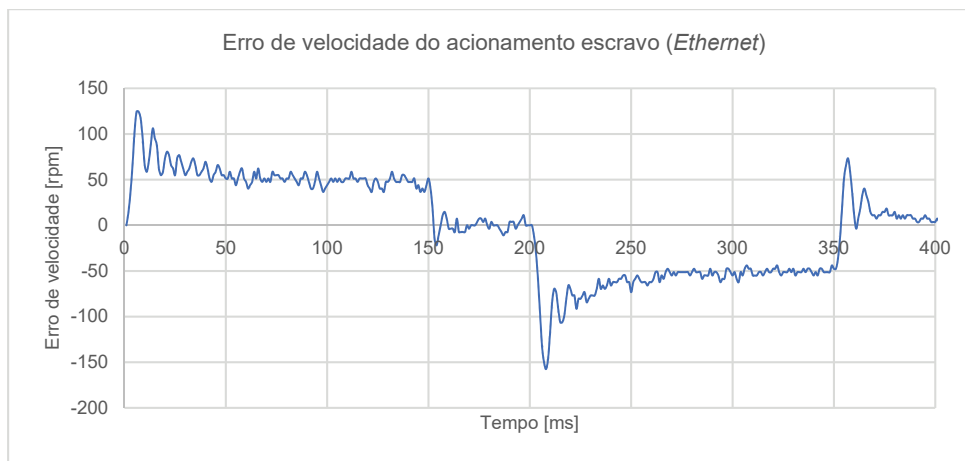


Figura 4.6 - Erro de velocidade via *Ethernet* de tempo real (valores calculados)

Na Figura 4.7, pode observar-se que o erro de posição do acionamento escravo atinge um desfasamento angular máximo em torno dos 50 graus à velocidade constante de 3000 rpm e tem um formato quase proporcional ao gráfico da velocidade da Figura 4.5, sugerindo uma provável influência da latência na transmissão da referência de posição entre os acionamentos.

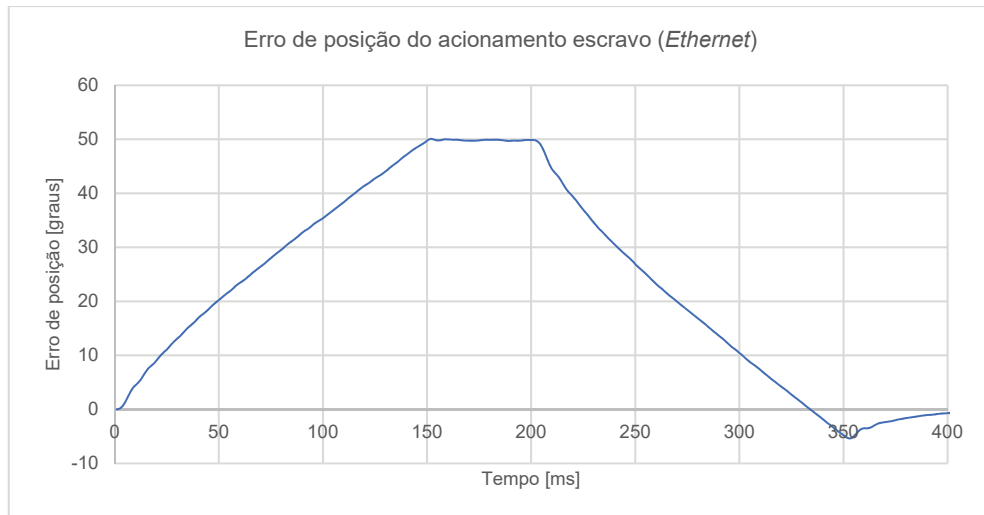


Figura 4.7 - Erro de posição via *Ethernet* de tempo real (valores calculados)

Por forma a identificar a origem do erro, foi registado o erro no anel de controlo do posicionador do *AMC* do VEV escravo disponível no parâmetro (39.008), dando origem ao gráfico da Figura 4.8. Este erro quantifica a diferença entre a referência de posição presente do VEV escravo (transmitida pelo VEV master pelo método *Ethernet* de tempo real) e a posição atual do transdutor de posição do acionamento escravo, ao longo do posicionamento. O erro no anel de controlo do posicionador do *AMC* do VEV escravo (Figura 4.8), é influenciado pelos ganhos e taxa de amostragem do *AMC* e pela inércia da carga.

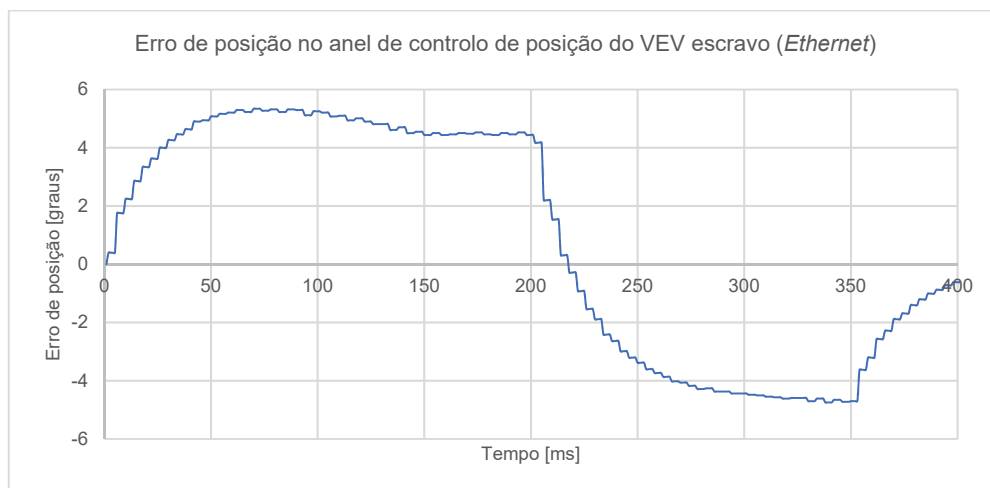


Figura 4.8 - Erro de posição no anel de posição via *Ethernet* de tempo real (valores lidos)

A Figura 4.9 mostra o erro de posição do acionamento escravo, com e sem a influência do erro no anel de controlo do posicionador do *AMC* do VEV escravo. A quantificação do erro de posição relativa à componente da latência na transmissão da referência de posição entre os acionamentos (curva laranja

no gráfico da Figura 4.9), foi obtida pela subtração do erro no anel de controle do posicionador do *AMC* do VEV escravo (Figura 4.8), ao erro total de posição do acionamento escravo (Figura 4.7).

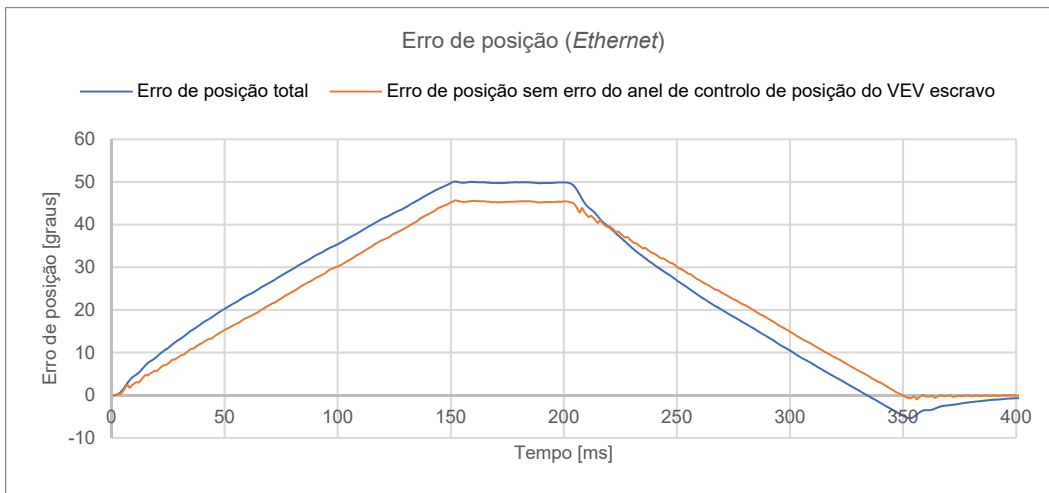


Figura 4.9 – Erro de posição com e sem influência do erro do anel de controle de posição via *Ethernet* de tempo real (valores calculados)

4.1.2. Ensaio de sincronismo via sinais em quadratura

A aquisição dos dados de posição dos PMSM foi também efetuada com recurso aos mesmos codificadores incrementais de veio oco, acoplados nos veios dos PMSM, conforme representado na Figura 4.10. A única diferença está no modo de transmissão da referência de posição, a qual foi efetuada via sinais em quadratura (ligação vermelha entre as cartas “*SI-Universal Encoder*” da Figura 4.10).

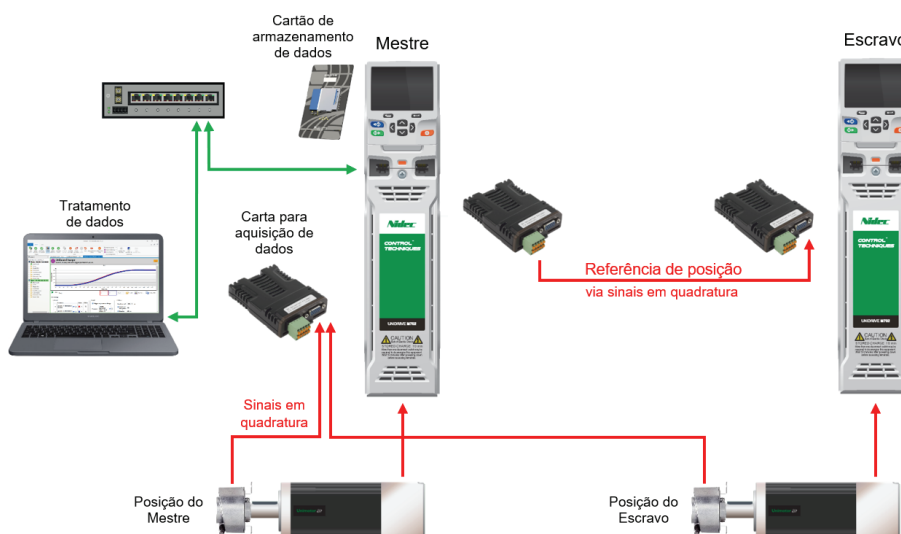


Figura 4.10 - Topologia utilizada no ensaio de sincronismo via sinais em quadratura

Na Figura 4.11, pode observar-se um ligeiro atraso na resposta do acionamento escravo relativamente ao acionamento mestre durante o posicionamento.

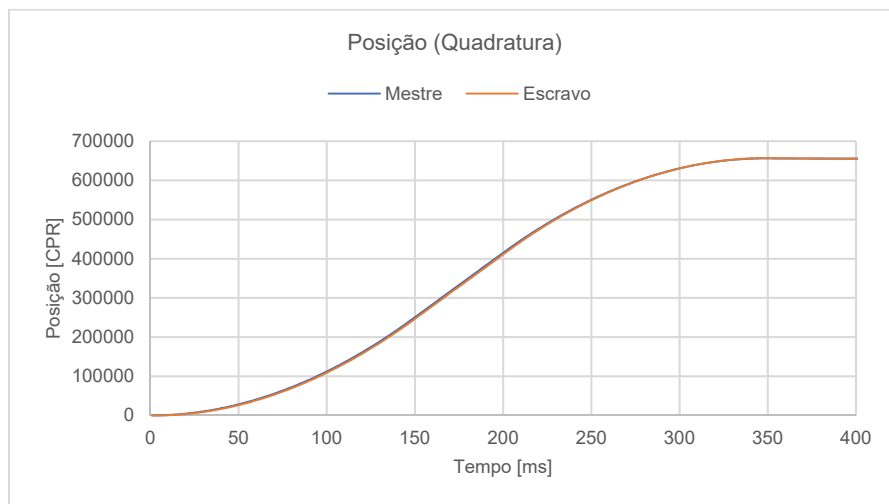


Figura 4.11 – Gráfico de deslocamento via sinais em quadratura (valores lidos)

É, no entanto, bastante inferior ao registado no modo de envio da referência de posição via *Ethernet* de tempo real (Figura 4.4). Na Figura 4.12, pode observar-se um atraso na velocidade também inferior ao registado com o método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real (Figura 4.5).

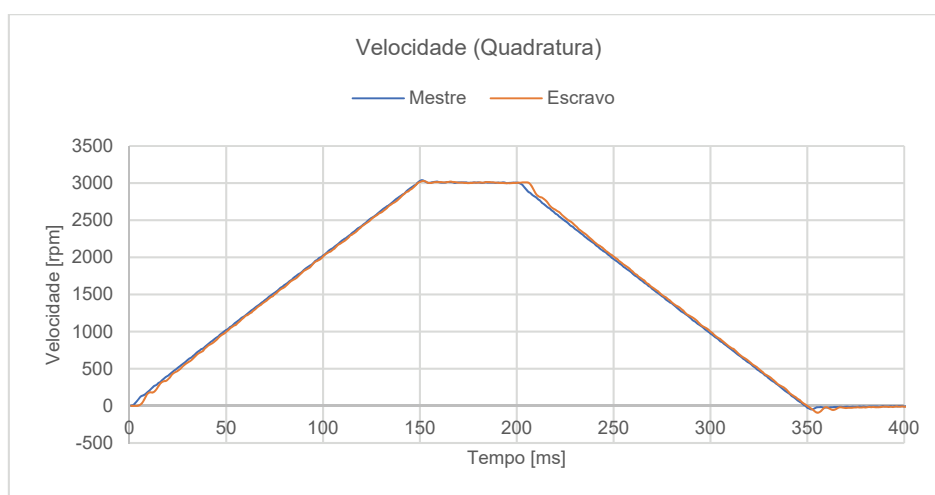


Figura 4.12 – Gráfico de velocidade via sinais em quadratura (valores calculados)

Nos gráficos seguintes, Figura 4.13 e Figura 4.14, pode observar-se os erros de velocidade e de posição respetivamente do acionamento escravo. No gráfico de velocidade, Figura 4.13, o erro com

valor em torno dos 25 rpm, está presente durante as rampas de aceleração e desaceleração, tornando-se praticamente nulo à velocidade constante de 3000 rpm.

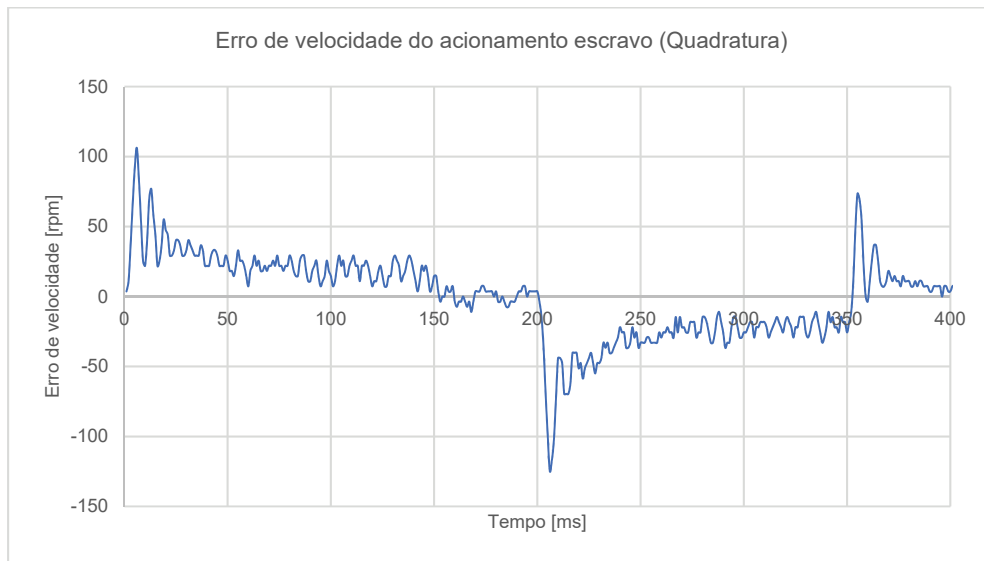


Figura 4.13 - Erro de velocidade via sinais em quadratura (valores calculados)

Na Figura 4.14, pode observar-se que o erro de posição do acionamento escravo atinge um desfasamento angular máximo em torno dos 23 graus à velocidade constante de 3000 rpm, valor bastante abaixo do registado com o método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real (Figura 4.7).

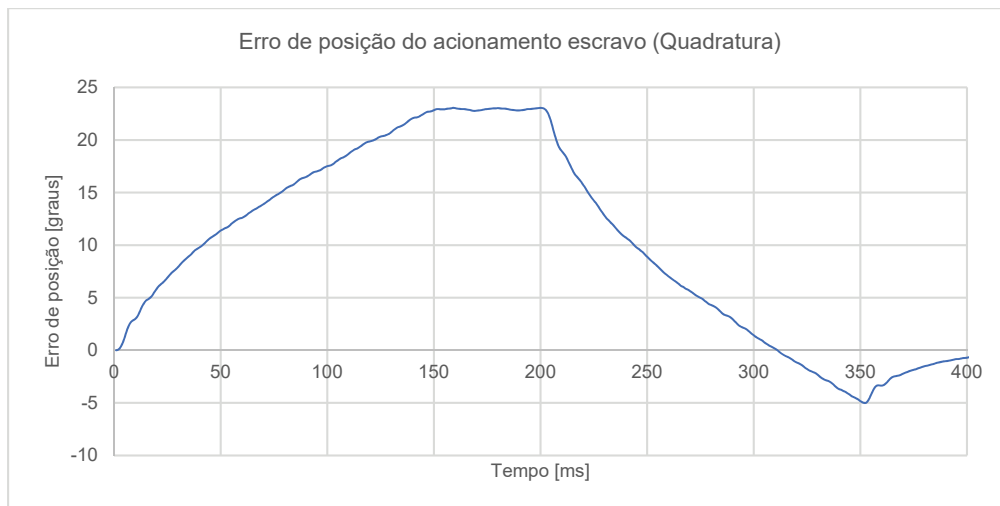


Figura 4.14 - Erro de posição via sinais em quadratura (valores calculados)

Foi também registado o erro no anel de controlo do posicionador do VEV escravo (Figura 4.15), que quantifica a diferença entre a referência de posição e a posição atual do transdutor de posição do acionamento escravo, durante o posicionamento.

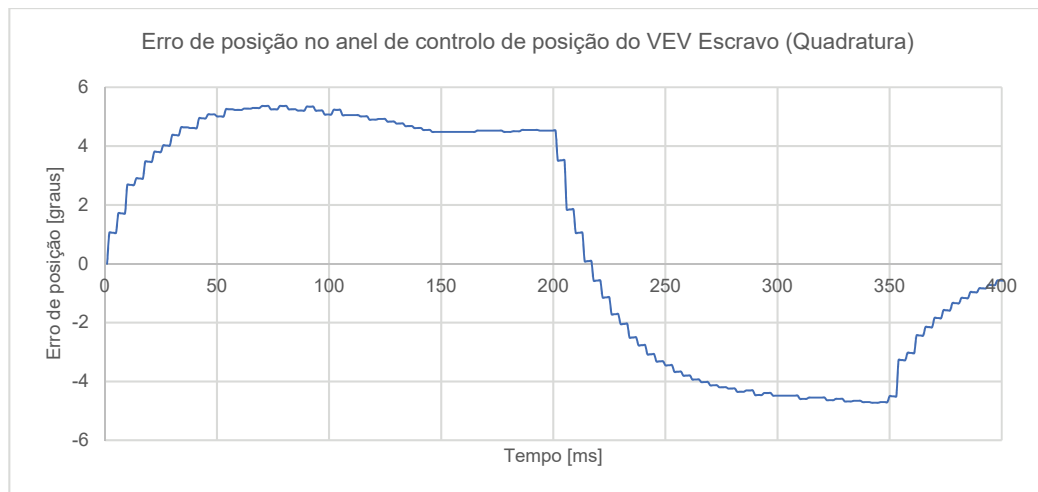


Figura 4.15 - Erro de posição no anel de posição via sinais em quadratura (valores lidos)

A Figura 4.16 mostra o erro de posição do acionamento escravo, com e sem a influência do erro no anel de controle do posicionador do AMC do VEV escravo. A quantificação do erro de posição relativa à componente da latência na transmissão da referência de posição entre os acionamentos (curva laranja no gráfico da Figura 4.16), foi obtida pela subtração do erro no anel de controle do posicionador do AMC do VEV escravo (Figura 4.15), ao erro total de posição do acionamento escravo (Figura 4.14).

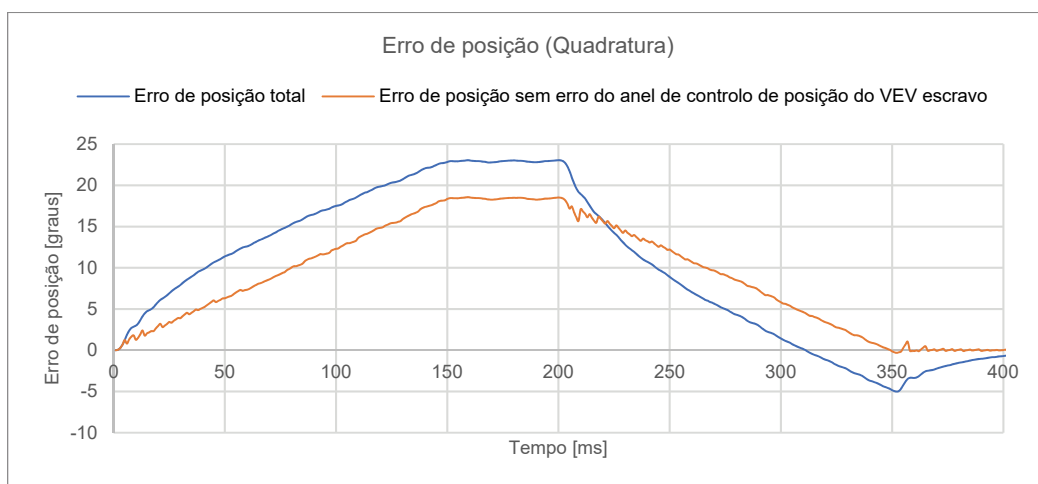


Figura 4.16 – Erro de posição com e sem influência do erro do anel de controle de posição via sinais em quadratura (valores calculados)

4.1.3. Comparação dos ensaios de sincronismo

Este subcapítulo tem como objetivo identificar e quantificar as diferenças entre os dois métodos de sincronismo estudados neste trabalho. Na Figura 4.17, pode observar-se a comparação do erro de velocidade obtido nos dois métodos de sincronismo. É visível a diferença entre os dois métodos, sobressaindo a maior amplitude do método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real com valores sensivelmente duas vezes superiores aos observados no sincronismo via sinais em quadratura. Em ambas as curvas, a maior percentagem de erro está presente durante as rampas de aceleração e desaceleração, tornando-se praticamente nula à velocidade constante de 3000 rpm.

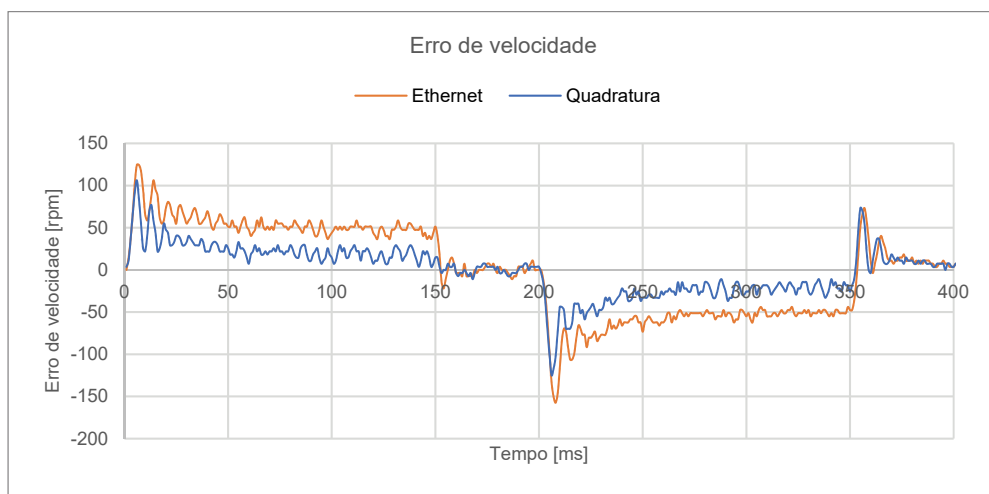


Figura 4.17 - Comparação do erro de velocidade

Na Figura 4.18, pode observar-se a comparação do erro de posição obtido nos dois métodos de sincronismo.

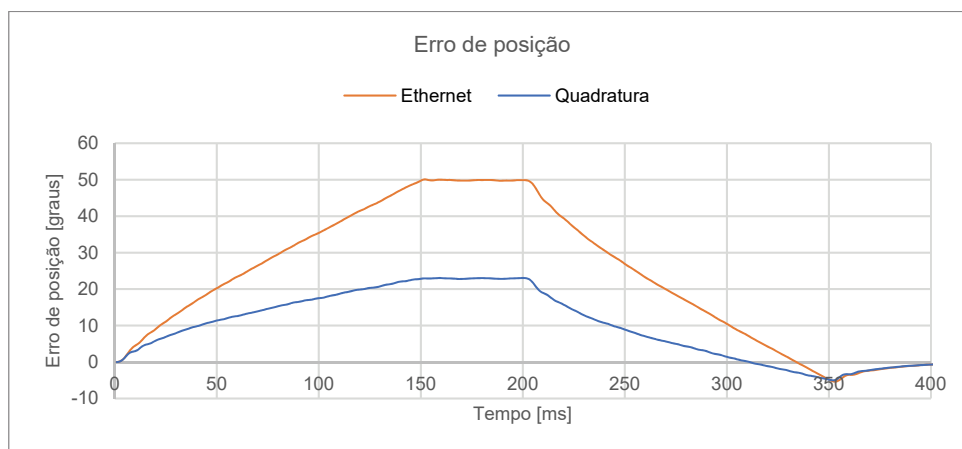


Figura 4.18 - Comparação do erro de posição

Através desta última figura verifica-se um erro máximo de posição em torno dos 50 graus para o método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real, enquanto que o método de sincronismo via sinais em quadratura tem um desfasamento máximo em torno dos 23 graus.

Na Figura 4.19, pode observar-se a comparação do erro no anel de controlo do posicionador do AMC do VEV escravo obtido nos dois métodos de sincronismo. Este erro quantifica a diferença entre a referência de posição presente do VEV escravo e a posição atual do transdutor de posição do acionamento escravo, ao longo do posicionamento.

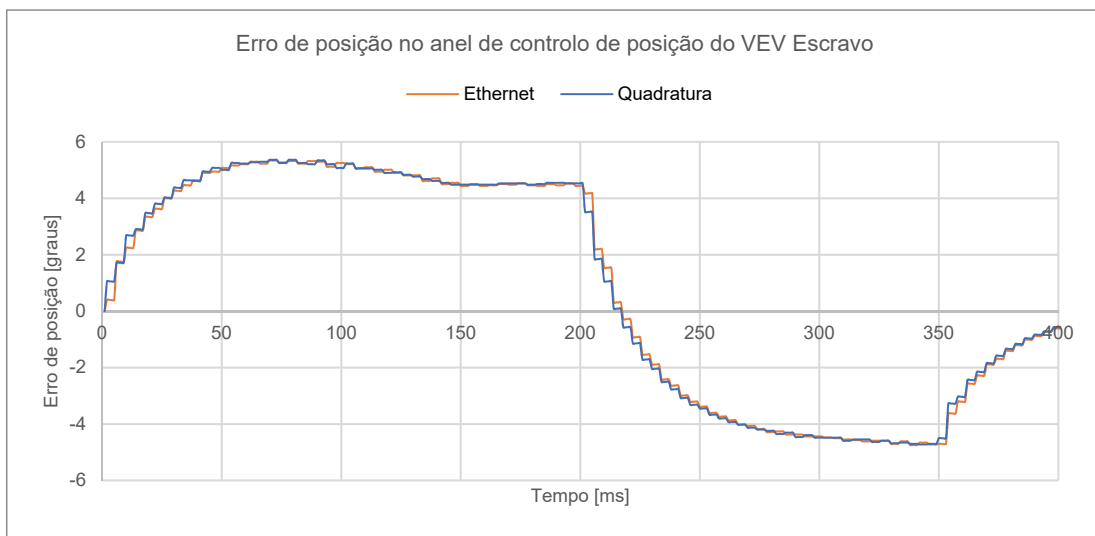


Figura 4.19 - Comparação do erro de posição no anel de controlo de posição

Apesar do parâmetro de leitura (39.008) ter uma taxa de atualização relativamente baixa (período de 4 ms), consegue perceber-se que a resposta do acionamento é idêntica independentemente do método de sincronismo utilizado, dada a semelhança das curvas presentes na Figura 4.19. Pode observar-se um valor de desfasamento ligeiramente acima de 5 graus em ambos os casos durante os períodos de aceleração e desaceleração, enquanto que entre os 150 ms e os 200 ms, zona de velocidade constante às 3000 rpm, verifica-se um valor de desfasamento constante abaixo de 5 graus. Este último denuncia um erro estático entre a referência de posição disponível no VEV escravo e a posição do transdutor de posição do acionamento escravo.

Foram feitos alguns ajustes nos ganhos do controlador de posição do AMC por forma a determinar a influência destes no erro estático de posição detetado às 3000 rpm. O primeiro ajuste foi centrado no termo proporcional “kp” parâmetro (39.007) do controlador de posição. O valor padrão deste parâmetro é 25. Um ganho de 25 significa que, por cada erro de 1 contagem, uma velocidade de 25 contagens por

segundo é adicionada para corrigir esse erro de contagem, ou seja, se existir um erro de 1000 CPR, a correção de velocidade aplicada com um ganho de 25, será 25000 CPR por segundo, que corresponde a 22,8 rpm (tendo em conta que uma rotação tem 65536 CPR).

Os erros médios medidos às 3000 rpm foram de 816 CPR, no sincronismo via *Ethernet* de tempo real, e de 820 CPR no sincronismo via sinais em quadratura, valores praticamente idênticos, independentemente do método de sincronismo utilizado.

Na Figura 4.20, pode observar-se a resposta do acionamento escravo com os diferentes ganhos proporcionais. Ao aumentar o ganho de 25 para 50 e 100, o erro estático de posição caiu para valores em torno dos 388 CPR e 188 CPR respetivamente.

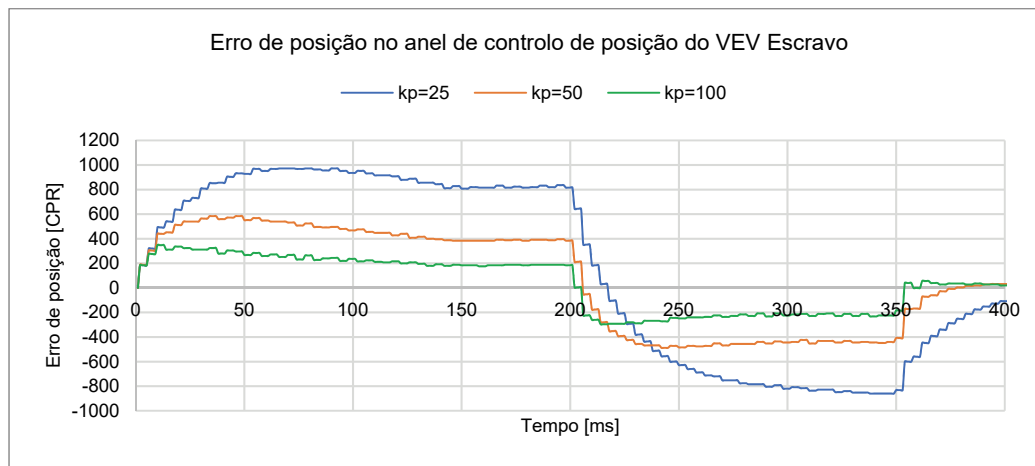


Figura 4.20 - Comparação do erro de posição no anel de controlo de posição com variação do ganho proporcional k_p ($k_p=25$, $k_p=50$ e $k_p=100$)

O segundo ajuste centrou-se num ligeiro aumento do ganho de alimentação direta de velocidade “kff” parâmetro (39.010), com o objetivo de minimizar o erro estático de posição. O erro em regime estacionário foi efetivamente reduzido, no entanto, durante a desaceleração este aumentou devido à natureza típica do sistema de controlo em cadeia fechada sem polos na origem, não se revelando a solução mais eficiente para reduzir ao mínimo o erro de seguimento. O ganho de alimentação direta de velocidade é, no entanto, ideal para aplicações onde exista um atrito na deslocação da carga que seja proporcional à velocidade de deslocamento como, por exemplo, a deslocação em material viscoso e não numa aplicação onde a inércia da carga é o fator mais preponderante.

Ao subtrairmos o erro no anel de controlo do posicionador (Figura 4.19) ao erro total de posição (Figura 4.18), obtemos o erro de posição sem a influência do erro no anel de controlo do posicionador da Figura 4.21. O erro de posição sem a influência do erro no anel de controlo do posicionador, já

apresenta um formato mais aproximado a um trapézio, o que leva a concluir que existe um atraso na transmissão da referência de posição que é proporcional à velocidade de rotação.

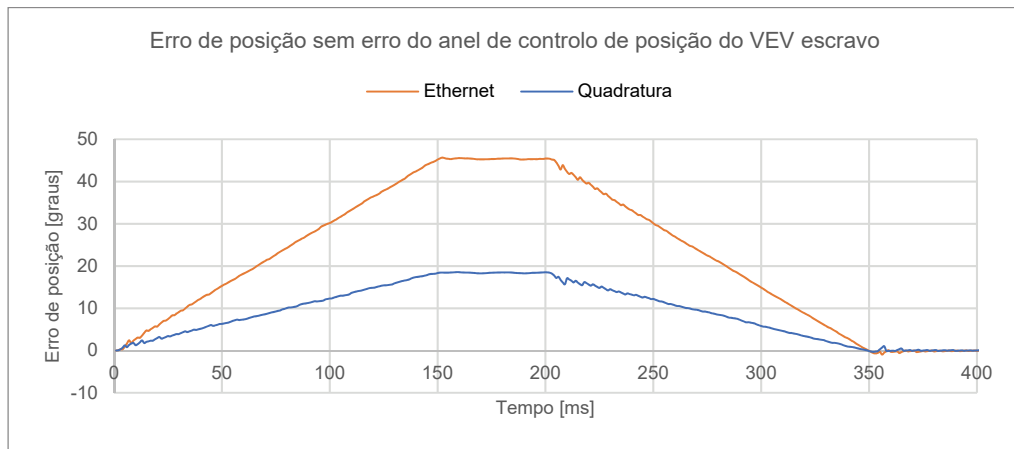


Figura 4.21 – Comparação do erro de posição sem influência do erro do anel de posição

Na Figura 4.22, pode observar-se a linearidade do erro à velocidade de 3000 rpm, onde se verifica um valor médio de desfasamento angular na posição em torno dos 45 graus para o método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real, enquanto que o método de sincronismo via sinais em quadratura tem um desfasamento médio em torno dos 18 graus.

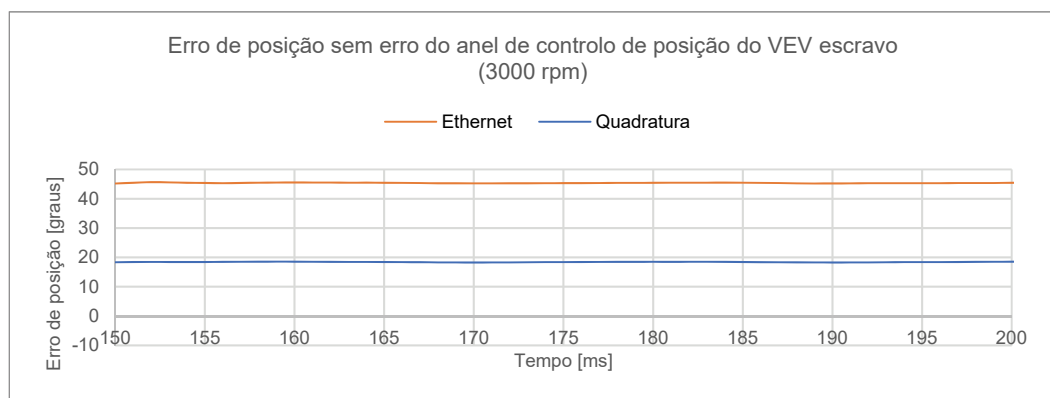


Figura 4.22 - Comparação do erro de posição à velocidade constante de 3000 rpm

Pela equação (4.1), podemos calcular o valor da latência de transmissão da referência de posição, associada ao valor de desfasamento.

$$Latência [ms] = \frac{60000 \cdot Desfasamento [graus]}{360 \cdot Velocidade [rpm]} \quad (4.1)$$

Aplicando a equação (4.1) aos dados do gráfico da Figura 4.22, obtém-se o gráfico da Figura 4.23, onde se pode observar um valor de latência em torno de 2,5 ms no método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real, enquanto que o método de sincronismo via sinais em quadratura apresenta uma latência em torno de 1 ms.

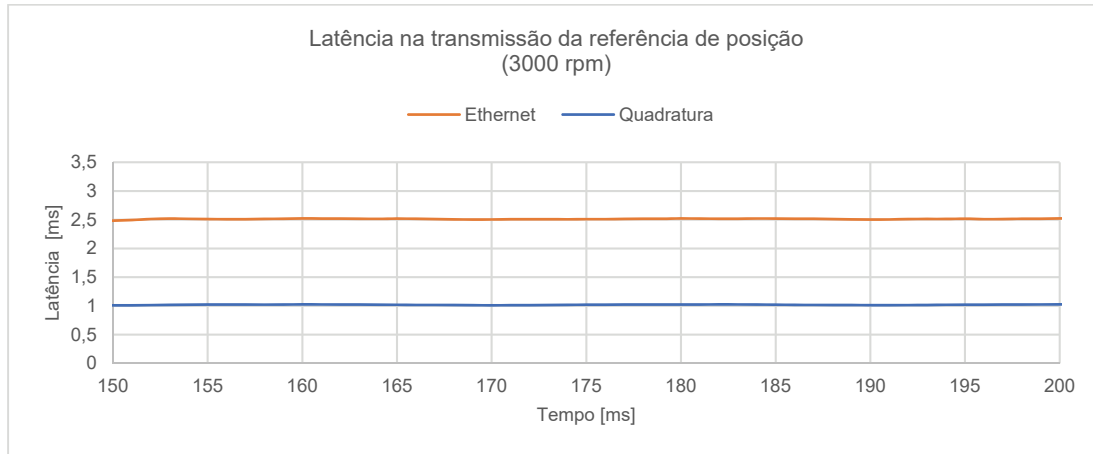


Figura 4.23 - Latência na transmissão da referência de posição à velocidade constante de 3000 rpm

No método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real, o valor de latência de 2,5 ms está dependente da soma de três componentes:

- Agendamento de dados cíclicos síncronos (500 μ s)
- Temporização de rede (1 ms)
- Taxa de amostragem do *AMC* (1 ms)

O agendamento de dados cíclicos síncronos é a forma como a interface de rede *Ethernet* do VEV organiza, cronologicamente, a transmissão e recepção dos dados dentro de cada ciclo da tarefa responsável pela troca de dados cíclicos síncronos com a rede. A transmissão de dados é executada exatamente a meio do ciclo de 1 ms de duração, configurado no parâmetro (4.10.016), o que perfaz o valor de 500 μ s.

A temporização de rede, ou atraso máximo de rede, é o tempo máximo permitido no protocolo RTMoE, configurado no parâmetro (4.11.030), para que um pacote de dados transmitido pela interface de rede do VEV mestre esteja disponível na interface de rede de todos os VEV escravos. A troca de mensagens via *Ethernet* é influenciada por inúmeros fatores variáveis devido à arquitetura do sistema. Por outro lado, a *Ethernet* não é preemptiva, ou seja, assim que um pacote é selecionado para transmissão, ele continuará a ser transmitido, mesmo que outro de maior prioridade já esteja pronto para ser transmitido. O modo de garantir a utilização dos dados no momento correto por todos os VEV

escravos de uma rede, é dotar estes pacotes de dados com a informação sobre a altura exata em que estes devem ser utilizados. O valor mínimo permitido no parâmetro (4.11.030) é de 1 ms.

Por fim, a taxa de amostragem do *AMC* é a taxa de atualização do controlador avançado de movimento, parâmetro (31.012). A necessidade de utilização de dados cíclicos síncronos obriga a que a taxa de transação destes, configurada no parâmetro (4.10.016), esteja em sincronismo com a taxa de amostragem do *AMC*. Dado que a taxa de transação de dados cíclicos síncronos utilizada na transmissão da referência de posição foi configurada em “Modo Fácil”, que atualmente permite apenas o valor mínimo de atualização de 1,0 ms, acaba também por impor este valor à taxa de amostragem do *AMC*.

Na Figura 4.24 pode observar-se a distribuição cronológica da latência na transmissão da referência via RTMoE.

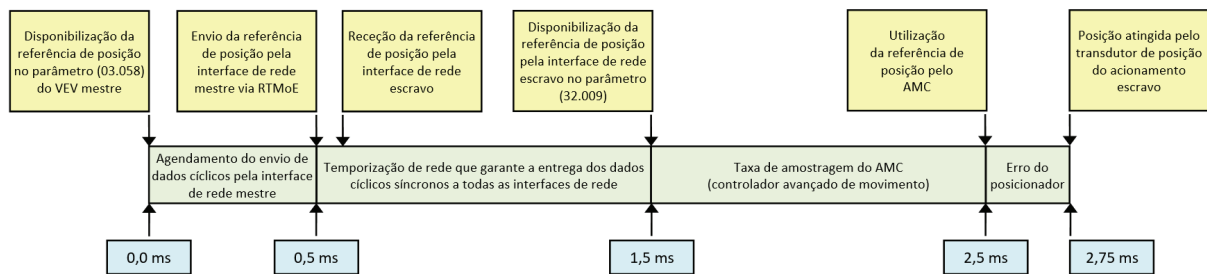


Figura 4.24 - Distribuição da latência total na transmissão da referência via RTMoE.

Com o auxílio do *software* de análise de tráfego de rede *Wireshark* (Figura 4.25), ligado na segunda porta do computador de rede do VEV escravo, foi possível analisar a variação temporal na transmissão dos pacotes de dados entre as duas interfaces de rede.

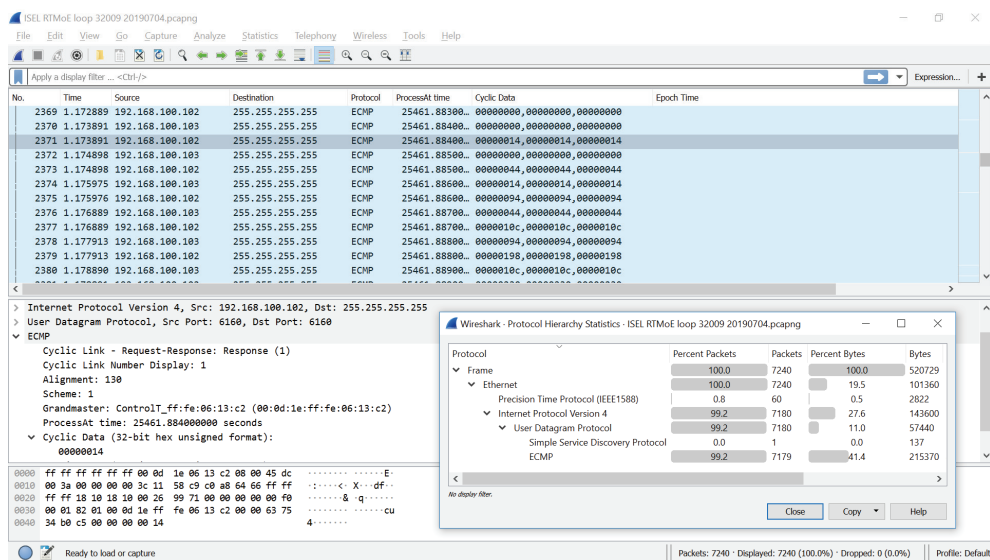


Figura 4.25 – Análise do tráfego de pacotes de dados no protocolo RTMoE com o *software* Wireshark versão 3.0.2

No VEV escravo, foi configurada uma ligação de retorno da referência de posição proveniente do VEV mestre com dados cíclicos síncronos, a uma taxa de transferência com um período de 1 ms. O parâmetro (32.009) utilizado como parâmetro de entrada da referência de posição no VEV escravo, foi também utilizado como parâmetro de saída para o VEV mestre. Na Tabela 4.1, pode observar-se uma amostra do início do posicionamento. A coluna “Latência”, exibe o tempo que os dados transmitidos pela interface de rede mestre demoraram a serem devolvidos pela interface de rede escravo. Por exemplo, a posição enviada pelo VEV mestre na linha 3, com o valor 20 CPR, retornou na linha 6, após 2,084 ms.

Tabela 4.1 - Amostra da análise do software Wireshark à troca de dados entre os VEV.

	Tempo [s]	Fonte [IP] ¹	Posição [CPR]	Latência [s]
1	1,172889	192.168.100.102	0	
2	1,173891	192.168.100.103	0	
3	1,173891	192.168.100.102	20	
4	1,174898	192.168.100.103	0	
5	1,174898	192.168.100.102	68	
6	1,175975	192.168.100.103	20	0,002084
7	1,175976	192.168.100.102	148	
8	1,176889	192.168.100.103	68	0,001991
9	1,176889	192.168.100.102	268	
10	1,177913	192.168.100.103	148	0,001937
11	1,177913	192.168.100.102	408	
12	1,178890	192.168.100.103	268	0,002001
13	1,178891	192.168.100.102	560	
14	1,179720	192.168.100.103	408	0,001807
15	1,179720	192.168.100.102	736	
16	1,180980	192.168.100.103	560	0,002089
17	1,180981	192.168.100.102	932	
18	1,181778	192.168.100.103	736	0,002058

Após a análise de todos os dados trocados entre as interfaces de rede durante o posicionamento, verificou-se uma variação na latência a oscilar entre o valor mínimo de 1,559 ms e o valor máximo de 2,455 ms. Conclui-se que, apesar de ser utilizada uma ligação ponto a ponto entre as duas interfaces de rede, com um comprimento de cabo inferior a um metro e sem a influência de qualquer comutador ou roteador de rede pelo meio, a variação de tempo no retorno dos pacotes é bastante grande, mostrando a importância da utilização do registo de data e hora em cada pacote de dados, para que estes sejam utilizados na altura exata.

No método de sincronismo via sinais em quadratura, a referência de posição proveniente do codificador incremental do acionamento mestre, é disponibilizada no VEV escravo com um atraso negligenciável [46], devido ao facto de se tratar de um processo implementado exclusivamente em *hardware*. Visto isto, o valor de latência de 1 ms presente na transmissão da referência de posição, depende diretamente

¹ IP mestre: 192.168.100.102 IP escravo:192.168.100.103

da taxa de amostragem do AMC do VEV escravo, configurada no parâmetro (31.012). Na Figura 4.26 pode observar-se a distribuição cronológica da latência na transmissão da referência via sinais em quadratura.

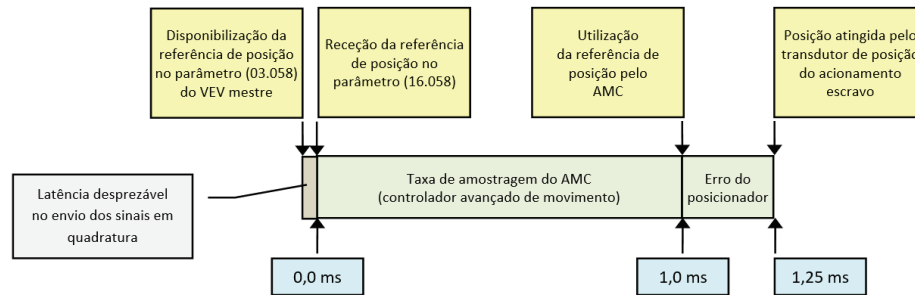


Figura 4.26 - Distribuição da latência total na transmissão da referência via sinais em quadratura

4.1.4. Importância da latência em aplicações reais

Como se pôde observar na Figura 4.18 do subcapítulo anterior, a comparação do erro de posição obtido nos dois métodos de sincronismo apresenta um erro máximo de posição em torno dos 50 graus para o método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real, enquanto que o método de sincronismo via sinais em quadratura tem um desfaseamento máximo em torno dos 23 graus (à velocidade constante de 3000 rpm).

Por forma a quantificar o impacto do desfaseamento angular numa situação real, pode dar-se como exemplo o eixo horizontal da máquina de corte de pedra com fio diamantado da Figura 3.20 a). Sendo o eixo master 3 a) e o eixo escravo 3 b), e supondo que os mesmos são compostos por PMSM (3000 rpm), redutor de roda de coroa e sem-fim de relação 30:1, pinhão de ataque com 30 dentes módulo 5, que equivale a um diâmetro primitivo de 150 mm, e cremalheira instalada ao longo do percurso longitudinal da máquina, o desfaseamento linear entre os dois eixos será de:

- Método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real: 0,69 mm
- Método de sincronismo via sinais em quadratura: 0,32 mm

Facilmente se chega à conclusão que qualquer um dos valores obtidos atrás é inferior ao somatório das folgas mecânicas da transmissão utilizada, o que torna qualquer um dos métodos tecnicamente viável. No entanto, em máquinas de maior precisão, tal conclusão já poderá ser diferente.

4.2. Validação dos ensaios de sincronismo

Para validação dos resultados obtidos nos ensaios experimentais, foi inicialmente ponderada a utilização de dois geradores taquimétricos acoplados aos veios dos PMSM e ligados eletricamente a um osciloscópio digital, por forma a ser possível o registo dos dois perfis de velocidade (mestre e escravo) e compará-los posteriormente com os perfis obtidos com a aplicação “*Onboard Scope*” durante os ensaios experimentais. No entanto, os pontos fracos apontados no capítulo “Estado da arte” desta dissertação no que respeita a ondulações, baixa linearidade e exatidão da tensão de saída, típicos destes equipamentos, fez com que a utilização dos geradores taquimétricos fosse preterida a favor da utilização dos dois codificadores incrementais já utilizados nos ensaios experimentais. Optou-se então pela utilização de codificadores incrementais com captura e armazenamento dos impulsos gerados por estes, por forma a calcular posteriormente o diferencial de impulsos à velocidade constante de 3000 rpm e a correspondente latência nos dois modos de sincronismo, validando assim os resultados obtidos nos ensaios experimentais.

O osciloscópio digital utilizado foi um Tektronix modelo TBS1154 de quatro canais com uma largura de banda de 150 MHz, taxa de amostragem de 1 GS/s e capacidade de registar 2500 pontos em suporte USB [48]. A limitação por parte do equipamento a um total de 2500 pontos durante a captura, condicionou fortemente a duração do registo de dados. Desta forma não foi possível obter a resolução suficiente para detetar todos os flancos ascendentes e descendentes nos impulsos gerados pelos codificadores, sendo apenas possível registar 8 dos primeiros 10 ms do perfil de movimento, quando o necessário para registar a totalidade do perfil seria de 350 ms.

Na Figura 4.27 a) e Figura 4.27 b) pode observar-se as capturas efetuadas em ambos os métodos de sincronismo pelo osciloscópio Tektronix.

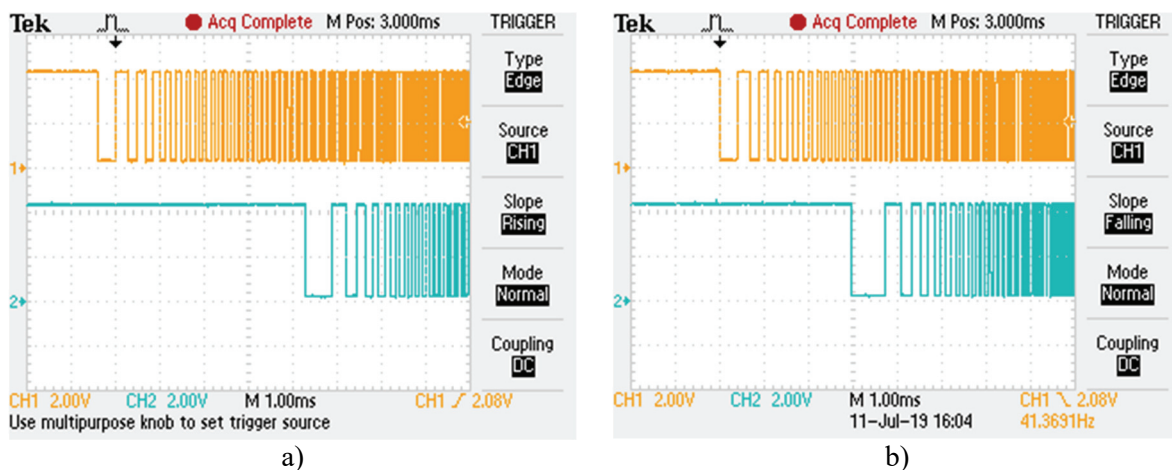


Figura 4.27 - Aquisição de sinais com sincronismo: a) via *Ethernet* de tempo real; b) via sinais em quadratura

Nestas, pode visualizar-se os flancos ascendentes e descendentes gerados pelo canal A do codificador incremental mestre (a laranja) e pelo canal A do codificador incremental escravo (a azul).

Ainda com base nas figuras anteriores é possível visualizar um atraso maior na resposta do acionamento escravo no sincronismo via *Ethernet*, à semelhança do que aconteceu nos ensaios experimentais com os valores obtidos pela aplicação “*Onboard Scope*” presente no *software* de comissionamento “*Connect*”. No entanto, não foi possível quantificar esse atraso, dado que a amostra foi retirada em zona de velocidade não constante, logo no início da rampa de aceleração, onde o controlador de posição do *AMC* evidencia uma maior dificuldade ao tentar seguir a referência de velocidade.

Para validar os resultados dos ensaios experimentais, optou-se então por trabalhar os dados obtidos pelo osciloscópio externo por forma a criar valores de posição em ordem ao tempo e de seguida, valores de velocidade em ordem ao tempo que pudessem ser sobrepostos graficamente aos valores de velocidade obtidos nos ensaios experimentais e, desta forma, comparar os resultados obtidos em ambos os processos.

4.2.1. Validação do ensaio de sincronismo via *Ethernet* de tempo real

Na Figura 4.28, pode observar-se o diagrama de ligações utilizado para validação do ensaio de sincronismo com transmissão da referência de posição via *Ethernet* de tempo real RTMoE (ligação azul entre os VEV).

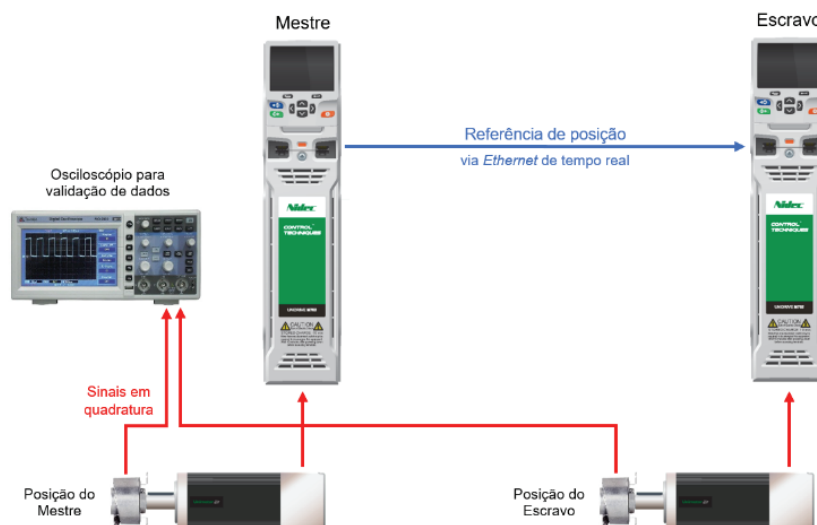


Figura 4.28 – Diagrama utilizado na validação do ensaio de sincronismo via *Ethernet*

Na Figura 4.29 pode observar-se o gráfico de velocidade obtido através do tratamento dos dados registados pelo osciloscópio externo.

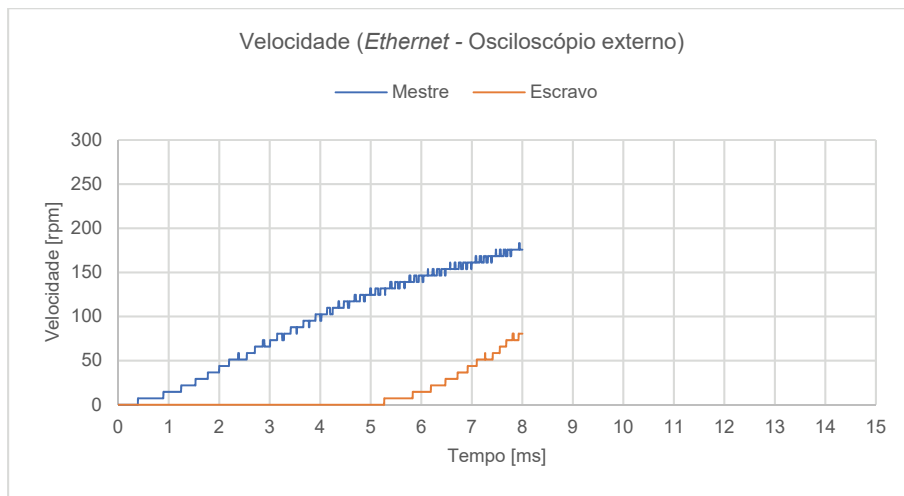


Figura 4.29 – Perfil de movimento obtido a partir do osciloscópio externo (Ethernet)

A Figura 4.30 mostra a sobreposição dos valores registados pelo osciloscópio externo com os valores obtidos no ensaio experimental com a aplicação “Onboard Scope”.

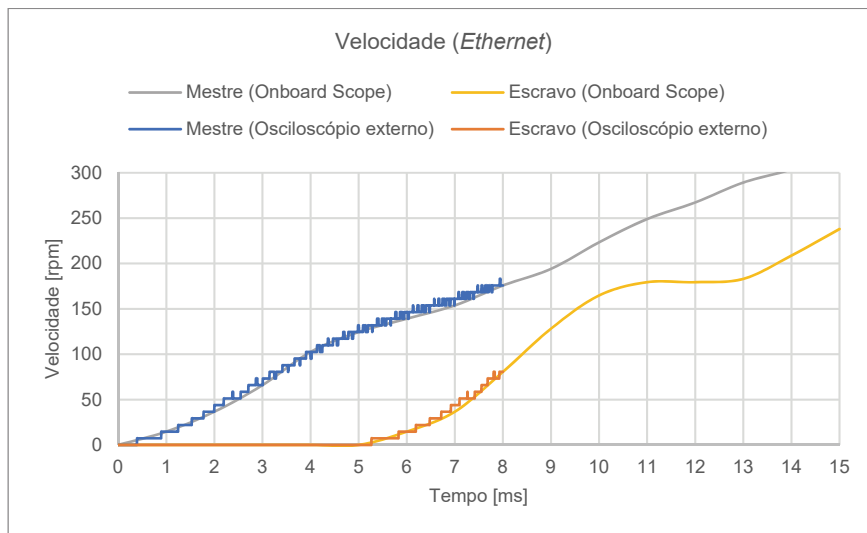


Figura 4.30 - Sobreposição dos perfis de movimento (Ethernet)

A análise visual da sobreposição dos valores obtidos em ambos os processos (“Onboard Scope” e Osciloscópio externo), permite validar os resultados experimentais obtidos durante o ensaio de sincronismo via Ethernet de tempo real.

4.2.2. Validação do ensaio de sincronismo via sinais em quadratura

Na Figura 4.31, pode observar-se o diagrama de ligações utilizado para validação do ensaio de sincronismo com transmissão da referência de posição via sinais em quadratura (ligação vermelha entre as cartas “SI-Universal Encoder”).



Figura 4.31 - Diagrama utilizado na validação do ensaio de sincronismo via sinais em quadratura

Na Figura 4.32 pode observar-se o gráfico de velocidade obtido através do tratamento dos dados registados pelo osciloscópio externo.

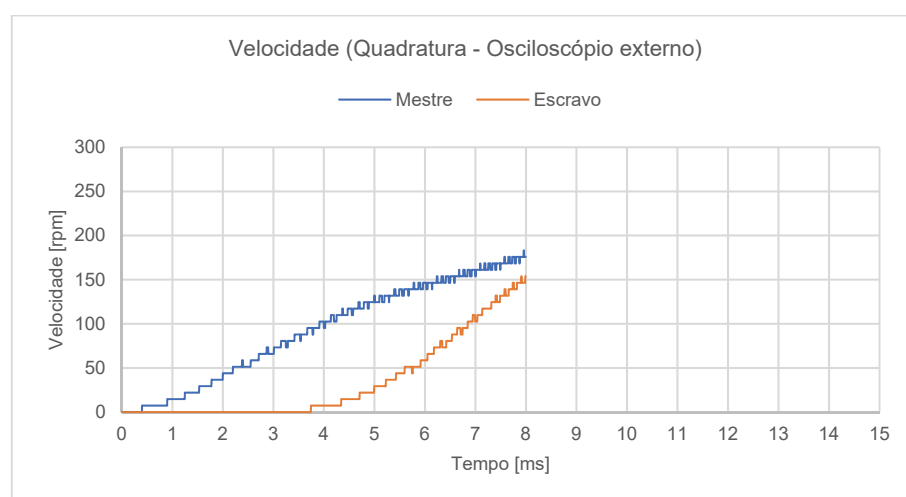


Figura 4.32 – Perfil de movimento obtido a partir do osciloscópio externo (Quadratura)

A Figura 4.33 mostra a sobreposição dos valores registados pelo osciloscópio externo com os valores obtidos no ensaio experimental com a aplicação “Onboard Scope”.

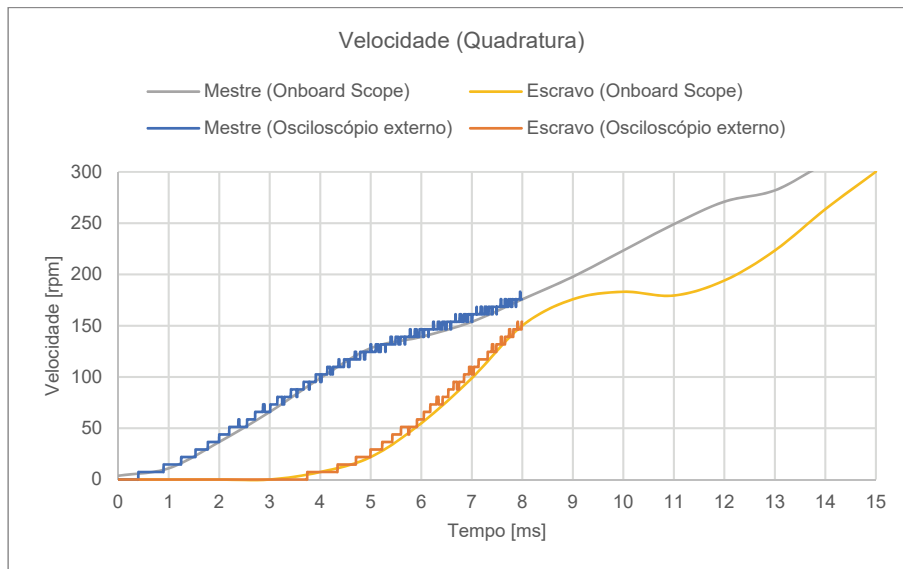


Figura 4.33 - Sobreposição dos perfis de movimento (Quadratura)

A análise visual da sobreposição dos valores obtidos em ambos os processos (“Onboard Scope” e Osciloscópio externo), permite validar os resultados experimentais obtidos durante o ensaio de sincronismo via sinais em quadratura.

5. Conclusões e investigação futura

O estudo desenvolvido nesta dissertação permitiu investigar as vantagens e desvantagens de cada um dos métodos de sincronismo, tendo como objetivo obter o conhecimento necessário para aplicar cada um na situação mais vantajosa.

Os dois métodos estudados são em tudo idênticos, à exceção do modo como a referência de posição é transmitida entre os dois acionamentos e do respetivo *hardware* necessário. O custo do *hardware* necessário para a implementação do método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real baseada no protocolo PTP, é manifestamente menor do que no método de sincronismo via sinais em quadratura. As ligações em cadeia entre as interfaces de rede são efetuadas com cabos de rede padronizados, o que torna a instalação mais simples que no método de sincronismo via sinais em quadratura.

Os ensaios realizados demonstram que, para um sincronismo mestre-seguidor, o método de sincronismo via sinais em quadratura é ainda o ideal no que respeita à fidelidade com que a posição do acionamento mestre é seguida pelo acionamento escravo, devido ao inferior valor de latência de transmissão comparativamente aos valores obtidos pelo método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real. O facto de o processo de transmissão da referência de posição ser executado por *hardware*, faz com que a latência total apenas dependa da taxa de amostragem do *AMC* e do erro no anel de controlo do posicionador do VEV escravo, uma vez que a latência de transmissão é negligenciável. O método de sincronismo via sinais em quadratura apresentou um valor de latência total em torno de 1,25 ms, que corresponde a um desfasamento angular na posição do veio do motor seguidor de 23 graus à velocidade de 3000 rpm. A componente correspondente ao erro no anel de controlo do posicionador apresentou um valor em torno de 0,25 ms e a componente correspondente à taxa de amostragem do *AMC* apresentou um valor de 1,0 ms.

O método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real apresentou valores de latência e desfasamento angular superiores aos obtidos pelo método de sincronismo via sinais em quadratura. O valor de latência total em torno de 2,75 ms, que corresponde a um desfasamento angular na posição do veio do motor seguidor de 50 graus à velocidade de 3000 rpm, é subdividido em quatro componentes, nomeadamente o erro no anel de controlo do posicionador (valor em torno de 0,25 ms), a taxa de amostragem do *AMC* (valor de 1,0 ms), a temporização de rede (valor de 1,0 ms) e o agendamento de dados cíclicos síncronos (valor de 0,5 ms).

Como conclusão, podemos dizer que em aplicações de sincronismo mestre-seguidor, onde o maior desfasamento angular não seja um problema, o método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real apresenta a vantagem de acesso facilitado aos dois VEV por *Ethernet*, visto que é possível correr outros protocolos em paralelo, tais como, *Modbus TCP/IP* ou *Ethernet/IP* e futuramente *Profinet IRT*. Desta

forma, a interligação com outros equipamentos ou até a disponibilização de dados para soluções *IoT* (*Internet of Things*) fica facilitada. No entanto, para aplicações onde seja exigida uma menor latência na transmissão da referência, o método de sincronismo via sinais em quadratura continua a ser o aconselhado.

A utilização do protocolo RTMoE no método de sincronismo mestre-escravo/seguidor não permite tirar partido de todo o potencial que este tipo de solução pode oferecer. A forma de reduzir ao mínimo o desfasamento angular de posição entre os dois motores, passa, provavelmente, por deixar de utilizar a posição do transdutor do acionamento mestre como referência de posição, gerar uma referência de posição virtual por *software* (mestre virtual) com recurso à carta de aplicações *MCi200* e transmitir essa nova referência de posição a todos os VEV da rede, incluindo o VEV mestre, pelo protocolo RTMoE. Desde que os VEV estejam configurados de igual forma, as latências são anuladas, restando apenas as perturbações provocadas pela carga individual que cada motor tem de vencer.

5.1. Investigação futura

Os resultados obtidos na componente experimental desta dissertação demonstraram um desfasamento angular superior no método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real RTMoE, relativamente ao método de sincronismo via sinais em quadratura, o qual, conforme se verificou, resulta da maior latência na transmissão da referência proveniente do transdutor de posição do acionamento mestre.

Como futuro desenvolvimento, seria importante ensaiar o método de sincronismo via *Ethernet* de tempo real RTMoE reduzindo o período da taxa de transmissão da referência de posição para 500 μ s, ou até mesmo 250 μ s em detrimento do período atual de 1 ms. Esta implementação apenas será possível em modo avançado, com a configuração pelo *software* de programação MCS (*Machine Control Studio*), numa atualização futura da *firmware* da interface *Ethernet* [44]. Supondo uma alteração do período da taxa de transmissão da referência de posição de 1 ms para 500 μ s, em conjunto com a alteração do valor da taxa de amostragem do AMC de 1 ms para 500 μ s, prevê-se que o desfasamento angular diminua para um valor de aproximadamente 34 graus à velocidade de 3000 rpm, justificado pela redução da latência para 1,875 ms. Estima-se que com esta atualização futura o valor de latência pode ser desagregado nas seguintes componentes:

- Agendamento de dados cíclicos síncronos (redução de 500 μ s para 250 μ s);
- Temporização de rede (mantém-se o valor mínimo de 1 ms);
- Taxa de amostragem do AMC (redução de 1 ms para 500 μ s);
- Erro no anel de controlo do posicionador (redução de 250 μ s para 125 μ s).

Do mesmo modo, seria importante ensaiar o método de sincronismo via sinais em quadratura com um valor de taxa de amostragem do *AMC* inferior ao valor ensaiado de 1 ms. Na solução implementada, este valor foi escolhido com o objetivo de compatibilizar e simplificar a utilização dos dois métodos durante os ensaios. O período mínimo permitido da taxa de amostragem do *AMC* é de 250 μ s, no entanto, sempre que a referência de posição é recebida por um módulo opcional encaixado numa das três ranhuras de expansão do VEV, o período mínimo de amostragem do *AMC* é limitado a 500 μ s.

Ainda assim, prevê-se que o desfasamento angular da posição do veio do motor seguidor diminua para um valor ligeiramente superior a 11 graus à velocidade de 3000 rpm, justificado pela redução da latência para 625 μ s, correspondente às seguintes componentes:

- Taxa de amostragem do *AMC* (redução de 1 ms para 500 μ s);
- Erro no anel de controlo do posicionador (redução de 250 μ s para 125 μ s).

Seria ainda interessante comparar estes dois métodos de sincronismo mestre-escravo melhorados, com um método de sincronismo com mestre virtual, onde seja possível tirar o máximo partido do protocolo RTMoE. Para o obter, será necessário gerar a referência de posição num segundo gerador de perfil de movimento desenvolvido em CODESYS, uma vez que apenas existe um gerador de perfil no *AMC*. A saída deste gerador de perfil de movimento será então encaminhada como mestre virtual de posição pela *Ethernet* de tempo real RTMoE, via dados cíclicos síncronos, para o acionamento escravo e para o próprio acionamento mestre, por configuração do parâmetro (4.10.044) em modo “Local”.

Como os relógios internos e as tarefas de posicionamento de cada dispositivo são sincronizados pelo protocolo *PTP*, as interfaces *Ethernet* dos acionamentos agendarão a utilização dos dados de posição transmitidos pelo mestre, para o momento exato em que estes devem ser utilizados por todos os acionamentos, incluindo o mestre. Com a ausência do desfasamento provocado pela latência de transmissão da referência de posição, o comportamento dos motores será certamente muito idêntico entre si.

Bibliografia

- [1] G. E. Moore, «Cramming more components onto integrated circuits», *Electronics*, vol. 38, n. 8, pp. 1–4, 1965.
- [2] J. A. Dente, «Accionamentos Electromecânicos». IST - Secção de Máquinas e Electrónica de Potência, 1996.
- [3] J. M. D. Murphy, *Power electronic control of AC motors*. Oxford [etc: Pergamon Press, 1988.
- [4] F. Blaschke, «Blaschke, F.: The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines. Siemens Review 34(5), 217-219», *Siemens-Rev.*, vol. 39, Jan. 1972.
- [5] E. Machine e T. Timisoara, «Performance Evaluation of Axially-Laminated Anisotropic (ALA) Rotor Reluctance Synchronous Motors», n. x, pp. 212–218, 1992.
- [6] P. P. & J. L. Pekka Tiitinen, «The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control (DTC)», *EPE J.*, vol. 5, n. 1, pp. 14–18, 1995.
- [7] G. S. Buja e M. P. Kazmierkowski, «Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors — A Survey», vol. 51, n. 4, pp. 744–757, 2004.
- [8] V. M. Bida, D. V Samokhvalov, e F. S. Al-mahturi, «PMSM Vector Control Techniques – a Survey», n. VVC, pp. 577–581, 2018.
- [9] J. C. P. Palma, *Accionamentos Eletromecânicos de Velocidade Variável ocr*. Fundação Calouste Gulbenkian, 2008.
- [10] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.
- [11] M. G. de O. Guerreiro, «Motor Trifásico de Indução - Posicionamento Angular do Rotor por Inversão Diametral», Intituto Superior Técnico, 2000.
- [12] F. R. of G. Manfred Depenbrock, Bochum-Stiepel, «Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine», 1985.
- [13] I. Takahashi e T. Noguchi, «A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor», vol. IA-22, n. 5, pp. 1–8, 1986.
- [14] G. Buja, D. Casadei, e G. Serra, «Dtc-based strategies for induction motor drives», *IEEE*, pp. 1506–1516, 1997.
- [15] M. Brown, *Siemens Standard Drives Application Handbook*. Siemens, 1997.

- [16] S. Petersen, «Variable Frequency Drive Control Methods». Yaskawa America - Drives Technical Training, pp. 1–7, 2014.
- [17] Lenze Drives GmbH, «Frequency Inverter - Versatile, robust, tried-and-tested». pp. 1–104, 2009.
- [18] Hitachi, «Variable Frequency Drives SJ series P1». Hitachi Industrial Equipment Systems Co.,Ltd., pp. 1–52.
- [19] Control techniques, «RFC Mode (Rotor Flux Control)», vol. AN0296. Control techniques, pp. 1–7, 2017.
- [20] J. Pastor, «Modos de control de motores AC», *Control Techniques*. pp. 1–23, 2016.
- [21] Control Techniques, «AC Drive Operation Modes». Control Techniques - Training Department, pp. 1–73, 2019.
- [22] Venu Gopal B T, «Comparison Between Direct and Indirect Field Oriented Control of Induction Motor», *IJETT*, vol. 43, n. 6, pp. 364–369, 2017.
- [23] Control Techniques, «Guide To Feedback Devices», *www.controltechniques.com*, pp. 1–32.
- [24] Moteurs Leroy-Somer SAS, «Speed and position feedback devices - Technical Guide», *www.leroy-somer.com*, n. 5664 en. pp. 1–40, 2018.
- [25] B. Drury, *Control Techniques Drives and Controls Handbook*. Control Techniques, 2009.
- [26] Control Techniques, «An Engineering Guide to Position and Speed Feedback Devices for variable speed drives and servos», *www.controltechniques.com*, n. P.N. 0704-0010-02, p. 68.
- [27] Sick Stegmann, «SinCos ® SRS50, SRM50, SRS60, SRM60 SRS50 Standalone, SRM50 Standalone: Motor Feedback Systems with HIPERFACE ® - Interface for Servo Motors», n. 8010613, pp. 1–28, 2007.
- [28] SICK STEGMANN GmbH, «CFS50 Motor feedback system rotary incremental with commutation», *www.sick.com*, n. 8014779, pp. 1–12, 2012.
- [29] J. Siraky, «Arrangement for the serial transmission of the measured values of at least one transducer.», 1984.
- [30] Heidenhain, «Encoders for Servo Drives», n. 208922–2J · 10 · 01/2019 · CD, pp. 1–119, 2019.
- [31] F. J. Pérez-Pinal, C. Núñez, R. Álvarez, e I. Cervantes, «Comparison of Multi-motor Synchronization Techniques», *IEEE*, pp. 1670–1675, 2004.
- [32] Control Techniques, «Digital Locking Basics - Unidrive SP», n. AN0384 Rev.1, pp. 1–7, 2017.
- [33] P. Lucian; S. Gheorghe, «Optimizing the way kinematical feed chains with great distance

- between slides are chosen for CNC machine tools Optimizing the way kinematical feed chains with great distance between slides are chosen for CNC machine tools», *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.*, pp. 1–6, 2017.
- [34] J. L. Jian Li, Youtong Fang, Xiaoyan Huang, «Comparison of Synchronization Control Techniques for Traction Motors of High-Speed Trains», *17th Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 2114–2119, 2014.
- [35] F. He e C. Wang, «Cross-coupling Synchronous Control of Dual-motor Networked Motion Control System», *Chinese Control Conf.*, n. 36th, pp. 7628–7633, 2017.
- [36] Y. Koren, «Cross-Coupled Biaxial Computer Control for Manufacturing Systems», vol. 102, n. December, pp. 265–272, 1980.
- [37] G. Turl, M. Sumner, e G. M. Asher, «A Synchronised Multi-motor Control System Using Sensorless Induction Motor Drives», *Univ. Nottingham, UK*, pp. 38–43, 2002.
- [38] R. D. Lorenz e P. B. Schmidt, «Synchronized Motion Control for Process Automation», *IEEE*, n. 1, pp. 1–6, 1989.
- [39] M. A. Valenzuela e R. D. Lorenz, «Electronic Line-Shafting Control for Paper Machine Drives», *IEEE*, vol. 37, n. 1, pp. 158–164, 2001.
- [40] K. Payette, «The Virtual Shaft Control Algorithm for Synchronized Motion Control», *Proc. Am. Control Conf. Philadelphia*, n. June, pp. 3008–3012, 1998.
- [41] Control Techniques, «Onboard Advanced Motion Controller It wasn't easy, but we got it all in there.», *www.controltechniques.com*, n. P/N FLI-AMC 07/15, pp. 1–2, 2015.
- [42] Control Techniques, «A Guide to Motion Control Technology Systems & Programming», n. P.N. 0704-0007-02, pp. 1–68, 2011.
- [43] Control Techniques, «Unidrive SP “The Benchmark” Universal AC Drive Solutions Platform», *www.controltechniques.com*, n. P.N. 0175-0313. pp. 1–22, 2005.
- [44] Control Techniques, «Control User Guide Unidrive M700 Unidrive M701 Unidrive M702», *Nidec Control Techniques Ltd Drive*, n. 2 (0478-0353–02). pp. 1–258, 2018.
- [45] NXP Semiconductors, «Implementing the IEEE 1588 V2 on i . MX RT Using PTPd , FreeRTOS , and lwIP TCP / IP stack», vol. AN12149, n. 1, pp. 1–28, 2018.
- [46] Control Techniques, «SI-Universal Encoder», n. 3 (0478-0214–03). *www.controltechniques.com*, pp. 1–138, 2018.
- [47] Control Techniques, «Unidrive M700 Class leading performance with onboard real-time

- Ethernet», *www.controltechniques.com*, n. P.N. 0778-0011-10. pp. 1–24, 2017.
- [48] Tektronix Inc., «TBS1000 Digital Storage Oscilloscopes», *www.tek.com*, n. 3GW-28557–5. pp. 1–12, 2016.

Anexo A. Transdutores de Velocidade e Posição

A.1. Transdutores analógicos

A.1.1. Gerador taquimétrico

O gerador taquimétrico de corrente contínua, é o dispositivo de realimentação de velocidade mais usado no controlo de motores de corrente contínua industriais. Produz uma tensão analógica proporcional à velocidade angular do veio, com uma constante de proporcionalidade típica entre 10 e 100 V por 1000 rpm [9]. A polaridade desta tensão, depende do sentido de rotação do veio. Este gerador tem um princípio de funcionamento muito idêntico ao de um motor de corrente contínua, no entanto, a excitação provém normalmente de magnetos permanentes. Embora os geradores taquimétricos de corrente contínua sejam robustos contra vibrações e choques, pode-se apontar alguns pontos fracos tais como: 1) o elevado fator de ondulação na tensão de saída, causado pela variação da resistência de contacto entre as escovas (soluções sem magnetos) e o comutador; 2) a oscilação na tensão de saída, causada pela variação de temperatura que pode variar desde 0,2%, no caso de modelos equipados com magnetos permanentes de baixo custo, até 0,01% nos modelos de magnetos mais estáveis e equipados com circuitos de compensação à base de termístores; 3) a linearidade, que variando entre 0,1% e 0,2% até à velocidade máxima de operação, se degrada consideravelmente acima desta; 4) a exatidão da velocidade, que se situa entre 1% e 2%; e 5) as escovas (quando possuem), que requerem alguma manutenção. O preço também não é um fator positivo [25].

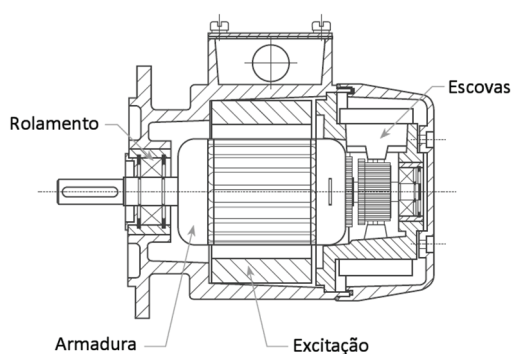


Figura A.1 - Construção típica de um gerador taquimétrico de CC (adaptado de [25]).

Existe uma variante menos utilizada com alternador, com excitação por rotor de magnetos permanentes que não apresenta problemas de escovas e coletor, no entanto, o fator de ondulação na tensão de saída apresenta valores na ordem dos 4% [26]. A saída de tensão alternada é normalmente retificada por uma ponte de díodos já no interior do variador de velocidade de corrente contínua. O fato

desta tensão não ser polarizada, apenas permite o funcionamento em aplicações em que os motores trabalhem somente num sentido de rotação.

A.1.2. Resolver

Um *resolver* é um transdutor de posição que pode ser visto como um transformador com uma relação de transformação variável, em que o enrolamento do primário está montado no rotor e os dois enrolamentos do secundário, desfasados de 90° entre si, estão montados no estator (Figura A.2).

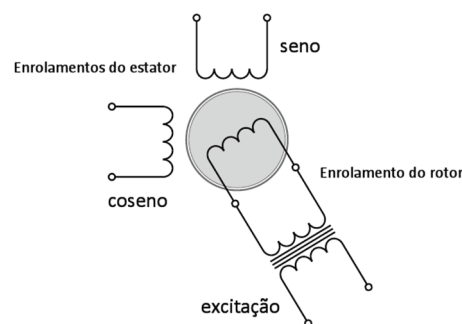


Figura A.2 - *Resolver* de dois polos (adaptado de [26]).

É no enrolamento do primário, também chamado de enrolamento de excitação, que é aplicada uma tensão alternada de frequência constante, tipicamente entre 6 e 8 kHz [25], a qual produz um sinal nos enrolamentos do secundário, que varia em amplitude à medida que o veio gira. Medindo as amplitudes dos sinais provenientes dos enrolamentos do secundário, também chamados de seno e cosseno, é possível determinar a posição angular do rotor. Existem *resolvers* de dois ou mais polos, sendo a versão de dois polos a mais utilizada dado que as restantes fornecem mais ciclos elétricos por rotação mecânica de 360° , impossibilitando, desta forma, a determinação da posição absoluta do rotor.

O *resolver* é o transdutor de posição ideal para usar em ambientes agressivos, sendo bastante tolerante a vibrações, poeiras e temperaturas extremas. O facto de ser desprovido de eletrónica no seu interior, faz com que aguente uma amplitude de temperatura bastante grande (-55°C a 175°C) [26].

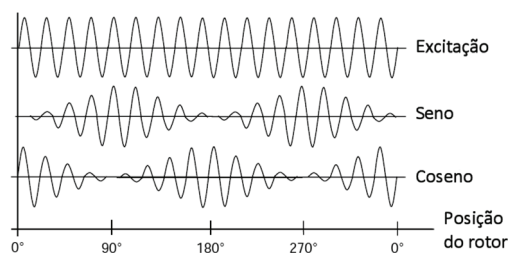


Figura A.3 - Sinais de um *resolver* (adaptado de [25]).

Este dispositivo tem, no entanto, algumas desvantagens. Apesar de ser um dos dispositivos de realimentação menos dispendiosos do mercado, a complexidade da eletrônica necessária para converter os sinais analógicos para digitais, que está normalmente integrada no VEV, faz com que o conjunto se torne muito dispendioso. Acresce que os sinais analógicos seno e cosseno têm usualmente uma amplitude de $2 V_{rms}$ o que, por si só, não garante grande imunidade ao ruído.

A.1.3. Codificador incremental SinCos

O codificador incremental SinCos (Figura A.4) é utilizado em aplicações que requerem um dispositivo de realimentação de alta resolução. É um transdutor puramente incremental, que não fornece qualquer informação sobre a posição absoluta do veio.

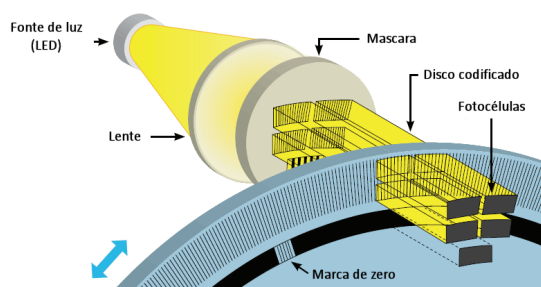


Figura A.4 – Codificador incremental SinCos baseado no princípio de Moiré (adaptado de [26]).

O funcionamento deste transdutor baseia-se no princípio de Moiré. A luz passa por uma máscara fixa e por um disco codificado antes de ser detetada pelos recetores de luz. A rotação do disco codificado produz flutuações periódicas no brilho detetado pelos recetores, as quais têm uma variação aproximadamente sinusoidal. Estas flutuações sinusoidais têm uma amplitude de $1 V_{pp}$. Por forma a

não ser necessária uma fonte de tensão negativa dentro do codificador para criar os sinais diferenciais, optou-se por criar um desfasamento positivo de 2,5 V nos sinais à saída do dispositivo (Figura A.5).

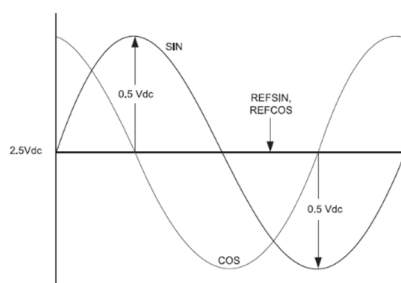


Figura A.5 - Sinais sinusoidais Sin, Cos, RefSin e RefCos (extraído de [23]).

O processamento da posição é feito dentro do VEV. Os sinais sinusoidais diferenciais são convertidos em ondas quadradas pela detecção de passagem por zero alimentando, desta forma, o contador de posição (Figura A.6).

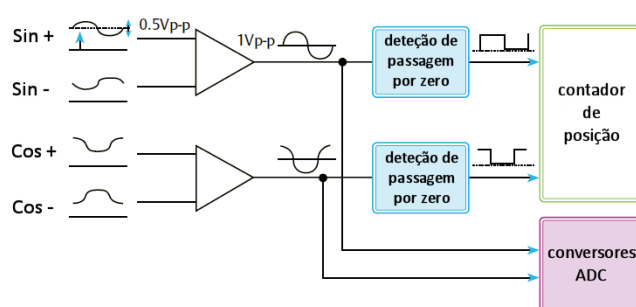


Figura A.6 - Processamento dos sinais SinCos no VEV (adaptado de [26]).

Os sinais sinusoidais alimentam igualmente os conversores ADC, para que os valores produzidos por estes últimos estejam disponíveis em conjunto com o valor do contador de posição. Um microprocessador encarrega-se então de interpolar os sinais provenientes de ambos, conversores ADC e contador de posição, obtendo-se a posição interpolada final (Figura A.7).

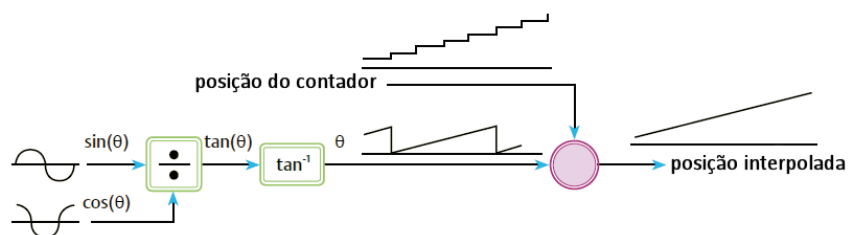


Figura A.7 - Obtenção da posição por intermédio da interpolação (adaptado de [26]).

Dando como exemplo o codificador SinCos Stegmann SRS50 [27], que fornece uma resolução de 10 bit por canal (1024 ondas sinusoidais numa rotação), com uma resolução após os conversores ADC de 10 bits, a posição interpolada final terá um valor binário com uma resolução de 21 bits ($1024 \times 2 \times 1024 = 2097152$ contagens por rotação) [26]. Para aplicações de alta velocidade, são preferíveis codificadores incrementais SinCos com um menor número de ondas sinusoidais por rotação, para que a frequência dos sinais do codificador permaneça dentro da largura de banda disponível [25].

A.2. Transdutores discretos de trem de impulsos

A.2.1. Codificador incremental

O codificador incremental é o transdutor de posição mais usado na indústria devido à sua facilidade de implementação e baixo custo. À semelhança do codificador incremental SinCos, é um transdutor puramente incremental que não fornece qualquer informação sobre a posição absoluta do veio. O funcionamento deste transdutor baseia-se também no princípio de Moiré, sendo o processo idêntico ao codificador incremental SinCos até à obtenção de ondas quase sinusoidais. Como se trata de um transdutor de saídas discretas com sinais padrão diferenciais EIA-485, é necessário que ocorra conversão dos sinais sinusoidais em ondas quadradas ainda no interior do transdutor. O processamento da posição é feito já dentro do VEV, sendo a deteção do sentido de rotação obtida pela relação de fase entre os dois canais em quadratura, normalmente chamados de canal A e canal B.

Na Figura A.8 pode observar-se a imunidade adicional ao ruído, obtida pela adoção do desfasamento de 90° entre os dois canais. A probabilidade de ocorrência de ruído é maior nas transições, causando uma alteração na contagem de posição que é repostada de seguida sem que nenhum erro seja acumulado no contador de posição.

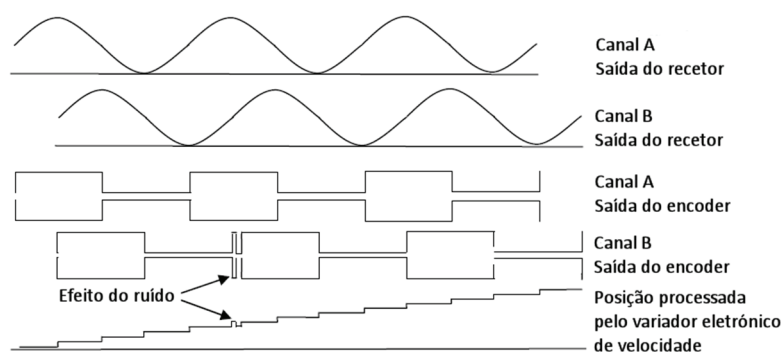


Figura A.8 - Processamento de sinal de um codificador incremental (adaptado de [25]).

A tecnologia atual permite que o disco codificado seja produzido com um período tão curto quanto $10\ \mu\text{m}$, possibilitando resoluções até 50000 linhas por rotação [25]. Por razões económicas, a resolução mais usada é de 4096 linhas por rotação, equivalente a 1024 impulsos. Devido à relativa facilidade em danificar os discos óticos com cargas axiais ou choques, começam a surgir algumas tecnologias baseadas em princípios indutivos e capacitivos que demonstram ser mais robustas e também menos dispendiosas [25]. Têm como principal desvantagem a ainda baixa resolução.

Quando comparado com um *resolver*, verificamos que a temperatura de operação do codificador incremental é muito inferior, devido à eletrónica interna. Ainda assim, mantém-se operacional até temperaturas na ordem de 120°C [26].

A.2.2. Codificador incremental com sinais de comutação

Existe uma variante do codificador incremental que, além dos sinais em quadratura usados para o posicionamento incremental, tem também sinais de comutação usados para posicionamento absoluto. Este tipo de codificador é mais utilizado em máquinas síncronas de magnetos permanentes, onde é necessária uma posição absoluta para alinhar a saída do VEV com o fluxo do rotor. O princípio de funcionamento é considerado simples. Sempre que o VEV é energizado, os sinais de comutação UVW são analisados para determinação da posição angular do rotor. Esta análise permite ao VEV saber que o rotor se encontra dentro de um intervalo conhecido de 60° de um ciclo elétrico. Ao assumir que o motor está a meio desse intervalo de 60° , temos um erro máximo de 30° que equivale a uma perda de binário nominal de 13,4% quando 100% da corrente é aplicada aos enrolamentos do motor [26]. Assim que o rotor começa a rodar, na primeira transição de estado de um dos sinais de comutação UVW, o VEV determina a posição do rotor dentro do ciclo elétrico, e faz o ajuste necessário na orientação de fluxo para compensar o erro. Nesta altura, o VEV começa a usar apenas os sinais incrementais para controlar o motor.

Na Figura A.9 pode observar-se a variação dos sinais de comutação UVW durante uma rotação mecânica num codificador incremental com sinais de comutação.

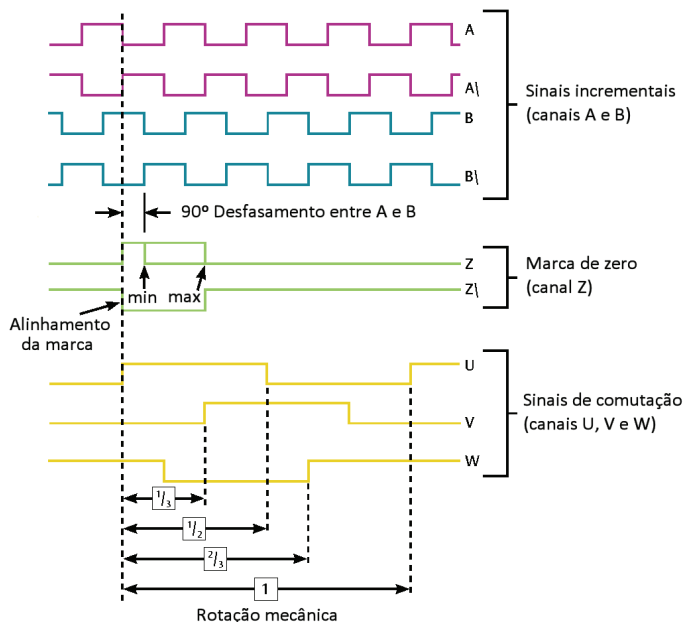


Figura A.9 – Sinais de comutação durante uma rotação mecânica (adaptado de [26]).

Os PMSM utilizados na parte experimental desta dissertação, utilizam dispositivos de realimentação do fabricante SICK, modelo CFS50-AAZ00S12 [28].

A.3. Transdutores de comunicação série

Os transdutores de comunicação série são, por norma, dispositivos de realimentação que armazenam no seu interior a posição absoluta do veio e fazem uso de um protocolo de comunicação série para enviar esta informação ao VEV. Este codificador pode dividir-se em dois tipos, os que apenas têm o canal de comunicação e os que, além da comunicação, têm também sinais incrementais analógicos idênticos aos utilizados nos codificadores incrementais SinCos. Os primeiros, usam o canal de comunicação para enviar a posição absoluta do veio, que é constantemente atualizada e entregue às cadeias de controlo de velocidade e posição do VEV. Os segundos, utilizam o canal de comunicação para enviar a posição absoluta do veio apenas na altura em que o VEV é energizado, para que este determine a posição inicial do veio. Uma vez lida a posição inicial, o VEV apenas utiliza os sinais incrementais analógicos para incrementar ou decrementar internamente essa posição absoluta e entregá-la às cadeias de controlo de velocidade e posição.

Cada um dos tipos de codificadores descritos anteriormente, tem ainda dois subtipos. Os codificadores de uma rotação mecânica (*single-turn*) e os codificadores de várias rotações mecânicas (*multi-turn*) representados na Figura A.10.

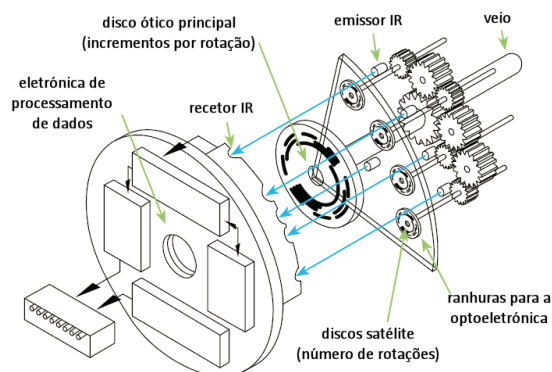


Figura A.10 - Construção de um codificador de várias rotações mecânicas (adaptado de [26]).

Um codificador de uma rotação mecânica apenas dispõe de um disco ótico na sua construção, o que delimita a posição do veio a um intervalo de 360° , enquanto que um codificador de várias rotações mecânicas dispõe, além do disco ótico principal, de discos óticos suplementares que têm como função contar o número de rotações suplementares do veio, mesmo que o dispositivo não se encontre energizado. Na Tabela A.1 podemos observar a diferença de resolução de um codificador de uma rotação mecânica e de codificadores de várias rotações mecânicas com dois, três e quatro discos suplementares.

Tabela A.1 - Resolução de codificadores de várias rotações mecânicas (adaptado de [26]).

	Número de rotações	Contagem máxima	Resolução
1 disco ótico	1	4096	12 bit
2 discos óticos	16	65536	16 bit
3 discos óticos	256	1048576	20 bit
4 discos óticos	4096	16777216	24 bit

A.3.1. Codificador EnDat

A sigla EnDat (*Encoder Data*) identifica um protocolo de comunicação utilizado pelo fabricante *Heidenhain* para fornecer a posição absoluta do veio ao VEV assim que este é alimentado. Trata-se de uma comunicação síncrona bidirecional onde, além da informação de posição, é também possível obter informação de estado, informação do fabricante, armazenar informação do motor e até configurar o dispositivo, por exemplo, atribuindo uma nova posição de zero ou alterando a taxa de transmissão de

dados. Esta informação fica armazenada na memória interna do dispositivo. Na Figura A.11, pode observar-se o tipo informação trocada entre o codificador e o VEV.

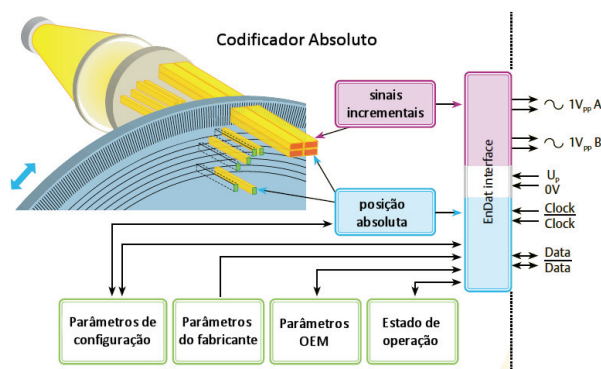


Figura A.11 - Codificador absoluto EnDat com sinais SinCos (adaptado de [26]).

O controlo de erros é feito na forma de soma de verificação, a qual é incluída em todas as comunicações entre o codificador e o VEV [26]. São por norma codificadores dispendiosos, em que o custo é proporcional à resolução pretendida [26]. Além disso, com taxas de transmissão mais elevadas, é necessário limitar a extensão do cabo de comunicação, como se pode observar na Figura A.12.

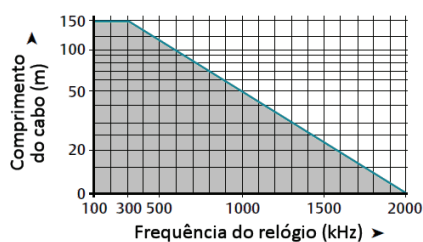


Figura A.12 - Comprimento do cabo em função da taxa de transmissão (adaptado de [26]).

A.3.2. Codificador SinCos Hiperface

As siglas SinCos Hiperface (*High Performance Interface*) identificam um o protocolo de comunicação utilizado pelo fabricante *Sick Stegmann*. Este protocolo é muito idêntico ao EnDat no que diz respeito às funcionalidades disponíveis, no entanto, não necessita de sinais de relógio uma vez que utiliza uma comunicação série assíncrona [26]. A deteção de erros é feita na forma de soma de verificação e é incluída em todas as comunicações entre o codificador e o VEV [25]. A taxa de transmissão de dados é fixa nos 9600 bits por segundo [26].

Além do canal de comunicação, este codificador também necessita dos sinais incrementais analógicos SinCos. O canal de comunicação é utilizado para enviar a posição absoluta do veio na altura

em que o VEV é energizado; a partir desta altura, o VEV apenas utiliza os sinais incrementais analógicos para incrementar ou decrementar internamente o contador de posição absoluta [23].

Este codificador permite a sua identificação automática pelo VEV, via comunicação série, o que simplifica muito o seu comissionamento tendo em conta que os codificadores atuais necessitam, cada vez mais, de inúmeras configurações para que funcionem corretamente. Esta configuração automática pode não só incluir dados do codificador mas também do motor em que o mesmo está montado [25].

Outra funcionalidade presente neste codificador é a possibilidade de proceder a alterações via comunicação, tais como a posição de zero absoluta, simplificando processos de captura de zero e ajuste de coordenadas de eixos. O formato série dos dados assíncronos é mostrado na Figura A.13. A soma de verificação de dados é incluída no fim de todas as comunicações, para aumentar a imunidade ao ruído.

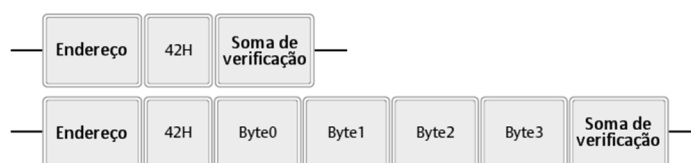


Figura A.13 - Comunicações série de um codificador Hiperface (adaptado de [26]).

A temperatura de trabalho deste tipo de codificador pode chegar aos 125°C [26], sendo constantemente monitorizada por um sensor integrado, o qual gera um alarme via comunicação série caso o limite seja atingido.

A.3.3. Codificador SSI

O protocolo SSI (*Synchronous Serial Interface*) foi desenvolvido pela *Max Stegmann GmbH*, em 1984 [29], para transmitir a posição de codificadores absolutos. É um protocolo de comunicação síncrona unidirecional (que apenas permite a transmissão da posição absoluta do veio), sem deteção de erros, o que o torna menos seguro que outros protocolos como *EnDat* e *Hiperface* [25].

Os codificadores SSI foram dos primeiros codificadores de comunicação série a serem desenvolvidos, o que justifica a sua vasta difusão ao nível de aplicações industriais. Podem fornecer a informação de posição em código binário ou em código Gray, sendo este último o mais utilizado [26]. A principal razão para o código binário ser preterido em relação ao código Gray, deve-se à possibilidade de ocorrência de falhas de leitura da posição no disco codificado, devido ao processo de incremento/decremento de posição poder alterar mais do que um bit de cada vez. Dando como exemplo a contagem de 11 (binário 1011) para 12 (binário 1100), dá-se a mudança de estado em três bits. Os erros de leitura podem ocorrer,

visto que esta é executada em pistas diferentes do disco codificado. No código Gray, ver Figura A.14, a cada contagem muda de estado apenas um bit (Tabela A.2).

Tabela A.2 - Contagens decimal, binária e Gray

Decimal	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Binária	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100
Gray	0000	0001	0011	0010	0110	0111	0101	0100	1100	1101	1111	1110	1010

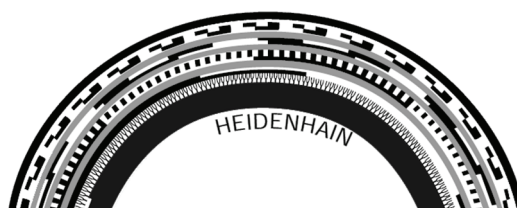


Figura A.14 - Disco óptico de um codificador com código Gray de 13 bits (adaptado de [25]).

A.3.4. Codificador *BiSS*

A sigla *BiSS* (*Bidirectional Serial Synchronous*) identifica um protocolo de comunicação aberto, desenvolvido pela *iC-Haus GmbH*. De tecnologia relativamente recente, fornece a informação da posição absoluta interpolada ao VEV, não sendo necessária a transmissão de outros sinais analógicos. Assim, este tipo de codificador apresenta uma maior imunidade ao ruído comparativamente a outros codificadores dependentes dos sinais analógicos SinCos de 1 Vpp. Este protocolo permite que o codificador seja ligado ponto a ponto ou num barramento e, à semelhança dos codificadores *EnDat* e *Hiperface*, pode transportar outros dados além da posição absoluta. O codificador possui uma área de memória retentiva onde podem ser armazenadas informações, tais como a resolução do codificador, informações do fabricante, temperatura, etc. Devido à elevada taxa de transmissão de dados, o VEV pode aceder em tempo real a qualquer outra informação sem comprometer a transmissão da posição absoluta. A frequência do relógio é variável, podendo chegar a 10 MHz, o que permite uma taxa de atualização de posição de até 10 μ s [26].

Ao contrário do que acontece nos codificadores SinCos, a interpolação dos dados dos codificadores *BiSS* é feita dentro do próprio codificador, por um circuito integrado de aplicação específica (ASIC), não sofrendo desta forma a atenuação provocada pelo cabo de transmissão até ao VEV.

O comprimento máximo do cabo de transmissão é de 150 m. O atraso de transmissão provocado pelo comprimento do cabo de transmissão é medido e compensado automaticamente pelo sistema, não comprometendo deste modo a dinâmica do mesmo. Na Tabela A.3 resumem-se as principais características do protocolo de comunicação BiSS e dos protocolos referidos anteriormente (SSI, EnDat e Hiperface).

Tabela A.3 - Protocolos utilizados em transdutores de comunicação série (adaptado de [26]).

	SSI	EnDat	Hiperface	BiSS
Protocolo aberto	Não (licença disponível)	Não	Não	Sim
Tipo de ligação	Ponto a ponto	Ponto a ponto	Ponto a ponto ou Barramento	Ponto a ponto ou Barramento
Modo de transmissão	Síncrona	Síncrona	Assíncrona	Síncrona
Taxa de transmissão de dados	Até 1,5 MHz + sinais analógicos ¹	Até 2 MHz + sinais analógicos ¹	9,6 kB + sinais analógicos	Até 10 MHz
Comunicação bidirecional	Não	Sim	Sim	Sim
Linhas digitais	4	4	2	4
Linhas analógicas	4 ¹	4 ¹	4	-
Sincronização de vários escravos	Não	Não	Sim	Sim
Bit de alarme	Configurável	Sim	Não	Configurável
Auto configurável	Não	Sim	Sim	Sim

A.4. Resolução e exatidão de transdutores

A exatidão não deve ser confundida com resolução. A resolução define o movimento real mínimo necessário para que o sistema detete mudanças de posição. A exatidão, por outro lado, é a medição do desvio máximo da posição medida relativamente à posição real. Dando como exemplo o sinal analógico proveniente de um potenciómetro temos uma resolução quase infinita, porém, caso se trate de um codificador incremental, a resolução fica limitada ao número de impulsos produzidos num determinado movimento. A exatidão de um gerador taquimétrico é definida pela sua não linearidade. No caso de um codificador incremental, o que mais influencia a sua exatidão é a exatidão do período de amostragem, que num sistema discreto é definido pelo relógio do sistema. É de notar que a exatidão de um dispositivo de realimentação é quase sempre inferior à sua resolução. Na Tabela A.4 pode observar-se a resolução e a exatidão de alguns dos transdutores utilizados pelo fabricante Control Techniques na gama de máquinas síncronas de magnetos permanentes.

¹ Sinais analógicos como opcional

Tabela A.4 – Alguns dos transdutores utilizados pela Control Techniques (adaptado de [26], [30]).

Tipo de transdutor / Modelo	Resolução	Exatidão ¹
<i>Resolver</i>		
LTN RE-15	14 bit	+/- 600''
API Harowe size 21	14 bit	+/- 700''
Codificador incremental		
Sick/Stegmann CDD50 1024 ppr	12 bit	+/- 60''
Sick/Stegmann CDD50 2048 ppr	13 bit	+/- 60''
Sick/Stegmann CDD50 4096 ppr	14 bit	+/- 60''
Hengstler F14 1024 ppr	12 bit	+/- 150''
Hengstler F14 2048 ppr	13 bit	+/- 150''
Hengstler F14 4096 ppr	14 bit	+/- 150''
Renco R35i 1024 ppr	12 bit	+/- 150''
Renco R35i 2048 ppr	13 bit	+/- 150''
Codificador EnDat		
Heidenhain ECN1113	13 bit	+/- 60''
Heidenhain EQN1125	13 bit + 12 bit	+/- 60''
Heidenhain ECI1319	19 bit	+/- 180''
Heidenhain EQI1331	19 bit + 12 bit	+/- 180''
Heidenhain ECI1118	18 bit + 16 bit	+/- 120''
Heidenhain EQI1130	18 bit + 12 bit	+/- 280''
Heidenhain ECN1313	13 bit	+/- 60''
Heidenhain EQN1325	13 bit + 12 bit	+/- 60''
Codificador SinCos Hiperface		
Sick/Stegmann SRS50	15 bit	+/- 52''
Sick/Stegmann SRM50	15 bit + 12 bit	+/- 52''
Sick/Stegmann SKS36	12 bit	+/- 120''
Sick/Stegmann SKM36	12 bit + 12 bit	+/- 120''

¹ 1' arc minuto = 0,0166667° (1°/60'); 1" arc segundo = 0,000277778° (1°/(60×60"))

Anexo B. Algoritmo do módulo M*C*i200


```
1 PROGRAM Initial
2 VAR
3 END_VAR
4
```

```
1 (* ##### INITIAL #####
2
3 A tarefa INITIAL é a tarefa de maior prioridade.
4 Corre apenas uma vez assim que o variador de velocidade é alimentado,
5 e é finalizada antes do início das tarefas cíclicas.
6
7
8 Dentro desta tarefa deve estar:
9 - Identificação da versão da aplicação com respectivas alterações/correções/implementações efetuadas
10 - Toda a parametrização de configuração do variador de velocidade
11 - Toda a configuração do Advanced Motion Controller
12 - Inicialização de variáveis*)
13
14
15 (*
16 ###
17
18 INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
19 Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica Energia e Automação
20
21 Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre
22 em Engenharia Eletrotécnica - Automação e Eletrónica Industrial
23
24 Tema:
25 Desenvolvimento de solução de controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo Mestre-Escravo
26
27 Aluno:
28 José Fernando Mateus Manuel
```

```
29 a36414
30
31 Orientador:
32 Professor Doutor Armando José Leitão Cordeiro
33
34
35
36
37 27-04-2019 - Versão 1.0
38 Versão base de trabalho na carta MCI200
39 Ordens via menu 20 e menu 18
40
41
42
43
44 Application Parameters (Menu,Parameter,Bit,Funtion)
45 -----
46 18, 51, APP_ConfigWord
47 18, 51, 01, APP_ConfigWord_FWDHoming
48 18, 51, 02, APP_ConfigWord_ContAbsPos
49
50 20, 01, APP_InputWord
51 20, 01, 01, APP_InGetPosAbs
52 20, 01, 02, APP_InGetPosRel
53 20, 01, 03, APP_InRunFWD
54 20, 01, 04, APP_InRunREV
55 20, 01, 05, APP_InEnableCAM
56 20, 01, 06, APP_InEnableEGB
57 20, 01, 07, APP_InGetHome
58
59 20, 11, APP_Accel
60 20, 12, APP_Decel
```

```

61 20, 13, APP_SpeedSpeed
62 20, 14, APP_PositionSpeed
63 20, 15, APP_HomingSpeedSlow
64 20, 16, APP_HomingSpeedFast
65 20, 17, APP_EGBSpeed
66 20, 18, APP_CamSpeed
67
68 20, 21, APP_HomeOffset
69 20, 22, APP_PositionMoveAbs
70 20, 23, APP_PositionMoveRel
71
72 19, 31, 00, APP_OutReady
73 19, 32, 00, APP_OutHomeMade
74
75 *)
76
77
78
79 Drive_SWEnable := 0 ; //Drive Disable
80 APP_OutReady := 0 ; //Sinaliza drive não pronto
81
82 // INICIALIZAÇÃO DE VARIÁVEIS
83 IF APP_Accel = 0 THEN APP_Accel := 50 ; END_IF
84 IF APP_Decel = 0 THEN APP_Decel := 50 ; END_IF
85 IF APP_SpeedSpeed = 0 THEN APP_SpeedSpeed := 1500 ; END_IF
86 IF APP_PositionSpeed = 0 THEN APP_PositionSpeed := 3000 ; END_IF
87 IF APP_HomingSpeedSlow = 0 THEN APP_HomingSpeedSlow := 50 ; END_IF
88 IF APP_HomingSpeedFast = 0 THEN APP_HomingSpeedFast := 300 ; END_IF
89 IF APP_EGBSpeed = 0 THEN APP_EGBSpeed := 3000 ; END_IF
90 IF APP_CamSpeed = 0 THEN APP_CamSpeed := 3000 ; END_IF
91 IF APP_PositionMoveAbs = 0 THEN APP_PositionMoveAbs := 0 ; END_IF
92 IF APP_PositionMoveRel = 0 THEN APP_PositionMoveRel := 655360 ; END_IF

```

```

93 IF APP_HomeOffset = 0 THEN APP_HomeOffset := 0 ; END_IF
94
95 M01.P006 := 3000.0 ; //Maximum Reference Clamp
96 M01.P007 := 0.0 ; //Minimum Reference Clamp
97 M01.P010 := 1 ; //Bipolar Reference Enable
98
99 M02.P002 := 0 ; //Ramp Enable
100 M02.P004 := 0 ; //Ramp Mode (0=Fast 1=Standard)
101 M02.P011 := 0 ; //Acceleration Rate 1
102 M02.P021 := 0 ; //Deceleration Rate 1
103
104 //M03.P010_SpeedCtlKp1:=0.0500 ; //Speed Controller Proportional Gain Kp1
105 M03.P023_HardSpeedRefSelect := 1 ; //Hard Speed Reference Select
106 //M03.P025_PosFbckPhaseAngle:=0.9 ; //Position Feedback Phase Angle
107
108 //Encoder incremental na entrada Drive-P1 de 4096ppr
109 M03.P034_P1RotaryLinesPerRev := 4096 ; //P1 Rotary Lines Per Revolution
110 M03.P036_P1SupplyVoltage := 0 ; //P1 Supply Voltage (0=5V 1=8V 2=15V)
111 M03.P038_P1DeviceType := 3 ; //P1 Device Type (0=AB 1=FD 2=FR 3=ABServo 4=FDservo 5=FRservo 6=SC 7=SCHiperface
112 //8=Endat 9=SCEndat 10=SSI 11=SCSSI 12=SCServo 13=BiSS 14=Resolver 15=SCSC 16=CommutationOnly 17=SCBiSS)
113 M03.P040 := 0 ; //P1 Error Detection Level - [X X X X]
114 M03.P123 := 0 ; //P1 Thermistor Fault Detection (0=None 1=Temperature 2=Temp or Short)
115
116 //Encoder incremental na entrada Drive-P2 de 4096ppr
117 //M03.P131:=0 ; //P2 Marker Mode - [X X X X]
118 //M03.P134:=4096 ; //P2 Rotary Lines Per Revolution
119 M03.P138 := 0 ; //P2 Device type (0=None 1=AB 2=FD 3=FR 4=EnDat 5=SSI 6=BiSS)
120 //M03.P138:=1 ; //P2 Device type (0=None 1=AB 2=FD 3=FR 4=EnDat 5=SSI 6=BiSS)
121 //M03.P140:=0 ; //P2 Error Detection Level - [X X X X]
122
123 //Simulação de encoder na ficha do Drive
124 //M03.P085:=03.029 ; //Encoder Simulation Source

```

```

124 //M03.P087:=0; //Encoder Simulation Sample Period (0=0.25 1=2 2=4 3=16) (LinesPerRev Mode)
125 //M03.P088:=1; //Encoder Simulation Mode (0=Hardware 1=LinesPerRev 2=Ratio 3=SSI)
126 //M03.P091:=1; //Encoder Simulation Incremental Mode Select (0=Disable 1=Enable)
127 //M03.P092:=4096; //Encoder Simulation Output Lines Per Revolution (LinesPerRev Mode)
128
129 M04 . P012 := 1.0 ; //I Ref Filter 1 Time Constant
130 M04 . P013 := 41 ; //Current Controller Kp Gain
131 M04 . P014 := 677 ; //Current Controller I Gain
132
133 //Servomotor 75U3D300BACAA075140
134 M05 . P007 := 2.600 ; //Motor Rated Current
135 M05 . P008 := 300000 ; //Motor Rated Speed
136 M05 . P009 := 400 ; //Motor Rated Voltage
137 M05 . P011 := 3 ; //Motor Number of Poles Pairs
138 //M05.P017:=4.413611; //Stator Resistance
139 //M05.P024_Ld:=11.451; //Ld
140 M05 . P028_TorqueLinearisationDisable := 0 ; //Torque Linearisation Disable
141 M05 . P032_TorquePerAmpRfcs := 1.60 ; //Motor Torque per Amp
142 M05 . P033 := 98 ; //Motor Volts per 1000rpm
143
144 M05 . P042 := 0 ; //Reverse Output Phase Sequence (0=U-V-W 1=W-V-U)
145 //M05.P072:=13.784; //No-load Lq
146 //M05.P082:=-50; //d Axis Current For Inductance Values
147
148 M06 . P001 := 2 ; //Stop Mode (0=Coast 1=Ramp 2=NoRamp)
149
150 M07 . P010 := 0 ; //Analog Input 1 Destination
151 M07 . P014 := 0 ; //Analog Input 2 Destination
152 M07 . P015 := 6 ; //Analog Input 3 Mode (6=Volt 7=Therm Short Cct)
153 M07 . P018 := 0 ; //Analog Input 3 Destination
154
155 M08 . P011 := 0 ; //Digital I/O 01 Invert - T24

```

```

156 M08 . P012 := 0 ; //Digital I/O 02 Invert - T25
157 M08 . P013 := 0 ; //Digital I/O 03 Invert - T26
158 M08 . P014 := 0 ; //Digital Input 04 Invert - T27
159 M08 . P015 := 0 ; //Digital Input 05 Invert - T28
160 M08 . P016 := 0 ; //Digital Input 06 Invert - T29
161 M08 . P017 := 0 ; //Relay Invert - T41/T42
162
163 // Mapeamento das entradas digitais para controlo do AMC
164 M08 . P021 := 19.031 ; //Digital I/O 01 Source/Destination - T24
165 M08 . P022 := 0 ; //Digital I/O 02 Source/Destination - T25
166 M08 . P023 := 0 ; //Digital I/O 03 Source/Destination - T26
167 M08 . P024 := 0 ; //Digital Input 04 Source - T27
168 M08 . P025 := 0 ; //Digital Input 05 Source - T28
169 M08 . P026 := 0 ; //Digital Input 06 Source - T29
170
171 M08 . P027 := 10.001 ; //Relay Output Source - T41/T42
172
173 M08 . P031 := 1 ; //Digital I/O 01 Output Select - T24
174 M08 . P032 := 0 ; //Digital I/O 02 Output Select - T25
175 M08 . P033 := 0 ; //Digital I/O 03 Output Select - T26
176
177 M08 . P071 := 0 ; //Configuração dos terminais como entradas
178
179
180 (* ##### Slot2 - SI Universal Encoder Setup*)
181 //Encoder Master na entrada Slot2-P1 de 4096ppr
182 Slot2 . UniversalEncoder . Setup . P1RotaryLinesPerRev := 4096 ; //M16.P034 P1 Rotary Lines Per Revolution
183 Slot2 . UniversalEncoder . Setup . P1SupplyVoltage := 0 ; //M16.P036 P1 Supply Voltage (0=5V 1=8V 2=15V 3=Disabled)
184 Slot2 . UniversalEncoder . Setup . P1DeviceType := 0 ; //M16.P038 P1 Device Type (0=AB 1=FD 2=FR 3=ABServo 4=PDServo
5=FRServo 6=SC 7=SCHiperface 8=Endat 9=SCEndat 10=SSI 11=SCSSI 12=SCServo 13=BiSS 14=DriveP1 15=Reserved 16=Reserved
17=SCBiSS)
185 Slot2 . UniversalEncoder . Setup . P1ErrorDetectionLevel := 0 ; //M16.P040 P1 Error Detection Level - [X X X X]

```

```

186
187 //Simulação de encoder na ficha de 10 pinos do Slot2
188 Slot2.UniversalEncoder.Setup.EncSimulationSource := 03.029 ; //M16.P085 Encoder Simulation Source
189 Slot2.UniversalEncoder.Setup.EncSimulationSamplePeriod := 0 ; //M16.P087 Simulation Sample Period (0=0.25
1=2 2=4 3=16) (LinesPerRev Mode)
190 Slot2.UniversalEncoder.Setup.EncSimulationMode := 0 ; //M16.P088 Encoder Simulation Mode
(0=Hardware 1=LinesPerRev 2=Ratio 3=SSI)
191 Slot2.UniversalEncoder.Setup.EncSimulationIncrementalModeSelect := 1 ; //M16.P091 Encoder Simulation Incremental
Mode Select (0=Disable 1=Enable)
192 Slot2.UniversalEncoder.Setup.EncSimulationOutputLinesPerRevolution := 4096 ; //M16.P092 Encoder Simulation Output Lines
Per Revolution (LinesPerRev Mode)
193
194
195 (* ##### Slot3 - MCI200 Setup*)
196 // Reservado para a carta de aplicações MCI200
197 Slot3.MCI.UserApplication.AutoRunEnable := TRUE ; //Auto-run enable
198 Slot3.MCI.UserApplication.GlobalRunTimeTripEnable := 1 ; //Global runtime trip enable
199 Slot3.MCI.UserApplication.PowerDownRetainDataSave := 0 ; //Power down retain data save (0=Save at UV 1=No Save 2=Force
Save)
200
201
202 (* ##### AMC CONFIGURATION*)
203 // AMC General Set-Up
204 M31.P001 := 1 ; //AMC Output no parâmetro HardSpeed Reference #03.022
205 M31.P002 := 1 ; //AMC Absolute Mode Enable
206 M31.P003 := 0 ; //AMC Incremental Position Reset Mode
207 M31.P004 := 1000 ; //AMC Master User Units Ratio Numerator
208 M31.P005 := 1000 ; //AMC Master User Units Ratio Denominator
209 M31.P006 := 1000 ; //AMC Slave User Units Ratio Numerator
210 M31.P007 := 1000 ; //AMC Slave User Units Ratio Denominator
211 M31.P008 := 1000 ; //AMC Output User Units Ratio Numerator
212 M31.P009 := 1000 ; //AMC Output User Units Ratio Denominator

```

```

213 M31.P012 := 3 ; //AMC Rate Select (1=4mS 2=2mS 3=1mS 4=0.5mS 5=0.25mS)
214
215 // AMC Master Position
216 M32.P001 := 1 ; //AMC Master Source Select (0=Speed 1=UserPos 2=P1Drv 3=P2Drv 4=P1Slt1 5=P2Slt1 6=P1Slt2 7=P2Slt2
8=P1Slt3 9=P2Slt3)
217 M32.P002 := 0 ; //AMC Master Invert (0=NotInverted 1=Inverted)
218
219 // AMC Slave Position
220 M33.P001 := 2 ; //AMC Slave Source Select (0=Speed 1=UserPos 2=P1Drv 3=P2Drv 4=P1Slt1 5=P2Slt1 6=P1Slt2 7=P2Slt2 8=P1Slt3
9=P2Slt3)
221 M33.P002 := 0 ; //AMC Slave Invert (0=NotInverted 1=Inverted)
222
223 // AMC Reference Selector
224 M34.P001 := 0 ; //AMC Stop Mode (0=Profile 1=NoProfile 2=ProfileStop 3=NoProfileStop)
225 M34.P003 := 0 ; //AMC Position Reference in UU
226 M34.P006 := 0 ; //AMC Speed Reference in UU/ms
227 M34.P007 := 0 ; //AMC Reference Selector (0=Stop 1=PositionAbs 2=Speed 3=Cam 4=EGB 5=Home 6=PositionRef
7=PositionProfile)
228
229 // AMC Cam
230 //M35.P001:=0; //AMC Cam Start Index
231 //M35.P002:=0; //AMC Cam Start Position In Segment in UU
232 //M35.P003:=6; //AMC Cam Size (max=25)
233 //M35.P004:=1; //AMC Cam Single Shot Enable (0=Disabled 1=Enabled)
234 //M35.P005:=1000; //AMC Cam Output Ratio Numerator
235 //M35.P006:=1000; //AMC Cam Output Ratio Denominator
236 //M35.P010:=0; //AMC Cam Complete
237 //M35.P012:=0; //AMC Cam Mode (parametro nao disponivel)
238
239 // AMC Cam Table
240 //M36.P001:=0; //AMC Cam Table In -1 in UU
241 //M36.P002:=0; //AMC Cam Table Out -1 in UU

```

POU: Initial

```
242 //M36.P003:=0; //AMC Cam Table Interpolation -1 (0=Linear 1=Square 2=Cos2)
243
244 //M36.P004:=100000; //AMC Cam Table In 0 in UU
245 //M36.P005:=50000; //AMC Cam Table Out 0 in UU
246 //M36.P006:=1; //AMC Cam Table Interpolation 0 (0=Linear 1=Square 2=Cos2)
247
248 //M36.P007:=500000; //AMC Cam Table In 1 in UU
249 //M36.P008:=500000; //AMC Cam Table Out 1 in UU
250 //M36.P009:=0; //AMC Cam Table Interpolation 1 (0=Linear 1=Square 2=Cos2)
251
252 //M36.P010:=100000; //AMC Cam Table In 2 in UU
253 //M36.P011:=50000; //AMC Cam Table Out 2 in UU
254 //M36.P012:=1; //AMC Cam Table Interpolation 2 (0=Linear 1=Square 2=Cos2)
255
256 //M36.P013:=50000; //AMC Cam Table In 3 in UU
257 //M36.P014:=-50000; //AMC Cam Table Out 3 in UU
258 //M36.P015:=1; //AMC Cam Table Interpolation 3 (0=Linear 1=Square 2=Cos2)
259
260 //M36.P016:=250000; //AMC Cam Table In 4 in UU
261 //M36.P017:=-500000; //AMC Cam Table Out 4 in UU
262 //M36.P018:=0; //AMC Cam Table Interpolation 4 (0=Linear 1=Square 2=Cos2)
263
264 //M36.P019:=50000; //AMC Cam Table In 5 in UU
265 //M36.P020:=-50000; //AMC Cam Table Out 5 in UU
266 //M36.P021:=1; //AMC Cam Table Interpolation 5 (0=Linear 1=Square 2=Cos2)
267
268 // AMC Electronic Gear Box
269 //M37.P001:=1; //AMC EGB Enable Rigid Lock
270 //M37.P002:=1000; //AMC EGB Ratio Numerator
271 //M37.P003:=1000; //AMC EGB Ratio Denominator
272 //M37.P004:=10.92; //AMC EGB Locking Speed Band
273 //M37.P005:=256; //AMC EGB Locking Position Band
```

POU: Initial

```
274
275 // AMC Profile Generator
276 M38.P001 := ( 65536.0 / 60 ) / DINT_TO_LREAL ( APP_Accel ); //AMC Profile Acceleration in UU/ms^2
277 M38.P002 := ( 65536.0 / 60 ) / DINT_TO_LREAL ( APP_Decel ); //AMC Profile Deceleration in UU/ms^2
278 M38.P003 := ( Velocidade_maxima * 65536 / 60000.0 ); //AMC Profile Maximum Speed in UU/ms
279
280 // AMC Position Control Loop
281 M39.P007 := 25 ; //AMC Position Control Loop Kp Gain
282 M39.P009 := ( Velocidade_recuperacao * 65536 / 60000.0 ); //AMC Position Control Loop Speed Clamp
283 M39.P010 := 1.000 ; //AMC Speed Feed-forwards Gain
284 M39.P011 := M01.P006 ; //AMC Output Speed Clamp
285 M39.P013 := 0 ; //AMC Output Invert
286
287 // AMC Homing System
288 M40.P001 := 0 ; //AMC Home Direction (0=forwards 1=backwards)
289 M40.P002 := 0 ; //AMC Home Mode
290 M40.P003 := ( APP_HomingSpeedFast * 65536 / 60000.0 ); //AMC Home Maximum Speed in UU/ms
291 M40.P004 := - APP_HomeOffset ; //AMC Home Position in UU
292 M40.P006 := 0 ; //AMC Home Offset Maximum Speed in UU/ms (40.006=0 é usada a velocidade
do 38.003)
293 //M40.P007:=APP_HomeOffset; //AMC Home Offset Position in UU
294 //M40.P012:=In_HomeSensor; //AMC Home Switch
295
296 // AMC Control and Status
297 M41.P001 := 1 ; //AMC Enable
298 M41.P003 := 256 ; //AMC Movement Complete Window in UU
299 M41.P005 := 256 ; //AMC Profile Complete Window in UU
300 M41.P007 := 256 ; //AMC Following Error Window in UU
301 M41.P009 := 10.92 ; //AMC At Speed Window in UU/ms
302
303 Drive_SWEnable := 0 ; //Drive Enable
304 Drive_RunFWD := 1 ; //Run Forward
```

```
305
306 M01.P000 := 1000 ; //Gravar Parametros
307 M10.P038 := 100 ; //Reset
308 WHILE M01.P000 = 1000 DO
309     M10.P038 := 100 ; //Reset
310 END_WHILE
311
312 APP_OutReady := TRUE ; //Sinaliza drive pronto
313 APP_OutHomeMade := FALSE ; //Sinaliza zero não achado
314
```

POU: Freewheeling

```

1  PROGRAM Freewheeling
2  VAR
3  END_VAR
4
5
6
7
8  (* ##### FREEWHEELING #####
9
10 A tarefa FREEWHEELING é a tarefa de menor prioridade.
11 Corre apenas quando os recursos do processador assim o permitirem, ou seja,
12 corre nos intervalos das tarefas cíclicas CLOCK e POSITION.
13 Tarefa semelhante ao código usado dentro de um PLC, quanto mais código existir, mais tempo demora este a ser executado.
14
15 Dentro desta tarefa devem estar:
16 - Processo em código estruturado (ex: A instrução WHILE apenas pode ser utilizada dentro desta tarefa)
17 - Código cujo a execução não seja dependente do tempo*)
18
19 // AMC POSITION ABS
20 // Posicionador absoluto - Single shot - APP_ConfigWord_ContAbsPos=FALSE: O setpoint de posição é alimentado uma única vez
21 // pelo valor de APP_PositionMoveAbs
22 // Posicionador absoluto - Contínuo - APP_ConfigWord_ContAbsPos=TRUE: O setpoint de posição é alimentado continuamente pelo
23 // valor de APP_PositionMoveAbs
24 IF APP_InGetPosAbs = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE THEN //Habilitação externa do movimento
25     APP_OutReady := FALSE ; //Sinaliza drive não pronto
26     REPEAT
27         AMC_PositionSetPoint := APP_PositionMoveAbs ; //Alimenta o setpoint de posição
28         Estado := 1 ; //Activa o modo de posicionamento - POSITION ABS
29     UNTIL
30         APP_InGetPosAbs = FALSE OR Drive_ReferenceOn = FALSE OR APP_ConfigWord_ContAbsPos = FALSE //Aguarda enquanto a
31         ordem de movimento se mantém e está configurado para movimento contínuo
32     END_REPEAT ;
33     Delay := 0 ; WHILE Delay < 2 DO ; END_WHILE //Pequeno delay (1=10ms)
34     WHILE ABS ( AMC_ProfileInputPosition - AMC_ProfileOutputPosition ) > 0 AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; END_WHILE //Aguarda

```

POU: Freewheeling

```

a conclusão do perfil de movimento
26     Estado := 0 ; //Activa o modo de paragem - STOP
27     APP_OutReady := TRUE ; //Sinaliza drive pronto
28     IF APP_ConfigWord_ContAbsPos = FALSE THEN
29         WHILE APP_InGetPosAbs = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; END_WHILE //Aguarda enquanto a ordem de movimento se
30 mantém
31     END_IF
32 END_IF
33
34 // AMC POSITION REL
35 // Posicionador incremental: O valor de APP_PositionMoveRel é adicionado ao setpoint de posição
36 IF APP_InGetPosRel = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE AND Data_Trigger = TRUE THEN //Habilitação externa
37 do movimento
38     Delay := 0 ; WHILE Delay < 5 DO ; END_WHILE //Pequeno delay (1=10ms)
39     APP_OutReady := FALSE ; //Sinaliza drive não pronto
40     AMC_PositionSetPoint := APP_PositionMoveRel ; //Alimenta o setpoint de posição
41     Estado := 2 ; //Activa o modo de posicionamento - POSITION REL
42     Delay := 0 ; WHILE Delay < 2 DO ; END_WHILE //Pequeno delay (1=10ms)
43     WHILE ABS ( AMC_ProfileInputPosition - AMC_ProfileOutputPosition ) > 0 AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; END_WHILE
44 //Aguarda a conclusão do perfil de movimento
45     Estado := 0 ; //Activa o modo de paragem - STOP
46     APP_OutReady := TRUE ; //Sinaliza drive pronto
47     WHILE APP_InGetPosRel = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; END_WHILE //Aguarda enquanto a ordem de movimento se
48 mantém
49 END_IF
50
51 // AMC SPEED FWD
52 IF APP_InRunFWD = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE THEN //Habilitação externa do movimento
53     APP_OutReady := FALSE ; //Sinaliza drive não pronto
54     WHILE APP_InRunFWD = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; //Aguarda enquanto a ordem de movimento se
55 mantém
56     Estado := 3 ; //Activa o modo de controlo de velocidade - SPEED
57     FWD

```

```

52     END_WHILE
53     Estado := 0 ; //Activa o modo de paragem - STOP
54     Delay := 0 ; WHILE Delay < 2 DO ; END_WHILE //Pequeno delay (1=10ms)
55     WHILE ABS ( AMC_ProfileInputPosition - AMC_ProfileOutputPosition ) > 0 AND Drive_ReferenceOn = TRUE AND APP_InRunFWD = FALSE
DO ; END_WHILE //Aguarda a conclusão do movimento
56     APP_OutReady := TRUE ; //Sinaliza drive pronto
57 END_IF
58
59 // AMC SPEED REV
60 IF APP_InRunREV = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE THEN //Habilitação externa do movimento
61     APP_OutReady := FALSE ; //Sinaliza drive não pronto
62     WHILE APP_InRunREV = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; //Aguarda enquanto a ordem de movimento se
mantém
63     Estado := 4 ; //Activa o modo de controlo de velocidade - SPEED
REV
64     END_WHILE
65     Estado := 0 ; //Activa o modo de paragem - STOP
66     Delay := 0 ; WHILE Delay < 2 DO ; END_WHILE //Pequeno delay (1=10ms)
67     WHILE ABS ( AMC_ProfileInputPosition - AMC_ProfileOutputPosition ) > 0 AND Drive_ReferenceOn = TRUE AND APP_InRunREV = FALSE
DO ; END_WHILE //Aguarda a conclusão do movimento
68     APP_OutReady := TRUE ; //Sinaliza drive pronto
69 END_IF
70
71 // AMC CAM
72 IF APP_InEnableCAM = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE THEN //Habilitação externa do movimento
73     AMC_CamSingleShotEnable := FALSE ; //AMC Cam Single Shot Disable (FALSE=Disabled
TRUE=Enabled)
74     APP_OutReady := FALSE ; //Sinaliza drive não pronto
75     AMC_CamCompleteFlag := FALSE ; //Limpa a flag de Cam concluída
76     Estado := 5 ; //Activa o modo de Cam eletrónica - CAM
77     WHILE APP_InEnableCAM = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; END_WHILE
78     AMC_CamSingleShotEnable := TRUE ; //AMC Cam Single Shot Enable (FALSE=Disabled

```

```

TRUE=Enabled)
79     WHILE AMC_CamCompleteFlag = FALSE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; END_WHILE //Aguarda a conclusão do movimento
80
81     Estado := 0 ; //Activa o modo de paragem - STOP
82     Delay := 0 ; WHILE Delay < 2 DO ; END_WHILE //Pequeno delay (1=10ms)
83     AMC_PositionSetPoint := AMC_ProfileOutputPosition ; //Actualiza o setpoint de posição com a
posição atual do encoder
84     APP_OutReady := TRUE ; //Sinaliza drive pronto
85 END_IF
86
87 // AMC EGB Electronic Gear Box
88 IF APP_InEnableEGB = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE THEN //Habilitação externa do movimento
89     APP_OutReady := FALSE ; //Sinaliza drive não pronto
90     WHILE APP_InEnableEGB = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; //Aguarda enquanto a ordem de movimento se
mantém
91     Estado := 6 ; //Activa o modo de sincronismo - EGB
92     END_WHILE
93     Estado := 0 ; //Activa o modo de paragem - STOP
94     WHILE ABS ( AMC_ProfileInputPosition - AMC_ProfileOutputPosition ) > 0 AND Drive_ReferenceOn = TRUE AND APP_InEnableEGB =
FALSE DO ; END_WHILE //Aguarda a conclusão do movimento
95     Delay := 0 ; WHILE Delay < 2 DO ; END_WHILE //Pequeno delay (1=10ms)
96     AMC_PositionSetPoint := AMC_ProfileOutputPosition ; //Actualiza o setpoint de posição com a
posição atual do encoder
97     APP_OutReady := TRUE ; //Sinaliza drive pronto
98 END_IF
99
100 // AMC HOMING
101 // Rotina de homing REV - APP_ConfigWord_FWDHoming=FALSE: Anti-horário até achar zero, e horário lento para sair do zero
102 // Rotina de homing FWD - APP_ConfigWord_FWDHoming=TRUE: Horário até achar zero, e horário lento para sair do zero
103 IF APP_InGetHome = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE THEN //Habilitação externa do movimento
104     APP_OutReady := FALSE ; //Sinaliza drive não pronto
105     APP_OutHomeMade := FALSE ; //Sinaliza rotina de zero não executada
//Se não estiver em cima do sensor de zero

```

```

106     IF AMC_HomeSwitch = TRUE THEN
107         AMC_HomeOffsetPosition := 0 ;                               //AMC Home Offset Position
108         Estado := 7 ;                                             //Activa o modo de captura de zero - HOMING
109         FAST
110         // Achar zero no sentido horário
111         IF APP_ConfigWord_FWDHoming = TRUE THEN
112             AMC_HomeNegativeLimit := TRUE ;                       //Activa a flag de busca de zero no sentido
113             horário
114             // Achar o zero no sentido anti-horário
115             ELSE
116                 AMC_HomePositiveLimit := TRUE ;                   //Activa a flag de busca de zero no sentido
117             anti-horário
118             END_IF
119             Delay := 0 ; WHILE Delay < 2 DO ; END_WHILE           //Pequeno delay (1=10ms)
120             WHILE AMC_HomeCompleteFlag = FALSE AND AMC_HomeSwitch = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; END_WHILE //Aguarda
121             a conclusão do movimento
122             AMC_HomeNegativeLimit := FALSE ;                       //Desactiva a flag de busca de zero no sentido
123             horário
124             AMC_HomePositiveLimit := FALSE ;                       //Desactiva a flag de busca de zero no sentido
125             anti-horário
126             Estado := 0 ;
127             Delay := 0 ; WHILE Delay < 5 DO ; END_WHILE           //Activa o modo de paragem - STOP
128             //Pequeno delay (1=10ms)
129             END_IF
130             //Avança até sair de cima do sensor zero e aplica offset de zero
131             AMC_HomeOffsetPosition := APP_HomeOffset ;             //AMC Home Offset Position
132             Estado := 8 ;                                         //Activa o modo de captura de zero - HOMING SLOW
133             AMC_HomeNegativeLimit := TRUE ;                         //Activa a flag de busca de zero no sentido
134             horário
135             Delay := 0 ; WHILE Delay < 2 DO ; END_WHILE           //Pequeno delay (1=10ms)
136             WHILE AMC_HomeCompleteFlag = FALSE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; END_WHILE //Aguarda a conclusão do movimento
137             Delay := 0 ; WHILE Delay < 25 DO ; END_WHILE           //Pequeno delay (1=10ms)
138             AMC_HomeNegativeLimit := FALSE ;                       //Desactiva a flag de busca de zero no sentido

```

```

131     horário
132     Estado := 0 ;                                             //Activa o modo de paragem - STOP
133     APP_OutHomeMade := TRUE ;                                 //Sinaliza rotina de zero executada
134     WHILE APP_InGetHome = TRUE AND Drive_ReferenceOn = TRUE DO ; END_WHILE //Aguarda enquanto a ordem de movimento
135     se mantém - via terminais
136     Delay := 0 ; WHILE Delay < 50 DO ; END_WHILE             //Pequeno delay (1=10ms)
137     AMC_PositionSetPoint := AMC_ProfileOutputPosition ;       //Actualiza o setpoint de posição com a
138     posição atual do encoder
139     APP_OutReady := TRUE ;                                    //Sinaliza drive pronto
140     END_IF

```

```

1  PROGRAM Clock0
2  VAR
3      a : LREAL := 0 ;
4      d : LREAL := 0 ;
5      ta : LREAL := 0 ;
6      td : LREAL := 0 ;
7      tconst : LREAL := 0 ;
8      ttot : LREAL := 0 ;
9      da : LREAL := 0 ;
10     dd : LREAL := 0 ;
11     dconst : LREAL := 0 ;
12     vel : LREAL := 0 ;
13 END_VAR
14

```

```

1  (* ##### CLOCK #####
2
3  A tarefa CLOCK é a tarefa de menor prioridade dentro das tarefas cíclicas.
4  Os tempos de ciclo permitidos estão compreendidos entre 1mS e 2147483mS:
5
6  Dentro desta tarefa devem estar:
7      - Incremento/decremento de temporizadores
8      - Código que necessite de ser executado segundo uma base de tempo
9      - Manipulação de parâmetros a uma cadência mais lenta que a usada na tarefa POSITION,
10         por forma a poupar recursos de processamento*)
11
12
13 // Delay para uso na tarefa Freewheeling
14 Delay := Delay + 1 ;
15
16 // Cálculo dos tempo de aceleração, desaceleração e total do deslocamento relativo
17 a := ( 65536.0 / 60 ) / DINT_TO_LREAL ( APP_Accel ) ;
18 d := ( 65536.0 / 60 ) / DINT_TO_LREAL ( APP_Decel ) ;

```

```

19 vel := ( DINT_TO_LREAL ( APP_PositionSpeed ) * 65536 ) / ( 60 * 1000 ) ;
20 ta := vel / a ;
21 td := vel / d ;
22 da := 0.5 * vel * ta ;
23 dd := 0.5 * vel * td ;
24 IF APP_PositionMoveRel >= ( da + dd ) THEN
25     dconst := APP_PositionMoveRel - da - dd ;
26     tconst := dconst / vel ;
27     ttot := tconst + ta + td ;
28 ELSE
29     vel := SQRT ( ( 2 * APP_PositionMoveRel * a * d ) / ( a + d ) ) ;
30     ta := vel / a ;
31     td := vel / d ;
32     ttot := ta + td ;
33     da := 0.5 * vel * ta ;
34     dd := 0.5 * vel * td ;
35     tconst := 0 ;
36     dconst := 0 ;
37 END_IF
38 APP_AccelerationTime := LREAL_TO_DINT ( ta ) ;
39 APP_DecelerationTime := LREAL_TO_DINT ( td ) ;
40 APP_ConstantSpeedTime := LREAL_TO_DINT ( tconst ) ;
41 APP_AccelerationCounts := LREAL_TO_DINT ( da ) ;
42 APP_DecelerationCounts := LREAL_TO_DINT ( dd ) ;
43 APP_ConstantSpeedCounts := LREAL_TO_DINT ( dconst ) ;
44 APP_ProfileTotalTime := APP_AccelerationTime + APP_DecelerationTime + APP_ConstantSpeedTime ;
45 APP_ProfileMaxSpeed := ( LREAL_TO_DINT ( vel ) * 60 * 1000 ) / 65536 ;
46

```

```
1 {attribute 'PerformanceCache'}
2 PROGRAM Position
3 VAR
4 END_VAR
5
6
7 (* ##### POSITION #####
8
9 A tarefa POSITION é a tarefa de maior prioridade dentro das tarefas cíclicas.
10 Os tempos de ciclo permitidos estão em sincronismo com os loops de controlo do drive, são estes:
11 - 250uS, 500uS, 1mS, 2mS, 4mS e 8mS
12
13 Dentro desta tarefa devem estar:
14 - Manipulação de parâmetros do Advanced Motion Controller (ex: posicionamento)
15 - Manipulação de parâmetros relacionados com dispositivos de feedback (ex: encoder, resolver)
16 - Manipulação de parâmetros relacionados com entradas/saídas rápidas (ex: freeze)*
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100
101
102
103
104
105
106
107
108
109
110
111
112
113
114
115
116
117
118
119
120
121
122
123
124
125
126
127
128
129
130
131
132
133
134
135
136
137
138
139
140
141
142
143
144
145
146
147
148
149
150
151
152
153
154
155
156
157
158
159
160
161
162
163
164
165
166
167
168
169
170
171
172
173
174
175
176
177
178
179
180
181
182
183
184
185
186
187
188
189
190
191
192
193
194
195
196
197
198
199
200
201
202
203
204
205
206
207
208
209
210
211
212
213
214
215
216
217
218
219
220
221
222
223
224
225
226
227
228
229
230
231
232
233
234
235
236
237
238
239
240
241
242
243
244
245
246
247
248
249
250
251
252
253
254
255
256
257
258
259
260
261
262
263
264
265
266
267
268
269
270
271
272
273
274
275
276
277
278
279
280
281
282
283
284
285
286
287
288
289
290
291
292
293
294
295
296
297
298
299
300
301
302
303
304
305
306
307
308
309
310
311
312
313
314
315
316
317
318
319
320
321
322
323
324
325
326
327
328
329
330
331
332
333
334
335
336
337
338
339
340
341
342
343
344
345
346
347
348
349
350
351
352
353
354
355
356
357
358
359
360
361
362
363
364
365
366
367
368
369
370
371
372
373
374
375
376
377
378
379
380
381
382
383
384
385
386
387
388
389
390
391
392
393
394
395
396
397
398
399
400
401
402
403
404
405
406
407
408
409
410
411
412
413
414
415
416
417
418
419
420
421
422
423
424
425
426
427
428
429
430
431
432
433
434
435
436
437
438
439
440
441
442
443
444
445
446
447
448
449
450
451
452
453
454
455
456
457
458
459
460
461
462
463
464
465
466
467
468
469
470
471
472
473
474
475
476
477
478
479
480
481
482
483
484
485
486
487
488
489
490
491
492
493
494
495
496
497
498
499
500
501
502
503
504
505
506
507
508
509
510
511
512
513
514
515
516
517
518
519
520
521
522
523
524
525
526
527
528
529
530
531
532
533
534
535
536
537
538
539
540
541
542
543
544
545
546
547
548
549
550
551
552
553
554
555
556
557
558
559
560
561
562
563
564
565
566
567
568
569
570
571
572
573
574
575
576
577
578
579
580
581
582
583
584
585
586
587
588
589
590
591
592
593
594
595
596
597
598
599
600
601
602
603
604
605
606
607
608
609
610
611
612
613
614
615
616
617
618
619
620
621
622
623
624
625
626
627
628
629
630
631
632
633
634
635
636
637
638
639
640
641
642
643
644
645
646
647
648
649
650
651
652
653
654
655
656
657
658
659
660
661
662
663
664
665
666
667
668
669
670
671
672
673
674
675
676
677
678
679
680
681
682
683
684
685
686
687
688
689
690
691
692
693
694
695
696
697
698
699
700
701
702
703
704
705
706
707
708
709
710
711
712
713
714
715
716
717
718
719
720
721
722
723
724
725
726
727
728
729
730
731
732
733
734
735
736
737
738
739
740
741
742
743
744
745
746
747
748
749
750
751
752
753
754
755
756
757
758
759
760
761
762
763
764
765
766
767
768
769
770
771
772
773
774
775
776
777
778
779
780
781
782
783
784
785
786
787
788
789
790
791
792
793
794
795
796
797
798
799
800
801
802
803
804
805
806
807
808
809
810
811
812
813
814
815
816
817
818
819
820
821
822
823
824
825
826
827
828
829
830
831
832
833
834
835
836
837
838
839
840
841
842
843
844
845
846
847
848
849
850
851
852
853
854
855
856
857
858
859
860
861
862
863
864
865
866
867
868
869
870
871
872
873
874
875
876
877
878
879
880
881
882
883
884
885
886
887
888
889
890
891
892
893
894
895
896
897
898
899
900
901
902
903
904
905
906
907
908
909
910
911
912
913
914
915
916
917
918
919
920
921
922
923
924
925
926
927
928
929
930
931
932
933
934
935
936
937
938
939
940
941
942
943
944
945
946
947
948
949
950
951
952
953
954
955
956
957
958
959
960
961
962
963
964
965
966
967
968
969
970
971
972
973
974
975
976
977
978
979
980
981
982
983
984
985
986
987
988
989
990
991
992
993
994
995
996
997
998
999
1000
```

```
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100
101
102
103
104
105
106
107
108
109
110
111
112
113
114
115
116
117
118
119
120
121
122
123
124
125
126
127
128
129
130
131
132
133
134
135
136
137
138
139
140
141
142
143
144
145
146
147
148
149
150
151
152
153
154
155
156
157
158
159
160
161
162
163
164
165
166
167
168
169
170
171
172
173
174
175
176
177
178
179
180
181
182
183
184
185
186
187
188
189
190
191
192
193
194
195
196
197
198
199
200
201
202
203
204
205
206
207
208
209
210
211
212
213
214
215
216
217
218
219
220
221
222
223
224
225
226
227
228
229
230
231
232
233
234
235
236
237
238
239
240
241
242
243
244
245
246
247
248
249
250
251
252
253
254
255
256
257
258
259
260
261
262
263
264
265
266
267
268
269
270
271
272
273
274
275
276
277
278
279
280
281
282
283
284
285
286
287
288
289
290
291
292
293
294
295
296
297
298
299
300
301
302
303
304
305
306
307
308
309
310
311
312
313
314
315
316
317
318
319
320
321
322
323
324
325
326
327
328
329
330
331
332
333
334
335
336
337
338
339
340
341
342
343
344
345
346
347
348
349
350
351
352
353
354
355
356
357
358
359
360
361
362
363
364
365
366
367
368
369
370
371
372
373
374
375
376
377
378
379
380
381
382
383
384
385
386
387
388
389
390
391
392
393
394
395
396
397
398
399
400
401
402
403
404
405
406
407
408
409
410
411
412
413
414
415
416
417
418
419
420
421
422
423
424
425
426
427
428
429
430
431
432
433
434
435
436
437
438
439
440
441
442
443
444
445
446
447
448
449
450
451
452
453
454
455
456
457
458
459
460
461
462
463
464
465
466
467
468
469
470
471
472
473
474
475
476
477
478
479
480
481
482
483
484
485
486
487
488
489
490
491
492
493
494
495
496
497
498
499
500
501
502
503
504
505
506
507
508
509
510
511
512
513
514
515
516
517
518
519
520
521
522
523
524
525
526
527
528
529
530
531
532
533
534
535
536
537
538
539
540
541
542
543
544
545
546
547
548
549
550
551
552
553
554
555
556
557
558
559
560
561
562
563
564
565
566
567
568
569
570
571
572
573
574
575
576
577
578
579
580
581
582
583
584
585
586
587
588
589
590
591
592
593
594
595
596
597
598
599
600
601
602
603
604
605
606
607
608
609
610
611
612
613
614
615
616
617
618
619
620
621
622
623
624
625
626
627
628
629
630
631
632
633
634
635
636
637
638
639
640
641
642
643
644
645
646
647
648
649
650
651
652
653
654
655
656
657
658
659
660
661
662
663
664
665
666
667
668
669
670
671
672
673
674
675
676
677
678
679
680
681
682
683
684
685
686
687
688
689
690
691
692
693
694
695
696
697
698
699
700
701
702
703
704
705
706
707
708
709
710
711
712
713
714
715
716
717
718
719
720
721
722
723
724
725
726
727
728
729
730
731
732
733
734
735
736
737
738
739
740
741
742
743
744
745
746
747
748
749
750
751
752
753
754
755
756
757
758
759
760
761
762
763
764
765
766
767
768
769
770
771
772
773
774
775
776
777
778
779
780
781
782
783
784
785
786
787
788
789
790
791
792
793
794
795
796
797
798
799
800
801
802
803
804
805
806
807
808
809
810
811
812
813
814
815
816
817
818
819
820
821
822
823
824
825
826
827
828
829
830
831
832
833
834
835
836
837
838
839
840
841
842
843
844
845
846
847
848
849
850
851
852
853
854
855
856
857
858
859
860
861
862
863
864
865
866
867
868
869
870
871
872
873
874
875
876
877
878
879
880
881
882
883
884
885
886
887
888
889
890
891
892
893
894
895
896
897
898
899
900
901
902
903
904
905
906
907
908
909
910
911
912
913
914
915
916
917
918
919
920
921
922
923
924
925
926
927
928
929
930
931
932
933
934
935
936
937
938
939
940
941
942
943
944
945
946
947
948
949
950
951
952
953
954
955
956
957
958
959
960
961
962
963
964
965
966
967
968
969
970
971
972
973
974
975
976
977
978
979
980
981
982
983
984
985
986
987
988
989
990
991
992
993
994
995
996
997
998
999
1000
```

```
54     ELSIF Estado = 7 THEN
55         AMC_ProfileMaxSpeed := ( APP_HomingSpeedFast * 65536 / 60000.0 ); //AMC Profile Maximum Speed in UU/ms
56         AMC_ReferenceSelect := 5 ; //AMC Reference Select (0=Stop 1=PositionAbs 2=Speed
3=Cam 4=EGB 5=Home 6=PositionRel 7=PositionProfile)
57
58     //HOMING SLOW
59     ELSIF Estado = 8 THEN
60         AMC_ProfileMaxSpeed := ( APP_HomingSpeedSlow * 65536 / 60000.0 ); //AMC Profile Maximum Speed in UU/ms
61         AMC_ReferenceSelect := 5 ; //AMC Reference Select (0=Stop 1=PositionAbs 2=Speed
3=Cam 4=EGB 5=Home 6=PositionRel 7=PositionProfile)
62
63     //STOP (Estado=0)
64     ELSE
65         AMC_ReferenceSelect := 0 ; //AMC Reference Select - Stop
66     END_IF
67 ELSE
68     Estado := 0 ;
69     AMC_ProfileMaxSpeed := 0 ; //AMC Profile Maximum Speed in UU/ms
70     AMC_ReferenceSelect := 0 ; //AMC Reference Select - Stop
71     AMC_Enable := FALSE ; //AMC Disable
72 END_IF
73
74
75
```

Global Variable List: GVL

```
1      (* ##### GVL #####
2
3      Zona de declaração de variáveis globais (acessíveis a partir de qualquer tarefa)*)
4
5
6
7      VAR_GLOBAL
8
9      // Variável de controlo do posicionador
10     Estado : INT := 0 ;
11
12     // Velocidade máxima [Rpm]
13     Velocidade_maxima : INT := 3000 ;
14
15     // Velocidade de recuperação [Rpm]
16     Velocidade_recuperacao : INT := 300 ;
17
18     // Delay para uso na tarefa freewheeling
19     Delay : DINT := 0 ;
20
21
22     // DRIVE
23
24     // Parâmetro 01.011.00 - Drive Reference On
25     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,01,011,00)'}
26     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,01,011,00,Drive_ReferenceOn)'}
27     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,01,011,00)'}
28     Drive_ReferenceOn : BOOL ;
29
30     // Parâmetro 06.015.00 - Drive Software Enable
31     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,06,015,00)'}
32     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,06,015,00,Drive_SWEnable)'}
33     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,06,015,00)'}
```

Global Variable List: GVL

```
34     Drive_SWEnable : BOOL ;
35
36     // Parâmetro 06.030.00 - Drive Run Forward
37     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,06,030,00)'}
38     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,06,030,00,Drive_RunFWD)'}
39     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,06,030,00)'}
40     Drive_RunFWD : BOOL ;
41
42     // Parâmetro 06.032.00 - Drive Run Reverse
43     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,06,032,00)'}
44     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,06,032,00,Drive_RunREV)'}
45     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,06,032,00)'}
46     Drive_RunREV : BOOL ;
47
48     // Parâmetro 08.072 - Digital Input Register
49     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterINT(00,08,072)'}
50     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterINT(00,08,072,Drive_DigInRegister)'}
51     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterINT(00,08,072)'}
52     Drive_DigInRegister : INT ;
53
54     // Parâmetro 08.072.00 - Digital Input Register T24
55     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,00)'}
56     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,08,072,00,Drive_DigInRegister_T24)'}
57     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,00)'}
58     Drive_DigInRegister_T24 : BOOL ;
59
60     // Parâmetro 08.072.01 - Digital Input Register T25
61     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,01)'}
62     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,08,072,01,Drive_DigInRegister_T25)'}
63     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,01)'}
64     Drive_DigInRegister_T25 : BOOL ;
65
```

Global Variable List: GVL

```
66 // Parâmetro 08.072.02 - Digital Input Register T26
67 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,02)'}
68 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,08,072,02,Drive_DigInRegister_T26)'}
69 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,02)'}
70 Drive_DigInRegister_T26 : BOOL;
71
72 // Parâmetro 08.072.03 - Digital Input Register T27
73 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,03)'}
74 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,08,072,03,Drive_DigInRegister_T27)'}
75 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,03)'}
76 Drive_DigInRegister_T27 : BOOL;
77
78 // Parâmetro 08.072.04 - Digital Input Register T28
79 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,04)'}
80 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,08,072,04,Drive_DigInRegister_T28)'}
81 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,04)'}
82 Drive_DigInRegister_T28 : BOOL;
83
84 // Parâmetro 08.072.05 - Digital Input Register T29
85 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,05)'}
86 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,08,072,05,Drive_DigInRegister_T29)'}
87 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,08,072,05)'}
88 Drive_DigInRegister_T29 : BOOL;
89
90 // Parâmetro 10.001.00 - Drive Healthy
91 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,10,001,00)'}
92 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,10,001,00,Drive_Healthy)'}
93 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,10,001,00)'}
94 Drive_Healthy : BOOL;
95
96 // Parâmetro 10.002.00 - Drive Active
97 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,10,002,00)'}

```

Global Variable List: GVL

```
98 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,10,002,00,Drive_Active)'}
99 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,10,002,00)'}
100 Drive_Active : BOOL;
101
102 // Parâmetro 10.003.00 - Drive Zero Speed
103 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,10,003,00)'}
104 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,10,003,00,Drive_ZeroSpeed)'}
105 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,10,003,00)'}
106 Drive_ZeroSpeed : BOOL;
107
108
109 // Parâmetro 18.031.00 - Data Trigger
110 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,18,031,00)'}
111 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,18,031,00,Data_Trigger)'}
112 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,18,031,00)'}
113 Data_Trigger : BOOL;
114
115
116 // SLOT 1 - Com carta de IOs
117
118 // Parâmetro 01.01.006 - Slot1 I/O Input Register
119 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterINT(01,01,006)'}
120 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterINT(01,01,006,Slot1_DigInRegister)'}
121 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterINT(01,01,006)'}
122 Slot1_DigInRegister : INT;
123
124 // Parâmetro 01.01.006.00 - Slot1 Digital Input Register T2
125 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,00)'}
126 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(01,01,006,00,Slot1_DigInRegister_T2)'}
127 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,00)'}
128 Slot1_DigInRegister_T2 : BOOL;
129

```

Global Variable List: GVL

```
130 // Parâmetro 01.01.006.01 - Slot1 Digital Input Register T3
131 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,01)'}
132 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(01,01,006,01,Slot1_DigInRegister_T3)'}
133 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,01)'}
134 Slot1_DigInRegister_T3 : BOOL ;
135
136 // Parâmetro 01.01.006.02 - Slot1 Digital Input Register T4
137 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,02)'}
138 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(01,01,006,02,Slot1_DigInRegister_T4)'}
139 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,02)'}
140 Slot1_DigInRegister_T4 : BOOL ;
141
142 // Parâmetro 01.01.006.03 - Slot1 Digital Input Register T5
143 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,03)'}
144 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(01,01,006,03,Slot1_DigInRegister_T5)'}
145 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,03)'}
146 Slot1_DigInRegister_T5 : BOOL ;
147
148 // Parâmetro 01.01.006.04 - Slot1 Digital Input Register T7
149 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,04)'}
150 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(01,01,006,04,Slot1_DigInRegister_T7)'}
151 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,04)'}
152 Slot1_DigInRegister_T7 : BOOL ;
153
154 // Parâmetro 01.01.006.05 - Slot1 Digital Input Register T8
155 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,05)'}
156 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(01,01,006,05,Slot1_DigInRegister_T8)'}
157 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,05)'}
158 Slot1_DigInRegister_T8 : BOOL ;
159
160 // Parâmetro 01.01.006.06 - Slot1 Digital Input Register T9
161 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,06)'}

```

Global Variable List: GVL

```
162 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(01,01,006,06,Slot1_DigInRegister_T9)'}
163 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,06)'}
164 Slot1_DigInRegister_T9 : BOOL ;
165
166 // Parâmetro 01.01.006.07 - Slot1 Digital Input Register T11
167 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,07)'}
168 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(01,01,006,07,Slot1_DigInRegister_T11)'}
169 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(01,01,006,07)'}
170 Slot1_DigInRegister_T11 : BOOL ;
171
172
173
174 // AMC
175
176 // Parâmetro 32.004 - AMC Master Position
177 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,32,004)'}
178 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,32,004,AMC_MasterPosition)'}
179 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,32,004)'}
180 AMC_MasterPosition : DINT ;
181
182 // Parâmetro 32.005 - AMC Master Speed
183 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,32,005)'}
184 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,32,005,AMC_MasterSpeed)'}
185 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,32,005)'}
186 AMC_MasterSpeed : DINT ;
187
188 // Parâmetro 32.006 - AMC Master Freeze Position
189 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,32,006)'}
190 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,32,006,AMC_MasterFreezePosition)'}
191 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,32,006)'}
192 AMC_MasterFreezePosition : DINT ;
193

```

Global Variable List: GVL

```
194 // Parâmetro 33.004 - AMC Slave Position
195 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,33,004)'}
196 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,33,004,AMC_SlavePosition)'}
197 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,33,004)'}
198 AMC_SlavePosition : DINT ;
199
200 // Parâmetro 33.005 - AMC Slave Speed
201 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,33,005)'}
202 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,33,005,AMC_SlaveSpeed)'}
203 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,33,005)'}
204 AMC_SlaveSpeed : DINT ;
205
206 // Parâmetro 33.006 - AMC Slave Freeze Position
207 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,33,006)'}
208 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,33,006,AMC_SlaveFreezePosition)'}
209 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,33,006)'}
210 AMC_SlaveFreezePosition : DINT ;
211
212 // Parâmetro 34.003 - AMC Position Reference Setpoint
213 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,34,003)'}
214 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,34,003,AMC_PositionSetPoint)'}
215 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,34,003)'}
216 AMC_PositionSetPoint : DINT := 0 ;
217
218 // Parâmetro 34.006 - AMC Speed Reference Setpoint
219 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterLREAL(00,34,006)'}
220 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterLREAL(00,34,006,AMC_SpeedSetPoint)'}
221 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterLREAL(00,34,006)'}
222 AMC_SpeedSetPoint : LREAL := 0 ;
223
224 // Parâmetro 34.007 - AMC Reference Select
225 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterSINT(00,34,007)'}

```

Global Variable List: GVL

```
226 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterSINT(00,34,007,AMC_ReferenceSelect)'}
227 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterSINT(00,34,007)'}
228 AMC_ReferenceSelect : SINT := 0 ;
229
230 // Parâmetro 35.004.00 - AMC Cam Single Shot Enable
231 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,35,004,00)'}
232 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,35,004,00,AMC_CamSingleShotEnable)'}
233 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,35,004,00)'}
234 AMC_CamSingleShotEnable : BOOL ;
235
236 // Parâmetro 35.007 - AMC Cam Index
237 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterINT(00,35,007)'}
238 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterINT(00,35,007,AMC_CamIndex)'}
239 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterINT(00,35,007)'}
240 AMC_CamIndex : INT ;
241
242 // Parâmetro 35.008 - AMC Cam Position In Segment
243 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,35,008)'}
244 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,35,008,AMC_CamPositionInSegment)'}
245 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,35,008)'}
246 AMC_CamPositionInSegment : DINT ;
247
248 // Parâmetro 35.010.00 - AMC CAM Complete Flag
249 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,35,010,00)'}
250 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,35,010,00,AMC_CAMCompleteFlag)'}
251 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,35,010,00)'}
252 AMC_CAMCompleteFlag : BOOL ;
253
254 // Parâmetro 37.002 - AMC EGB Ratio Numerator
255 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,37,002)'}
256 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,37,002,AMC_EGBRatioNumerator)'}
257 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,37,002)'}

```

Global Variable List: GVL

```
258     AMC_EGBRatioNumerator : DINT ;
259
260     // Parâmetro 37.003 - AMC EGB Ratio Denominator
261     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,37,003)'}
262     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,37,003,AMC_EGBRatioDenominator)'}
263     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,37,003)'}
264     AMC_EGBRatioDenominator : DINT ;
265
266     // Parâmetro 37.006.00 - AMC EGB Locked Flag
267     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,37,006,00)'}
268     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,37,006,00,AMC_RGBLockedFlag)'}
269     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,37,006,00)'}
270     AMC_RGBLockedFlag : BOOL ;
271
272     // Parâmetro 38.001 - AMC Profile Acceleration
273     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterLREAL(00,38,001)'}
274     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterLREAL(00,38,001,AMC_ProfileAcceleration)'}
275     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterLREAL(00,38,001)'}
276     AMC_ProfileAcceleration : LREAL ;
277
278     // Parâmetro 38.002 - AMC Profile Deceleration
279     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterLREAL(00,38,002)'}
280     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterLREAL(00,38,002,AMC_ProfileDeceleration)'}
281     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterLREAL(00,38,002)'}
282     AMC_ProfileDeceleration : LREAL ;
283
284     // Parâmetro 38.003 - AMC Profile Maximum Speed
285     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterLREAL(00,38,003)'}
286     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterLREAL(00,38,003,AMC_ProfileMaxSpeed)'}
287     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterLREAL(00,38,003)'}
288     AMC_ProfileMaxSpeed : LREAL ;
289
```

Global Variable List: GVL

```
290     // Parâmetro 38.006 - AMC Profile Input Position
291     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,006)'}
292     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,38,006,AMC_ProfileInputPosition)'}
293     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,006)'}
294     AMC_ProfileInputPosition : DINT ;
295
296     // Parâmetro 38.007 - AMC Profile Input Speed
297     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,007)'}
298     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,38,007,AMC_ProfileInputSpeed)'}
299     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,007)'}
300     AMC_ProfileInputSpeed : DINT ;
301
302     // Parâmetro 38.008 - AMC Profile Output Position
303     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,008)'}
304     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,38,008,AMC_ProfileOutputPosition)'}
305     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,008)'}
306     AMC_ProfileOutputPosition : DINT ;
307
308     // Parâmetro 38.009 - AMC Profile Output Speed
309     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,009)'}
310     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,38,009,AMC_ProfileOutputSpeed)'}
311     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,009)'}
312     AMC_ProfileOutputSpeed : DINT ;
313
314     // Parâmetro 38.010 - AMC Profile Output Acceleration
315     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,010)'}
316     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,38,010,AMC_ProfileOutputAcceleration)'}
317     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,38,010)'}
318     AMC_ProfileOutputAcceleration : DINT ;
319
320     // Parâmetro 39.008 - AMC Position Error
321     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,39,008)'}

```

Global Variable List: GVL

```
322 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,39,008,AMC_PositionError)'}
323 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,39,008)'}
324 AMC_PositionError : DINT ;
325
326 // Parâmetro 39.012 - AMC Output Speed
327 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,39,012)'}
328 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,39,012,AMC_OutputSpeed)'}
329 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,39,012)'}
330 AMC_OutputSpeed : DINT ;
331
332 // Parâmetro 40.005.00 - AMC Home Complete Flag
333 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,005,00)'}
334 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,40,005,00,AMC_HomeCompleteFlag)'}
335 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,005,00)'}
336 AMC_HomeCompleteFlag : BOOL ;
337
338 // Parâmetro 40.007 - AMC Home Offset Position
339 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,40,007)'}
340 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,40,007,AMC_HomeOffsetPosition)'}
341 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,40,007)'}
342 AMC_HomeOffsetPosition : DINT ;
343
344 // Parâmetro 40.008.00 - AMC Home Offset Complete Flag
345 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,008,00)'}
346 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,40,008,00,AMC_HomeOffsetCompleteFlag)'}
347 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,008,00)'}
348 AMC_HomeOffsetCompleteFlag : BOOL ;
349
350 // Parâmetro 40.012.00 - AMC Home Switch
351 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,012,00)'}
352 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,40,012,00,AMC_HomeSwitch)'}
353 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,012,00)'}

```

Global Variable List: GVL

```
354 AMC_HomeSwitch : BOOL ;
355
356 // Parâmetro 40.013.00 - AMC Home Positive Limit
357 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,013,00)'}
358 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,40,013,00,AMC_HomePositiveLimit)'}
359 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,013,00)'}
360 AMC_HomePositiveLimit : BOOL := FALSE ;
361
362 // Parâmetro 40.014.00 - AMC Home Negative Limit
363 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,014,00)'}
364 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,40,014,00,AMC_HomeNegativeLimit)'}
365 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,014,00)'}
366 AMC_HomeNegativeLimit : BOOL := FALSE ;
367
368 // Parâmetro 40.017.00 - AMC Home Torque Limit Active Flag
369 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,017,00)'}
370 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,40,017,00,AMC_HomeTorqueLimitActiveFlag)'}
371 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,40,017,00)'}
372 AMC_HomeTorqueLimitActiveFlag : BOOL ;
373
374 // Parâmetro 41.001.00 - AMC Enable
375 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,001,00)'}
376 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,41,001,00,AMC_Enable)'}
377 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,001,00)'}
378 AMC_Enable : BOOL := FALSE ;
379
380 // Parâmetro 41.004.00 - AMC Movement Complete Flag
381 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,004,00)'}
382 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,41,004,00,AMC_MovementCompleteFlag)'}
383 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,004,00)'}
384 AMC_MovementCompleteFlag : BOOL ;
385

```

Global Variable List: GVL

```
386 // Parâmetro 41.006.00 - AMC Profile Complete Flag
387 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,006,00)'}
388 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,41,006,00,AMC_ProfileCompleteFlag)'}
389 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,006,00)'}
390 AMC_ProfileCompleteFlag : BOOL ;
391
392 // Parâmetro 41.008.00 - AMC Following Error Flag
393 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,008,00)'}
394 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,41,008,00,AMC_FollowingErrorFlag)'}
395 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,008,00)'}
396 AMC_FollowingErrorFlag : BOOL ;
397
398 // Parâmetro 41.010.00 - AMC At Speed Flag
399 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,010,00)'}
400 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,41,010,00,AMC_AtSpeedFlag)'}
401 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,41,010,00)'}
402 AMC_AtSpeedFlag : BOOL ;
403
404
405
406 // Application parameters - Power down save
407
408 // Parâmetro 18.051 - APP Config Word
409 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,18,051)'}
410 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,18,051,APP_ConfigWord)'}
411 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,18,051)'}
412 APP_ConfigWord : DINT ;
413
414 // Parâmetro 18.051.01 - APP Config Word - Forward Homing
415 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,18,051,01)'}
416 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,18,051,01,APP_ConfigWord_FWDHoming)'}
417 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,18,051,01)'}

```

Global Variable List: GVL

```
418 APP_ConfigWord_FWDHoming : BOOL ;
419
420 // Parâmetro 18.051.02 - APP Config Word - Continuous Absolute Positioning
421 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,18,051,02)'}
422 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,18,051,02,APP_ConfigWord_ContAbsPos)'}
423 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,18,051,02)'}
424 APP_ConfigWord_ContAbsPos : BOOL ;
425
426
427
428 // Application parameters - Non retentive
429
430 // Parâmetro 20.001 - APP Input Word
431 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,001)'}
432 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,001,APP_InputWord)'}
433 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,001)'}
434 APP_InputWord : DINT ;
435
436 // Parâmetro 20.001.01 - APP Input Get Position Absolute
437 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,01)'}
438 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,20,001,01,APP_InGetPosAbs)'}
439 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,01)'}
440 APP_InGetPosAbs : BOOL := FALSE ;
441
442 // Parâmetro 20.001.02 - APP Input Get Position Relative
443 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,02)'}
444 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,20,001,02,APP_InGetPosRel)'}
445 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,02)'}
446 APP_InGetPosRel : BOOL := FALSE ;
447
448 // Parâmetro 20.001.03 - APP In Run Forward
449 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,03)'}

```

Global Variable List: GVL

```
450 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,20,001,03,APP_InRunFWD)'}
451 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,03)'}
452 APP_InRunFWD : BOOL := FALSE ;
453
454 // Parâmetro 20.001.04 - APP Input Run Reverse
455 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,04)'}
456 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,20,001,04,APP_InRunREV)'}
457 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,04)'}
458 APP_InRunREV : BOOL := FALSE ;
459
460 // Parâmetro 20.001.05 - APP Input Enable CAM
461 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,05)'}
462 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,20,001,05,APP_InEnableCAM)'}
463 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,05)'}
464 APP_InEnableCAM : BOOL := FALSE ;
465
466 // Parâmetro 20.001.06 - APP In Enable Eletronic Gear Box
467 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,06)'}
468 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,20,001,06,APP_InEnableEGB)'}
469 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,06)'}
470 APP_InEnableEGB : BOOL := FALSE ;
471
472 // Parâmetro 20.001.07 - APP In Get Home
473 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,07)'}
474 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,20,001,07,APP_InGetHome)'}
475 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,20,001,07)'}
476 APP_InGetHome : BOOL := FALSE ;
477
478
479 // Parâmetro 20.011 - APP Accel
480 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,011)'}
481 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,011,APP_Accel)'}

```

Global Variable List: GVL

```
482 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,011)'}
483 APP_Accel : DINT ;
484
485 // Parâmetro 20.012 - APP Decel
486 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,012)'}
487 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,012,APP_Decel)'}
488 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,012)'}
489 APP_Decel : DINT ;
490
491 // Parâmetro 20.013 - APP SpeedSpeed
492 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,013)'}
493 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,013,APP_SpeedSpeed)'}
494 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,013)'}
495 APP_SpeedSpeed : DINT ;
496
497 // Parâmetro 20.014 - APP PositionSpeed
498 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,014)'}
499 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,014,APP_PositionSpeed)'}
500 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,014)'}
501 APP_PositionSpeed : DINT ;
502
503 // Parâmetro 20.015 - APP HomingSpeedSlow
504 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,015)'}
505 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,015,APP_HomingSpeedSlow)'}
506 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,015)'}
507 APP_HomingSpeedSlow : DINT ;
508
509 // Parâmetro 20.016 - APP HomingSpeedFast
510 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,016)'}
511 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,016,APP_HomingSpeedFast)'}
512 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,016)'}
513 APP_HomingSpeedFast : DINT ;

```

Global Variable List: GVL

```
514
515 // Parâmetro 20.017 - APP EGBSpeed
516 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,017)'}
517 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,017,APP_EGBSpeed)'}
518 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,017)'}
519 APP_EGBSpeed : DINT ;
520
521 // Parâmetro 20.018 - APP CamSpeed
522 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,018)'}
523 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,018,APP_CamSpeed)'}
524 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,018)'}
525 APP_CamSpeed : DINT ;
526
527
528 // Parâmetro 20.021 - APP HomeOffset
529 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,021)'}
530 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,021,APP_HomeOffset)'}
531 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,021)'}
532 APP_HomeOffset : DINT ;
533
534 // Parâmetro 20.022 - APP PositionMoveAbs
535 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,022)'}
536 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,022,APP_PositionMoveAbs)'}
537 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,022)'}
538 APP_PositionMoveAbs : DINT ;
539
540 // Parâmetro 20.023 - APP PositionMoveRel
541 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,023)'}
542 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,023,APP_PositionMoveRel)'}
543 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,023)'}
544 APP_PositionMoveRel : DINT ;
545
```

Global Variable List: GVL

```
546 // Parâmetro 20.031 - APP Acceleration Time
547 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,031)'}
548 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,031,APP_AccelerationTime)'}
549 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,031)'}
550 APP_AccelerationTime : DINT := 0 ;
551
552 // Parâmetro 20.032 - APP Deceleration Time
553 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,032)'}
554 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,032,APP_DecelerationTime)'}
555 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,032)'}
556 APP_DecelerationTime : DINT := 0 ;
557
558 // Parâmetro 20.033 - APP Constant Speed Time
559 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,033)'}
560 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,033,APP_ConstantSpeedTime)'}
561 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,033)'}
562 APP_ConstantSpeedTime : DINT := 0 ;
563
564 // Parâmetro 20.034 - APP Profile Total Time
565 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,034)'}
566 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,034,APP_ProfileTotalTime)'}
567 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,034)'}
568 APP_ProfileTotalTime : DINT := 0 ;
569
570 // Parâmetro 20.035 - APP Acceleration Counts
571 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,035)'}
572 {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,035,APP_AccelerationCounts)'}
573 {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,035)'}
574 APP_AccelerationCounts : DINT := 0 ;
575
576 // Parâmetro 20.036 - APP Deceleration Counts
577 {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,036)'}

```

Global Variable List: GVL

```
578     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,036,APP_DecelerationCounts)'}
579     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,036)'}
580     APP_DecelerationCounts : DINT := 0 ;
581
582     // Parâmetro 20.037 - APP Constant Speed Counts
583     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,037)'}
584     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,037,APP_ConstantSpeedCounts)'}
585     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,037)'}
586     APP_ConstantSpeedCounts : DINT := 0 ;
587
588     // Parâmetro 20.038 - APP Profile Max Speed
589     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,038)'}
590     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterDINT(00,20,038,APP_ProfileMaxSpeed)'}
591     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterDINT(00,20,038)'}
592     APP_ProfileMaxSpeed : DINT := 0 ;
593
594
595
596     // Parâmetro 19.031.00 - APP Output Ready
597     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,19,031,00)'}
598     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,19,031,00,APP_OutReady)'}
599     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,19,031,00)'}
600     APP_OutReady : BOOL := FALSE ;
601
602     // Parâmetro 19.032.00 - APP Output Home Made
603     {attribute 'get_access' := 'ReadUserParameterBIT(00,19,032,00)'}
604     {attribute 'set_access' := 'WriteUserParameterBIT(00,19,032,00,APP_OutHomeMade)'}
605     {attribute 'monitoring_instead' := 'ReadUserParameterBIT(00,19,032,00)'}
606     APP_OutHomeMade : BOOL := FALSE ;
607
608
609
```

Global Variable List: GVL

```
610     END_VAR
611
```

Anexo C. Parametrização do VEV Unidrive M700

Parameter Compare with Defaults

1. Project Details

Project Name	ISEL MestreEscravo V01_02
--------------	---------------------------

2. Drive Details

Drive Name	Master 102
Drive Type	Unidrive M700
Drive Mode	RFC-S
Drive Model	03400031
Drive Address	192.168.100.102
Voltage Rating	400V
Region	Standard

3. Differences for Unidrive M700

Parameter	Caption	Categories	Offline Value	Default Value
01.010	Bipolar Reference Enable		On	Off
02.002	Ramp Enable		Off	On
02.004	Ramp Mode		Fast	Standard
02.011	Acceleration Rate 1		0,000 s	0,200 s
02.021	Deceleration Rate 1		0,000 s	0,200 s
03.010	Speed Controller Proportional Gain Kp1		0,0500 s/rad	0,0100 s/rad
03.023	Hard Speed Reference Select		On	Off
03.025	Position Feedback Phase Angle		0,9 °	0,0 °
03.040	P1 Error Detection Level		0x00	0x01
03.123	P1 Thermistor Fault Detection		None	Temperature
04.012	Current Reference Filter 1 Time Constant		1,0 ms	0,0 ms
04.013	Current Controller Kp Gain		41	150
04.014	Current Controller Ki Gain		677	2000
05.007	Rated Current		2,600 A	3,100 A
05.017	Stator Resistance		4,413611 Ω	0,000000 Ω
05.024	Ld		11,451 mH	0,000 mH
05.028	Torque Linearisation Disable		Off	On
05.072	No-load Lq		13,784 mH	0,000 mH

Parameter Compare with Defaults

05.082	d Axis Current For Inductance Values With Current		-50 %	-100 %
07.010	Analog Input 1 Destination		0,000	1,036
07.014	Analog Input 2 Destination		0,000	1,037
08.021	Digital I/O 01 Source/Destination		19,031	10,003
08.022	Digital I/O 02 Source/Destination		0,000	10,033
08.023	Digital I/O 03 Source/Destination		0,000	6,030
08.024	Digital Input 04 Destination		0,000	6,032
08.025	Digital Input 05 Destination		0,000	1,041
08.026	Digital Input 06 Destination		0,000	6,031
09.055	Scope Trace 1 Source		3,058	0,000
09.056	Scope Trace 2 Source		25,058	0,000
09.060	Scope Trigger Source		18,031	0,000
09.067	Scope Sample Time		4	1
09.070	Scope Auto-save Mode		Keep	Disabled
11.044	User Security Status		All Menus	Menu 0
11.079	Drive Name Characters 1-4		Mast	
11.080	Drive Name Characters 5-8		er	
11.081	Drive Name Characters 9-12		102	
11.082	Drive Name Characters 13-16			
15.038	P1 Device Type		AB	AB Servo
15.040	P1 Error Detection Level		0x0	0x01
15.056	P1 Feedback Reverse		On	Off
16.038	P1 Device Type		AB	AB Servo
16.040	P1 Error Detection Level		0x0	0x01
16.085	Encoder Simulation Source		3,029	0,000
16.091	Encoder Simulation Incremental Mode Select		On	Off
18.011	Application Menu 1 Read-write Integer 11		540	0
18.012	Application Menu 1 Read-write Integer 12		540	0
18.013	Application Menu 1 Read-write Integer 13		460	0
18.014	Application Menu 1 Read-write Integer 14		1540	0
18.015	Application Menu 1 Read-write Integer 15		2699	0
18.017	Application Menu 1 Read-write Integer 17		464	0
18.018	Application Menu 1 Read-write Integer 18		1161	0
19.031	Application Menu 2 Read-write bit 31		On	Off
20.011	Application Menu 3 Read-write Integer 11		50	0
20.012	Application Menu 3 Read-write Integer 12		50	0
20.013	Application Menu 3 Read-write Integer 13		1500	0
20.014	Application Menu 3 Read-write Integer 14		3000	0

Parameter Compare with Defaults

20.015	Application Menu 3 Read-write Integer 15	50	0
20.016	Application Menu 3 Read-write Integer 16	300	0
20.017	Application Menu 3 Read-write Integer 17	3000	0
20.018	Application Menu 3 Read-write Integer 18	3000	0
20.023	Application Menu 3 Read-write Long Integer 23	655360	0
20.031	Application Menu 3 Read-write Long Integer 31	150	0
20.032	Application Menu 3 Read-write Long Integer 32	150	0
20.033	Application Menu 3 Read-write Long Integer 33	50	0
20.034	Application Menu 3 Read-write Long Integer 34	350	0
20.035	Application Menu 3 Read-write Long Integer 35	245760	0
20.036	Application Menu 3 Read-write Long Integer 36	245760	0
20.037	Application Menu 3 Read-write Long Integer 37	163840	0
20.038	Application Menu 3 Read-write Long Integer 38	3000	0
21.020	M2 Position Feedback Phase Angle	0,0 °	0,0 °
25.038	P2 Device type	AB	None
25.056	P2 Feedback Reverse	On	Off
26.038	P2 Device type	AB	None
26.040	P2 Error Detection Level	0x0	0x1
26.056	P2 Feedback Reverse	On	Off
31.001	AMC Select	On	Off
31.002	AMC Absolute Mode Enable	On	Off
31.012	AMC Rate Select	1ms	250us
32.001	AMC Master Source Select	User Position	P2 Drive
38.001	AMC Profile Acceleration	21,845 UU/ms ²	1,092 UU/ms ²
38.002	AMC Profile Deceleration	21,845 UU/ms ²	1,092 UU/ms ²
38.003	AMC Profile Maximum Speed	3276,80 UU/ms	1092,00 UU/ms
39.009	AMC Position Control Loop Speed Clamp	327,68 UU/ms	109,20 UU/ms
39.011	AMC Output Speed Clamp	3000,0 rpm	1000,0 rpm
40.003	AMC Home Maximum Speed	327,68 UU/ms	10,92 UU/ms
40.006	AMC Home Offset Maximum Speed	0,00 UU/ms	10,92 UU/ms
41.001	AMC Enable	On	Off

4. Differences for Slot 3: MCi200

Parameter	Caption	Categories	Offline Value	Default Value
3.01.014	Global runtime trip enable		On	Off
3.03.003	Timer Unit Timer Counter		0	0
3.03.004	Timer Unit Wrap Around Limit		65535	0

Parameter Compare with Defaults

3.06.001	Hard-Speed Reference High Resolution	0,000 rpm	0,000 rpm
3.70.011	Parameter P 11	200	0
3.70.012	Parameter P 12	200	0
3.70.013	Parameter P 13	1000	0
3.70.014	Parameter P 14	2700	0
3.70.015	Parameter P 15	50	0
3.70.016	Parameter P 16	300	0
3.70.017	Parameter P 17	3000	0
3.70.018	Parameter P 18	3000	0

5. Differences for Slot 4: Ethernet

Parameter	Caption	Categories	Offline Value	Default Value
4.02.005	DHCP Enable		Off	On
4.02.006	IP Address		192.168.100.102	192.168.1.100
4.02.008	Default Gateway		0.0.0.0	192.168.1.254
4.02.025	Gateway Mode		Gateway	Switch
4.02.030	VLAN Enable		On	Off
4.10.010	Tx1 Link Profile		Sync	Std
4.10.011	Tx1 Link Number		1	0
4.10.012	Tx1 Source Parameter		0.03.058	0.00.000
4.10.013	Tx1 Parameter Count		1	0
4.10.015	Tx1 Destination Address		192.168.100.103	0.0.0.0
4.10.016	Tx1 Message Rate		1 ms	0 ms
4.10.040	Rx1 Link Profile		Sync	Std
4.10.041	Rx1 Link Number		2	0
4.10.042	Rx1 Destination Parameter		0.32.009	0.00.000
4.10.043	Rx1 Parameter Count		1	0
4.11.030	Easy Mode Maximum Network Delay		1 ms	3 ms

Parameter Compare with Defaults

1. Project Details

Project Name	ISEL MestreEscravo V01_02
--------------	---------------------------

2. Drive Details

Drive Name	Slave 103
Drive Type	Unidrive M700
Drive Mode	RFC-S
Drive Model	03400031
Drive Address	192.168.100.103
Voltage Rating	400V
Region	Standard

3. Differences for Unidrive M700

Parameter	Caption	Categories	Offline Value	Default Value
01.010	Bipolar Reference Enable		On	Off
02.002	Ramp Enable		Off	On
02.004	Ramp Mode		Fast	Standard
02.011	Acceleration Rate 1		0,000 s	0,200 s
02.021	Deceleration Rate 1		0,000 s	0,200 s
03.010	Speed Controller Proportional Gain Kp1		0,0500 s/rad	0,0100 s/rad
03.018	Motor And Load Inertia		0,00019 kgm ²	0,00000 kgm ²
03.023	Hard Speed Reference Select		On	Off
03.025	Position Feedback Phase Angle		0,2 °	0,0 °
03.040	P1 Error Detection Level		0x00	0x01
03.123	P1 Thermistor Fault Detection		None	Temperature
04.012	Current Reference Filter 1 Time Constant		1,0 ms	0,0 ms
04.013	Current Controller Kp Gain		41	150
04.014	Current Controller Ki Gain		677	2000
05.007	Rated Current		2,600 A	3,100 A
05.017	Stator Resistance		4,297771 Ω	0,000000 Ω
05.024	Ld		10,815 mH	0,000 mH
05.028	Torque Linearisation Disable		Off	On

Parameter Compare with Defaults

05.072	No-load Lq		13,571 mH	0,000 mH
07.010	Analog Input 1 Destination		0,000	1,036
07.014	Analog Input 2 Destination		0,000	1,037
08.021	Digital I/O 01 Source/Destination		19,031	10,003
08.022	Digital I/O 02 Source/Destination		0,000	10,033
08.023	Digital I/O 03 Source/Destination		0,000	6,030
08.024	Digital Input 04 Destination		0,000	6,032
08.025	Digital Input 05 Destination		0,000	1,041
08.026	Digital Input 06 Destination		0,000	6,031
09.055	Scope Trace 1 Source		39,008	0,000
09.060	Scope Trigger Source		18,031	0,000
09.067	Scope Sample Time		4	1
09.070	Scope Auto-save Mode		Keep	Disabled
11.044	User Security Status		All Menus	Menu 0
11.079	Drive Name Characters 1-4		Slav	
11.080	Drive Name Characters 5-8		e	
11.081	Drive Name Characters 9-12		103	
11.082	Drive Name Characters 13-16			
16.038	P1 Device Type		AB	AB Servo
16.040	P1 Error Detection Level		0x0	0x01
16.085	Encoder Simulation Source		3,029	0,000
16.091	Encoder Simulation Incremental Mode Select		On	Off
20.001	Application Menu 3 Read-write Integer 1		64	0
20.011	Application Menu 3 Read-write Integer 11		10	0
20.012	Application Menu 3 Read-write Integer 12		10	0
20.013	Application Menu 3 Read-write Integer 13		1500	0
20.014	Application Menu 3 Read-write Integer 14		3000	0
20.015	Application Menu 3 Read-write Integer 15		50	0
20.016	Application Menu 3 Read-write Integer 16		300	0
20.017	Application Menu 3 Read-write Integer 17		3000	0
20.018	Application Menu 3 Read-write Integer 18		3000	0
20.023	Application Menu 3 Read-write Long Integer 23		655360	0
20.031	Application Menu 3 Read-write Long Integer 31		30	0
20.032	Application Menu 3 Read-write Long Integer 32		30	0
20.033	Application Menu 3 Read-write Long Integer 33		170	0
20.034	Application Menu 3 Read-write Long Integer 34		230	0
20.035	Application Menu 3 Read-write Long Integer 35		49152	0
20.036	Application Menu 3 Read-write Long Integer 36		49152	0

Parameter Compare with Defaults

20.037	Application Menu 3 Read-write Long Integer 37	557056	0
20.038	Application Menu 3 Read-write Long Integer 38	3000	0
21.020	M2 Position Feedback Phase Angle	0,0 °	0,0 °
31.001	AMC Select	On	Off
31.002	AMC Absolute Mode Enable	On	Off
31.012	AMC Rate Select	1ms	250us
32.001	AMC Master Source Select	User Position	P2 Drive
34.007	AMC Reference Select	EGB	Stop
34.009	AMC Reference Select Trigger	EGB	Stop
37.001	AMC EGB Enable Rigid Lock	On	Off
38.001	AMC Profile Acceleration	109,226 UU/ms ²	1,092 UU/ms ²
38.002	AMC Profile Deceleration	109,226 UU/ms ²	1,092 UU/ms ²
38.003	AMC Profile Maximum Speed	3276,80 UU/ms	1092,00 UU/ms
39.009	AMC Position Control Loop Speed Clamp	327,68 UU/ms	109,20 UU/ms
39.011	AMC Output Speed Clamp	3000,0 rpm	1000,0 rpm
40.003	AMC Home Maximum Speed	327,68 UU/ms	10,92 UU/ms
40.006	AMC Home Offset Maximum Speed	0,00 UU/ms	10,92 UU/ms
41.001	AMC Enable	On	Off

4. Differences for Slot 3: MCI200

Parameter	Caption	Categories	Offline Value	Default Value
3.01.014	Global runtime trip enable		On	Off
3.03.003	Timer Unit Timer Counter		0	0
3.03.004	Timer Unit Wrap Around Limit		65535	0
3.06.001	Hard-Speed Reference High Resolution		0,000 rpm	0,000 rpm

5. Differences for Slot 4: Ethernet

Parameter	Caption	Categories	Offline Value	Default Value
4.02.005	DHCP Enable		Off	On
4.02.006	IP Address		192.168.100.103	192.168.1.100
4.02.008	Default Gateway		0.0.0.0	192.168.1.254
4.02.030	VLAN Enable		On	Off
4.10.010	Tx1 Link Profile		Sync	Std
4.10.011	Tx1 Link Number		2	0
4.10.012	Tx1 Source Parameter		0.03.058	0.00.000
4.10.013	Tx1 Parameter Count		1	0

Parameter Compare with Defaults

4.10.015	Tx1 Destination Address	192.168.100.102	0.0.0.0
4.10.016	Tx1 Message Rate	1 ms	0 ms
4.10.040	Rx1 Link Profile	Sync	Std
4.10.041	Rx1 Link Number	1	0
4.10.042	Rx1 Destination Parameter	0.32.009	0.00.000
4.10.043	Rx1 Parameter Count	1	0
4.11.001	Preferred Sync Master	0	1
4.11.030	Easy Mode Maximum Network Delay	1 ms	3 ms

Anexo D. Esquemas eléctricos



INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica Energia e Automação

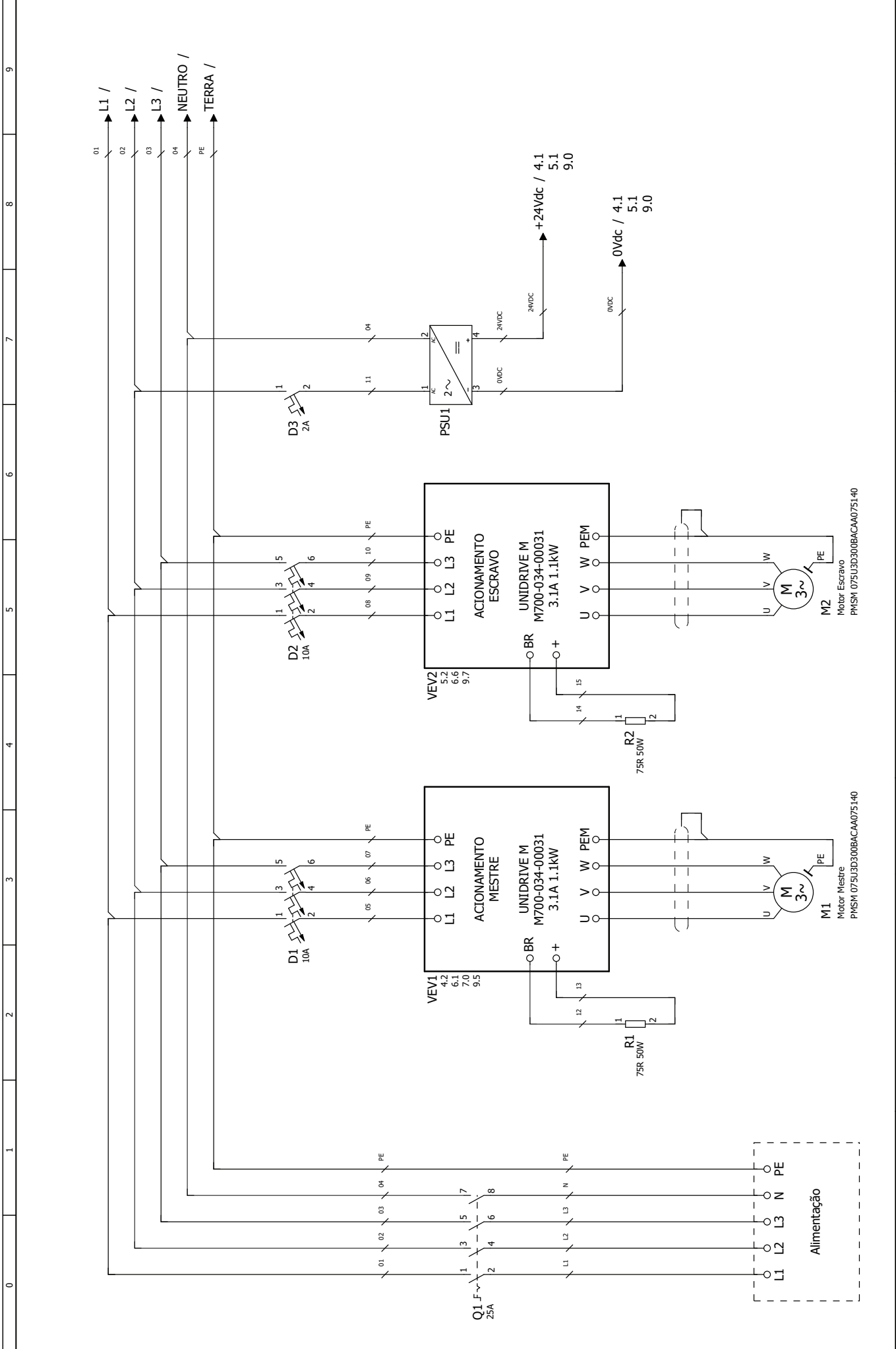
Desenvolvimento de solução de controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo mestre-escravo

JOSÉ FERNANDO MATEUS MANUEL
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica – Automação e Eletrónica Industrial

Setembro 2019

Criado por . José Fernando	Alterado por . José Fernando	Descrição da página . Frontispício	Página número . 1
Data de criação . 21-09-2019	Data de alteração . 21-09-2019	Nome da página . 1	Total de páginas . 10
Hora de criação . 00:48:55	Revisão .	Nome do ficheiro do projecto .	Página anterior .
	Verificado por .		Página seguinte . 2



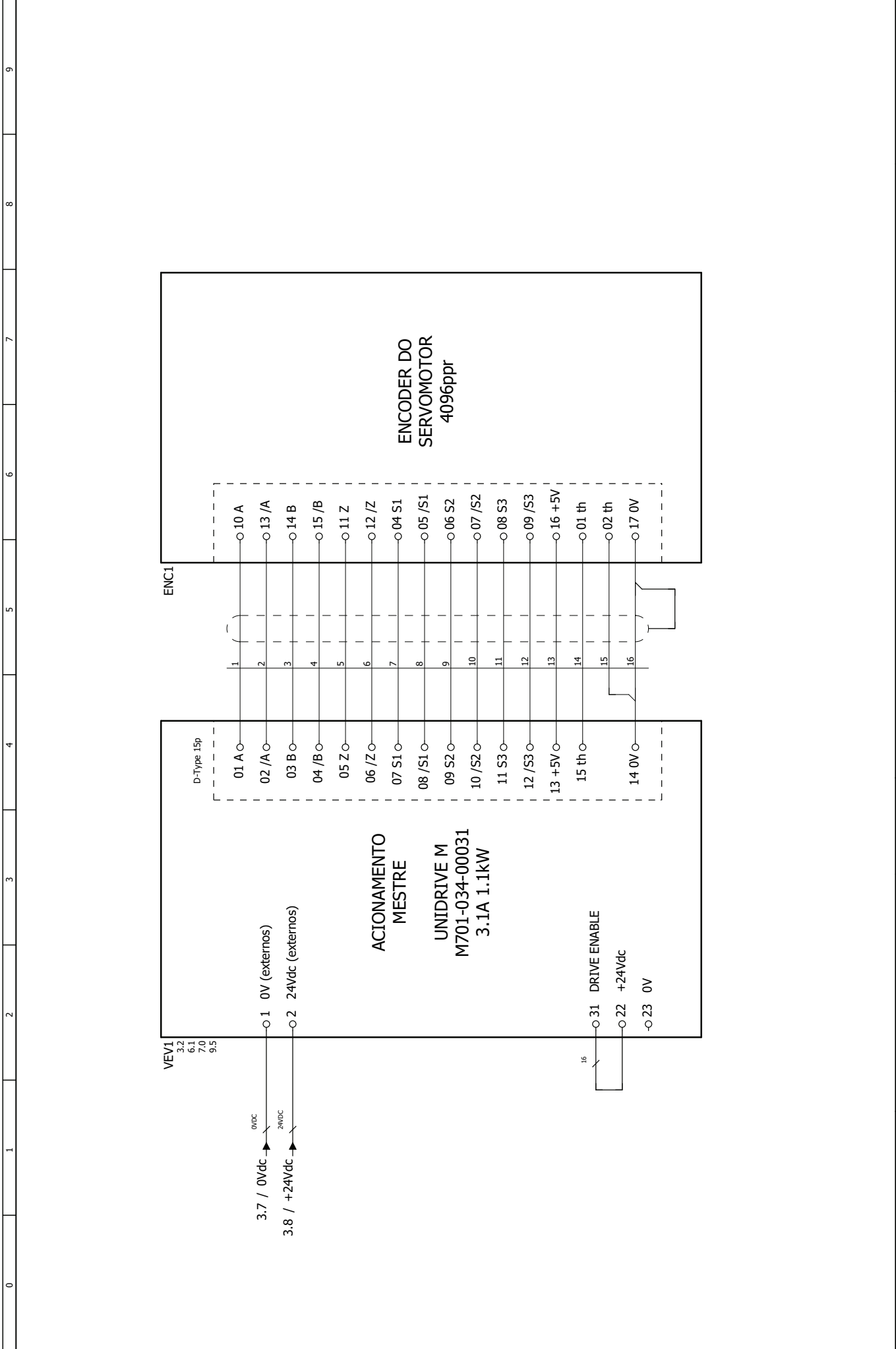
Criado por .	Alterado por .	Descrição da página .	Página número .
José Fernando	José Fernando	Potência	3
Data de criação .	Data de alteração .	Nome da página	Total de páginas .
19-09-2019	20-09-2019	3	10
Hora de criação .	Revisão .	Nome do ficheiro do projecto .	Página anterior .
00:17:32			2
	Verificado por .		Página seguinte .
			4



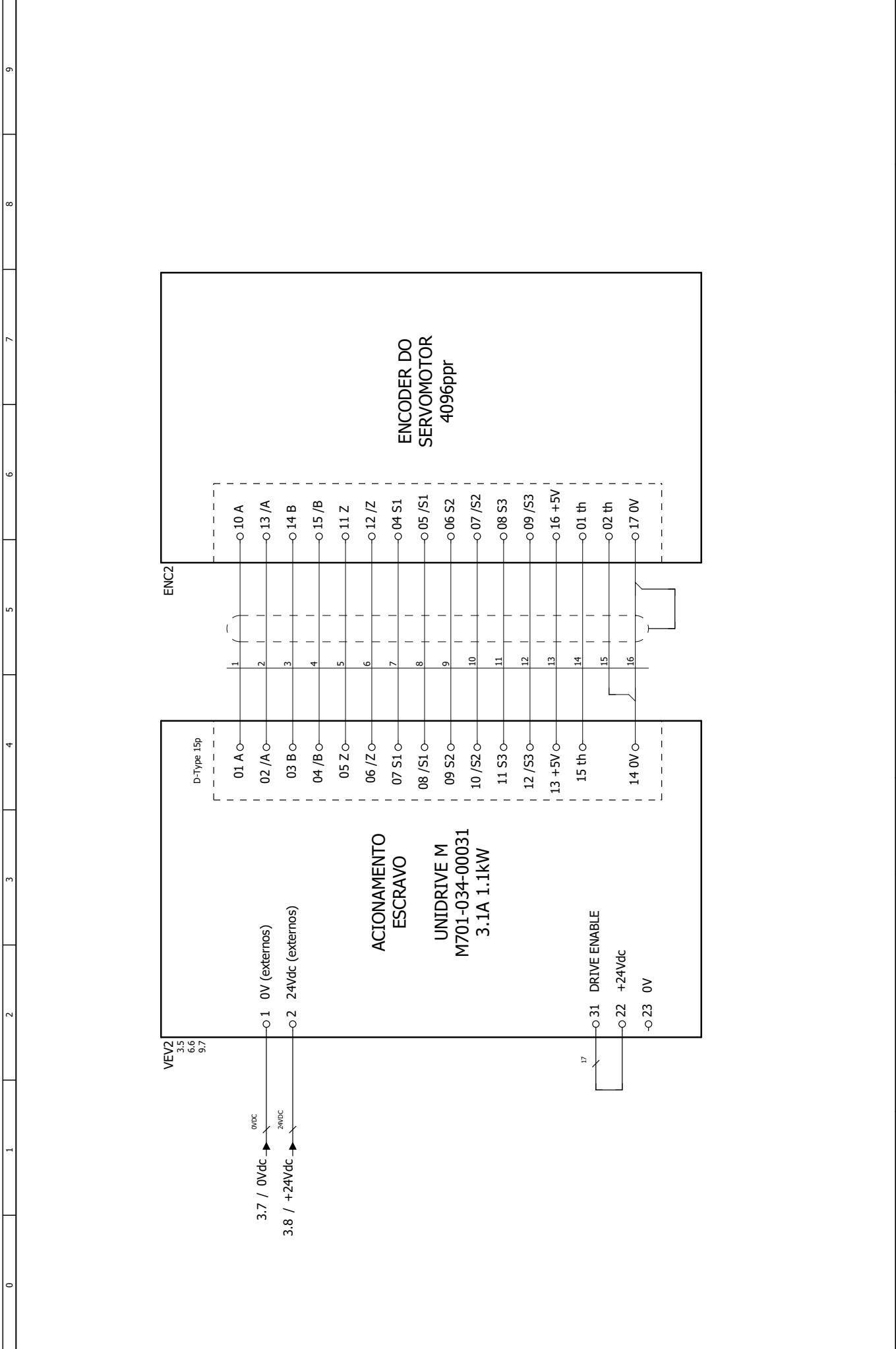
Desenvolvimento de solução de controlo em cadeia fechada de dois accionamentos em modo mestre-escravo

Motor Mestre
PMSM 075U3D300BACAA075140

Motor Escravo
PMSM 075U3D300BACAA075140



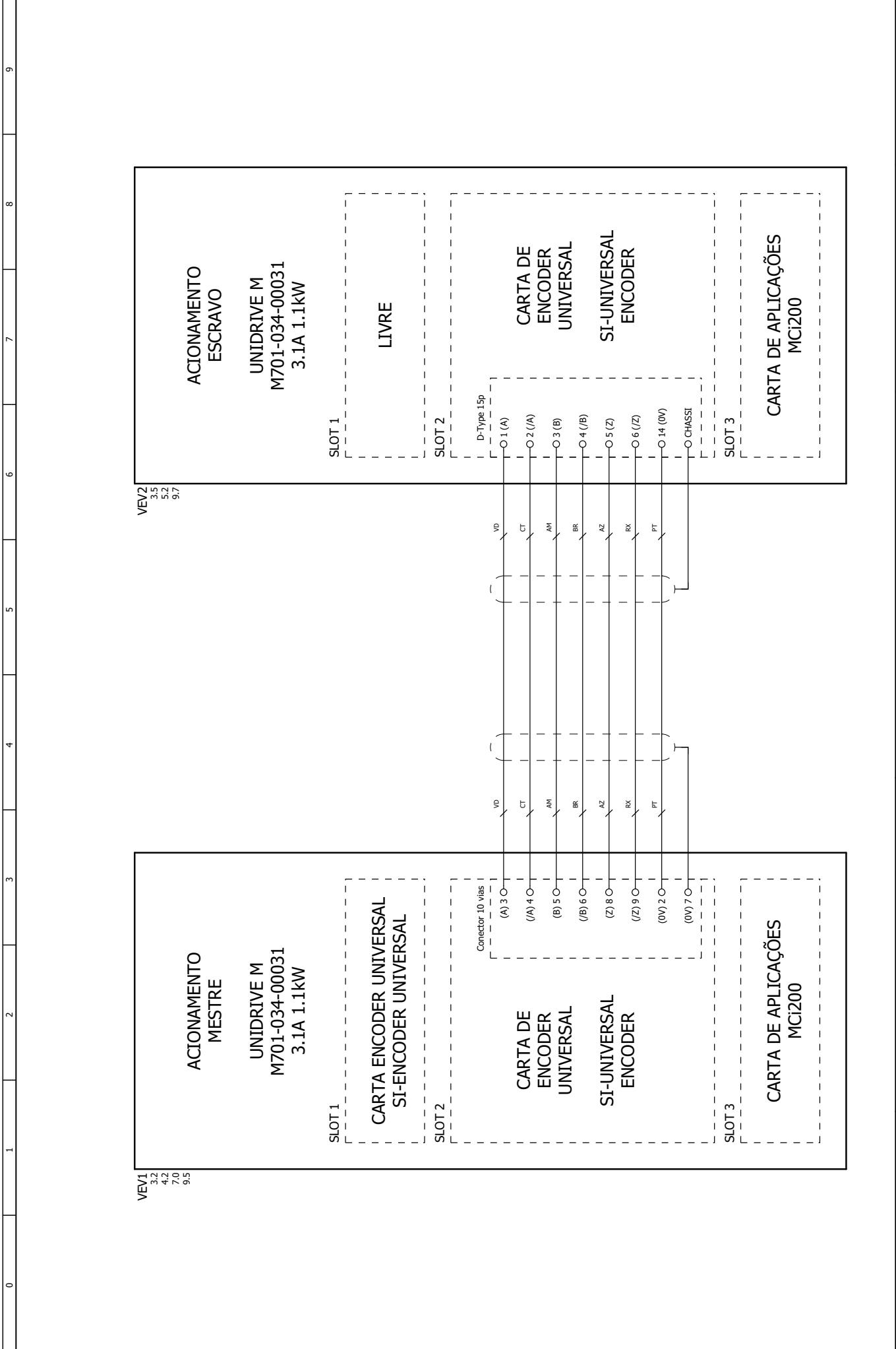
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
<p>VEV1</p> <p>3.2</p> <p>6.1</p> <p>7.0</p> <p>9.5</p> <p>0Vdc</p> <p>24Vdc</p> <p>3.7 / 0Vdc</p> <p>3.8 / +24Vdc</p> <p>01 0V (externos)</p> <p>02 24Vdc (externos)</p> <p>ACIONAMENTO MESTRE</p> <p>UNIDRIVE M</p> <p>M701-034-00031</p> <p>3.1A 1.1kW</p> <p>DRIVE ENABLE</p> <p>031</p> <p>022 +24Vdc</p> <p>023 0V</p> <p>D-Type 15p</p> <p>01 A</p> <p>02 /A</p> <p>03 B</p> <p>04 /B</p> <p>05 Z</p> <p>06 /Z</p> <p>07 S1</p> <p>08 /S1</p> <p>09 S2</p> <p>10 /S2</p> <p>11 S3</p> <p>12 /S3</p> <p>13 +5V</p> <p>15 th</p> <p>14 0V</p> <p>ENC1</p> <p>10 A</p> <p>13 /A</p> <p>14 B</p> <p>15 /B</p> <p>11 Z</p> <p>12 /Z</p> <p>04 S1</p> <p>05 /S1</p> <p>06 S2</p> <p>07 /S2</p> <p>08 S3</p> <p>09 /S3</p> <p>16 +5V</p> <p>01 th</p> <p>02 th</p> <p>17 0V</p> <p>ENCODER DO SERVOMOTOR 4096ppr</p>									
<p>Alterado por . José Ferrnando</p> <p>Data de criação . 19-09-2019</p> <p>Revisão . 00:17:32</p> <p>Verificado por .</p>									
<p>Desenvolvimento de solução de controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo mestre-escravo</p>									
<p>Descrição da página . VEV mestre</p> <p>Nome da página . 4</p>									
<p>Página número . 4</p> <p>Total de páginas . 10</p> <p>Página anterior . 3</p> <p>Página seguinte . 5</p>									



Criado por .	Alterado por .	Descrição da página .	Página número .
José Fernando	José Fernando	VEV escravo	5
Data de criação .	Data de alteração .	Nome da página	Total de páginas .
19-09-2019	20-09-2019	5	10
Hora de criação .	Revisão .	Nome do ficheiro do projecto .	Página anterior .
00:17:32			4
Verificado por .			Página seguinte .
			6



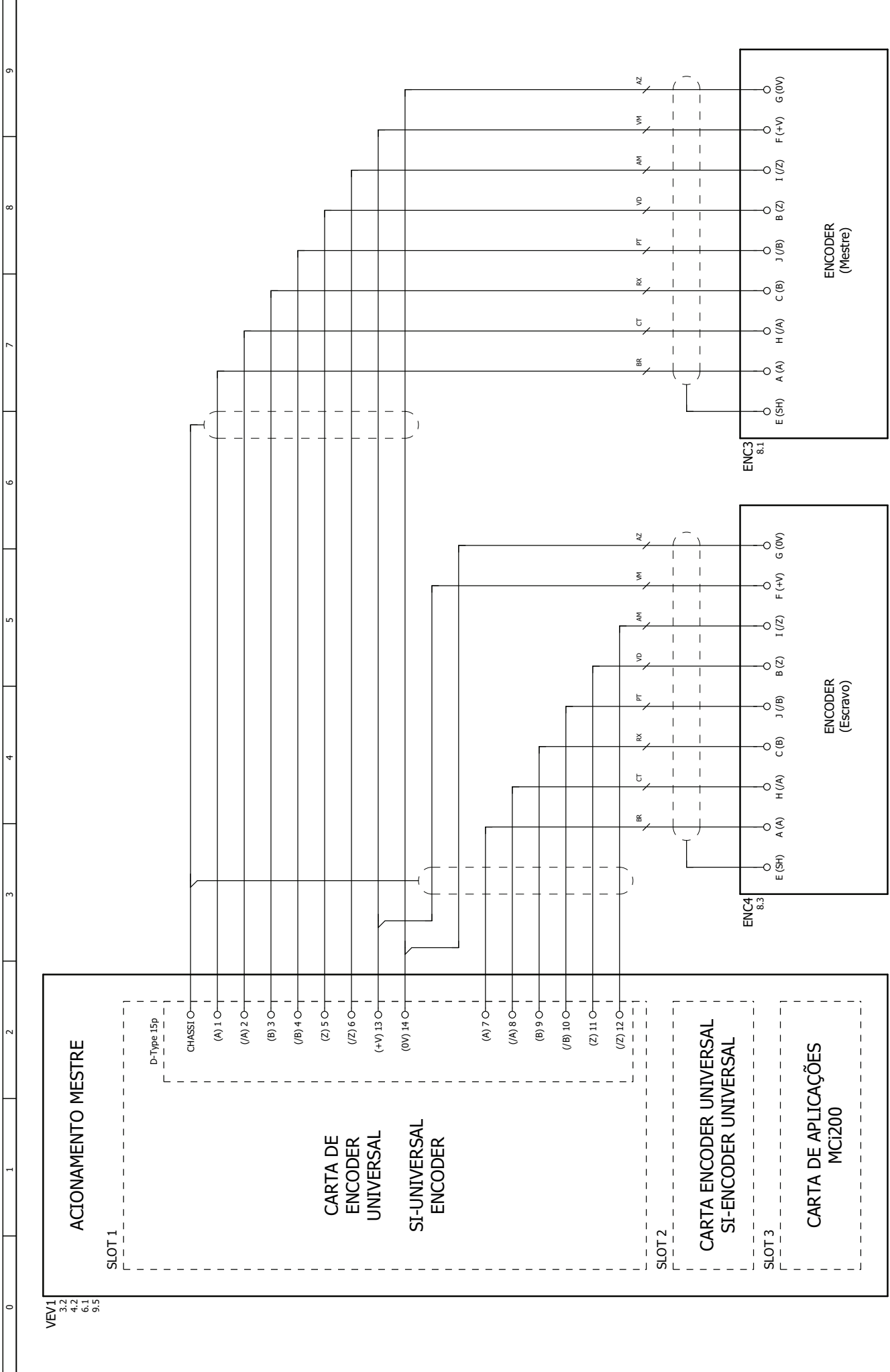
Desenvolvimento de solução de controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo mestre-escravo



Criado por .	Alterado por .	Descrição da página .	Página número .
Jose Ferrnando	Jose Ferrnando	Referência por sinais em quadratura	6
Data de criação . 19-09-2019	Data de alteração . 20-09-2019	Nome da página	Nome do ficheiro do projecto .
00:17:32	Revisão .	6	5
Verificado por .	Verificado por .	6	7
			Total de páginas . 10
			Página anterior . 10
			Página seguinte . 7

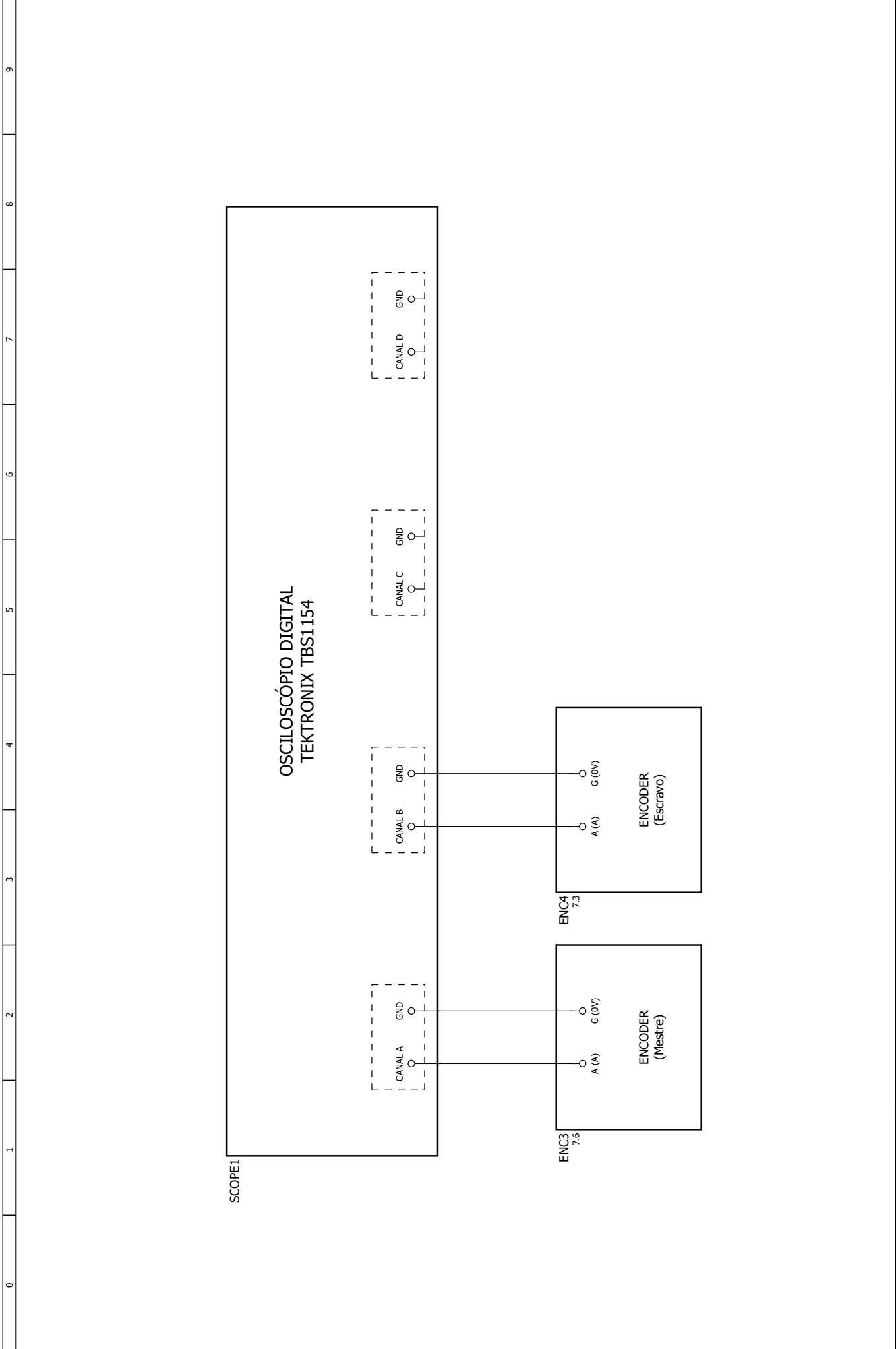


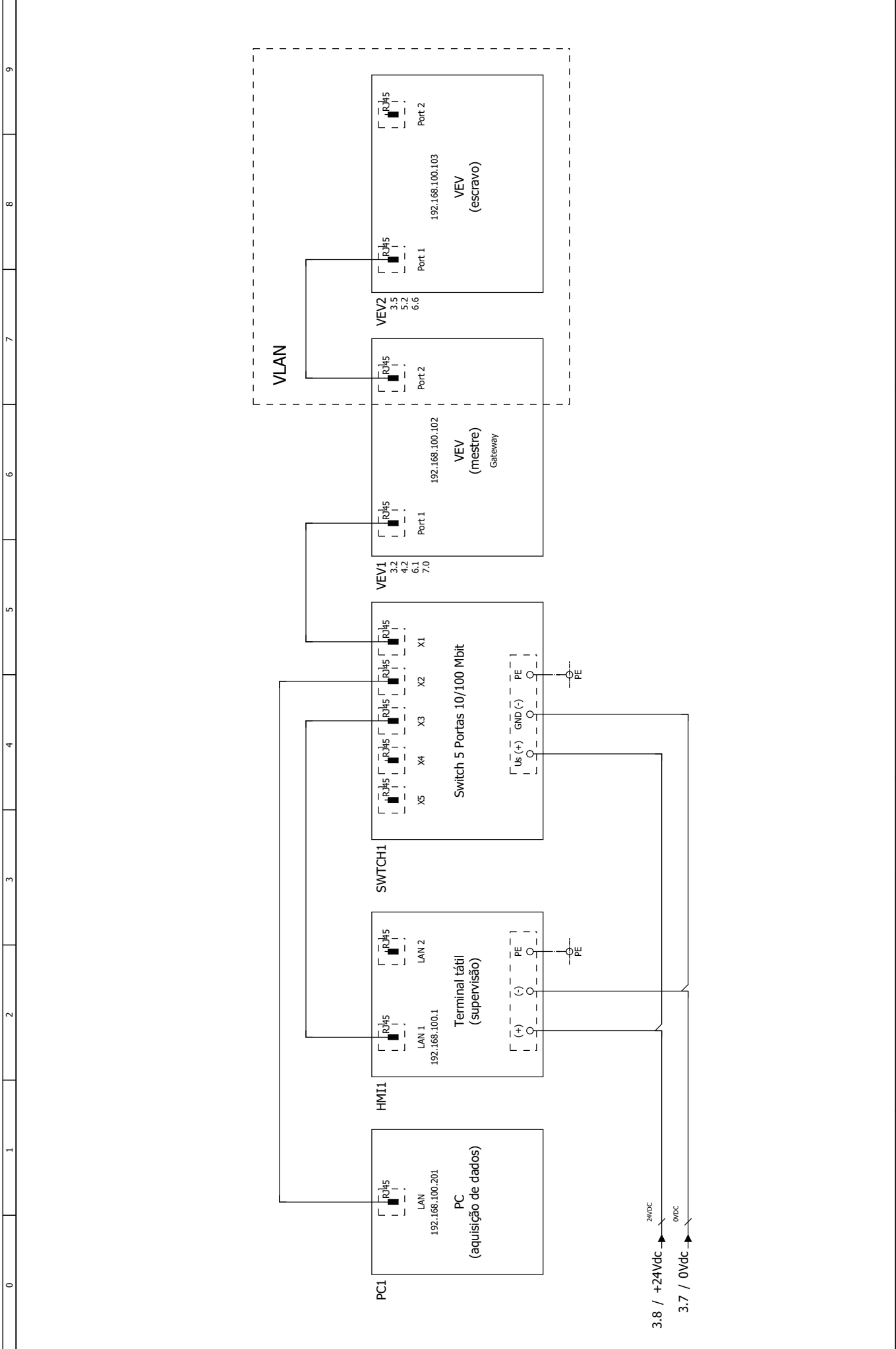
Desenvolvimento de solução de controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo mestre-escravo



VEV1
3,2
4,2
6,1
9,5







Criado por .	José Fernando	Alterado por .	José Fernando	Descrição da página .	Topologia de rede	Página número .	9
Data de criação .	19-09-2019	Data de alteração .	20-09-2019	Nome da página	Nome do ficheiro do projecto .	Total de páginas .	10
Hora de criação .	00:17:32	Revisão .				Página anterior .	8
		Verificado por .				Página seguinte .	10



Desenvolvimento de solução de controlo em cadeia fechada de dois acionamentos em modo mestre-escravo

