



Universidade do Minho

Jorge Miguel Gomes da Silva

**Implementação do Conversor de
Eletrónica de Potência para um Sistema de
Tração Baseado no Controlo DTC de um
Motor AFPMSM para Aplicação de
Mobilidade Elétrica**

Dissertação submetida na Universidade do Minho
para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de
Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Professor Doutor João Luiz Afonso

Julho de 2017

DECLARAÇÃO

Jorge Miguel Gomes da Silva

Endereço eletrónico: a63213@alunos.uminho.pt Telefone: 967398544

Número do Bilhete de Identidade: 14217006

Título da Dissertação:

Implementação do Conversor de Eletrónica de Potência para um Sistema de Tração Baseado no Controlo DTC de um Motor AFPMSM para Aplicação de Mobilidade Elétrica

Orientador:

Doutor João Luiz Afonso

Ano de conclusão: 2017

Dissertação submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de Computadores

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

“O homem converte-se aos poucos naquilo que acredita poder vir a ser.”

Mohandas Gandhi

Agradecimentos

A realização deste trabalho de dissertação aqui apresentado não teria sido possível sem o apoio e a contribuição de várias pessoas, às quais quero transmitir os meus mais sinceros agradecimentos.

Ao Professor Doutor João Luiz Afonso por me ter aceitado como aluno de dissertação e por me orientar, pela sua preocupação, dedicação e colaboração ao longo destes meses e, não menos importante pelas palavras de motivação e de confiança quando as situações estavam mais difíceis.

Um agradecimento aos docentes e alunos de doutoramento do laboratório do GEPE pelo acolhimento, partilha de conhecimento e conselhos.

Dentro deste grupo de trabalho, um agradecimento especial ao aluno de doutoramento Delfim Pedrosa por me ter ajudado na escolha das melhores opções a tomar no que toca as várias partes do projeto, bem como informações que necessitava.

Um obrigado a todos os meus amigos, em especial aos que partilharam comigo, o laboratório do GEPE no decorrer do trabalho de dissertação, pela disponibilidade para dar resposta aos meus pedidos de ajuda, que foram bastantes, pelo seu interesse no avançar do trabalho e pelo clima de camaradagem e entreajuda que foi possível criar.

Um agradecimento aos meus pais pela confiança que depositaram em mim, pela sua luta diária, para que não sentisse qualquer necessidade.

Resumo

A indústria e a comunidade científica têm vindo a estudar variantes das técnicas de controlo vetorial de motores elétricos, de forma a terem respostas satisfatórias a nível do desempenho global do sistema.

Esta dissertação de Mestrado pretende expor de forma elucidativa a implementação da técnica de controlo direto do binário (DTC - *Direct Torque Control*), para aplicação em veículos elétricos (EV), como técnica alternativa ao controlo por orientação de campo (FOC - *Field Oriented Control*).

Neste trabalho foi realizada previamente a modelação e simulação do sistema desenvolvido recorrendo à ferramenta de simulação de eletrónica de potência *PSIM*, fazendo a aproximação possível à realidade, com a introdução dos parâmetros do motor elétrico utilizado, bem como dos algoritmos que sustentam a técnica de controlo.

De forma a implementar o controlo do motor recorreu-se a um DSP (*Digital Signal Processor*), nomeadamente o *TMS320F28335* da *Texas Instruments*, explorando as capacidades oferecidas por esta plataforma, e utilizando o ambiente de programação *Code Composer Studio*.

A junção do conversor CC-CA (Corrente Contínua-Corrente Alternada) de semicondutores IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) com as restantes partes, tais como *drive*, condicionamento de sinal e deteção de erros é feita através de uma PCB (*Printed Circuit Board*) desenhada com recurso ao programa *PADS*.

No que toca à implementação experimental em bancada de ensaios foi usado um motor síncrono de ímanes permanentes de fluxo axial (*Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor* – AFPMSM) com uma potência de 1,8 kW. Esta topologia de motores é uma mais-valia para este trabalho, por se tratar de uma topologia em desenvolvimento e em expansão de utilização nos últimos anos.

Palavras-Chave: Controlo Direto do Binário (DTC), Veículo Elétrico (EV), Motor Síncrono de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (AFPMSM).

Abstract

The industry and the scientific community have been studying variants of electric motor vector control techniques, in order to have satisfactory responses to the overall performance of the system.

This Master's thesis intends to explain the implementation of the DTC control technique for application in electric vehicles (EV), as an alternative technique to the Field Oriented Control (FOC).

In this work, the modeling and simulation of the developed system was performed using the power electronic simulation tool *PSIM*, making possible the approximation to reality, with the introduction of the electric motor parameters, as well as the algorithms that support the control technique.

In order to implement the control of the motor a digital signal processor (DSP) was used, namely the *TMS320F28335* of *Texas Instruments*, exploring the capabilities offered by this platform, and using the programming environment *Code Composer Studio*.

The connection of the IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) DC-AC (Direct Current-Alternating Current) converter with the remaining parts, namely drive, signal conditioning and error detection is performed on a Printed Circuit Board (PCB) using the *PADS* program.

An axial flux permanent magnet synchronous motor (AFPMSM) with a rated power of 1.8 kW was used for the experimental implementation on a test workbench. This topology of electric motor is an added value for this work, because it has been a topology under development and expansion of use in the last years.

Keywords: Direct Torque Control (DTC), Electric Vehicle (EV), Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor (AFPMSM).

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xix
Lista de Siglas e Acrónimos	xxi
Nomenclatura	xxv
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1. Mobilidade Elétrica.....	1
1.2. Conversão em Veículos Elétricos	5
1.3. Breve História dos Veículos Elétricos	6
1.4. Enquadramento	10
1.5. Motivações.....	12
1.6. Objetivos e Contribuições	13
1.7. Organização e Estrutura da Dissertação.....	14
CAPÍTULO 2 Vista Geral sobre Sistemas de Tração Elétrica	15
2.1. Introdução	15
2.2. Conversão de Veículos de Combustão Interna em Veículos Elétricos por Universidades e Empresas.....	16
2.3. Motores Síncronos de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	20
2.3.1. Máquinas de Ímanes Permanentes de Corrente Contínua e Alternada.....	21
2.3.2. Máquinas de Fluxo Radial e de Fluxo Axial	22
2.4. Topologias de Conversores de Potência para Acionamento de Motores Síncronos de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	27
2.4.1. Inversor do Tipo Fonte de Tensão	27
2.4.2. Inversor do Tipo Fonte de Corrente.....	30
2.5. Técnicas de Modulação por Largura de Pulso	31
2.5.1. Modulação por Largura de Pulso Sinusoidal	33
2.5.2. Modulação por Vetores Espaciais.....	37
2.6. Técnicas de Controlo para Motores Síncronos de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	43
2.6.1. Controlo por Orientação de Campo	43
2.6.2. Controlo Direto do Binário Clássico	50
2.6.3. Controlo Direto do Binário SVM	55
2.7. Sensores de Posição	57
2.7.1. Sensores Óticos	58
2.7.2. Sensores Óticos Absolutos	58
2.7.3. Sensores Óticos Incrementais	59
2.7.4. Sensor <i>Resolver</i>	60
2.7.5. Sensor Magnético	61
CAPÍTULO 3 Descrição das Simulações Computacionais	63
3.1. Introdução	63
3.2. Simulação das Transformadas de Coordenadas	63
3.2.1. Transformada de Clarke	63
3.2.2. Transformada Inversa de Park.....	65
3.3. Simulação da Modulação por Vetores Espaciais	66
3.4. Resultados das Simulações da Técnica de Controlo Direto do Binário	68
3.5. Conclusões	77
CAPÍTULO 4 Descrição do Hardware do Conversor de Eletrónica de Potência para o Sistema de Tração	79
4.1. Introdução	79
4.1. Dispositivos de Processamento de Sinal	79
4.2. Sensor de Corrente	82
4.3. Sensor de Tensão	83

4.4.	Circuito de Condicionamento de Sinal.....	84
4.5.	Circuitos de Controlo de Erros.....	86
4.6.	Fonte de Alimentação	88
4.7.	Motor AFPMSM	88
4.8.	Módulo de <i>Driver</i>	89
4.9.	Circuito de Acionamento do Conversor	90
4.10.	Semicondutores de Potência.....	91
4.10.1.	Dispositivo <i>Semix151GD12E4S</i>	91
4.10.2.	Dispositivo <i>SKM100GB125DN</i>	92
4.11.	Condensadores do Barramento CC	93
4.12.	Conversor CC-CA de <i>SKM100GB125DN</i>	95
4.13.	Conversor Digital-Analógico	96
4.14.	Conclusões	97
CAPÍTULO 5 Resultados Experimentais		99
5.1.	Introdução	99
5.2.	Resultados dos Blocos C das Sub-Rotinas	99
5.2.1.	Transformada de Clarke.....	99
5.2.2.	Validação da Conversão do Ângulo Mecânico em Ângulo Elétrico	100
5.2.3.	Transformada Inversa de Park	101
5.2.4.	Validação da Modulação por Vetores Espaciais	102
5.2.5.	Validação da Técnica de Controlo	103
5.3.	Conclusões	111
CAPÍTULO 6 Conclusão.....		113
6.1.	Conclusões	113
6.2.	Sugestões para Trabalho Futuro	115
Referências.....		117

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Divisão do parque automóvel por tipo de combustível: (a) Europeu; (b) Português.	2
Figura 1.2 - Evolução das emissões de poluentes atmosféricos decorrentes dos transportes [2].	3
Figura 1.3- Taxa média de crescimento das diferentes formas de produção de energia [3].	3
Figura 1.4-Evolução da média de idades do parque automóvel europeu [4].	5
Figura 1.5 - Divisão por intervalos de idade da frota automóvel de Portugal, dados de 2012 [4].	5
Figura 1.6 - Bateria de ácido-chumbo desenvolvida por Gaston Planté [7].	7
Figura 1.7 - Veículo <i>La Jamais Contente</i> de Camille Jenatzy [5].	7
Figura 1.8 - Veículo de combustão interna desenvolvido por Henry Ford - <i>Modelo T</i> [8].	8
Figura 1.9 - Veículo elétrico tripulado da missão <i>Apollo 15</i> [9].	8
Figura 1.10 - Veículo elétrico criado em 1996 pela <i>General Motors - EV1</i> [10].	9
Figura 1.11 - Veículo elétrico desenvolvido pela <i>Tesla Motors: Tesla Roadster</i> [11].	9
Figura 1.12 – O veículo elétrico da <i>Nissan: Leaf</i> [12].	10
Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um sistema genérico de tração elétrica.	16
Figura 2.2 – Detalhe do <i>Opel Kadett</i> de 1978 convertido em VE pela Universidade de Zagreb [8].	16
Figura 2.3 – <i>Land Rover Defender</i> convertido em VE pela <i>Freedom Won</i> com equipamento <i>WEG</i> [19].	17
Figura 2.4 – <i>Fiat 500</i> convertido pela empresa sul-africana <i>Freedom Won</i> [20].	17
Figura 2.5 – <i>Honda Civic</i> convertido em VE pelo laboratório <i>CREATE Lab</i> do Instituto de Robótica da Universidade de Carnegie [21].	18
Figura 2.6 – <i>Porsche 914</i> convertido em VE no MIT - <i>Massachusetts Institute of Technology</i> [22].	19
Figura 2.7 – <i>VW Lupo</i> convertido em VE pela Universidade Tecnológica de Eindhoven [23].	19
Figura 2.8 – Formas de onda da corrente do estator e da força contra eletromotriz das máquinas elétricas BLAC e BLDC (editado de [26]).	21
Figura 2.9 – Diagrama simplificado das várias topologias de motores de ímãs permanentes de fluxo axial.	23
Figura 2.10 - Motor <i>single-sided</i> : (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo <i>slotless</i> ; (c) Esquema do tipo <i>slotted</i> [27] [30].	24
Figura 2.11 - Máquina <i>double-sided</i> da topologia TORUS do tipo <i>NN</i> : (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo <i>slotless</i> [27] [30].	24
Figura 2.12 - Máquina <i>double-sided</i> da topologia TORUS do tipo <i>NS</i> : (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo <i>slotted</i> [27] [30].	25
Figura 2.13 - Máquina <i>double-sided</i> da topologia TORUS: (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo <i>coreless</i> [27] [30].	25
Figura 2.14 - Máquinas <i>double-sided</i> da tipologia AFIR: (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo <i>slotless</i> [27] [30].	26
Figura 2.15 - Máquinas <i>double-sided</i> da tipologia AFIR: (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo <i>slotted</i> [27] [30].	26
Figura 2.16 - Máquina <i>multi-stage</i> com estator <i>slotted</i> : (a) Constituição do motor; (b) Esquemático do tipo <i>NS</i> ; (c) Esquemático do tipo <i>NN</i> [27] [30].	26
Figura 2.17 – Esquema elétrico de um inversor trifásico do tipo fonte de tensão.	28
Figura 2.18 – Mapa de vetores para um inversor fonte de tensão de dois níveis.	29

Figura 2.19 – Esquema elétrico de um inversor do tipo fonte de corrente trifásico.	30
Figura 2.20 – Mapa de vetores de um inversor fonte de corrente de dois níveis.	31
Figura 2.21 - Inversor do tipo fonte de tensão monofásico.	32
Figura 2.22 - Forma de sintetização na modulação bipolar, os sinais de comutação dos semicondutores e a forma de onda resultante.	34
Figura 2.23 - Forma de sintetização na modulação unipolar, os sinais de comutação dos semicondutores e forma de onda resultante.	35
Figura 2.24 - Inversor multinível monofásico composto por inversores monofásicos em cascata.	36
Figura 2.25 – Forma de sintetização na modulação de um inversor multinível monofásico em cascata, sinais de comando e forma de onda resultante.	37
Figura 2.26 - Plano em que se define o vetor de referência com os vetores adjacentes.	38
Figura 2.27 - Estado dos vários semicondutores para os 8 vetores.	40
Figura 2.28 - Visão geral do processo de modulação por vetores espaciais.	42
Figura 2.29 – Diagrama representativo das técnicas de controlo escalar e vetorial.	43
Figura 2.30 - Diagrama de blocos com a representação do sistema de funcionamento da técnica de controlo por orientação de campo.	44
Figura 2.31 – Projecção da corrente do estator no referencial tradicional e no referencial $\alpha\text{-}\beta$	45
Figura 2.32 – Projecção da corrente do estator no sistema referencial $d\text{-}q$	46
Figura 2.33 – Sequência de transformação de coordenadas no sistema de controlo FOC.	49
Figura 2.34 – Diagrama de blocos da técnica de controlo DTC Clássica.	50
Figura 2.35 – Gráfico representativo do controlador de histerese do Binário.	53
Figura 2.36 – Gráfico representativo do controlador de histerese de fluxo.	53
Figura 2.37 – Representação dos vetores fundamentais e dos possíveis estados que podem ser assumidos em cada setor.	55
Figura 2.38 - Diagrama de blocos da técnica de controlo direto do binário com modulação por vetores espaciais.	56
Figura 2.39 - Estrutura simplificada do sensor de posição ótico absoluto (adaptado de [49]).	58
Figura 2.40 - Estrutura simplificada de um sensor ótico incremental (adaptado de [49]).	60
Figura 2.41 - Sinais de saídas dos fotorreceptores do sensor ótico incremental nos dois sentidos de rotação (adaptado de [50]).	60
Figura 2.42 - Estrutura simplificada do funcionamento do sensor <i>resolver</i> (adaptado de [51]).	61
Figura 2.43 - Formas de onda de alimentação e de saída do sensor <i>resolver</i> (adaptado de [52]).	61
Figura 2.44 - Estrutura de funcionamento do sensor de posição magnético.	62
Figura 3.1 - Bloco de simulação da transformada de Clarke.	64
Figura 3.2 - Formas de onda das correntes de entrada i_A e i_B do bloco da transformada de Clarke.	64
Figura 3.3 - Formas de onda resultantes da transformada de Clarke, corrente alfa (i_α) e corrente beta (i_β).	64
Figura 3.4 - Bloco de simulação da transformada inversa de Park.	65
Figura 3.5 – Formas de onda dos sinais de entrada da transformada inversa de Park.	65
Figura 3.6 - Formas de onda de saída da tensão alfa (v_α) e beta (v_β) da transformada inversa de Park.	66
Figura 3.7 - Bloco de simulação referente à técnica SVM.	66
Figura 3.8 - Formas de onda dos sinais de entrada utilizados na técnica SVM: tensões alfa (v_α) e beta (v_β).	67

Figura 3.9 – Forma de onda da variável do setor, s .	67
Figura 3.10 - Valores que as variáveis de comparação do braço A (t_a), braço B (t_b) e braço C (t_c) dos periféricos de PWM assumem ao longo do tempo.	68
Figura 3.11 - Representação do modelo de simulação em <i>PSIM</i> da técnica DTC aplicada a um inversor de três braços para acionamento de um motor PMSM.	68
Figura 3.12 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 100 rpm com uma carga de 0 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	69
Figura 3.13 - Resposta do controlador no ponto de convergência para uma velocidade de referência de 100 rpm com uma carga de 0 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.	70
Figura 3.14 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 60 rpm com uma carga de 10 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	70
Figura 3.15 - Resposta do controlador no ponto de convergência para uma velocidade de referência de 60 rpm com uma carga de 10 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de -rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.	71
Figura 3.16 - Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de 80 rpm para 100 rpm, com uma carga de 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	72
Figura 3.17 - Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de 80 rpm para 100 rpm, com uma carga de 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.	72
Figura 3.18 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 80 rpm com uma variação de carga de 5 Nm para 10Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	73
Figura 3.19 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 80 rpm com uma variação de carga de 8 Nm para 10 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.	74
Figura 3.20 – Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de -80 rpm para - 60 rpm, com uma carga de 8 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	75
Figura 3.21 - Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de -80 rpm para - 60 rpm, com uma carga de 8 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.	75
Figura 3.22 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de -120 rpm com uma variação de carga de 8 para 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	76
Figura 3.23 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de -120 rpm com uma variação de carga de 8 Nm para 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.	76
Figura 4.1 – Microcontrolador da <i>Texas Instruments Piccolo TMS320F28027</i> .	80
Figura 4.2 - Microcontrolador <i>Delfino TMS320F28335</i> em versão <i>Card</i> .	80

Figura 4.3 - Segmentação dos processos do algoritmo do controlo do DTC.	82
Figura 4.4 - Sensor de corrente <i>LA 150-P</i> do fabricante <i>LEM</i>	82
Figura 4.5 – Sensor de tensão <i>CYHVS5-25A</i> do fabricante <i>Chen Yang Technologies</i>	83
Figura 4.6 - Circuito somador não inversor utilizado para condicionamento de sinal dos sensores com valores positivos e negativos.	84
Figura 4.7 – Circuito comparador de janela para controlo de erros dos sinais de leitura.	86
Figura 4.8 - Circuito memorizador de erro proveniente do <i>driver</i> ou das leituras do ADC implementado com o <i>NE555</i>	87
Figura 4.9 – Circuito central informativo de erro, desabilitando os sinais de PWM.	88
Figura 4.10 – Fonte de alimentação <i>TXL 060</i> da <i>Traco Power</i>	88
Figura 4.11 – Motor AFPMSM <i>Pra230</i> utilizado para validação da técnica de controlo: (a) Vista de frente; (b) Vista de perfil.	89
Figura 4.12 - <i>Driver</i> do fabricante <i>Semikron</i> , modelo <i>Semidriver SKHI 61 R</i>	90
Figura 4.13 - Circuito de acionamento do inversor de IGBTs.	91
Figura 4.14 - Módulo de IGBTs da <i>Semikron Semix151GD12E4S</i>	91
Figura 4.15 - Módulo de IGBTs do fabricante <i>Semikron</i> , modelo <i>SKM100GB125DN</i>	93
Figura 4.16 – Condensadores do barramento CC.	93
Figura 4.17 - Placa que agrupa o condicionamento de sinal, deteção de erro, <i>driver</i> e o inversor.	94
Figura 4.18 – Conversor CC-CA com os módulos <i>SKM100GB125DN</i>	95
Figura 4.19 – PCB de inibição do PWM com interface externo: (a) Interface com o <i>driver</i> ; (b) Interface com o DSP.	95
Figura 4.20 - Caixa de controlo externo do funcionamento do sistema.	96
Figura 4.21 – PCB contendo o conversor analógico-digital <i>TLV5610</i> da <i>Texas Instruments</i>	96
Figura 5.1 - Formas de onda da corrente: (a) i_A e i_B do motor; (b) Resultado da transformada de Clarke com as correntes i_α e i_β	100
Figura 5.2 - Formas de onda provenientes do sensor <i>resolver</i> e do ângulo mecânico: (a) Sentido descendente; (b) Sentido ascendente.	100
Figura 5.3 - Formas de onda do ângulo elétrico e do ângulo mecânico: (a) Sentido descendente; (b) Sentido ascendente.	101
Figura 5.4 - Formas de onda das tensões da transformada inversa de Park: (a) Tensões de entrada v_d e v_q ; (b) Tensões de saída v_α e v_β	102
Figura 5.5 - Forma de onda do cálculo do setor: (a) Sentido descendente; (b) Sentido ascendente.	102
Figura 5.6 - Formas de onda dos registos de comparação de PWM na modulação por vetores espaciais: (a) Sentido descendente; (b) Sentido ascendente.	103
Figura 5.7 – Freio eletromagnético para emular cargas.	103
Figura 5.8 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 100 rpm e uma carga de 3 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	104
Figura 5.9 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 100 rpm com uma carga constante de 3 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.	105
Figura 5.10 - Resposta do controlador para uma transição de velocidade de referência de 70 rpm para 90 rpm e uma carga de 4 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	106

Figura 5.11 - Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de 70 rpm para 90 rpm com uma de carga de 4 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.	106
Figura 5.12 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 80 rpm e com uma transição de carga de 2 Nm para 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	107
Figura 5.13 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 80 rpm com uma variação de carga de 2 Nm para 3 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.	108
Figura 5.14- Resposta do controlador para uma variação da velocidade de referência de -80 rpm para -60 rpm e com uma carga de 3 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	109
Figura 5.15 - Resposta do controlador para uma variação da velocidade de referência de -80 rpm para -60 rpm e com uma carga de 3 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.	109
Figura 5.16 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de -90 rpm e com uma transição de carga de 4 Nm para 2 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.	110
Figura 5.17 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de -120 rpm com uma variação de carga de 8 Nm para 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.	111

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Comparação sucinta de algumas características dos casos de conversão apresentados.	20
Tabela 2.2 – Propriedades diferenciadoras de motores BLAC e BLDC.	22
Tabela 2.3 – Apresentação dos oito vetores, os semicondutores ativos do inversor e as tensões de saída aos terminais (baseado em [33]).	29
Tabela 2.4 – Representação das nove combinações possíveis no inversor trifásico fonte de corrente, com os semicondutores ativos e as correntes de saída.	31
Tabela 2.5 - Vetores existentes num inversor trifásico de dois níveis e os seus valores α - β	39
Tabela 2.6 - Correspondência do resultado de N com o setor do vetor de referência.	41
Tabela 2.7 – Atribuição dos tempos de acionamento para cada setor.	41
Tabela 2.8 - Tempos de comutação para cada setor.	42
Tabela 2.9 – Determinação do setor com menor esforço computacional.	52
Tabela 2.10 – Otimização dos vetores a utilizar na técnica de controlo DTC clássica, consoante o valor das variáveis de controlo do fluxo e do binário.	54
Tabela 2.11 - Tabela comparativa das técnicas em estudo.	57
Tabela 2.12 Conversão de número decimal para binário natural e para código de Gray.	59
Tabela 4.1 - Principais especificações dos microcontroladores <i>Delfino</i> e <i>Piccolo</i>	81
Tabela 4.2 - Parâmetros do motor <i>PRA230</i> utilizado na dissertação.	89
Tabela 4.3 – Localização dos vários circuitos utilizados na PCB.	94

Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AFM	<i>Axial Flux Machines</i>
AFPMSM	<i>Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i>
BLAC	<i>Brushless AC</i>
BLDC	<i>Brushless DC</i>
CA	Corrente Alternada
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CC	Corrente Contínua
CEPIUM	Carro Elétrico <i>Plug-In</i> da Universidade do Minho
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DSC	<i>Direct Self Control</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
EREV	<i>Extended-Range Electric Vehicle</i>
EUA	Estados Unidos da América
EV	<i>Electric Vehicle</i>
FCV	<i>Fuel Cell Vehicle</i>
FOC	<i>Fiel Oriented Control</i>
FPU	<i>Float Point Unit</i>
GEPE	Gabinete de Eletrónica de Potência e Energia
GPIO	<i>General Purpose Input Output</i>

HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IDE	<i>Integrated Development Enviroment</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IMT	Instituto da Mobilidade e dos Transportes
ISV	Imposto Sobre Veículos
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
McBSP	<i>Multichannel Buffered Serial Port</i>
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MTPA	<i>Maximum Torque Per Ampere</i>
NASA	<i>National Aeronautics and Space Administration</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PEV	<i>Plug-in Eletric Vehicle</i>
PHEV	<i>Plug-in Electric Vehicle</i>
PLC	<i>Programmable Logic Controller</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RB-IGBT	<i>Reverse Blocking IGBT</i>
RFM	<i>Radial Flux Machines</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SCI	<i>Serial Communication Interface</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>

SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TMU	<i>Trigonometric Math Unit</i>
UE	União Europeia
VCI	Veículo de Combustão Interna
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
BH_T	Limite superior da banda de histerese do binário	
$-BH_T$	Limite inferior da banda de histerese do binário	
BH_ψ	Limite superior da banda de histerese do fluxo	
$-BH_\psi$	Limite inferior da banda de histerese do fluxo	
$cosr$	Sinal <i>cos</i> proveniente do sensor de posição <i>resolver</i>	
C_T	Variável de saída do controlador de histerese do binário	
C_ψ	Variável de saída do controlador de histerese do fluxo do estator	
f_c	Frequência de corte	Hz
f_m	Frequência do sinal modulador	Hz
f_p	Frequência do sinal portador	Hz
F_S	Frequência de comutação	Hz
I_a	Corrente de armadura	A
i_d^*, i_q^*	Correntes de referência no eixo de coordenadas <i>d-q</i>	A
i_d, i_q	Correntes no eixo de coordenadas <i>d-q</i>	A
I_f	Corrente de Campo	A
$I_{gate_m\acute{a}x}$	Corrente máxima de pico de <i>gate</i>	A
$I_{out_m\acute{e}dia}$	Corrente média de saída	A
$I_{Pm\acute{a}x}$	Corrente máxima do lado primário do sensor de tensão	A
i_s	Corrente do estator	A
$i_s, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Correntes instantâneas no estator no sistema de coordenadas α - β	A
$I_{SM\acute{a}x}$	Corrente de saída máxima	A
i_α, i_β	Correntes instantâneas no sistema de coordenadas α - β	A
J	Momento de inércia	kgm ²
L_d, L_q	Indutâncias no sistema de coordenadas <i>d-q</i>	H

m_a	Índice de modulação	
m_f	Índice da frequência de modulação	
n	Velocidade estimada	rpm
n^*	Velocidade de referência	rpm
P	Número de par de polos do motor	
P_{Rp}	Potência dissipada na resistência do lado primário	W
Q_G	Carga da <i>gate</i>	C
R_G	Resistência de <i>gate</i>	Ω
R_{G_int}	Resistência <i>gate</i> interna	Ω
R_{GE}	Resistência <i>gate</i> -emissor	Ω
R_p	Resistência do primário do sensor de tensão	Ω
R_S	Resistência do estator	Ω
S	Setor no referencial de modulação	
S_a, S_b, S_c	Sinal de comutação para cada braço do inversor	
sin_r	Sinal <i>sin</i> proveniente do sensor de posição <i>resolver</i>	
T	Binário estimado	Nm
T^*	Binário de referência	Nm
\tilde{T}	Variável de saída do binário da transformada de <i>Park</i> no DTC-SVM	Nm
T_e	Binário elétrico	Nm
T_l	Binário de carga	Nm
T_{motor}	Binário produzido pelo motor	Nm
t_{pwm}	Tempo de modulação	s
t_s	Tempo de amostragem	s
V^*	Vetor de referência	
$V_{ADC_Máx}$	Tensão máxima de leitura do ADC	V
v_d, v_q	Tensões no eixo de coordenadas <i>d-q</i>	V
v_{in}	Tensão de entrada	V

$v_m, v_{ma},$ v_{mb}, v_{mc}	Sinal da onda moduladora do sistema de coordenadas $a-b-c$	V
V_n	Vetor com o índice igual ao setor	
V_{n+1}	Vetor com o índice igual ao próximo setor	
$v_o, v_{ao}, v_{bo},$ v_{co}	Sinal da onda de saída do sistema de coordenadas $a-b-c$	V
V_{off}	Tensão para desligar	V
V_{on}	Tensão para ligação	V
v_p	Sinal da onda portadora	V
V_{Ref}	Tensão de referência	V
v_α, v_β	Tensões instantâneas no sistema de coordenadas $\alpha-\beta$	V
δ_T	Banda de histerese do binário	
δ_ψ	Banda de histerese do fluxo	
ε_T	Erro do binário	
ε_ψ	Erro do fluxo	
θ_e	Ângulo elétrico	°
θ_m	Ângulo mecânico	°
θ_r	Ângulo de posição do rotor	°
$\tilde{\psi}$	Variável de saída do fluxo do estator da transformada de <i>Park</i> no DTC-SVM	
ψ_d, ψ_q	Fluxo no eixo de coordenadas $d-q$	Wb
ψ_s	Fluxo do estator	Wb
ω	Velocidade angular elétrica	rad/s

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1. Mobilidade Elétrica

A mobilidade elétrica é um termo cada vez mais presente nas sociedades modernas, definindo-se como a alternativa aos transportes convencionais cujo sistema de tração é composto por um motor de combustão interna. O termo está mais associado aos automóveis, porém estende-se a bicicletas, camionetas, motos entre outras formas de deslocação. Segundo o Decreto-Lei nº39/2010 de 26 de Abril, no Artigo 3 de Abril, *“Consideram-se veículos elétricos o automóvel, o motociclo, o ciclomotor, o triciclo ou o quadriciclo, dotados de um ou mais motores principais de propulsão elétrica que transmitam energia de tração ao veículo, incluindo os veículos híbridos elétricos, cuja bateria seja carregada mediante ligação à rede de mobilidade elétrica ou a uma fonte de eletricidade externa, e que se destinem, pela sua função, a transitar na via pública, sem sujeição a carris.”*

Os veículos elétricos possuem um sistema total ou parcial de tração constituído por motor(es) elétrico(s), surgindo várias classificações. Quando o veículo usa um motor elétrico e um motor de combustão interna e não tem carregamento pela rede elétrica denomina-se veículo elétrico híbrido (HEV – *Hybrid Electric Vehicle*) ou híbrido puro. Uma categoria semelhante a esta, mas com a possibilidade adicional de ligação à rede consiste no veículo elétrico híbrido de carregamento pela rede (PHEV – *Plug-in Electric Vehicle*). Já veículo elétrico com extensor de autonomia (EREV – *Extended - Range Electric Vehicle*) é a classificação dada quando se emprega um motor elétrico e um motor de combustão interna, sendo utilizado o motor elétrico como sistema de tração principal, enquanto o motor de combustão interna é utilizado como auxílio e para o recarregamento das baterias quando estas se encontrarem descarregas. Caso o veículo seja alimentado por células de combustível, convertendo energia química em energia elétrica (a partir do hidrogénio), o nome atribuído passa a ser veículo elétrico a células de combustível (FCV – *Fuel Cell Vehicle*). O veículo elétrico a bateria (BEV- *Battery Electric Vehicle*) é alimentado através de bateria elétrica *on-board*, sendo carregada por uma tomada

conectada à rede elétrica. O termo veículo elétrico de carregamento pela rede (PEV - *Plug-in Electric Vehicle*) está associado a BEV e PHEV.

As máquinas elétricas utilizadas na propulsão podem ser tanto de corrente contínua (CC) como de corrente alternada (CA). Os dispositivos de armazenamento podem ser desde baterias e ultracondensadores a células de combustível.

Apesar dos vários tipos de veículos elétricos, a frota europeia ainda é constituída principalmente por veículos de combustão interna, como se pode verificar na Figura 1.1 (a) e Portugal não foge aos números, estando posicionado abaixo da média europeia, como ilustrado na Figura 1.1 (b). De referir que os dados expostos são fornecidos pela *European Automobile Manufacturers Association* [1].

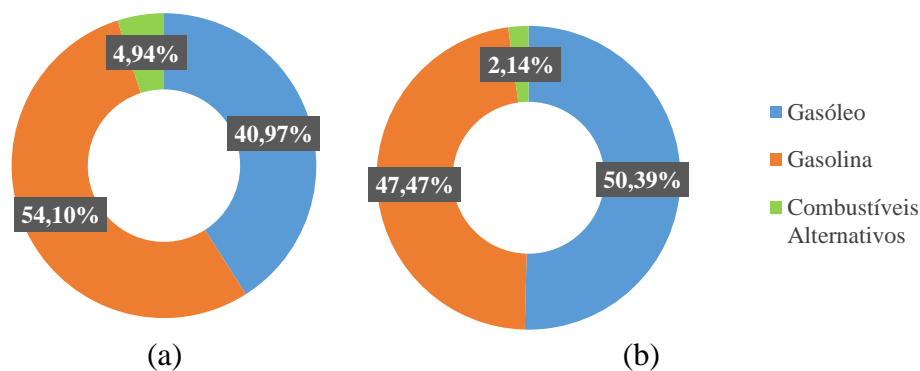


Figura 1.1 - Divisão do parque automóvel por tipo de combustível: (a) Europeu; (b) Português.

Esta emergência de redução do impacto dos gases de efeito de estufa criou a necessidade de uma melhoria do rendimento dos motores de combustão interna, tanto ao nível de consumos de combustível como nos gases de efeito de estufa lançados para a atmosfera.

Analisando o gráfico da Figura 1.2, apesar da diminuição da emissão de gases como o monóxido de carbono em relação a 1990, presencia-se ainda emissões consideráveis de várias substâncias poluentes. Para além disso, estes valores são suscetíveis de serem erróneos, visto a possibilidade de as marcas manipularem o sistema das suas viaturas com o intuito de obter aprovação nos critérios referentes às emissões de substâncias nocivas.

A mobilidade elétrica surge como sendo uma das soluções para resolver os problemas ambientais. Por isso, existem incentivos para a aquisição de veículos elétricos por parte de vários países da União Europeia (UE), inclusive em Portugal. Os incentivos são variados e atrativos, passando por reduções fiscais, tais como a redução do Imposto Sobre Veículos (ISV), apoio financeiro para quem adquirir um VE, carregamentos

gratuitos nas redes de abastecimento dos países e ainda a isenção de pagamento de taxas, portagens ou até parques de estacionamento.

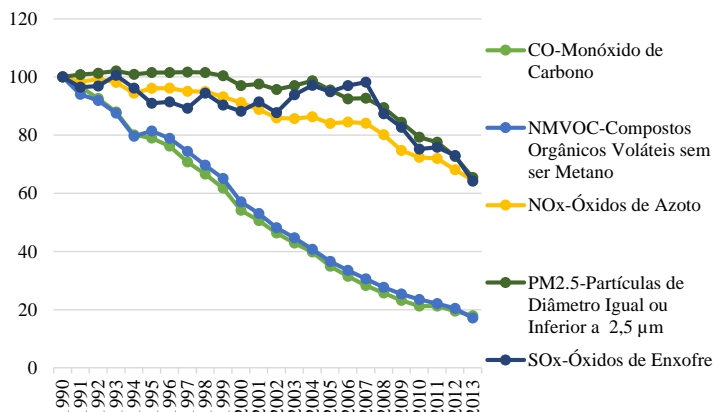


Figura 1.2 - Evolução das emissões de poluentes atmosféricos decorrentes dos transportes [2].

A ideia ressuscitada de utilização de viaturas de propulsão elétrica é preferível, uma vez que a redução de emissões será maior ou, idealmente, total se o carregamento das baterias destes veículos for efetuado através de energia proveniente de fontes renováveis.

As fontes de energia renovável são uma grande aposta por parte do setor energético nacional e europeu, verificando-se um crescimento anual do consumo de energia produzida através destas fontes, como pode ser visto no gráfico da Figura 1.3. Observa-se que existe um crescimento consistente e acentuado, uma vez que num período de um ano, nomeadamente entre 2012 e 2013, o aumento verificado é quase superior ao crescimento registado num período superior a uma década (de 1990 a 2013). Constata-se também um retrocesso na produção de energia através de produtos petrolíferos, gás natural, combustíveis sólidos e também através da vertente nuclear.

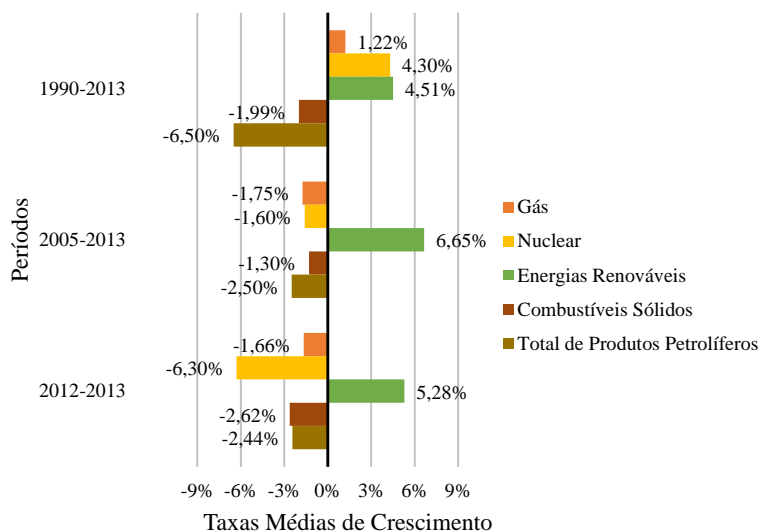


Figura 1.3- Taxa média de crescimento das diferentes formas de produção de energia [3].

A tendência de vendas de carros elétricos em Portugal é de crescimento acentuado. Apesar disso, em 2015 as vendas ficaram longe da marca de 1% de carros vendidos.

Os veículos híbridos em geral apresentam uma melhor aceitação pela sociedade por permitir ambos os tipos de propulsão, o que contribui para reduzir eventuais problemas de autonomia em relação aos veículos puramente elétricos. Contudo, este argumento tem vindo a ser devidamente refutado, pois a rede de pontos de carregamento de veículos elétricos é cada vez maior, e por vezes sem custo de utilização.

O que os números indicam é que os portugueses não são tão entusiastas em relação aos veículos elétricos como outros povos europeus, podendo-se dever a vários fatores, entre os quais os mais clássicos, como o preço do automóvel e a sua autonomia. Outros fatores passam pela necessidade de substituição das baterias, a resistência das pessoas à mudança de paradigma, a ideia que é uma tecnologia nova/inovadora, ou ainda a gama de veículos elétricos ser pequena comparativamente aos carros convencionais. Contudo, a gama de oferta de veículos elétricos tem vindo a aumentar e é esperado um crescimento cada vez maior, pois os grandes grupos de construtores começam a apresentar alternativas nos salões internacionais de apresentação de automóveis, deixando de ser apenas protótipos, mas modelos para produção e comercialização à escala mundial. Acrescenta-se também as sucessivas notícias de planos económicos para o desenvolvimento de equipamentos de motorização elétrica, o que fará com que o mercado comece a ser mais competitivo e com uma abrangência de oferta mais adaptada aos gostos e possibilidades económicas dos consumidores.

Como tal, as vantagens de aderir à mobilidade elétrica são inúmeras, expostas de forma resumida nos seguintes tópicos:

- Deslocações mais económicas;
- Ausência de emissões de gases poluentes;
- Mobilidade sustentável;
- Diminuição da poluição sonora;
- Redução de custos de manutenção;
- Flexibilidade de carregamento (casa, trabalho e rede pública);
- Benefícios fiscais;
- Diminuição da poluição ambiental;
- Eficiência superior aos carros convencionais;
- Aumento da qualidade de vida;

- Possibilidade de circular em todas as cidades (há cidades que limitam a circulação de carros com motores de combustão em algumas zonas);
- Aumento da independência energética dos países.

1.2. Conversão em Veículos Elétricos

A conversão de veículos tradicionais pode ser uma outra alternativa para contribuir para a minimização dos problemas relatados anteriormente e usufruir das vantagens de utilizar um carro de propulsão elétrica.

A média de idades dos carros a circular na Europa é de 9,65 anos, presenciando-se uma tendência para aumentar, sendo que em Portugal mais de 56% dos carros tem idade superior a dez anos. Estes dados podem ser vistos na Figura 1.4 e na Figura 1.5, respetivamente. Este facto poderá dever-se à falta de necessidade de substituição ou indisponibilidade para trocar de carro, o que indica que quem tiver um automóvel de combustão interna e queira aderir à mobilidade elétrica poderá fazê-lo com a substituição do sistema de tração, conseguindo amortizar o investimento efetuado ao longo do tempo de vida restante do automóvel.

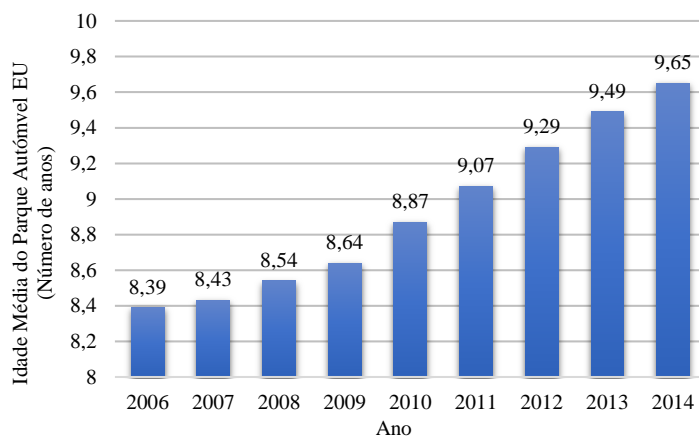


Figura 1.4-Evolução da média de idades do parque automóvel europeu [4].

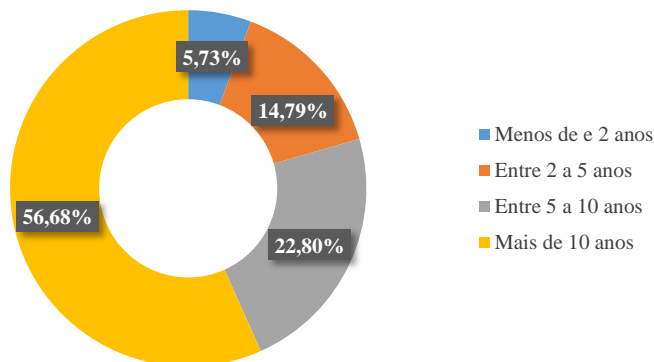


Figura 1.5 - Divisão por intervalos de idade da frota automóvel de Portugal, dados de 2012 [4].

As transformações que ocorram num veículo nem sempre necessitam de um parecer técnico da entidade reguladora IMT (Instituto da Mobilidade e dos Transportes). No caso de alterações mais profundas, estas só podem ser efetuadas após autorização desta entidade, encaixando neste perfil as alterações de motor ou de sistema de alimentação. O IMT pode pedir pareceres da viabilidade da transformação, para que não sejam postos em causa requisitos básicos de segurança dos passageiros, e o padrão de emissões da viatura antes da transformação, devendo existir um relatório/certificado elaborado por um engenheiro mecânico ou aprovação de um centro de inspeções de veículos. As alterações devem ser efetuadas por entidades acreditadas, respeitando os requisitos técnicos impostos nas várias áreas, como na proteção dos utilizadores contra choque elétricos, montagem do sistema de alimentação, normalmente baterias, e o sistema de ventilação. Os cuidados com o sistema de carregamento e a sua ligação à rede de distribuição também não podem ser descurados.

1.3. Breve História dos Veículos Elétricos

Nesta secção é apresentada de forma breve como os veículos elétricos surgiram, a transição para a utilização de motorizações de combustão interna e também a necessidade e o interesse em revertê-los para motorizações elétricas (baseada em [5] [6]).

O aparecimento do primeiro carro elétrico tem quase dois séculos de existência e a atribuição do título de “Pai” do veículo elétrico não é consensual, devido ao facto de terem existido desenvolvimentos paralelos na Europa e nos EUA (Estados Unidos da América).

No período de 1832 a 1839, o inventor escocês Robert Anderson criou um esboço do carro elétrico. Em 1834 foi construído e instalado um motor CC num pequeno protótipo de carro que funcionava numa pista circular à escala, eletrificada pelo inventor Vermont Blacksmith Thomas Davenport, nos EUA.

Um carro à escala foi projetado em 1835 pelo professor Sibrandus Stratingh de Groningen, Holanda, e construído pelo seu assistente, Christopher Becker.

O surgimento de um novo dispositivo de armazenamento de energia recarregável, a bateria de ácido-chumbo (Figura 1.6), deu-se por intermédio de Gaston Planté, em 1859, sendo que o seu conterrâneo Camille Faure apresentou melhorias deste sistema em 1881.

Na Alemanha o primeiro carro elétrico foi construído pelo engenheiro Andreas Flocken, em 1888.



Figura 1.6 - Bateria de ácido-chumbo desenvolvida por Gaston Planté [7].

A chegada do primeiro carro a Portugal ocorreu em Outubro 1895, da marca *Panhard & Levassor* pertencente ao IV Conde de Avilez, D. Jorge d'Avilez, residente no distrito de Setúbal.

O fundador das viaturas desportivas *Porsche*, o austríaco Ferdinand Porsche, foi pioneiro na construção do primeiro carro híbrido em 1898.

A barreira de velocidade dos 100 km/h foi batida a 29 de Abril de 1899 por Camille Jenatzy, com um carro elétrico *La Jamais Contente* (Figura 1.7), em forma de foguete, atingindo uma velocidade de 105,88 km/h.



Figura 1.7 - Veículo *La Jamais Contente* de Camille Jenatzy [5].

Por volta de 1900, Thomas Edison foi responsável pelo desenvolvimento de baterias de níquel-ferro, mantendo a supremacia dos veículos elétricos sobre os veículos de combustão.

No início do século XX, numa sociedade americana com maiores rendimentos, surgiu a oportunidade de substituir o cavalo, que na altura era o meio de transporte mais popular, por soluções a vapor, gasolina e eletricidade, já existentes no mercado.

A produção em série com linhas de montagem motorizadas, por Henry Ford em 1908, do *Modelo T* da *Ford* (Figura 1.8), levou a que os preços dos carros com motores de combustão fossem reduzidos significativamente, enquanto os dos veículos elétricos continuavam a aumentar, atingindo preços duas a três vezes superiores.

A adição nos carros com motores de combustão de um motor elétrico auxiliar (motor de arranque), por Charles Franklin Kettering, em 1912, colmatou o arranque manual e perigoso de “dar à manivela”.

A diminuição do ruído que o funcionamento destes carros com motores de combustão provocava foi solucionada com a invenção do silenciador em 1897, por Hiram Percy Maxim.



Figura 1.8 - Veículo de combustão interna desenvolvido por Henry Ford - *Modelo T* [8].

A construção de infraestruturas rodoviárias no início do século XX criou o interesse em deslocamentos mais longas. No entanto, a evolução das estradas não era acompanhada pelo aumento da rede elétrica fora das grandes cidades, o que impossibilitava o crescimento do apoio ao recarregamento dos sistemas de armazenamento de energia. Outro facto foi a descoberta de jazidas de petróleo no Texas, EUA, diminuindo o seu preço e originando a expansão da rede de distribuição de postos de abastecimento de gasolina, tornando-se acessível mesmo nos meios rurais. Estes fatores conduziram ao estabelecimento de um monopólio de veículos de combustão interna em relação aos veículos elétricos por um longo período da história da indústria automóvel. O declínio não foi mais acentuado porque algumas aplicações menos flexíveis se mantiveram nos circuitos das cidades.

Durante anos, o petróleo era abundante e comercializado a preços baixos e as preocupações ambientais eram praticamente inexistentes. O adormecimento da indústria de veículos elétricos durou anos, revitalizando algum interesse com acontecimentos como o lançamento pela NASA, para a Lua, de um veículo elétrico tripulado, o *Lunar Rover*, em 31 de Julho 1971 (Figura 1.9), durante a missão *Apollo 15*.



Figura 1.9 - Veículo elétrico tripulado da missão *Apollo 15* [9].

Apenas algumas crises energéticas trouxeram à discussão o assunto da dependência energética, devido à instabilidade nos preços dos produtos petrolíferos praticados nas décadas de 70 e 80. O aparecimento de iniciativas de cariz ambiental levou algumas marcas a criarem protótipos e uma produção em pequena escala de veículos elétricos, contudo sem grande sucesso de mercado. O governo da Califórnia, no início de 1990, criou um programa que incentivava a criação de veículos eficientes e com baixas emissões de partículas nocivas, com o objetivo de chegar a veículos com zero emissões, em 2% dos carros até 1998 e 10% até 2003. Em 1994, outros estados dos EUA adotaram as referidas medidas. O aparecimento do carro elétrico *EVI* da *General Motors* (Figura 1.10) deu-se em 1996, distribuído em poucos estados americanos, cumprindo as diretivas do plano *Zero Emission Vehicles* do estado californiano.



Figura 1.10 - Veículo elétrico criado em 1996 pela *General Motors* - *EVI* [10].

A introdução do *Toyota Prius*, em 1997, posteriormente produzido em massa e lançado em 2000 à escala mundial, coincidiu com uma nova crise energética e com o aumento das preocupações ambientais, revelando-se um grande sucesso, e apesar de ser um carro híbrido, abriu caminho aos veículos 100% elétricos.

O ano de 2008 foi o verdadeiro virar de página para a indústria de automóveis de propulsão elétrica. Após um desenvolvimento de quatro anos da *Tesla Motors*, fundada na Califórnia em 2003, foram feitas as primeiras entregas do carro elétrico *Tesla Roadster* (Figura 1.11), que apresentava uma elevada autonomia e boas performances de aceleração e velocidade, cativando os consumidores do segmento de luxo, sendo a marca que mais agitou o mercado do setor elétrico da indústria automóvel. O impacto deste veículo pode ser comparado com o do *Modelo T* de Henry Ford, criando uma revolução no pensamento da mobilidade das pessoas.



Figura 1.11 - Veículo elétrico desenvolvido pela *Tesla Motors*: *Tesla Roadster* [11].

No ano de 2010 é lançado o *Nissan Leaf* (Figura 1.12), um carro também 100% elétrico. Apesar de ter autonomia e velocidade máxima inferiores às do *Tesla Roadster*, é mais vocacionado para um segmento de mercado com menor poder financeiro do que o do carro da *Tesla*, tendo uma boa aceitação no mercado, tornando-se o carro elétrico mais vendido até à data.



Figura 1.12 – O veículo elétrico da *Nissan: Leaf* [12].

Este sucesso de vendas despertou as restantes marcas para a construção de veículos elétricos que fossem acessíveis à maioria da população, sendo 2014 e 2015 os anos do grande aumento da gama de oferta desses veículos, como são os casos do *BMW i3*, *Renault Zoe*, *Tesla Model S* e *Mitsubishi i-MiEV*, bem como o anúncio de novos investimentos dos construtores.

O ano de 2016 foi marcado pelo início da produção do primeiro carro elétrico português, o *Veeco*.

Resumindo, a filosofia presente é diferente das décadas transatas. Os fabricantes pretendem ter, no mínimo, um modelo comercializável de carro elétrico, devido ao facto destes começarem a ser olhados pelos automobilistas como uma alternativa aos VCI (Veículos de Combustão Interna). Constata-se que as marcas apostem nos vários segmentos, inclusive no segmento de luxo. Não deixa de ser um facto que este desenvolvimento será maior com o melhoramento da performance das baterias, nomeadamente o aumento da autonomia, a redução do peso e da dimensão e o aumento da rapidez de carregamento das mesmas, sendo estes fatores as possíveis causas de estagnação na evolução deste segmento de mercado.

1.4. Enquadramento

Os meios de transporte motorizados suscitaram sempre bastante interesse por parte da população mundial. A massiva aposta nos veículos de combustão e um abandono praticamente total dos veículos elétricos conduziu a um aumento da poluição ambiental, contribuindo com efeitos negativos.

O facto de haver neste momento um conjunto de esforços para retroceder os efeitos nefastos dos veículos de combustão e a necessidade de cumprir os vários acordos assinados entre as potências económicas e os países emergentes, bem como a consciencialização das populações para a urgência de inverter esta situação, tem fomentado a aposta noutros tipos de mobilidade mais sustentável, por exemplo usando como meio de transporte para curtas distâncias a bicicleta, tentando copiar o modelo das sociedades mais “verdes”. Porém, esta é só uma parte da solução, pois no que toca aos percursos mais longos existe ainda a necessidade de encontrar uma solução satisfatória no transporte individual para as pessoas que ainda tem um VCI em início de vida.

Neste sentido, no campo da mobilidade automóvel, os fatores acima assinalados permitiram o reaparecimento de veículos com tração elétrica, ainda que de uma forma bastante tímida devido à existência de uma grande pressão das economias que dependem da comercialização de matérias-primas relacionadas com o petróleo e da indústria dependente da comercialização dos veículos convencionais, onde houve investimentos significativos no desenvolvimento de motores eficientes e com menor libertação de substâncias poluentes. Contudo, a mesma tem vindo a desenvolver soluções com motorizações elétricas e a perspectiva é que estes investimentos venham a aumentar.

A aposta em infraestruturas que permitam gerar energia a partir de fontes inesgotáveis como o sol, o vento, a hídrica entre outras, pode ser também uma alavanca para o uso de veículos elétricos, podendo assim criar uma mobilidade totalmente sustentável para o planeta.

Esta fraca adesão aos veículos elétricos pela população pode ser combatida com a conversão de veículos convencionais, sendo uma alternativa para a aumentar a frota automóvel de tração elétrica, incentivando os proprietários que não desejam descartar VCI em início de vida.

Desta forma, este trabalho pretende estudar e implementar um sistema de controlo do sistema de tração elétrica para a conversão de VCI em EV, onde o GEPE tem trabalhos desenvolvidos e onde pretende que se estudem outras técnicas de controlo do motor, neste caso com um motor síncrono de ímanes permanentes de fluxo axial, de forma a comparar os desempenhos [13][14]. Torna-se num assunto relevante verificada a enormíssima percentagem de VCI. Outra abordagem passa por aproveitar o desenvolvimento que existe em outras áreas do setor automóvel, como o conforto e a segurança dos veículos já existentes, e substituir apenas a parte do sistema de tração, por iniciativa dos proprietários

da frota automóvel, reduzido assim os gastos monetários e integrando-os na mobilidade elétrica [15].

Neste sentido, o trabalho de dissertação visa o estudo de técnicas de controlo de motores elétricos, com o intuito de satisfazer os padrões de condução e desempenho do carro que os condutores estão habituados [16]. Existem vários benefícios ao adotar este paradigma de mobilidade, visto trazer uma melhoria na qualidade de vida dos cidadãos.

1.5. Motivações

Os fatores que motivaram para a escolha deste tema de dissertação foram a possibilidade de realizar um trabalho relacionado com a mobilidade elétrica, na área dos veículos elétrico, sendo que nos últimos anos, o GEPE tem dado início ao estudo e desenvolvimento de várias partes integrantes de um sistema deste género, nomeadamente no CEPIUM.

Posto isto, abriu a possibilidade de poder fazer a junção de duas especializações realizadas no âmbito do mestrado no curso de Eletrónica Industrial e Computadores que foram Controlo, Automação e Robótica e Eletrónica de Potência e Sistemas de Energia.

O facto de estudar uma nova tipologia de controlador do motor elétrico, permite que se obtenha um conhecimento mais consistente relativamente à técnica DTC, bem como em relação a técnicas concorrentes, e assim acrescentar um maior conhecimento em técnicas de controlo de motores elétricos, AFPMSM, no grupo de trabalho onde foi realizado esta dissertação [17].

Outro peso em consideração foi a possibilidade de poder aprofundar os conhecimentos no estudo, simulação e dimensionamento de dispositivos de eletrónica de potência, visto que para a realização deste trabalho foi necessário a junção de uma componente teórica e uma componente prática.

Na componente teórica está subjacente, para além dos tipos de controladores de motores elétricos, as topologias de inversores e técnicas de modulação entre outros assuntos.

No campo da implementação prática permite a construção de um modelo de simulação e o desenho de placas que suportam a teoria de controlo.

A existência de um apreço pela preservação ambiental e pela qualidade de vida que podemos usufruir, mudando a forma como nos deslocamo-nos, ou melhor a tipologia de carro que usamos, poder ter um trabalho realizado nesta área são fatores preponderantes e elevam a satisfação pessoal.

1.6. Objetivos e Contribuições

Os objetivos que se propõem nesta dissertação integram-se na implementação de um novo sistema de tração elétrica para o CEPIUM (Carro Elétrico *Plug-In* da Universidade do Minho), recorrendo à utilização de um motor síncrono de ímanes permanentes.

Para tal, realizaram-se diversas tarefas:

- Pesquisa bibliográfica sobre o “estado da arte” dos motores síncronos de ímanes permanentes de fluxo axial (AFPMSM), dos sistemas de controlo e dos conversores de eletrónica de potência, conversores CC-CA, utilizados em veículos elétricos (EV). Abordar os veículos elétricos, e em particular a conversão de veículos convencionais em veículos elétricos;
- Pesquisa e simulação em *PSIM* da técnica de controlo DTC para o inversor que aciona o motor síncrono de ímanes permanentes de fluxo axial no CEPIUM;
- Desenvolvimento do sistema de controlo (incluindo sistema de condicionamento de sinal) para o sistema de tração do CEPIUM;
- Implementação da eletrónica de potência necessária para o controlo e acionamento do motor síncrono de ímanes permanentes de fluxo axial do CEPIUM;
- Realização de ensaios em bancada do sistema de controlo e do acionamento implementados, e comparação dos resultados experimentais obtidos com resultados de simulação, e com resultados alcançados com outros sistemas de controlo e acionamento;

O trabalho em causa permite acrescentar mais informações à comunidade científica sobre o acionamento de veículos elétricos recorrendo a motores síncronos de ímanes permanentes, bem como aumentar o conhecimento do GEPE no que diz respeito a técnicas de controlo de motores para aplicação na mobilidade elétrica. Permite ainda obter uma técnica alternativa de controlo para o sistema de tração do CEPIUM.

Quanto a contribuições relativamente à indústria, é do interesse deste setor o desenvolvimento de trabalhos relacionados com veículos elétricos, tendo em conta que cada vez mais existe uma aposta por parte das empresas em apresentar veículos de propulsão elétrica, por um lado por ser necessário satisfazer a necessidade deste segmento de mercado, e por outro devido a uma maior pressão para se cumprirem os protocolos internacionais assinados em cimeiras de carácter ambiental.

1.7. Organização e Estrutura da Dissertação

No Capítulo 1 é realizada uma introdução ao tema da mobilidade elétrica nos automóveis e são apresentados alguns indicadores relativos à construção e circulação da frota automóvel, retirados de estudos efetuados por entidades idóneas nesta matéria. Neste capítulo apresentam-se uma breve diferenciação das topologias e uma breve história sobre EV.

No Capítulo 2 são apresentadas algumas implementações de conversão de veículos, desenvolvidas por empresas ou grupos de investigação, os principais tipos de técnicas de controlo de motores, as tipologias de motores síncronos de ímanes permanentes de fluxo axial, modulação e conversores para o seu acionamento.

No Capítulo 3 é abordada toda a parte que diz respeito às simulações computacionais do sistema de controlo a desenvolver, tanto na parte de codificação como dos elementos de potência.

No Capítulo 4 são retratados os equipamentos e circuitos utilizados, ou seja, o hardware necessário para a montagem do protótipo e para a validação das técnicas em bancada.

No Capítulo 5 são expostos os resultados experimentais dos processos de teste ao sistema global, onde estão incluídos o hardware e software.

No Capítulo 6 é resumido de uma forma genérica todo o trabalho realizado na dissertação, e as possíveis abordagens para os trabalhos futuros relacionados com esta área de investigação e com o melhoramento deste projeto.

CAPÍTULO 2

Vista Geral sobre Sistemas de Tração Elétrica

2.1. Introdução

A junção das áreas técnico-científicas de Automação e Controlo e de Eletrónica de Potência possibilitam a existência de uma constante evolução no desenvolvimento de soluções na mobilidade elétrica. A integração de vários subsistemas destas áreas num sistema de maior dimensão possibilita o alcance de um determinado objetivo, seja esse relevante para a comunidade científica ou para o desenvolvimento industrial, tais como a obtenção de uma maior qualidade das formas de onda das tensões que alimentam o motor, maior autonomia, rapidez na obtenção dos parâmetros de referência, a simplicidade dos algoritmos de controlo, redução de custos entre outros.

Os subsistemas que incorporam a generalidade dos sistemas de tração elétrica podem ser visualizados na Figura 2.1, expostos num diagrama de blocos onde se pode ver a interação dos vários elementos, desde a aquisição de variáveis e o sistema de controlo ao sistema de alimentação, conversor de eletrónica de potência e o motor elétrico.

Os sistemas de controlo possuem um conjunto de variáveis de entrada, dependendo do grau de abstração que o algoritmo permite. Estas são processadas de modo a que as variáveis de saída se adequem às imposições estabelecidas pelo controlo. Normalmente, a grandeza estabelecida consiste na velocidade pretendida pelo utilizador. Desta forma, é necessário fazer a leitura de grandezas como corrente, tensão ou a posição do rotor.

As leituras sofrem um processo de transformação e análise de forma a gerar os pulsos de comando que irão ser aplicados ao conversor de potência CC-CA (Corrente Contínua - Corrente Alternada), conhecido por inversor, que por sua vez serão aplicados no motor elétrico.

Como tal, neste capítulo são estudados o estado atual dos vários subsistemas, tais como duas possíveis técnicas de controlo usadas na tração elétrica de veículos, as topologias de conversores de potência CC-CA, configurações de motores síncronos de ímanes permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor* – PMSM) e tipos de

modulação de largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM). O tema dos veículos elétricos também é introduzido principalmente no que se refere à conversão de VCI.

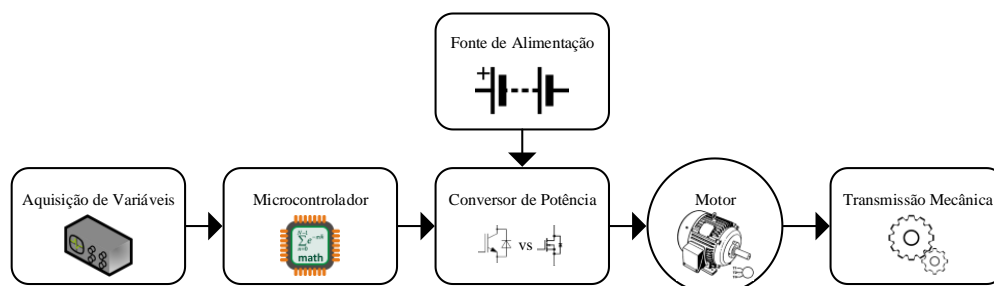


Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um sistema genérico de tração elétrica.

2.2. Conversão de Veículos de Combustão Interna em Veículos Elétricos por Universidades e Empresas

O problema das emissões de gases despoletou a ideia de que era possível efetuar a conversão dos “veículos tradicionais” em VEs. Assim, os condutores beneficiariam das regalias de terem um veículo elétrico ao mesmo tempo que contribuíam para a redução dos níveis de poluição ambiental.

Apesar de já existirem algumas soluções no mercado com equipamentos para a conversão de VCI em VE, este assunto ainda é estudado e implementado nas universidades com interação entre os departamentos especializados. Um dos projetos de conversão foi realizado na Universidade de Zagreb, onde foi escolhido um *Opel Kadett* de 1978 (Figura 2.2) como objeto agregador do estudo, indo ao encontro dos seus critérios, nomeadamente a tração traseira e com baixo peso. Como motorização foi escolhido um motor assíncrono de 15 kW e uma velocidade máxima de 6500 rpm [18]. O inversor de potência é alimentado através de um *pack* de baterias de lítio com uma capacidade 100 Ah. O motor recebe uma tensão contínua entre 72 V e 108 V e uma corrente máxima de 650 A. Este veículo recupera a energia proveniente da travagem e foi homologado segundo as regras impostas pela legislação da Croácia. Os projetistas afirmam que se podia recuperar o investimento num período de 5 anos, havendo, para isso, um preço fixo dos combustíveis e da eletricidade.



Figura 2.2 – Detalhe do *Opel Kadett* de 1978 convertido em VE pela Universidade de Zagreb [8].

A *Freedom Won* é uma empresa sul-africana que realiza a conversão de veículos tradicionais em veículos de tração elétrica para serem utilizados em diferentes contextos, como por exemplo nos safaris do parque nacional de Chobe ou para deslocações entre o aeroporto internacional de Kasane e as localidades em redor. Para a concretização deste projeto, a empresa *Freedom Won* associou-se à conhecida empresa brasileira *WEG* para o fornecimento dos motores e dos conversores de potência. Os veículos em causa são os *Land Rover Defender* (Figura 2.3) nos quais foram utilizados motores do modelo *W22 Magnet* e um inversor *CFW11211A*, sendo que o motor trifásico tem uma potência de 80 kW e uma tensão nominal de 380 V. No que diz respeito ao inversor e controlador, estes fornecem uma corrente até 211 A. Estes veículos foram equipados com 180 baterias de 60 Ah de fosfato de ferro de lítio (LiFePO₄) e uma tensão de saída de 580 V, perfazendo uma potência total de quase 35 kW. Estes veículos são capazes de atingir uma velocidade máxima de 115 km/h, com uma autonomia máxima de 140 km [19].



Figura 2.3 – *Land Rover Defender* convertido em VE pela *Freedom Won* com equipamento *WEG* [19].

Outro dos veículos convertidos por esta empresa foi o *Fiat 500* (Figura 2.4), que foi equipado com 180 baterias de 40 Ah e também com uma tensão de 580 V, conseguindo uma potência superior a 23 kW. O motor utilizado é de ímãs permanentes e tem uma potência nominal de 45 kW, com uma tensão nominal de 380 V e um binário de 300 Nm. A velocidade de ponta do veículo é de 160 km/h e a autonomia máxima é de 200 km [20]. Os tempos de carregamento dependem do tipo de tomada, sendo de 6 horas no contexto de uma instalação comum de habitação doméstica e de 4 horas caso seja carregado numa tomada de 32 A.



Figura 2.4 – *Fiat 500* convertido pela empresa sul-africana *Freedom Won* [20].

O *Charge Car* é um dos projetos desenvolvidos pelo laboratório *CREATE Lab* do Instituto de Robótica da Universidade de Carnegie, EUA, onde se encontra mais um projeto interessante (Figura 2.5) com a conversão de um *Honda Civic* de 2002 [21]. Para isso foi necessário adquirir um motor *HPGC AC-31* de 30 kW onde vem incluído um controlador *Curtis 1238-7501*. O *pack* de 33 baterias de fosfato de ferro de lítio, *Thundersky TS-100* de 100 Ah, com uma tensão de 3,2 V por unidade num total de 106 V e uma potência de 10,6 kW, foi montado no porta-bagagens, juntamente com o sistema de monitorização das baterias. Acoplado aos elementos armazenadores de energia encontra-se um conversor CC-CC. Caso as baterias se encontrem completamente descarregadas, serão necessárias 10 h para efetuar o carregamento, no caso de este ser efetuado com uma alimentação doméstica de 120 V/12 A. Este veículo tem uma autonomia em circulação mista próxima de 65 km, podendo atingir velocidades um pouco superiores a 120 km/h. Para além do *Honda Civic*, o laboratório *CREATE Lab* converteu um outro veículo com o intuito de pesquisar a durabilidade do sistema de armazenamento de energia, composto por dois elementos de armazenamento, nomeadamente baterias de chumbo-ácido e supercondensadores.



Figura 2.5 – *Honda Civic* convertido em VE pelo laboratório *CREATE Lab* do Instituto de Robótica da Universidade de Carnegie [21].

Um grupo de investigação do *Massachusetts Institute of Technology* – MIT iniciou em 2006 a transformação de um *Porsche 914* de 1976 (Figura 2.6). Existe uma nova proposta para iniciar uma segunda conversão de um veículo, mas com objetivos no campo dos carregamentos rápidos. O *Porsche* é equipado com um motor trifásico com uma potência de pico de 55 kW e uma velocidade de 12000 rpm. Em conjunto com o conversor de potência CC-CA, é utilizado um *pack* de 18 baterias LiFePO₄ que foi produzido e doado pela *Valence Technology*. As baterias encontram-se ligadas em série com uma tensão total de 230,4 V e com uma capacidade de 100 Ah, tendo um sistema de monitorização do estado das baterias capaz de interromper o sistema [22]. Quanto ao carregamento *on-board* é feito pelo sistema *NG3 Zivan*. Tendo em conta as limitações de corrente na distribuição de energia, o carregamento necessita de quase

8 horas. No entanto, estas baterias podem ser carregadas em 2 horas e 30 minutos caso seja utilizada uma fonte de alimentação adequada. O veículo possui uma velocidade máxima de 160 km/h, conseguindo chegar aos 100 km/h em pouco mais de 16 segundos e tem uma autonomia de 160 km.



Figura 2.6 – *Porsche 914* convertido em VE no MIT - *Massachusetts Institute of Technology* [22].

A Universidade Tecnológica de Eindhoven criou um carro para servir como plataforma de suporte a investigações futuras, porém estas alterações por si só são alvo de interesse científico. O carro em questão é um *VW Lupo*, como representado na Figura 2.7, e os seus dispositivos de armazenamento de energia são as baterias *LFP90AHA Thunder Sky*, produzidas pela *Winston* e pela *Sinopoly*, de tecnologia *LiFePO4*. O tempo de carregamento das mesmas é inferior a 8 horas [23]. O *Lupo EL*, como é designado, tem uma velocidade máxima limitada eletronicamente de 130 km/h, conseguindo alcançar em 12 segundos a velocidade de 100 km/h e subir asfaltos com 40% de inclinação. Com condições meteorológicas e trajeto favoráveis, este veículo conseguiu percorrer 144 km a uma velocidade de 100 km/h. Possui um conversor de potência CC-CC com uma eficiência de 72%. Para controlar todo o sistema, desde sensores, conversor de potência aos restantes componentes necessários para implementar o método de controlo do motor, é usado um PLC (*Programmable Logic Controller*) modelo *IFM CR0232* através do protocolo *CAN Bus (Controller Area Network)* IEC 61131-3 IEC. O *Lupo EL* possui um sistema de travagem regenerativa de forma a não alterar o sistema original, para não comprometer a segurança do veículo.



Figura 2.7 – *VW Lupo* convertido em VE pela Universidade Tecnológica de Eindhoven [23].

A Tabela 2.1 resume os casos apresentados com as características mais transversais a todos os veículos que sofreram uma conversão.

Tabela 2.1 – Comparação sucinta de algumas características dos casos de conversão apresentados.

Conversão	<i>Opel Kadett</i>	<i>Land Rover Defender</i>	<i>Fiat 500</i>	<i>Honda Civic</i>	<i>Porsche 914</i>	<i>VW Lupo</i>
Potência do Motor (kW)	15	80	45	30	55	*
Velocidade Máxima (km/h)	*	115	160	120	160	130
Autonomia (km)	*	140	200	65	160	144
Tipo de Bateria	LiFePO4	LiFePO4	*	LiFePO4	LiFePO4	LiFePO4
Capacidade da Bateria (Ah)	100	60	40	100	100	*

(*: sem informação)

2.3. Motores Síncronos de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial

O motor elétrico é um elemento fundamental em aplicações industriais ou como equipamento de estudo. A sua escolha não se torna fácil devido à variedade existente e é dependente das características/exigências da aplicação. Tanto nas aplicações industriais como na mobilidade elétrica comum, bicicletas ou automóveis, a sua escolha tem um peso importante no desempenho do sistema. No caso da mobilidade elétrica, a sua implementação não é como motor auxiliar para executar o arranque como no VCI, mas como elemento único de tração e regeneração, quando a energia proveniente da travagem é reaproveitada.

Um dos possíveis critérios de escolha pode passar pela constituição do rotor, isto é, se este é construído com recurso a enrolamentos ou ímanes permanentes. Esta última constituição tem apresentando um melhoramento progressivo, devido a uma constante investigação nos materiais que constituem os ímanes sintéticos. Ao longo dos últimos anos evoluíram em vários sentidos, tais como na potência desenvolvida, eficiência e robustez, construção compacta e densidade de binário, pecando, apenas, um pouco no preço [24]. O uso de ímanes permanentes torna-se vantajoso pelo facto de ser retirado

o circuito de excitação referente ao rotor, reduzindo as perdas por efeito de Joule nos enrolamentos do rotor. Portanto, diminuindo a elevação da temperatura do motor, deixa de ser necessário um sistema de ventilação de grande dimensão acoplado ao eixo, o que ameniza o ruído [14]. O desaparecimento das escovas ou circuito de apoio aos enrolamentos do rotor torna o equipamento mais imune a falhas mecânicas e elétricas, aumentando o tempo de vida e reduzindo a sua manutenção, um fator importante na indústria ou para o consumidor final. O peso e o volume acabam por ser afetados positivamente, visto que permite uma construção mais compacta [14].

2.3.1. Máquinas de Ímanes Permanentes de Corrente Contínua e Alternada

As máquinas de ímanes permanentes podem ser divididas em dois grupos, nomeadamente as de corrente alternada (BLAC – *Brushless AC*) e as de corrente contínua (BLDC – *Brushless DC*) [25]. Existem algumas diferenças entre estas tipologias, que residem principalmente nas formas de onda da corrente de alimentação, sendo que nas BLDC a sua forma de onda é retangular e nas BLAC é sinusoidal. Também as formas de onda da força contraeletromotriz apresentam diferenças, sendo trapezoidal nas máquinas BLDC e sinusoidal nas máquinas BLAC, como se pode visualizar na Figura 2.8.

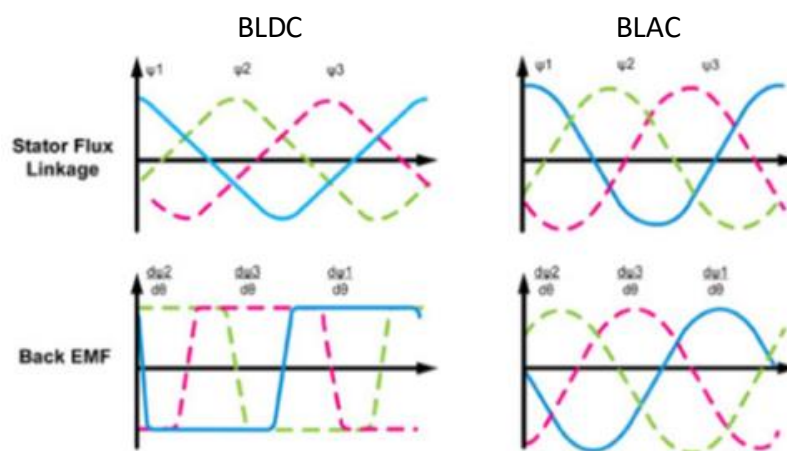


Figura 2.8 – Formas de onda da corrente do estator e da força contra eletromotriz das máquinas elétricas BLAC e BLDC (editado de [26]).

Os BLDC são mais vocacionados para aplicações de menor potência, apresentando uma eficiência superior aos BLAC, tanto a nível do motor como na eficiência do inversor. Um outro aspeto é que a eficiência do motor BLDC é afetada pelo barramento CC do inversor, sendo que quanto maior este é, menor é a eficiência. Para além disso, o binário produzido pelo BLDC é mais pulsante em comparação com o BLAC devido à componente harmónica da forma da onda da corrente. Por outro lado, o BLAC tem um

custo associado maior, porém apresenta um maior desempenho e eficiência sendo indicado para potências mais elevadas. A Tabela 2.2 expressa as principais diferenças entre os motores BLDC e os BLAC [26].

Tabela 2.2 – Propriedades diferenciadoras de motores BLAC e BLDC.

Propriedades	Tipo de Motor	
	BLAC	BLDC
Forma da Onda da Corrente de Excitação/Acionamento	Sinusoidal	Retangular
Forma de Onda da Força Contra Eletromotriz	Sinusoidal	Trapezoidal
Forma de Onda do Fluxo Magnético	Sinusoidal	Trapezoidal

2.3.2. Máquinas de Fluxo Radial e de Fluxo Axial

As máquinas de ímãs permanentes podem ser diferenciadas quanto à circulação do fluxo, designando-se máquinas de fluxo radial (RFM – *Radial Flux Machines*) quando o fluxo toma uma direção radial e máquinas de fluxo axial (AFM – *Axial Flux Machines*) quando a direção do fluxo é axial.

As AFM superam as de fluxo radial em alguns pontos, possuindo maior eficiência, maior densidade de potência, maior densidade de binário e uma relação de binário/peso superior em todas as topologias em relação às de fluxo radial. Porém, apresentam menor dissipação de calor e um custo superior devido a uma maior utilização de material magnético [27]–[29]. Apesar disso, o peso e a forma destes tornam-nos mais apropriados quando existem limitações de espaço, como é o caso de dispositivos para a mobilidade elétrica [29].

Para manter a velocidade de rotação constante, a frequência da tensão do estator tem de aumentar, o que implica um aumento das perdas, ou seja, uma diminuição da sua eficiência, sendo este efeito bastante mais notado nos RFM [28]. Uma estratégia para o aumento da densidade do binário em ambas as topologias passa pelo aumento do número de polos, implicando uma quantidade superior de material magnético utilizado, o que se traduz num aumento do volume. Esta desvantagem é mais notória nos RFM, principalmente quando o número é superior a catorze [28][24].

Um dos problemas das máquinas de fluxo axial é a força que é exercida sobre os enrolamentos, o que exige a utilização de estratégias para tornar a estrutura mais robusta, através de uma estrutura em metal ou a utilização de uma resina (estruturas *slotless*) [29].

Ambas as topologias têm várias maneiras de serem construídas, consoante o número e disposição dos elementos que a compõem, rotores e estatores, criando-se novas designações [24]. Na Figura 2.9 é apresentada de uma forma simplista, para melhor compreensão, a divisão das várias topologias dos motores de fluxo axial.

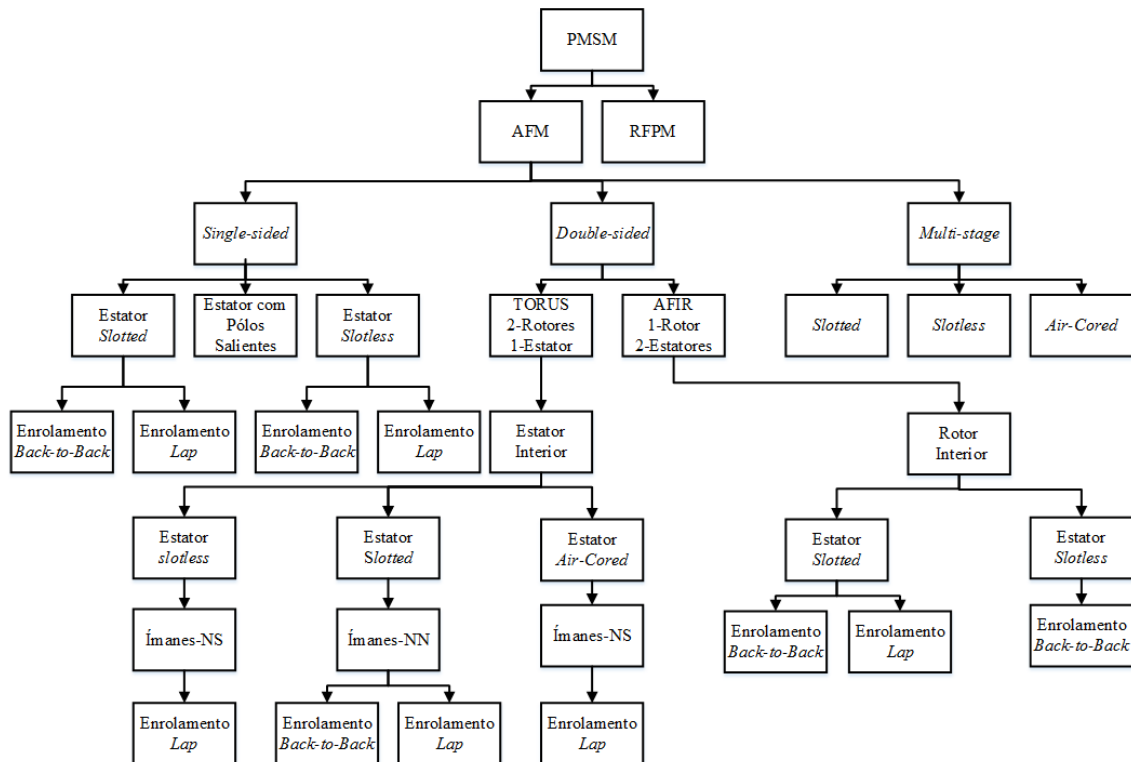


Figura 2.9 – Diagrama simplificado das várias topologias de motores de ímãs permanentes de fluxo axial.

As máquinas da topologia *single-sided* são as máquinas mais simples que se pode encontrar, constituídas unicamente por um estator e um rotor. Os enrolamentos desta topologia estão sujeitos a forças axiais desequilibradas, não sendo tão notado nas outras topologias, o que exige um arranjo especial dos enrolamentos do estator. Deste modo, é preferível usar a versão *slotted* para que a força seja aplicada no ferro, evitando que exista uma torção dos enrolamentos [29][24]. Na Figura 2.10 pode visualizar-se um motor *single-sided*, onde à esquerda se encontra um arranjo *slotless* e à direita um arranjo *slotted*.

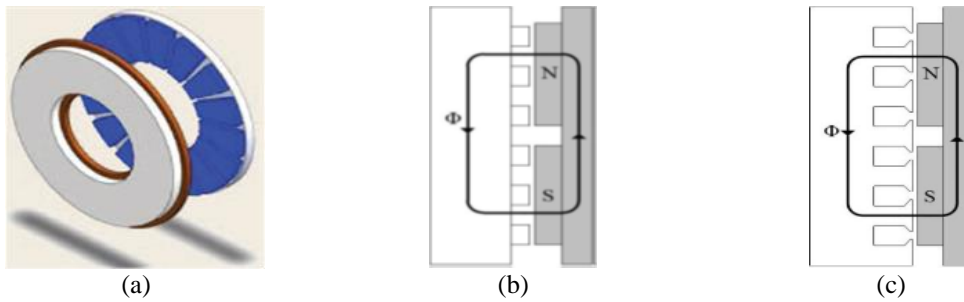


Figura 2.10 - Motor *single-sided* : (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo *slotless*; (c) Esquema do tipo *slotted* [27] [30].

Quando a máquina é constituída por três elementos passa a ingressar na categoria de *double-sided*, onde existe a maior diferenciação. Se tem dois rotores e um estator, no interior, a máquina denomina-se de TORUS.

Para além da forma *slotless* e *slotted* do estator, em que na primeira os enrolamentos são mais curtos e as perdas no cobre são menores. Existem diferenças que podem ser encontradas na disposição dos polos nos rotores, o que afeta o caminho principal do fluxo nos constituintes da máquina. Com a incorporação da resina epóxi é aumentada a dissipação do calor [24].

No TORUS do tipo *NN* o fluxo é circunferencial pelo estator, do polo N dos rotores atravessando o estator e retornando ao polo oposto do mesmo rotor como pode ser observado pela Figura 2.11. Através desta constata-se que se pode considerar metades independentes pelo trajeto que o fluxo descreve [24][30]. A existência desse somatório dos fluxos faz aumentar as perdas no ferro e o comprimento dos enrolamentos [24]. Este tipo de máquina apresenta um diâmetro maior que as do tipo *NS*.

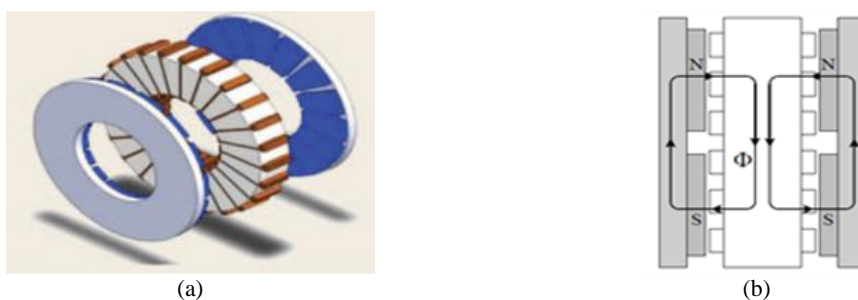


Figura 2.11 - Máquina *double-sided* da topologia TORUS do tipo *NN*: (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo *slotless* [27] [30].

O TORUS do tipo *NS*, Figura 2.12, sofre algumas diferenças em relação ao anterior no que se refere ao trajeto do fluxo, em que este se desloca axialmente ao atravessar o estator, mas circulando através do rotor oposto. De salientar que as estruturas são semelhantes [30]. O facto de o fluxo atravessar o estator axialmente permite que as perdas

no ferro sejam reduzidas, mas aumenta as perdas no cobre. Em termos de peso, na topologia referida sofre uma redução [24][30].

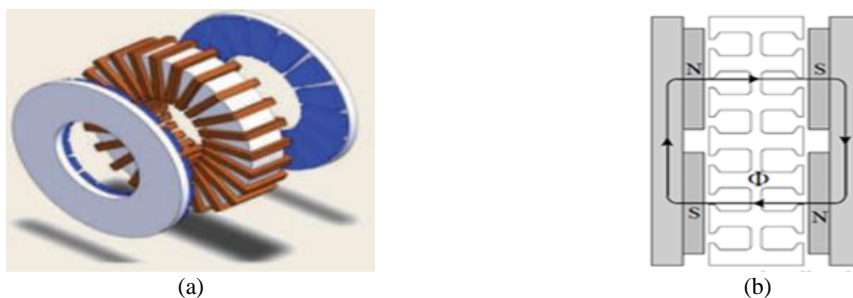


Figura 2.12 - Máquina *double-sided* da topologia TORUS do tipo *NS*: (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo *slotted* [27] [30].

Outra forma de a máquina TORUS do tipo *NS* se apresentar é na forma de *coreless*, Figura 2.13, visto que a ideia é o fluxo atravessar de um rotor para outro lado. A estrutura do estator pode ser subtraída, contudo só poderá ser utilizado para aplicações de pequena ou média potência. A versão *coreless* acaba por ser eficiente, visto que não existem perdas no ferro e esta apresenta um menor volume [24][29][30].

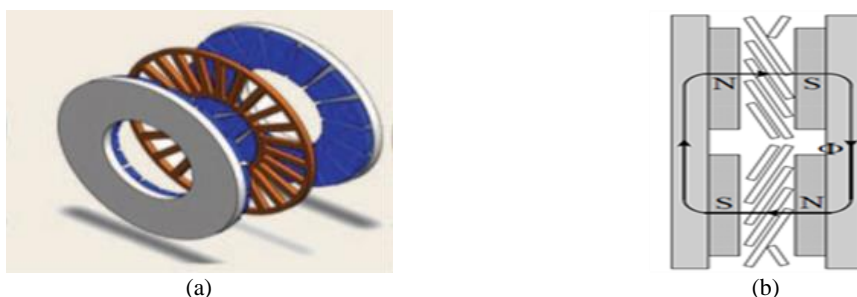


Figura 2.13 - Máquina *double-sided* da topologia TORUS: (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo *coreless* [27] [30].

A outra alternativa com três componentes são as máquinas AFIR (*Axial Flux Internal Rotor*), Figura 2.14 e Figura 2.15, que são constituídas por dois estatores e um rotor, fixando o rotor na parte interior. Tal como nas topologias anteriores, a estrutura do estator pode ser *slotted* ou *slotless*. A substituição do aço do disco do rotor por uma estrutura de alumínio ou de resina epóxi confere a esta topologia uma boa relação binário/inércia. Deste modo, esta estrutura é a mais indicada quando se necessita de motores com pequena inércia [29][30]. Apesar disso, apresenta menor eficiência e mais perdas no cobre que as topologias de TORUS pelo facto de o comprimento dos enrolamentos aumentar [30].



Figura 2.14 - Máquinas *double-sided* da tipologia AFIR: (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo *slotless* [27] [30].



Figura 2.15 - Máquinas *double-sided* da tipologia AFIR: (a) Constituição do motor; (b) Esquema do tipo *slotted* [27] [30].

Existem máquinas com múltiplos rotores e múltiplos estatores que se situam na categoria de *multi-stage*. O objetivo destas junções passa por obter determinados benefícios como uma maior potência e maior binário. A sua forma em disco proporciona uma boa solução para aplicações como geradores, robôs ou tração elétrica.

A constituição das máquinas de *multi-stage* é normalmente feita numa relação de N estatores e $N+1$ rotores, sendo os rotores apoiados no mesmo eixo, com as ligações dos enrolamentos dos estatores podendo ser em série ou em paralelo [29][30].

Na categoria de *multi-stage* existem duas topologias, nomeadamente NV e NS , como pode ser verificado na Figura 2.16. A estrutura do estator é simplificada, o que permite uma eficiência e densidade de potência superiores. Para aumentar a densidade de binário pode empregar-se também a estratégia de aumentar o número de polos [30].

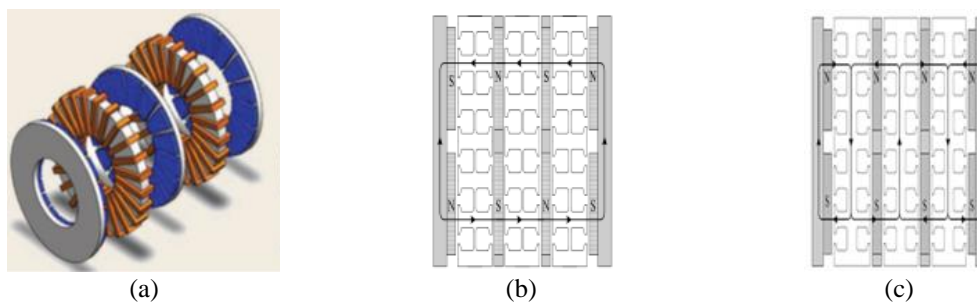


Figura 2.16 - Máquina *multi-stage* com estator *slotted*: (a) Constituição do motor; (b) Esquemático do tipo NS ; (c) Esquemático do tipo NV [27] [30].

2.4. Topologias de Conversores de Potência para Acionamento de Motores Síncronos de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial

Os conversores de potência são os dispositivos de eletrônica de potência que permitem controlar o fluxo de energia a entregar a uma carga. Os conversores têm um conjunto variado de aplicações como controle da velocidade de motores, fontes de alimentação ininterruptas, condicionadores ativos de qualidade de energia e uma série de outras aplicações. Os conversores de potência podem ser CC-CC, CA-CC, CA-CA ou CC-CA, e dentro de cada categoria existem variantes, sendo esta última aquela que será brevemente explorada, também chamada de inversor.

Desta forma, o conversor CC-CA pode proporcionar a criação de um sinal alternado através de uma fonte de alimentação contínua, tais como baterias, painéis solares ou células de combustível. A sua saída pode ser monofásica ou trifásica. No que diz respeito à versão trifásica, a classificação pode recair sobre a topologia em ponte completa ou de meia ponte, significando se os braços são totalmente controlados ou só um dos semicondutores do braço.

Os conversores CC-CA podem ser divididos em dois grandes grupos, nomeadamente os Inversores Fonte de Corrente (CSI – *Current Source Inverter*) e os Inversores Fonte de Tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*). De forma a separar estas duas variantes usa-se como característica distintiva o armazenamento de energia no barramento CC, que pode ser efetuado através de um elemento indutivo, armazenando energia sob a forma de campo magnético, ou de um elemento capacitivo, armazenando energia sob a forma de campo elétrico, respetivamente.

2.4.1. Inversor do Tipo Fonte de Tensão

O inversor fonte de tensão é um equipamento eletrónico cujo elemento armazenador de energia é um elemento capacitivo no barramento CC. O desempenho do inversor permite que a tensão trifásica aplicada à carga seja controlada em termos de frequência, amplitude e fase. Os elementos comutadores do conversor são normalmente IGBTs para potências mais altas. Caso se necessite de uma frequência de comutação mais alta, mas com uma potência menor poderão ser usados MOSFETs. A Figura 2.17 representa um inversor trifásico fonte de tensão de dois níveis.

A Tabela 2.3 permite conhecer os oito possíveis estados de comutação que podem ser aplicados aos seis semicondutores do VSI, gerando oito vetores. A cada vetor são indicados quais os semicondutores ativos. Estas combinações têm de ser respeitadas, ou

seja, num inversor fonte de tensão, sempre que um semicondutor estiver ligado, o complementar do braço tem de se encontrar desligado para se evitar curto-circuitos (no caso de ambos se encontrarem em condução).

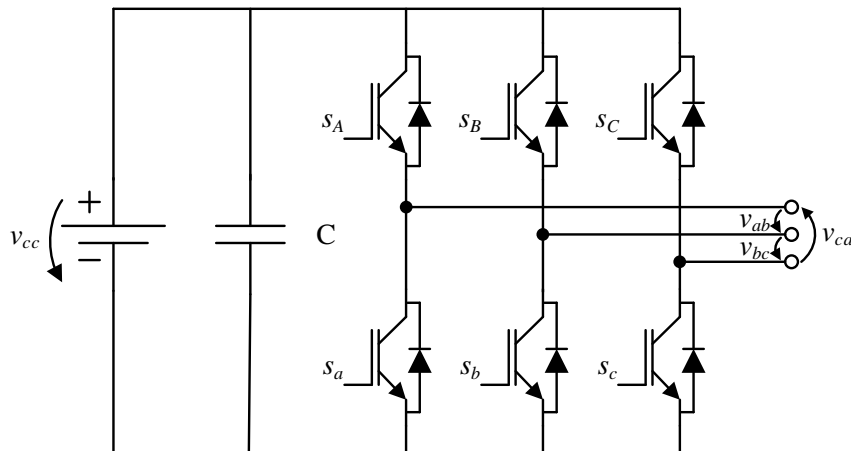


Figura 2.17 – Esquema elétrico de um inversor trifásico do tipo fonte de tensão.

O inversor de dois níveis tem uma simplicidade própria que o torna num equipamento de baixo custo. O facto de o elemento de armazenamento ser capacitivo permite que o sistema seja mais leve, compacto e de menor custo, o que se reflete numa vantagem do VSI em relação ao CSI, além de ser mais eficiente. A principal desvantagem de um inversor fonte de tensão no caso de ser de dois níveis é alta distorção harmónica (THD – *Total Harmonic Distortion*), pelo que se torna necessária a implementação de filtros passa-baixo de tamanho considerável aos terminais de saída [31].

O uso de inversores multinível permite que exista mais níveis de tensão de saída, consequentemente contribuindo para uma redução do THD e do dv/dt . Porém, estas melhorias são obtidas à custa do aumento do número de semicondutores empregues e de uma maior complexidade dos algoritmos de controlo. Um exemplo de um inversor multinível é o NPC (*Neutral Point Clamped*) [31][32].

Na Figura 2.18 encontram-se os vetores de um inversor fonte de tensão dispostos no plano α - β . Dos oito vetores existem dois que são nulos e seis não nulos.

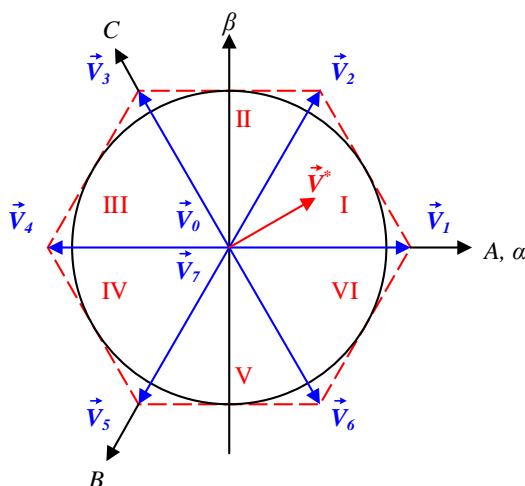


Figura 2.18 – Mapa de vetores para um inversor fonte de tensão de dois níveis.

A Tabela 2.3 apresenta os vetores com os valores de tensão produzidos à saída no plano em que foi definido, com os semicondutores ativos.

Tabela 2.3 – Apresentação dos oito vetores, os semicondutores ativos do inversor e as tensões de saída aos terminais (baseado em [33]).

Vetor	Semicondutores Ativos	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
\vec{v}_0	$[S_a - S_b - S_c]$	0	0	0	0	0	0
\vec{v}_1	$[S_A - S_b - S_c]$	$\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{-V_{CC}}{3}$	$\frac{-V_{CC}}{3}$	V_{CC}	0	$-V_{CC}$
\vec{v}_2	$[S_a - S_B - S_c]$	$\frac{-V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{-V_{CC}}{3}$	$-V_{CC}$	V_{CC}	0
\vec{v}_3	$[S_A - S_B - S_c]$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{-2V_{CC}}{3}$	0	V_{CC}	$-V_{CC}$
\vec{v}_4	$[S_a - S_b - S_C]$	$\frac{-V_{CC}}{3}$	$\frac{-V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$	0	$-V_{CC}$	V_{CC}
\vec{v}_5	$[S_I - S_5 - S_6]$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{-2V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	V_{CC}	$-V_{CC}$	0
\vec{v}_6	$[S_A - S_b - S_C]$	$\frac{-2V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$-V_{CC}$	0	V_{CC}
\vec{v}_7	$[S_A - S_B - S_C]$	0	0	0	0	0	0

2.4.2. Inversor do Tipo Fonte de Corrente

Num inversor fonte de corrente, em oposição ao VSI, o elemento armazenador de energia no barramento CC é um elemento indutivo. Tal como no VSI, os semicondutores mais comumente utilizados são os IGBTs. Na Figura 2.19 está representado o circuito do inversor fonte de corrente. Os díodos em série com os IGBTs têm como função proteger estes dispositivos de tensões inversas, cuja capacidade de bloqueio é irrisória.

As vantagens que o CSI apresenta em relação ao VSI são a proteção contra sobreintensidades e curto-circuitos, devido às características do elemento do barramento CC. Para além disso, apresenta uma maior robustez e fiabilidade [31][32]. Porém, o elemento armazenador de energia do barramento CC é mais volumoso e pesado que o análogo no VSI [31]. No que toca à eficiência do sistema, esta tem vindo a aumentar devido ao desenvolvimento de dispositivos como os RB-IGBT (*Reverse Blocking IGBT*) pois estes reduzem as perdas de comutação e uma diminuição das perdas no barramento CC [34].

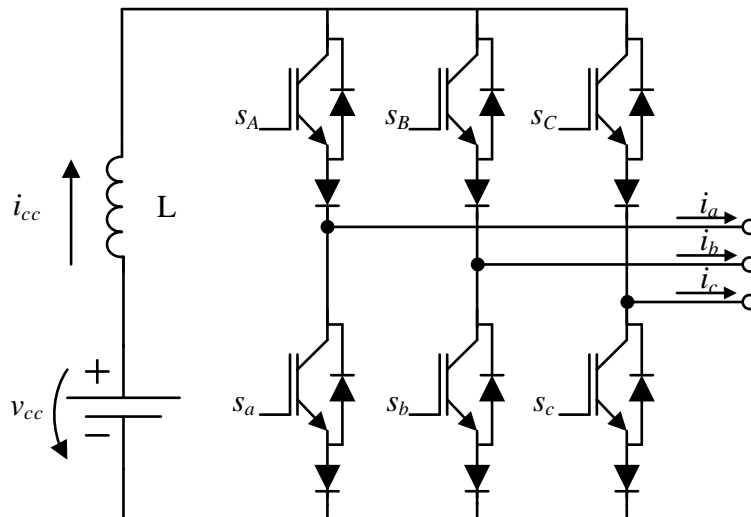


Figura 2.19 – Esquema elétrico de um inversor do tipo fonte de corrente trifásico.

A Figura 2.20 expõe todos os vetores no plano α - β que são possíveis de construir com o inversor esquematizado acima. Este inversor possui mais vetores nulos, ou seja, três e seis vetores ativos.

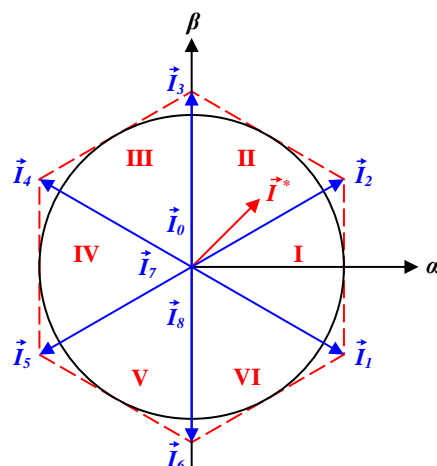


Figura 2.20 – Mapa de vetores de um inversor fonte de corrente de dois níveis.

Na Tabela 2.4 encontram-se expostos os vetores possíveis de obter comutando os semicondutores do CSI. Para a presente topologia, em vez de existir uma negação dos semicondutores na vertical, a negação ocorre na horizontal, ou seja, quando um dos semicondutores superiores estiver fechado, nenhum outro poderá encontrar-se fechado, mantendo-se a regra também para a parte inferior. Em termos de combinações, é obtido um total de nove estados de comutação.

Tabela 2.4 – Representação das nove combinações possíveis no inversor trifásico fonte de corrente, com os semicondutores ativos e as correntes de saída.

Vetor	Semicondutores Ativos	i_A	i_B	i_C
\vec{I}_0	$[S_A - S_a]$	0	0	0
\vec{I}_1	$[S_A - S_c]$	I_{CC}	0	$-I_{CC}$
\vec{I}_2	$[S_c - S_B]$	0	I_{CC}	$-I_{CC}$
\vec{I}_3	$[S_B - S_a]$	$-I_{CC}$	I_{CC}	0
\vec{I}_4	$[S_a - S_C]$	$-I_{CC}$	0	I_{CC}
\vec{I}_5	$[S_C - S_b]$	0	$-I_{CC}$	I_{CC}
\vec{I}_6	$[S_b - S_A]$	I_{CC}	$-I_{CC}$	0
\vec{I}_7	$[S_B - S_b]$	0	0	0
\vec{I}_8	$[S_C - S_c]$	0	0	0

2.5. Técnicas de Modulação por Largura de Pulso

As técnicas de modulação são parte integrante dos conversores CC-CA, definindo os valores de tensão desejados aos terminais de uma carga, controlando o fluxo de

potência proveniente de uma fonte de energia contínua. Deste modo, torna-se essencial o uso de técnicas capazes de executar esta tarefa. Essas técnicas eram implementadas com dispositivos analógicos discretos nas décadas passadas mas, com o aparecimento de controladores digitais com periféricos dedicados, a tarefa ficou facilitada e menos volumosa.

O número de aplicações que hoje em dia usam inversores fonte de tensão ou fonte de corrente é amplo, sendo necessário aplicar técnicas de modulação, mais propriamente a modulação por largura de pulso (PWM), que é bastante conhecida e amplamente aplicada. A modulação PWM é definida num determinado período de tempo fixo, sendo que a percentagem de tempo desse período em que está ligado é chamada de *duty-cycle*. Isto permite variar a quantidade de energia que é entregue a uma carga. Idealmente não existiria perdas nos dispositivos de comutação, porém isso não acontece, principalmente nas transições. Consequentemente, o aumento da frequência de comutação traduz-se num aumento das perdas no conversor.

Esta técnica de modulação apresenta algumas vertentes, nomeadamente a modulação por largura de pulso sinusoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) e a modulação por vetores espaciais (SVM).

O desempenho das técnicas de modulação pode ser avaliado quanto à taxa de distorção das formas de onda da corrente ou da tensão de saída, perdas nos semicondutores referente à frequência de comutação ou considerando o índice de modulação.

A Figura 2.21 esquematiza um inversor monofásico que servirá de base para explicar a modulação.

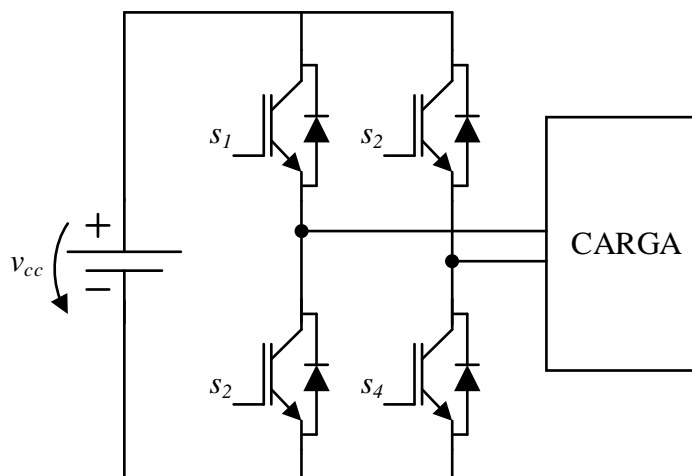


Figura 2.21 - Inversor do tipo fonte de tensão monofásico.

2.5.1. Modulação por Largura de Pulso Sinusoidal

A modulação SPWM é a abordagem mais frequente, obtida através da comparação de dois sinais, nomeadamente um sinal triangular ou dente de serra com a frequência de comutação desejada, sinal portador (v_p) e um sinal sinusoidal de referência com a frequência da onda a sintetizar, sinal modulador (v_m).

O princípio de funcionamento é simples: quando o sinal sinusoidal é superior à onda portadora, é acionado o semiconductor na parte superior do braço; caso isso não se verifique, é desligado e acionado o seu complementar. Em caso algum devem estar dois semicondutores ligados no mesmo braço do inversor, pois seria provocado um curto-circuito no barramento CC. Desta forma, da comparação resulta um sinal com frequência fixa e com largura de pulso variável [35].

Normalmente, a forma de implementação digital passa por um cálculo dos valores de comparação à parte, que são posteriormente guardados num vetor para serem trocados nos registos dos periféricos de PWM. A frequência do sinal portador (f_p) determina a frequência de comutação (F_s) do inversor, normalmente mantida constante. A frequência do sinal modulador (f_m) é igual à frequência fundamental aplicada à saída do inversor [36]. A amplitude da onda de saída está diretamente ligada com a amplitude do sinal modulador [35]. O índice de frequência de modulação (m_f), equação (2.1), pode ser calculado pela razão entre a frequência da portadora e a frequência da moduladora.

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (2.1)$$

As ondas de saída apresentam conteúdo harmónico, e a ordem dos harmónicos é tanto maior quanto maior for o índice de frequência de modulação, facilitando a sua filtragem. Em contrapartida, verifica-se um aumento das perdas por comutação. A forma da onda portadora tem influência no conteúdo harmónico, sendo preferível a onda triangular em relação à onda dente de serra, a primeira beneficiando de simetria na sua forma de onda e proporcionando, assim, um espectro harmónico menos evidenciado.

À razão entre a amplitude do sinal modulador e a amplitude da onda portadora é atribuído o nome de índice de modulação m_a , razão esta que se encontra expressa na equação (2.2). Esta razão permite dividir a modulação SPWM em dois modos, nomeadamente linear e não linear. O primeiro modo ocorre quando a amplitude/pico do sinal modulador é menor ou igual ao sinal da portadora. No entanto, se a amplitude do sinal modulador for superior à onda portadora, o modo passa a denominar-se não linear,

ou seja, existe um fenómeno de sobremodulação, obtendo-se um índice de modulação superior a 1 [36].

$$m_a = \frac{v_m}{v_p} \quad (2.2)$$

A tensão de saída do inversor monofásico, onde se aplica modulação sinusoidal, pode apresentar formas distintas, nomeadamente a unipolar e a bipolar. A estratégia bipolar implica apenas a utilização de uma onda de modulação sinusoidal, sendo que a parte superior e inferior dos braços do inversor são controladas de forma complementar, ou seja, quando um dos semicondutores se encontra fechado o outro está aberto. A saída do inversor apresenta normalmente valores de tensão positivos ($+v_{cc}$) e negativos ($-v_{cc}$). Se se considerar um inversor monofásico com modulação bipolar, os semicondutores podem ser assumidos aos pares diagonalmente, S_1 e S_4 e S_2 e S_3 , comutando em conjunto. A tensão de saída é dada pela equação (2.3).

$$V_0 = V_{an} - V_{bn} \quad (2.3)$$

As condições de comutação são expressas no sistema de equações (2.4).

$$\begin{cases} v_m > v_p & \text{então aciona } s_1 \text{ e } s_4, v_0 = +v_{cc} \\ v_m < v_p & \text{então aciona } s_2 \text{ e } s_3, v_0 = -v_{cc} \end{cases} \quad (2.4)$$

A Figura 2.22 retrata o procedimento da modulação bipolar com o dois sinais de comparação o sinal portador e o sinal modulador e por fim na parte inferior da imagem vê-se o sinal de saída.

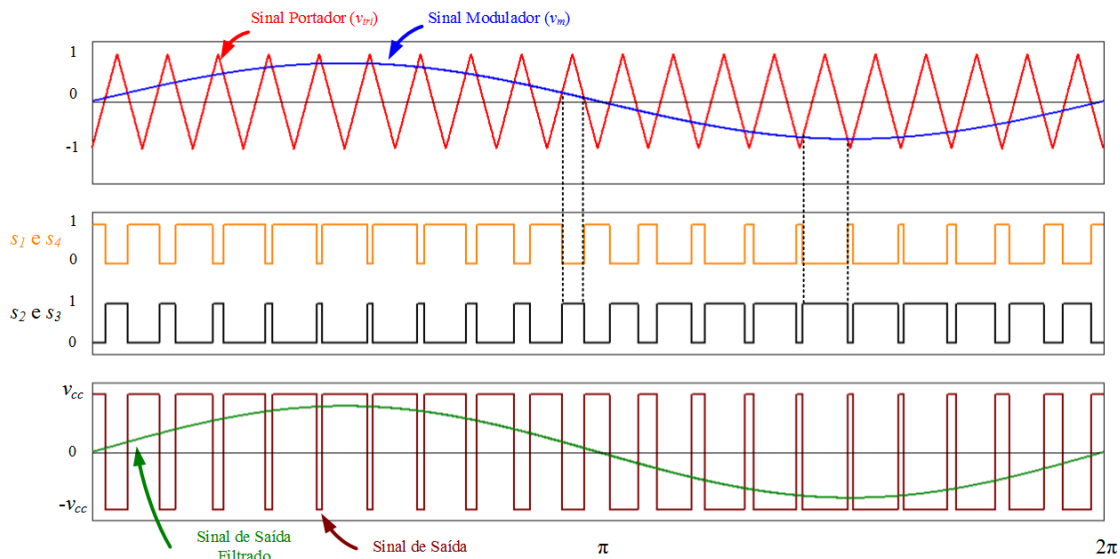


Figura 2.22 - Forma de sintetização na modulação bipolar, os sinais de comutação dos semicondutores e a forma de onda resultante.

Na estratégia unipolar são necessárias duas ondas sinusoidais moduladoras com a mesma amplitude e frequência, designadas de $+v_m$ e $-v_m$, que se encontram desfasadas

de 180°. Nesta estratégia os sinais de comutação também são provenientes da comparação entre a moduladora e a portadora. Os valores de tensão de saída do conversor CC-CA alternam entre 0 e $+v_{cc}$ no semiciclo positivo e entre 0 e $-v_{cc}$ no semiciclo negativo. Na modulação unipolar a moduladora $+v_m$ é responsável por comutar S_1 e S_2 a inequação (2.5) enquanto a moduladora simétrica $-v_m$ comanda os semicondutores S_3 e S_4 de forma complementar, através da inequação (2.6).

A Figura 2.23 exemplifica a sintetização da modulação unipolar.

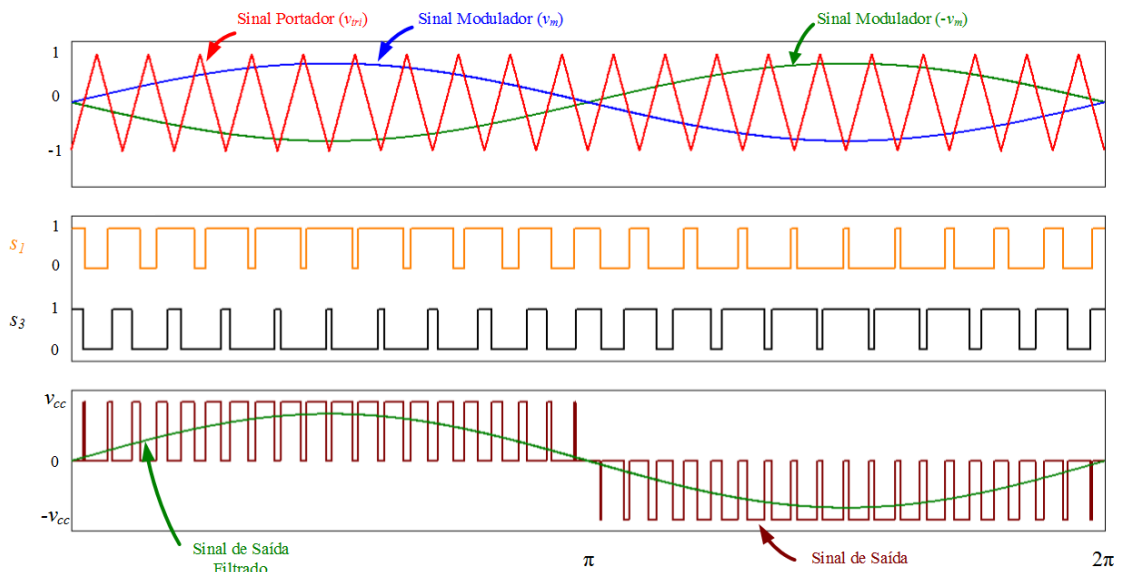


Figura 2.23 - Forma de sintetização na modulação unipolar, os sinais de comutação dos semicondutores e forma de onda resultante.

$$\begin{cases} +v_m > v_p & \text{então aciona } s_1 \\ +v_m < v_p & \text{então aciona } s_2 \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} -v_m > v_p & \text{então aciona } s_3 \\ -v_m < v_p & \text{então aciona } s_4 \end{cases} \quad (2.6)$$

Quando se trata de um inversor trifásico acrescenta-se mais um braço à figura anterior, e a onda triangular é comparada com três sinais sinusoidais de modulação que se encontram desfasados 120° obtendo-se as tensões de saída trifásicas. A moduladora da fase A, v_{ma} controla S_1 e S_2 , ao passo que v_{mb} controla a comutação de S_3 e S_4 encontrando-se atrasada 120° de v_{ma} . A moduladora v_{mc} aciona s_5 encontrando-se adiantada 120° em relação a v_{ma} . O seu funcionamento é similar ao da comutação bipolar. O raciocínio passa por ter associado a cada braço uma onda sinusoidal, sendo que quando a onda de modulação é maior que a onda triangular os comutadores de cima encontram-se ligados, caso contrário permanecem desligados e ligam-se os semicondutores inferiores.

Este procedimento encontra-se representado nas equações (2.26), (2.27) e (2.28) respetivamente para as fases A, B e C.

$$\begin{cases} v_{ma} > v_p \text{ então aciona } s_1, v_{a0} = v_{cc}/2 \\ v_{ma} < v_p \text{ então aciona } s_2, v_{a0} = -v_{cc}/2 \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} v_{mb} > v_p \text{ então aciona } s_3, v_{b0} = v_{cc}/2 \\ v_{mb} < v_p \text{ então aciona } s_4, v_{b0} = -v_{cc}/2 \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} v_{mc} > v_p \text{ então aciona } s_5, v_{c0} = v_{cc}/2 \\ v_{mc} < v_p \text{ então aciona } s_6, v_{c0} = -v_{cc}/2 \end{cases} \quad (2.9)$$

Outra forma de sintetizar uma onda com menos distorção harmónica consiste na utilização de um inversor multinível, implicando o uso de mais semicondutores, e consequentemente o número de portadoras, com o custo associado. O inversor presente na Figura 2.24 pode ser controlado pelos seguintes sistemas de inequações (2.10),(2.11),(2.12) e (2.13). Cada portadora controla um braço, assim sendo o sinal v_{p1_2} controla os sinais do braço onde estão os semicondutores s_1 e s_2 , e assim por diante como podemos perceber pela Figura 2.25.

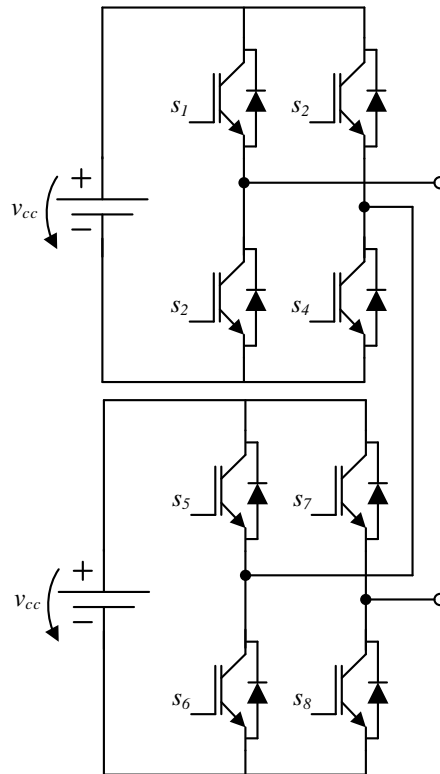


Figura 2.24 - Inversor multinível monofásico composto por inversores monofásicos em cascata.

$$\begin{cases} v_m > v_{p1_2} \text{ então aciona } s_1 \\ v_m < v_{p1_2} \text{ então aciona } s_2 \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} v_m < v_{p3_4} & \text{então aciona } s_3 \\ v_m > v_{p3_4} & \text{então aciona } s_4 \end{cases} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} v_m > v_{p5_6} & \text{então aciona } s_5 \\ v_m < v_{p5_6} & \text{então aciona } s_6 \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\begin{cases} v_m < v_{p7_8} & \text{então aciona } s_7 \\ v_m > v_{p7_8} & \text{então aciona } s_8 \end{cases} \quad (2.13)$$

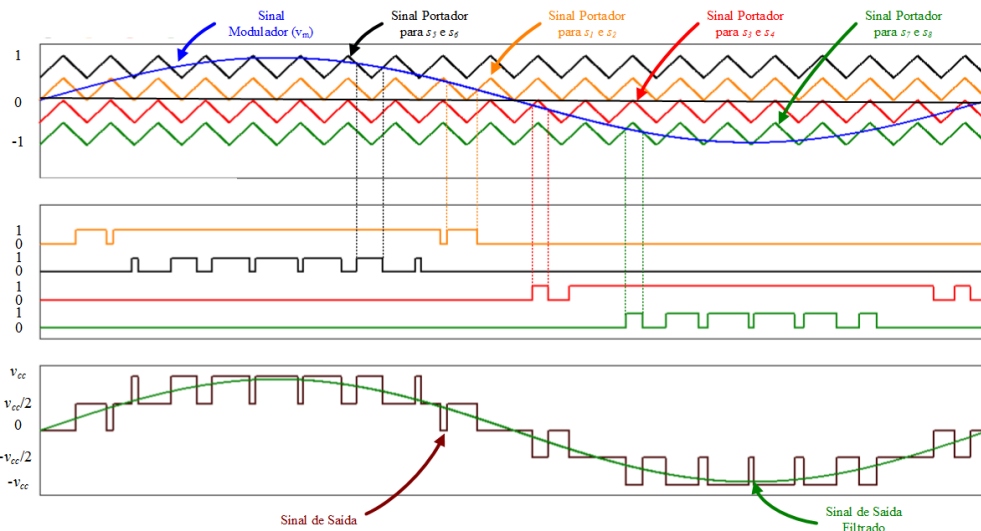


Figura 2.25 – Forma de sintetização na modulação de um inversor multinível monofásico em cascata, sinais de comando e forma de onda resultante.

2.5.2. Modulação por Vetores Espaciais

A modulação por vetores espaciais (SVM) é estruturada de acordo com um vetor de referência, v^* , com uma magnitude e um ângulo (θ), quantificando *à posteriori* o tempo no qual são acionados os semicondutores de um inversor. Esta técnica alternativa apresenta vantagens para os dispositivos, em particular para os variadores de velocidade, tais como redução das perdas de comutação por redução da frequência de comutação, menor distorção harmónica nos sinais de saída, índice de modulação mais elevado e melhor aproveitamento do barramento CC, sendo cerca de 15% comparativamente à modulação SPWM [36][37][38].

Porém, na sua forma original requer algoritmos de transformação e um número elevado de funções trigonométricas, o que levou à procura de formas de simplificar este método, de forma a aliviar o processamento dos dispositivos de controlo. Assim, pode passar-se a representação do vetor de referência para o espaço α - β , componente real e imaginária, respetivamente, eliminando assim a necessidade de fornecer a magnitude e o ângulo, à custa de, em contrapartida, ser necessário determinar o setor.

A Figura 2.26 mostra a relação que existe entre o vetor de referência e os vetores adjacentes que, para além de definirem a fronteira do setor, sintetizam o primeiro.

Inspecionando a figura abaixo e o inversor trifásico de dois níveis, constata-se que existem oito vetores, de V_0 a V_7 , sendo que o primeiro e o último são vetores nulos localizados na origem, não produzem tensão na saída, e são usados para baixar a distorção harmónica. Os vetores de V_1 a V_6 , que são vetores não nulos, encontram-se desfasados 60° entre si perfazendo os seis setores. A transição de vetores ativos para vetores não ativos deverá ser acautelada, de forma que apenas se realize a mudança do estado de um semicondutor, minimizando as perdas de comutação e harmónicos.

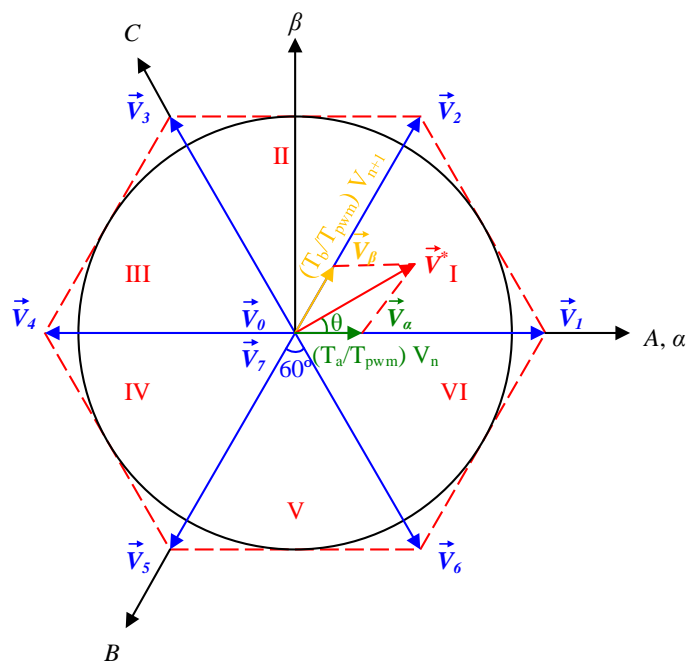


Figura 2.26 - Plano em que se define o vetor de referência com os vetores adjacentes.

A frequência de sintetização está relacionada com a velocidade de rotação do V^* e a sua magnitude é delineada pelos dois vetores ativos adjacentes ao de referência e um vetor nulo. O tempo de modulação (t_{pwm}) é dividido pelos vetores ativos e pelo vetor nulo, caso exista tempo disponível. Exemplificando, se o vetor a sintetizar está no setor n , os vetores serão V_n e V_{n+1} , exceto no setor 6, mais um dos vetores nulos, mantendo o tempo de modulação. Para o cálculo dos tempos é tido em conta que o produto do vetor de referência e o tempo de modulação seja igual à soma dos dois vetores mais próximos multiplicados pelo seu tempo de atuação e o vetor nulo atua no tempo restante, ou seja, ao tempo de modulação retira-se o tempo de atuação referentes aos vetores ativos, equação (2.14).

$$\begin{cases} V^* t_{pwm} = V_n t_1 + V_{n+1} t_2 \\ t_0 = t_{pwm} - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (2.14)$$

Na Tabela 2.5 encontram-se definidos os valores das saídas dos vetores ativos e não ativos, com o valor de tensão em α - β e os semicondutores que estão habilitados.

Na Figura 2.27 podem ver-se os estados dos semicondutores que formam os oito vetores, em que a cor verde simboliza os semicondutores que estão a conduzir e a cor vermelha os que se encontram em aberto.

Tabela 2.5 - Vetores existentes num inversor trifásico de dois níveis e os seus valores α - β .

Vetor	Ângulo	Semicondutores Ativos	v_α	v_β	Estado de Operação
\vec{v}_0	0	$[S_a - S_b - S_c]$	0	0	Inativo
\vec{v}_1	0	$[S_A - S_b - S_c]$	$\frac{2V_{CC}}{3}$	0	Ativo
\vec{v}_2	60	$[S_a - S_B - S_c]$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{\sqrt{3}}$	Ativo
\vec{v}_3	120	$[S_A - S_B - S_c]$	$\frac{-V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{\sqrt{3}}$	Ativo
\vec{v}_4	180	$[S_a - S_b - S_C]$	$\frac{-2V_{CC}}{3}$	0	Ativo
\vec{v}_5	240	$[S_I - S_5 - S_6]$	$\frac{-V_{CC}}{3}$	$\frac{-V_{CC}}{\sqrt{3}}$	Ativo
\vec{v}_6	300	$[S_A - S_b - S_C]$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{-V_{CC}}{\sqrt{3}}$	Ativo
\vec{v}_7	0	$[S_A - S_B - S_C]$	0	0	Inativo

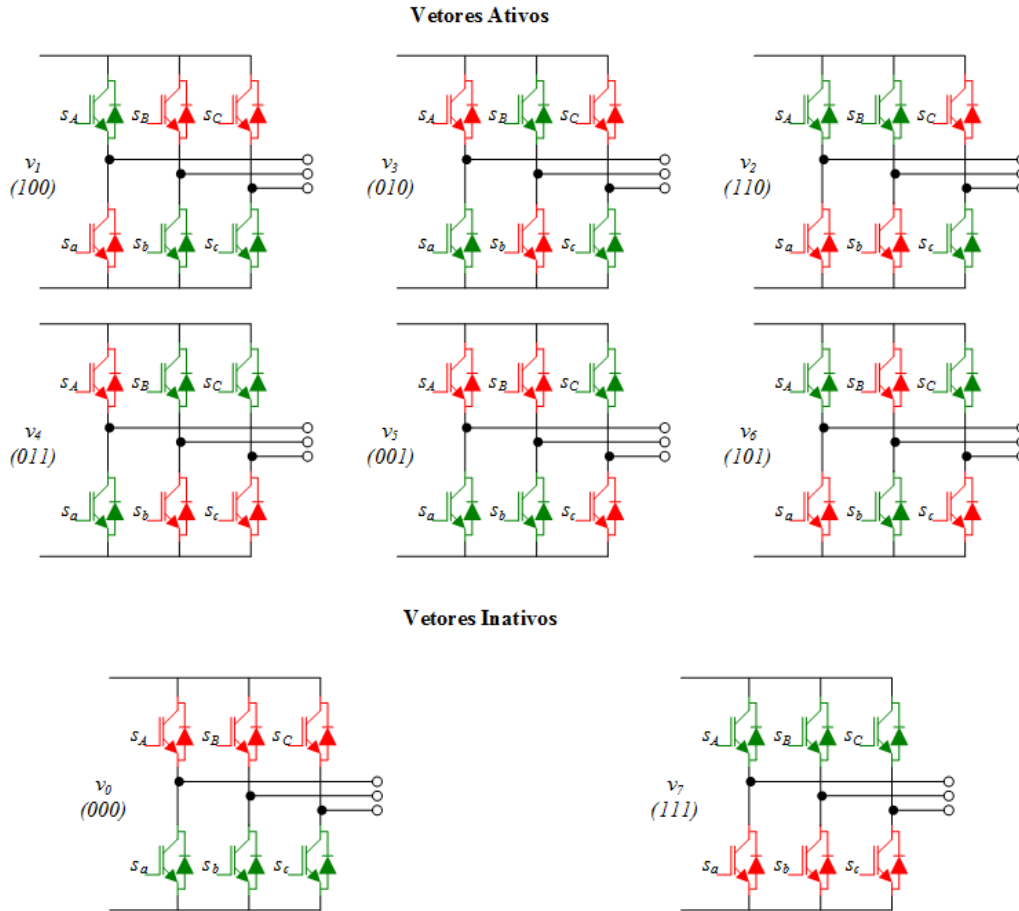


Figura 2.27 - Estado dos vários semicondutores para os 8 vetores.

Uma forma de aplicar a modulação por vetores espaciais de uma forma simples para ser codificada num *Digital Signal Processor* (DSP) pode seguir o seguinte algoritmo fornecido pela *Texas Instruments* [37]. O ponto de partida passa por determinar o setor, onde se encontram vetores de tensão V_β e V_α provenientes da transformada inversa de Park. Aplicando o sistema de inequações (2.15), pode definir-se os valores das variáveis auxiliares A , B e C .

$$\begin{cases} v_\beta > 0 & A = 1, \text{então } A = 0 \\ \sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0 & B = 1, \text{então } B = 0 \\ -\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0 & C = 1, \text{então } C = 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

Após a obtenção dos valores das variáveis auxiliares, determina-se o valor da variável N através da resolução da equação (2.16).

$$N = A + 2B + 4C \quad (2.16)$$

Após o cálculo anterior, pode estabelecer-se a ligação da variável N com o setor onde se encontram os vetores através da Tabela 2.6.

Tabela 2.6 - Correspondência do resultado de N com o setor do vetor de referência.

N	1	2	3	4	5	6
Setor	II	VI	I	IV	III	V

Assim sendo, o passo seguinte a estabelecer são os tempos t_1 e t_2 , que correspondem ao tempo de duração dos vetores que modulam o vetor de referência em cada setor, apoiando-se nas variáveis auxiliares X , Y e Z definidas com o sistema de equações (2.17). O parâmetro t_{pwm} corresponde ao período de modulação e v_{cc} ao valor da tensão no barramento CC.

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3} t_{pwm} v_{\beta}}{v_{cc}} \\ Y = \frac{t_{pwm} (\sqrt{3} v_{\beta} + 3 v_{\alpha})}{2 v_{cc}} \\ Z = \frac{t_{pwm} (\sqrt{3} v_{\beta} - 3 v_{\alpha})}{2 v_{cc}} \end{cases} \quad (2.17)$$

Obtidos os valores dos parâmetros das variáveis auxiliares X , Y e Z , consulta-se a Tabela 2.7 onde se encontram os valores dos tempos a atribuir a t_1 e t_2 em função do setor e das três variáveis calculadas anteriormente.

Tabela 2.7 – Atribuição dos tempos de acionamento para cada setor.

Setor	I	II	III	IV	V	VI
t_1	Z	$-Z$	$-X$	X	Y	$-Y$
t_2	$-X$	$-Y$	Y	$-Z$	Z	X

De forma a evitar que se ultrapasse o tempo de modulação, é necessário verificar se a soma de t_1 e t_2 é menor que o tempo de modulação, ou seja, $t_1 + t_2 \leq t_{pwm}$. Caso esta condição seja falsa é necessário fazer um recálculo, recorrendo ao seguinte sistema de equações (2.18). Isto acontece quando o vetor que é fornecido é elevado, ocorrendo sobremodulação, sendo que o recálculo previne essa situação.

$$\begin{cases} t_1 = \frac{(t_1 t_{pwm})}{t_1 + t_2} \\ t_2 = \frac{(t_2 t_{pwm})}{t_1 + t_2} \end{cases} \quad (2.18)$$

Para determinar o *duty-cycle* para cada um dos braços é necessário criar de novo três variáveis auxiliares t_{aon} , t_{bon} e t_{con} , sendo definidas pela equação (2.19).

$$\begin{cases} t_{aon} = \frac{(t_{pwm} - t_1 - t_2)}{4} \\ t_{bon} = t_{aon} + \frac{t_1}{2} \\ t_{con} = t_{bon} + \frac{t_2}{2} \end{cases} \quad (2.19)$$

Conhecendo os valores das variáveis t_{aon} , t_{bon} e t_{con} , encontram-se reunidas as condições para corresponder esses valores com os valores de comparação t_a , t_b e t_c , recorrendo à Tabela 2.8.

Tabela 2.8 - Tempos de comutação para cada setor.

Setor	I	II	III	IV	V	VI
t_a	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}	t_{con}	t_{bon}	t_{aon}
t_b	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}	t_{con}
t_c	t_{con}	t_{con}	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{bon}

Por fim, obtidos os valores t_a , t_b e t_c , os mesmos são colocados nos registos de comparação dos periféricos de PWM do microcontrolador, referente ao braço da fase A, B e C, respetivamente, dando início às comutações dos semicondutores de potência.

A Figura 2.28 resume de uma forma esquemática todo o processo de modulação e apresentando a interação entre as variáveis.

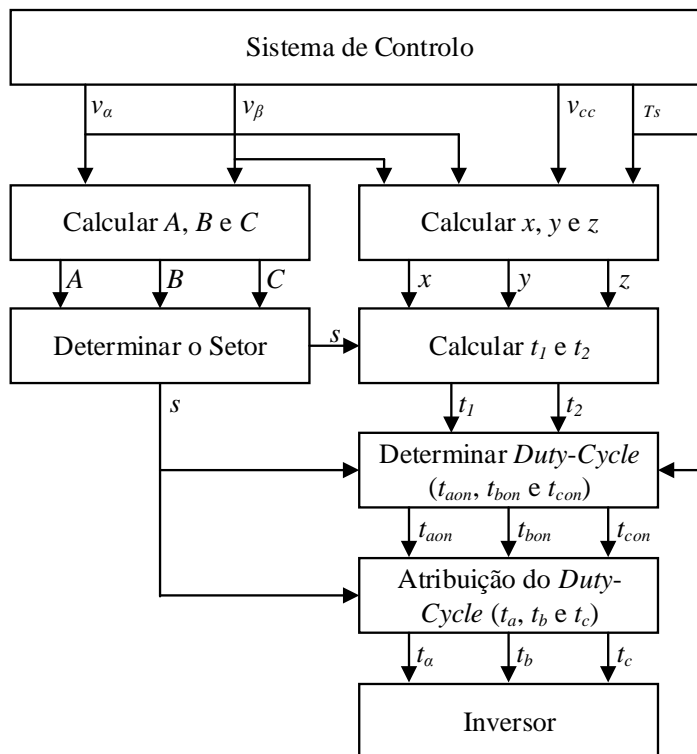


Figura 2.28 - Visão geral do processo de modulação por vetores espaciais.

2.6. Técnicas de Controlo para Motores Síncronos de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial

As técnicas de controlo de motores são variadas e têm um sem número de utilizações, desde aplicações domésticas, industriais e científicas. Estas técnicas encontram-se divididas em dois grandes grupos, nomeadamente controlo escalar e controlo vetorial, como se pode ver na Figura 2.29.

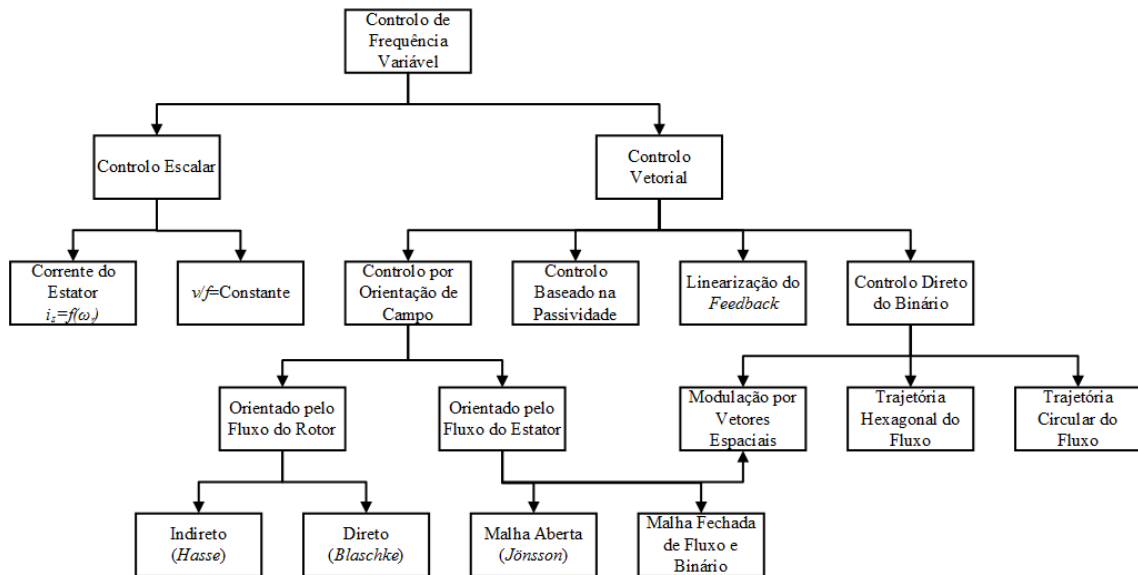


Figura 2.29 – Diagrama representativo das técnicas de controlo escalar e vetorial.

Apesar de existirem muitas variantes de técnicas de controlo de motores, o foco reside nas técnicas de controlo vetorial, pois estas são as que apresentam mais interesse por parte da comunidade científica com uma maior quantidade de publicações, nomeadamente o controlo direto do binário (DTC – *Direct Torque Control*) e controlo por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*).

2.6.1. Controlo por Orientação de Campo

A técnica de controlo por orientação do campo (FOC), catalogada de controlo vetorial, foi apresentada em 1971 por F. Blaschke. Na Figura 2.30 é apresentado um diagrama de blocos simplificado da técnica de controlo por orientação de campo, onde se observa que esta técnica se baseia num controlo de duas correntes, através de um controlo proporcional integral (PI) e uma modulação por vetores espaciais (SVM – *Space Vector Modulation*).

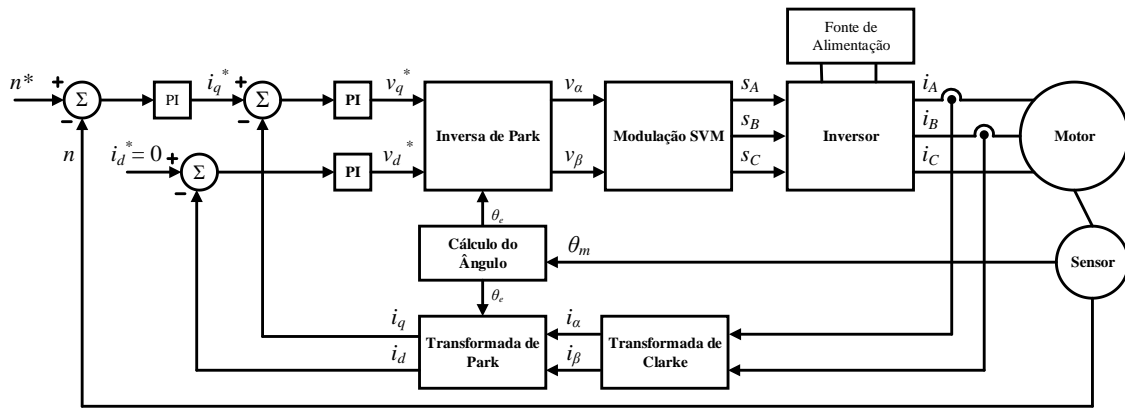


Figura 2.30 - Diagrama de blocos com a representação do sistema de funcionamento da técnica de controle por orientação de campo.

O princípio de funcionamento foi aproximado às máquinas CC de excitação separada [39]. Este motor possui um estator e um rotor separados física e eletricamente, cuja construção, para além de dar o nome à máquina elétrica, permite que exista o controlo independente da corrente de armadura (I_a) e da corrente de campo (I_f), o que possibilita o controlo do binário através da relação direta da equação (2.20) [39].

$$T_e = k I_a I_f \quad (2.20)$$

Sendo k uma constante do motor, variando I_a ou I_f é controlado o binário. Também é possível aumentar a velocidade acima do valor nominal, aumentando I_a ou enfraquecendo o valor de I_f , processo conhecido por *Field Weakening* [39].

A aplicação desta filosofia a motores síncronos encontra algumas barreiras, visto que em alguns casos o rotor é formado por ímanes permanentes, como é o caso dos motores PMSM. Porém o desacoplamento da máquina elétrica é conseguido graças a algumas transformações matemáticas. Separando a corrente do estator, i_s , em duas componentes ortogonais, a componente do eixo direto, i_d , responsável pelo ajuste da corrente de campo e a componente do eixo de quadratura, i_q , ligada ao desenvolvimento do binário no motor [39][40].

A transformação das componentes da corrente do estator tem um peso fulcral na dinâmica de todo o sistema. Inicialmente é necessária uma primeira transformação de coordenadas, passando do sistema de coordenadas tradicional trifásico (i_A , i_B e i_C) para outro sistema de coordenadas estacionário de apenas duas dimensões $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$, onde as componentes estão desfasadas 90° . Esta transformação é denominada transformada de Clarke e é constituída por um conjunto de equações agrupadas na matriz da equação (2.21).

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Caso o sistema seja equilibrado, é possível simplificar a estrutura anterior, podendo usar-se apenas o seguinte sistema de equações (2.22), o que em termos práticos se traduz numa poupança no número de sensores.

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_A \\ i_{s\beta} = \frac{i_A + 2i_B}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (2.22)$$

A Figura 2.31 apresenta a projeção da corrente do estator no sistema de coordenadas α - β , em que o eixo α tem a mesma direção do eixo A do sistema tradicional, e o eixo β faz um ângulo de 90° com os anteriores.

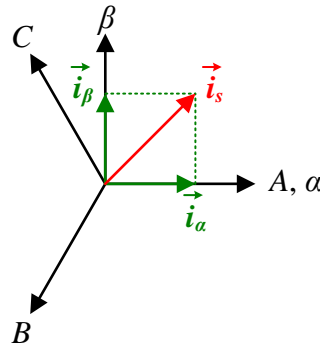


Figura 2.31 – Projeção da corrente do estator no referencial tradicional e no referencial α - β .

A ideia da transformada de Clarke é transformar a corrente do estator numa componente real (α) e numa imaginária (β), porém existe ainda uma dependência do tempo e da velocidade. Esta dependência pode ser contornada através de uma nova transformada, a transformada de Park.

A transformada de Park e a sua inversa necessitam de um parâmetro crucial a conhecer, o ângulo da posição do fluxo do rotor, θ_r , que pode ser conseguido através de um *encoder*, *resolver* ou observador. Este último pode ser utilizado como estratégia de estudo, por impossibilidade de colocar os anteriores ou visando uma redução de custos.

A conversão do sistema de coordenadas bifásico estacionário α - β calculado anteriormente para um sistema de coordenadas rotacional d - q é conseguida através da seguinte matriz de transformação (2.23), sendo o eixo d alinhado com o fluxo do rotor.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

A Figura 2.32 apresenta a projeção da corrente do estator no sistema rotacional d - q cuja base consiste no sistema de coordenadas α - β .

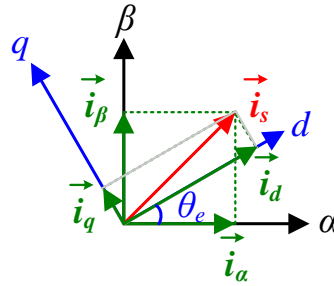


Figura 2.32 – Projeção da corrente do estator no sistema referencial d - q .

Esta transformada depende do vetor de corrente, composto pelas componentes α - β , e da posição do fluxo do rotor. Tornando as duas variáveis constantes, ou seja, invariantes no tempo, é alcançada assim as correntes que influenciam o controlo. O facto de a análise do controlo elétrico dos motores ser usual, o uso do sistema de eixos d - q , e que neste caso o próprio controlo é feito recorrendo a estas componentes, permite uma análise tanto em regime permanente, como em regime transitório. Assim, torna-se possível definir as equações da tensão, do fluxo, do binário eletromagnético e equações matemáticas de movimento. As equações das tensões e do fluxo, (2.24) e (2.25), respetivamente, encontram-se expostas em seguida.

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - \omega_r \psi_q + \frac{d\psi_d}{dt} \\ v_q = R_s i_q + \omega_r \psi_d + \frac{d\psi_q}{dt} \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_m \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.25)$$

A equação do binário encontra-se expressa na equação (2.26), onde a variável P é o número de pares de polos e sendo ψ_m a amplitude máxima de fluxo produzido pelos ímanes permanentes.

$$T_e = \frac{3}{2} P (\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.26)$$

A equação matemática de movimento é expressa pela equação (2.27) em que J é o momento de inércia e T_l é o binário de carga..

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_l) \quad (2.27)$$

Um pormenor deste sistema é a possibilidade de extrair o máximo binário por corrente (MTPA – *Maximum Torque Per Ampere*), colocando a variável de referência da

corrente do eixo d , i_d^* , com valor zero. Desta forma a interação dos campos magnéticos do rotor e do estator permanece desfasada 90° , e a eficiência do *driver* é aumentada [41][42]. Assim, é desejável manter este requisito permanentemente, tal como uma boa orientação do fluxo, proporcionando uma atenuação no *ripple* do binário e melhorando a dinâmica do sistema nos motores PMSM. Porém, esta componente i_d^* pode ser usada para enfraquecer o campo, que tem um efeito oposto ao fluxo do rotor, reduzindo a força contraeletromotriz, o que permite operações a altas velocidades.

Um outro pormenor é a estratégia utilizada para conseguir uma velocidade superior à nominal através do algoritmo de *Flux Weakening*. Mais uma vez a componente i_d tem um papel importante, nos motores tradicionais trata-se de reduzir a corrente de excitação do rotor, porém isso não é realizável num PMSM.

Beneficiando da estratégia de controlo ser processada no sistema de coordenadas dq referente às correntes do estator, pode colocar-se a componente i_d com valores negativos. O uso da componente com um valor diferente de zero provoca um aumento no consumo de corrente. O algoritmo normalmente opera no sentido de limitar a componente da corrente do binário, evitando sobreintensidades [41].

De uma forma simples, os valores lidos das correntes do estator são transformados para posterior comparação com os valores de referência i_d^* e i_q^* . A diferença entre o retorno e os valores de referência gera um erro que entra no controlador PI. Os controladores lineares PI, como podem ser vistos no esquema anterior, Figura 2.30, são importantes para regular as correntes, conferindo simplicidade de implementação, bem como o facto de não ser necessário ter um conhecimento aprofundado do modelo da máquina assim como dos seus parâmetros. Na saída do controlador são dadas as tensões de modulação no sistema de coordenadas rotacional, v_q e v_d . Para tornar funcional a derivação de PWM utilizado, recorre-se à transformada inversa de Park, obtendo os valores de v_α e v_β . A matriz (2.28) expressa a relação com as componentes v_q e v_d .

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

O processo termina com a modulação SVM que calcula o tempo de comutação dos semicondutores. A Figura 2.33 mostra as várias formas de onda que as variáveis intervenientes do sistema adquirem.

Em suma, a técnica de controlo FOC possui algumas vantagens, como uma frequência de comutação fixa, pouca distorção nas formas de onda do binário, do fluxo do estator e das correntes em regime permanente. Em contrapartida, tem a desvantagem

de apresentar uma resposta lenta às variações do binário e de ser necessário mais tempo de processamento para os cálculos com transformadas de coordenadas e para o bloco sintetizador de modulação SVM.

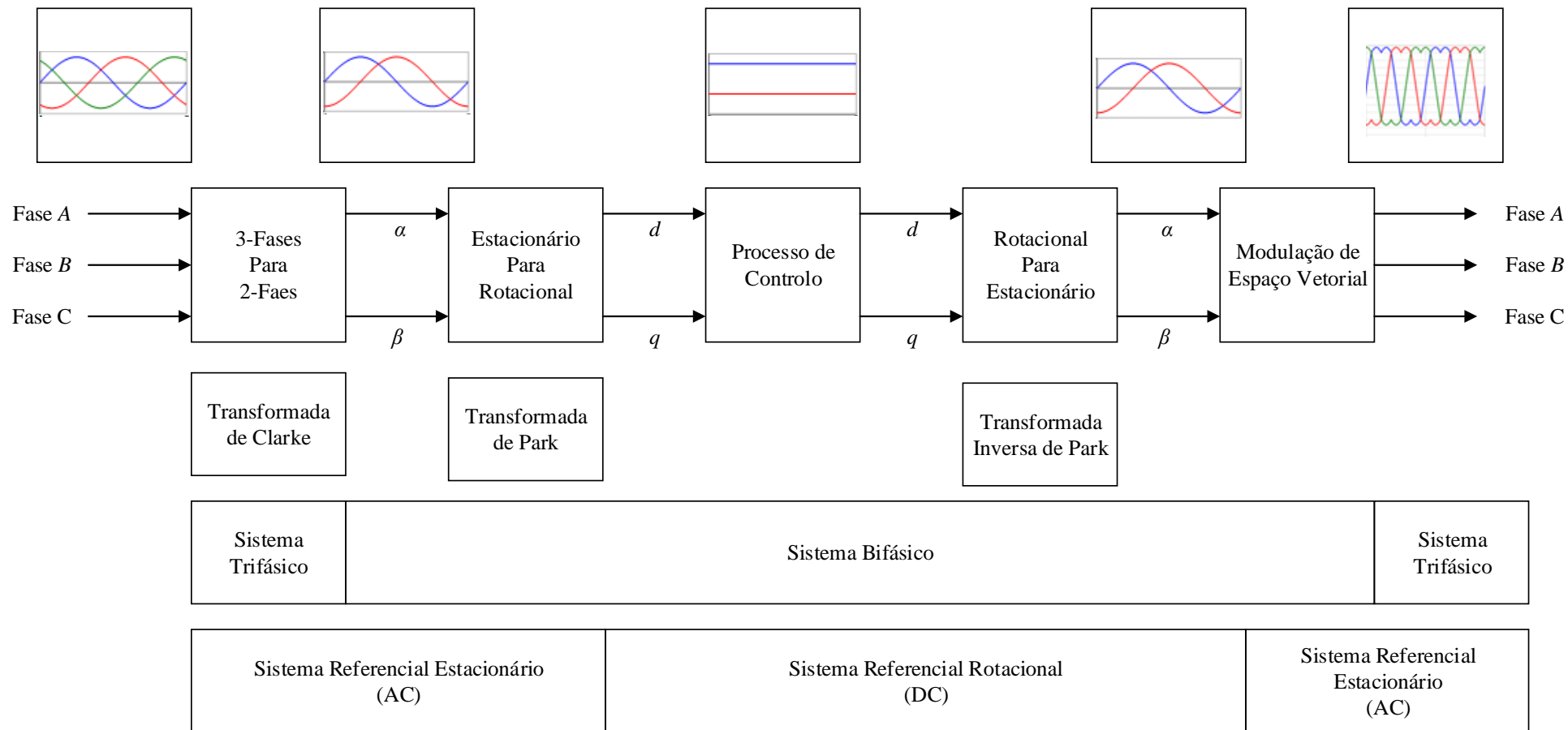


Figura 2.33 – Sequência de transformação de coordenadas no sistema de controlo FOC.

2.6.2. Controlo Direto do Binário Clássico

O controlo direto do binário (DTC – *Direct Torque Control*) surgiu durante a década de 80 pelas mãos dos japoneses Isao Takahashi e Toshihiko Noguchi (1984 e 1985). Um investigador alemão, de nome Depenbrock, em 1988, apresentou um modelo semelhante designado como auto controlo direto (DSC – *Direct Self Control*). Ambas constituem técnicas de controlo vetorial, sendo a última mais vocacionada para potências superiores [43][44]. Apesar de ter sido apresentada para motores de indução, existem na literatura implementações noutros tipos de motores CA, em particular motores PMSM.

O DTC clássico permite o controlo do binário e do fluxo do estator utilizando apenas dois controladores por histerese e uma tabela de comutação otimizada, dispensando controladores de corrente, controladores PI ou sistema de modulação do género PWM, como a transformação de coordenadas $d-q$ [43], [45], [46]. Assim, apresenta-se como uma alternativa válida, robusta e de baixa dependência dos parâmetros da máquina elétrica, sendo a resistência do estator (R_S), bem como a imunidade à sua variação o único parâmetro do motor do qual é necessário ter conhecimento [44] [46].

Com recurso a uma estratégia de decisão simples, este algoritmo permite apresentar uma resposta dinâmica rápida. O algoritmo DTC é descrito na Figura 2.34, onde é apresentado o diagrama de blocos do sistema de controlo.

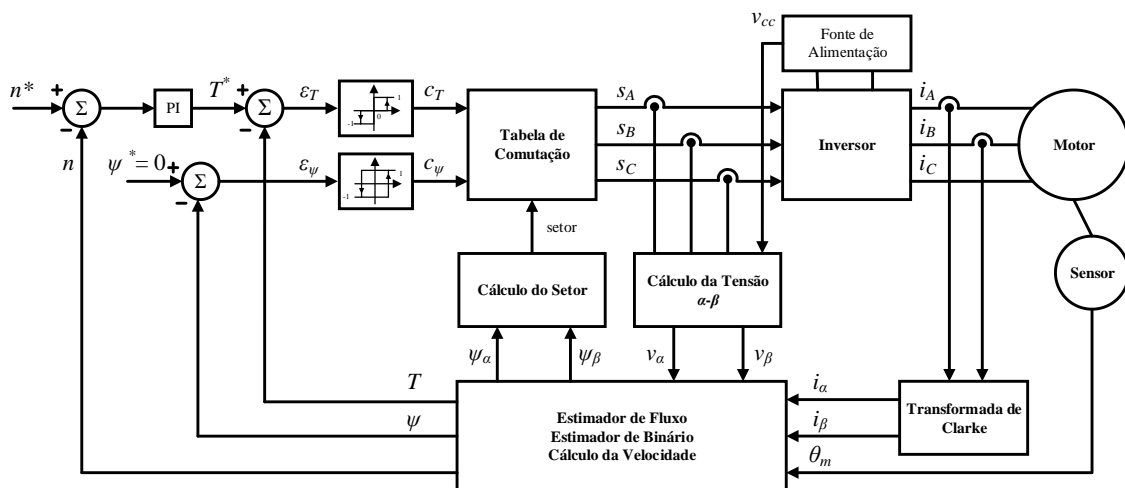


Figura 2.34 – Diagrama de blocos da técnica de controlo DTC Clássica.

De forma a estimar o fluxo do estator e o binário, é necessário recorrer a uma transformação para o plano $\alpha-\beta$ da corrente e da tensão. A tensão alfa (v_α) e a tensão beta (v_β) são definidas pelo sistema de equações (2.29). Como é perceptível, as tensões

são calculadas tendo em conta o valor dos estados de comutação da parte superior do inversor, em que $S_{n=a,b,c}$ toma o valor de 1 se está ligado ou 0 se está desligado. Na equação entra também a tensão do barramento CC, V_{CC} . Quanto à transformação da corrente lida pelos sensores, é semelhante à descrita anteriormente na transformada de Clarke (equação (2.21)).

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{1}{3} V_{CC} (2S_a - S_b - S_c) \\ v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{CC} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (2.29)$$

As componentes de fluxo alfa e beta, ψ_α e ψ_β , respetivamente, são definidas como o integral da subtração da tensão da componente alfa ou beta pelo produto da resistência do estator e a componente de corrente correspondente, como representado na equação (2.30). Por vezes esta última componente é bastante reduzida, a ponto de se poder desprezar, o que permitiria efetuar o controlo sem a necessidade de qualquer conhecimento dos parâmetros do motor.

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \int_0^t (v_\alpha - R_s i_\alpha) dt \\ \psi_\beta = \int_0^t (v_\beta - R_s i_\beta) dt \end{cases} \quad (2.30)$$

A estimação do fluxo é efetuada pela equação anterior, porém é necessária uma discretização do integral dos fluxos, equação (2.31), sabendo o tempo de amostragem, t_s , e o valor das variáveis do fluxo anterior alfa ($\psi_{\alpha 0}$) e beta ($\psi_{\beta 0}$). O fluxo do estator fica definido como a raiz quadrada da soma dos quadrados dos fluxos beta e alfa, como representado na equação (2.32).

$$\begin{cases} \psi_\alpha = (v_\alpha - R_s i_\alpha) t_s + \psi_{\alpha 0} \\ \psi_\beta = (v_\beta - R_s i_\beta) t_s + \psi_{\beta 0} \end{cases} \quad (2.31)$$

$$\psi_s = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad (2.32)$$

A estimação do binário é descrita pela equação (2.33), tendo a informação do fluxo e das correntes nas coordenadas α - β , sendo P o número de pares de polos.

$$T = \frac{3}{2} P (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (2.33)$$

O ângulo do vetor de rotação do estator, θ_e , é dado pela equação (2.34). Pelo facto de ser uma operação um pouco pesada para um microcontrolador de performance média,

pode ser usada a expressão (2.35), mais simples, e a Tabela 2.9 para simplificar a detecção do setor.

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \quad (2.34)$$

Após se ter conhecimento do valor do ângulo, é necessário determinar a que setor pertence, respeitando a divisão do plano α - β em seis partes iguais.

$$\sqrt{3} |\psi_\beta| - |\psi_\alpha| \quad (2.35)$$

Tabela 2.9 – Determinação do setor com menor esforço computacional.

Setor	ψ_α	ψ_β	$\sqrt{3} \psi_\beta - \psi_\alpha $
1	+	+/-	-
2	+	+	+
3	-	+	+
4	-	+/-	-
5	-	-	+
6	+	-	+

Os controladores de histerese tentam, assim controlar as variáveis dentro dos limites impostos, nomeadamente a banda de histerese do fluxo, $\delta\psi$, e a banda de histerese do binário $\delta\tau$

A decisão do estado de saída dos comparadores de histerese é consequência da comparação do erro das variáveis a controlar e os limites da histerese. Os estados de saída dos controladores diferem consoante o número de estados. O erro da componente do binário, ε_T , é dado pela equação (2.36), sendo a diferença entre o valor de referência T^* e o valor estimado T .

$$\varepsilon_T = T^* - T \quad (2.36)$$

O controlo de histerese do binário apresenta três estados de saída, c_T , que pode ser 1, 0 ou -1. Estes valores dizem respeito às inequações agrupadas em (2.37). O comparador de histerese do binário tem dois limites, o limite da banda superior BH_T e limite da banda inferior $-BH_T$.

$$c_T = \begin{cases} 1 & , \varepsilon_T \geq BH_T \\ 0 & , -BH_T < \varepsilon_T < BH_T \\ -1 & , \varepsilon_T \leq -BH_T \end{cases} \quad (2.37)$$

O valor das saídas do controlador de histerese tem um propósito, isto é, se for preciso aumentar o binário a saída fica a 1, caso o valor se encontre dentro da banda de histerese produz na saída 0. Por outro lado, se o erro do binário é superior à banda inferior é necessário uma diminuição do binário, logo a saída será -1. Uma forma de compreensão

gráfica do sistema de inequações de saída do comparador de histerese do binário pode ser visualizada na Figura 2.35 que espelha o comportamento do controlador.

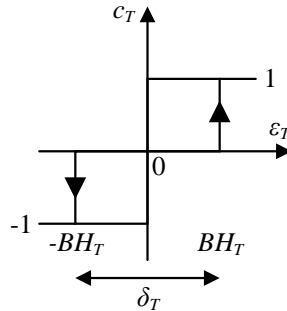


Figura 2.35 – Gráfico representativo do controlador de histerese do Binário.

A equação representada em (2.38) retrata o cálculo do erro do fluxo, ε_ψ , cujo valor serve para realizar o controle desta variável.

$$\varepsilon_\psi = \psi^* - \psi \quad (2.38)$$

O controlador de histerese do fluxo tem apenas dois estados de saída, $\varepsilon_\psi = 1$ e $\varepsilon_\psi = -1$. O raciocínio necessário para o cálculo do estado de saída do comparador de histerese do fluxo do estator assemelha-se ao anterior. Neste caso, se o erro do fluxo ultrapassar o limite superior da banda de histerese do fluxo BH_ψ , a variável de saída do controlador c_ψ toma o valor de 1. Caso atinja a banda do limite inferior $-BH_\psi$, passa a assumir o valor de -1. Estas condições encontram-se no sistema de inequações descrito em (2.39), que define os valores de saída do controlador de histerese do fluxo do estator.

$$c_\psi = \begin{cases} 1, & \varepsilon_\psi > BH_\psi \\ -1, & \varepsilon_\psi < -BH_\psi \end{cases} \quad (2.39)$$

Como forma de compreensão do sistema de inequações anterior, é possível recorrer à visualização do gráfico seguinte, Figura 2.36, que exemplifica o comportamento do controlador de histerese do fluxo do estator de dois estados.

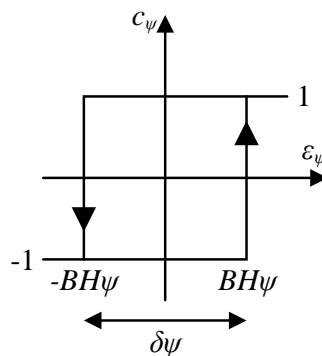


Figura 2.36 – Gráfico representativo do controlador de histerese de fluxo.

O tamanho da banda de histerese afeta o desempenho do sistema. Exemplificando, uma banda pequena na histerese do fluxo conduz a formas de onda próximas das sinusoidais, enquanto uma banda de histerese pequena de binário gera um binário mais suavizado. No entanto, a consequência é uma frequência de comutação muito elevada, aumentando assim as perdas por comutação [47]. Esta frequência elevada pode não ser possível pelas características próprias dos semicondutores, seja pela temperatura máxima que possam atingir e/ou capacidade máxima de frequência de comutação.

Após a determinação das variáveis de saída dos dois controladores de histerese e a determinação do setor, dá-se a escolha de um dos oito vetores espaciais otimizados que podem ser aplicados aos terminais do inversor, através da Tabela 2.10. Os vetores têm magnitude e posicionamento no plano α - β semelhante ao apresentado na secção referente à modulação PWM.

Tabela 2.10 – Otimização dos vetores a utilizar na técnica de controlo DTC clássica, consoante o valor das variáveis de controlo do fluxo e do binário.

Fluxo	Torque	Setor					
		1	2	3	4	5	6
$ c_\psi=1$	$c_T=1$	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_5	\vec{v}_6	\vec{v}_1
	$c_T=0$	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0
	$c_T=-1$	\vec{v}_6	\vec{v}_1	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_5
$c_\psi=-1$	$c_T=1$	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_5	\vec{v}_6	\vec{v}_1	\vec{v}_2
	$c_T=0$	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7
	$c_T=-1$	\vec{v}_5	\vec{v}_6	\vec{v}_1	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_4

Na tabela apresentada verifica-se que em cada setor pode ter-se vários cenários. Pode haver a necessidade de aumentar ambas as componentes, diminuir ou terem comportamentos opostos. Na Figura 2.37 pode ver-se os possíveis vetores que podem ser atuados em cada setor no plano α - β .

Como descrito, o DTC trata-se de um sistema de controlo muito simples que recorre ao mínimo de parâmetros do motor, que tem apenas a necessidade de uma transformada de Clarke e uma boa resposta dinâmica, exigindo um tempo de amostragem muito baixo. No entanto, em contraponto esta estratégia leva a uma frequência de comutação variável mesmo em regime permanente, o que não é desejável, criando ruído audível devido à frequência de comutação dos semicondutores. Para além disso, obtém-se uma baixa performance a velocidades baixas.

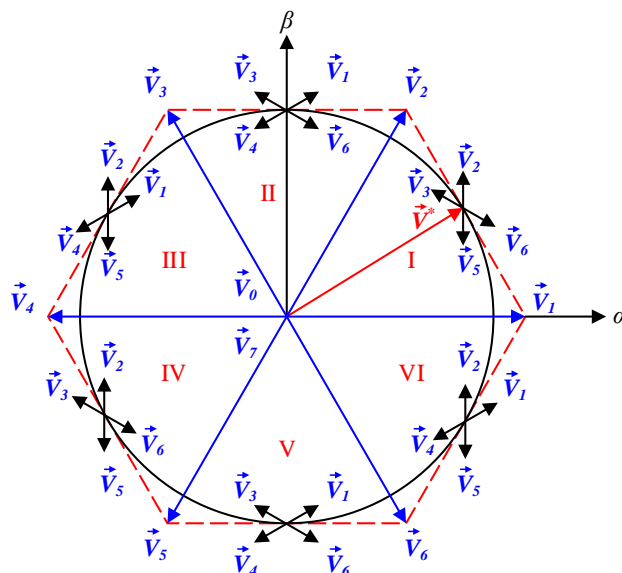


Figura 2.37 – Representação dos vetores fundamentais e dos possíveis estados que podem ser assumidos em cada setor.

Esta abordagem do DTC provoca *ripple* no binário, no fluxo e nas formas de onda da corrente. As formas de onda distorcidas da corrente e binário devem-se às mudanças de setor exageradas e vetores genéricos [46]. O controlo não pode, de certa forma, ser melhorado devido à imprecisão dos vetores a aplicar. Um pequeno aperfeiçoamento seria usar dois vetores no mesmo período de amostragem, diminuindo o *ripple* do binário, ou aumentar o número de vetores disponíveis com o sistema a ser alimentado por um inversor de três níveis.

O DTC clássico tem vantagens em relação ao FOC pois não precisa de uma unidade moduladora para os sinais do inversor. Isso reflete-se numa redução de tempo gasto nos cálculos matemáticos. Necessita ainda de menos parâmetros do motor e apresenta uma resposta mais rápida na obtenção do binário requerido [43][48]. Em oposição, as formas de onda do binário e das correntes do estator possuem um *ripple* superior e o tempo para poder processar o algoritmo é inferior [43]–[45].

2.6.3. Controlo Direto do Binário SVM

O controlo direto do binário com modulação por vetores espaciais, normalmente apelidado de DTC-SVM, tal como outras propostas da literatura, visa colmatar os défices apresentados pelo DTC clássico.

Nesta versão do DTC desfaz-se a abordagem de um controlador por histerese e uma tabela de comutação e opta-se por um controlo PI na regulação do binário e do fluxo do estator e modulação por vetores espaciais. A técnica DTC-SVM, Figura 2.38,

apresenta-se como uma alternativa válida e que mantém um traço de controlo simples, sendo que o cálculo das variáveis a controlar usam a forma do DTC clássico (equações (2.30) e (2.33)), o que reduz o número de transformadas, que tem um peso significativo no tempo de processamento. Ao contrário da versão clássica, esta apresenta um número imenso de vetores a aplicar ao estator, não estando limitada aos oito vetores de magnitude constante. Pode regular de uma forma mais precisa e suave o binário e o fluxo com um vetor de magnitude e de fase adequados. A construção da modulação por espaço vetorial pode ser vista na secção de técnicas de modulação.

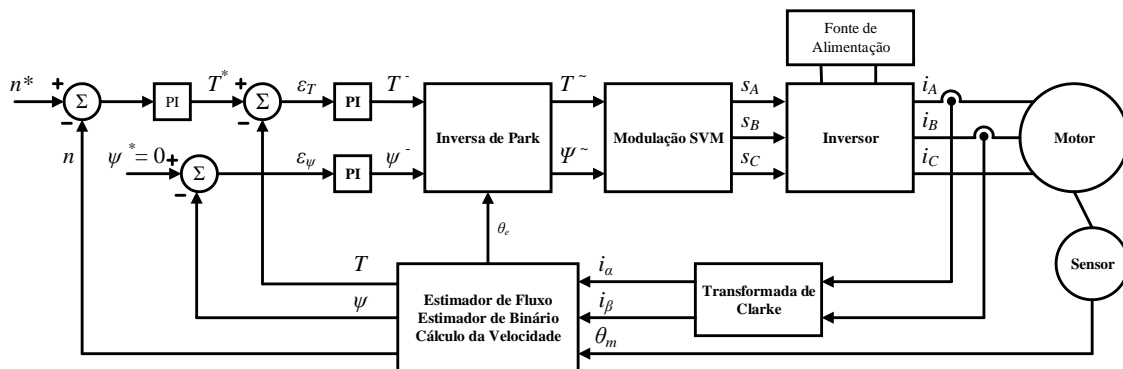


Figura 2.38 - Diagrama de blocos da técnica de controlo direto do binário com modulação por vetores espaciais.

Com a modulação por espaço vetorial garante-se que a frequência de comutação se mantém constante, permitindo que esta se adapte às características dos semicondutores do inversor. Apresenta um controlo linear, uma resposta rápida aos transientes e menos distorção harmónica da corrente, ou seja, o THD da corrente é normalmente metade do apresentado no DTC clássico. As distorções nas formas de onda do binário e do fluxo também apresentam melhorias significativas. O tempo de amostragem passa também a ser mais alargado, o que facilita as opções de escolha do dispositivo de processamento sem comprometer a dinâmica do sistema, de certa forma cumprindo um dos pré-requisitos de método alternativo ao DTC convencional.

Porém, a melhoria da performance tem um custo associado, existe um conjunto maior de etapas para se obter a robustez do sistema, como a utilização de mais uma transformada de coordenada que a versão clássica, ou seja, a exigência de maior poder computacional, contudo com um algoritmo de dimensão e tempo de processamento aceitáveis.

Esta técnica tem vindo a ter, cada vez mais, uma maior aceitação por parte da indústria pelo facto de apresentar um conjunto de vantagens relativamente ao FOC, tais como:

- Desempenho dinâmico superior;
- Controlo preciso e rápido do binário eletromagnético e do fluxo do estator;
- Redução de aplicação de transformadas de coordenadas, tornando o algoritmo mais fluído/simples;
- Robustez às variações dos parâmetros da máquina elétrica;
- Não necessita de um controlo de corrente em malha fechada.

A Tabela 2.11 compara as três técnicas de controlo abordadas em determinadas características, de forma a evidenciar os aspetos diferenciadores.

Tabela 2.11 - Tabela comparativa das técnicas em estudo.

	FOC	DTC-CLASSICO	DTC-SVM
Dinâmica de Resposta ao Binário Requerido	Lenta	Rápida	Rápida
Comportamento do Binário, Fluxo e da Corrente do Estator	Distorções Baixas	Distorções Altas	Distorções Baixas
Número de Transformação de Coordenadas	3	1	2
Frequência de Comutação	Constante	Variável	Constante
Requer Posição do Rotor	Sim	Não	Não
Perdas de Comutação	Baixas	Altas	Baixas
Modulador PWM	Sim	Não	Sim
Ruído Audível	Baixo	Alto	Baixo
Dependência de Parâmetros	Média	Baixa	Baixa
Nível de Processamento	Alto	Baixo	Médio

2.7. Sensores de Posição

Os sensores de posição podem ser um utensílio para a conversão dos seus dados numa informação útil num processo a controlar ou monitorizar. A sua informação sobre

o movimento de uma determinada peça pode dar indicação do seu posicionamento, velocidade ou aceleração. Estes podem ser de três tipos: ótico, *resolver* ou magnético. Normalmente, os sensores de posição disponibilizam pulsos digitais que são fornecidos ao controlador. Se não for o caso, a informação em sinal analógico é tratada com a construção de software ou hardware que possibilite a conversão dessa informação na forma mais apropriada.

2.7.1. Sensores Óticos

Os sensores óticos estão enquadrados nos sensores fotoelétricos, sendo utilizados para obter posição, velocidade angular ou velocidade linear. Apresentam duas divisões, nomeadamente os incrementais e os absolutos, ambas tendo funcionamento semelhante. A deteção da informação é feita através de pulsos elétricos que são gerados pela passagem ou não do feixe de luz numa superfície dividida em partes opacas e transparentes igualmente espaçadas, obtendo-se uma informação digital de 0s e 1s.

2.7.2. Sensores Óticos Absolutos

Os elementos básicos do sensor ótico absoluto são um disco onde se encontra estampado um determinado padrão, emissores e recetores de luz, podendo estar do mesmo lado ou em lados opostos. O disco que possibilita a codificação está dividido num determinado número de pistas e segmentado em partes iguais, sendo cada segmento preenchido por partes translúcidas ou opacas, correspondendo assim a uma palavra binária para cada unidade de deslocamento. A resolução é tanto maior quanto maior for o número de divisões do disco. Em relação aos emissores e recetores, o número destes será igual ao número de pistas que são materializadas no disco o que influencia o preço do equipamento. A Figura 2.39 exemplifica a construção de um sensor deste género, onde podem ser vistas as partes integrantes do mesmo.

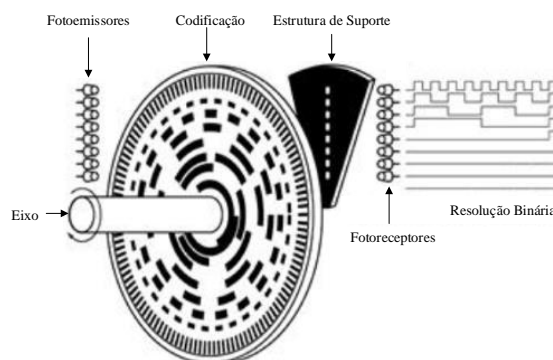


Figura 2.39 - Estrutura simplificada do sensor de posição ótico absoluto (adaptado de [49]).

Possíveis erros de leitura podem ocorrer quando os emissores e os recetores não se encontram perfeitamente alinhados, sendo que o uso do código binário natural onde existe alterações de mais que um bit para posições angulares consecutivas pode agravar a situação. Desta forma, recorre-se à estampagem do código de *Gray* em vez de um código binário normal, mitigando um pouco a existência de erros, uma vez que entre posições angulares consecutivas apenas é alterado um bit, como se pode constatar na Tabela 2.12. Porém, a adoção desta estratégia tem o inconveniente de poder ser necessário transitar para binário natural para ser processado por um computador. A utilização deste tipo de equipamento tem uma especificidade que é ser imune a falhas de energia.

Tabela 2.12 Conversão de número decimal para binário natural e para código de Gray.

Decimal	Binário	Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

2.7.3. Sensores Óticos Incrementais

O sensor ótico incremental apresenta uma simplicidade construtiva em relação ao anterior, o que resulta num preço inferior e portanto é usado em maior escala. No seu disco também se encontram segmentos opacos e translúcidos, só que o facto de normalmente se cingir apenas a três sinais permite a redução do número de sensores fotoelétricos. A leitura do sensor é feita através da verificação dos sinais elétricos que vão sendo gerados por cada deslocação. Na Figura 2.40 encontra-se demonstrado o seu princípio de construção de forma a ser mais perceptível a explicação do seu funcionamento.

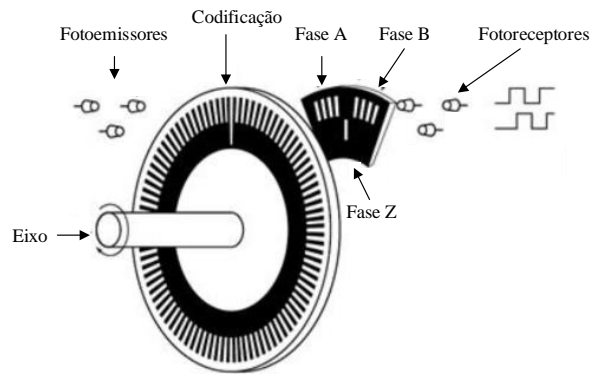


Figura 2.40 - Estrutura simplificada de um sensor ótico incremental (adaptado de [49]).

O sentido de rotação (horário/anti-horário) ou direção (direita/esquerda) pode ser importante para várias aplicações. O uso de dois pulsos quadrados (saída A e saída B) desfasados 90° ou só um canal e dois sensores fotoelétricos lado a lado, mas desfasados de 90° , permite obter essa informação. O sentido de rotação é dado segundo a ordem dos pulsos, por exemplo, se A vem a 1 e a seguir vem B a 1, o eixo está a rodar no sentido dos ponteiros do relógio. Se a ordem for inversa está a rodar no sentido anti-horário, como se pode observar na Figura 2.41. Existe ainda, na maioria dos casos, uma terceira saída (canal Z), responsável por indicar a origem, também chamado de ponto absoluto ou zero.

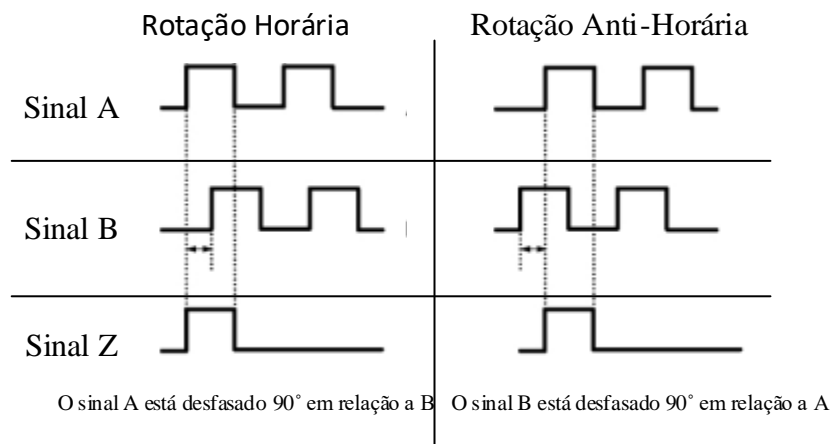


Figura 2.41 - Sinais de saídas dos fotoreceptores do sensor ótico incremental nos dois sentidos de rotação (adaptado de [50]).

2.7.4. Sensor Resolver

O sensor *resolver*, esquematizado na Figura 2.42, tem uma construção similar a um pequeno motor, possuindo dois enrolamentos no estator desfasados mecanicamente de 90° , permitindo que sejam excitados por tensões alternadas sinusoidais desfasadas de 90° . Esta disposição permite que o fluxo magnético de uma bobina não interfira na outra, ou seja, não existe acoplamento entre elas. O enrolamento do rotor *resolver* é

alimentado por um sinal sinusoidal que está acoplado ao eixo do dispositivo que roda em sincronismo com o mesmo.

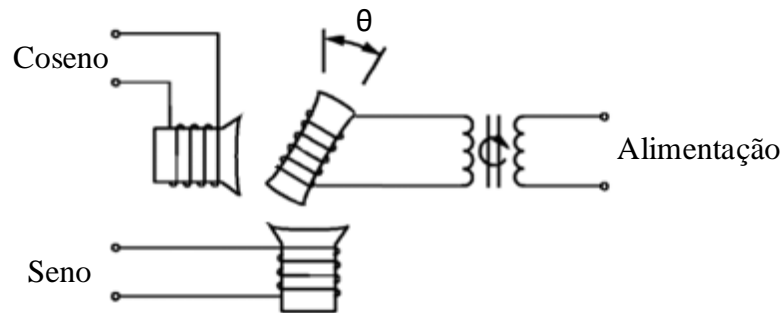


Figura 2.42 - Estrutura simplificada do funcionamento do sensor *resolver* (adaptado de [51]).

A rotação do eixo induz tensões nas bobinas do estator, tensões estas que são diferentes devido à disposição das bobinas. Este pormenor faz com que o sinal de tensão de saída de uma bobina seja na forma de cosseno e o outro na forma de seno, sendo esta diferença que identifica o ângulo/posição do eixo. O ângulo é obtido pela razão entre os dois sinais das bobinas, como representado na equação (2.40).

$$\theta_m = \tan^{-1} \left(\frac{\text{seno}}{\text{coseno}} \right) \quad (2.40)$$

Este tipo de sensor possibilita a leitura da posição contínua, o que difere de outros tipos de sensores de posição já abordados. Apresenta uma boa robustez e não é sensível à luminosidade. A necessidade de construção de hardware auxiliar para a transformação da informação analógica para os dispositivos de controlo pode levar a que seja uma solução mais dispendiosa financeiramente. Como podemos ver as possíveis ondas envolvidas no sensor como podemos ver na Figura 2.43.

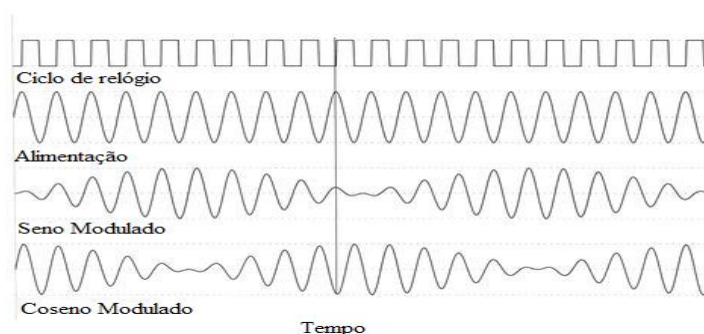


Figura 2.43 - Formas de onda de alimentação e de saída do sensor *resolver* (adaptado de [52]).

2.7.5. Sensor Magnético

Os sensores magnéticos podem ser baseados em sensores de Hall. É natural serem complementados por um íman colocado no eixo da aplicação. As leituras das medições

são feitas a partir do *chip*, podendo os valores de saída deste sensor serem analógicos ou digitais. Deve ser garantido que a distância entre o íman e *chip* se mantenha o mais constante possível. A utilização desta abordagem tem a particularidade de não ser suscetível a condições adversas como ambientes sujos, poeirentos ou com muita luminosidade. O facto de se colocar a face do *chip* paralelamente ao íman torna-o um sistema robusto, tendo em conta que não tem partes móveis e, por isso, as vibrações não se tornam problemáticas, sendo aconselhável a utilização em sistemas com vibração. Em termos de temperatura, os sensores magnéticos possuem uma larga gama de operação (entre -40 °C e 125 °C) e além disso possuem um tamanho reduzido.

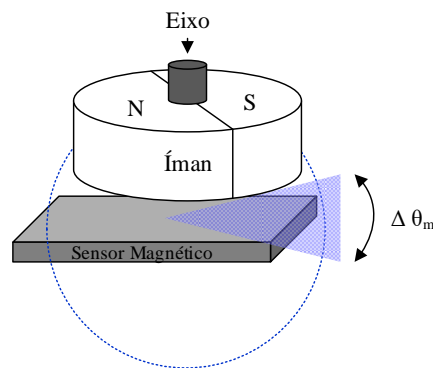


Figura 2.44 - Estrutura de funcionamento do sensor de posição magnético.

CAPÍTULO 3

Descrição das Simulações Computacionais

3.1. Introdução

Neste capítulo encontram-se expostos os estágios necessários para o estudo do comportamento da técnica de controlo aplicada ao conversor de potência para o sistema de tração, para isso recorrendo-se à plataforma de simulação de circuitos de eletrónica de potência *PSIM*. Tal como outras plataformas de simulação, esta permite fazer aproximações àquilo que se pretende construir na realidade ou tentar perceber o que melhor satisfaz os requisitos do utilizador, dispensando à partida uma implementação física, o que levaria a um custo acrescido, bem como a uma duração excessiva de qualquer projeto de engenharia, quando apenas se pretende aferir alguma situação em particular.

No decorrer deste capítulo são apresentadas simulações das partes mais importantes necessárias à implementação da técnica de controlo utilizada, através da simulação de alguns blocos de código C que a ferramenta permite definir, permitindo assim sustentar e validar a técnica de controlo. A introdução dos parâmetros reais do motor no modelo do PMSM do *PSIM* possibilita uma aproximação ao comportamento do sistema de bancada.

3.2. Simulação das Transformadas de Coordenadas

A técnica DTC, tal como outras, requer algumas transformações de coordenadas do sistema elétrico tradicional. As transformadas de coordenadas abordadas foram simuladas recorrendo aos blocos C, com a introdução de supostos sinais de entrada desde leituras dos sensores de corrente, posição ou sinais de controlo. Esta abordagem permite confirmar se as matrizes de transformação se encontram bem transpostas para a linguagem de programação. A confiança nas secções estruturais de código constitui um primeiro passo para a construção da técnica de controlo.

3.2.1. Transformada de Clarke

A validação do módulo da transformada de Clarke passa pela conversão de um sistema trifásico num sistema bifásico. No bloco de simulação da Figura 3.1 usa-se a

equação (2.32), que necessita da corrente das fases A e B , partindo do pressuposto que o sistema é equilibrado. Por fim, faz-se a leitura do resultado da matriz de transformação.

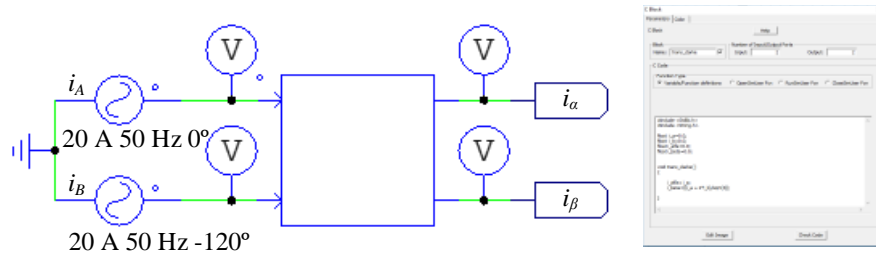


Figura 3.1 - Bloco de simulação da transformada de Clarke.

A Figura 3.2 apresenta as formas de onda sinusoidais de entrada da transformada de Clarke correspondendo a possíveis correntes i_A e i_B provenientes do motor, que neste caso teriam uma amplitude de 20 A, uma frequência de 50 Hz e com um desfasamento de 120° entre ambas.

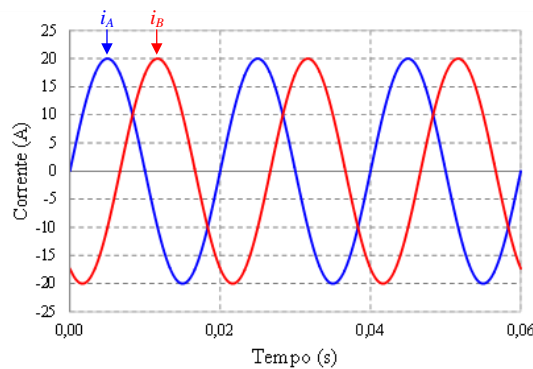


Figura 3.2 - Formas de onda das correntes de entrada i_A e i_B do bloco da transformada de Clarke.

A saída do bloco C de simulação apresenta duas ondas sinusoidais, porém com um desfasamento de 90° , tal como previsto e visível na Figura 3.3. Constata-se que a componente β da corrente é aquela que sofre um deslocamento de fase, visto que a componente α é, neste caso, uma atribuição direta de i_A .

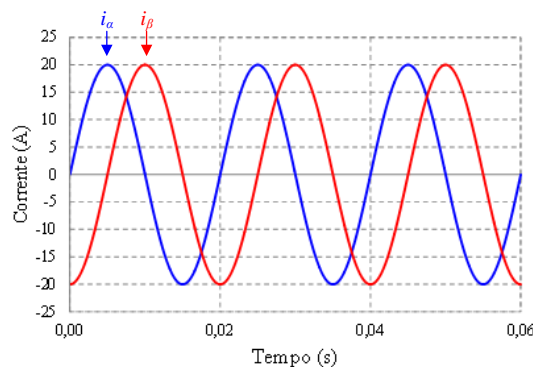


Figura 3.3 - Formas de onda resultantes da transformada de Clarke, corrente alfa (i_α) e corrente beta (i_β).

3.2.2. Transformada Inversa de Park

A transformada inversa de Park precede o bloco da modulação SVM, pelo que as variáveis de entrada do bloco da transformada da Figura 3.4 têm um valor contínuo proveniente dos controladores PI. A necessidade de transitar de valores contínuos para valores alternados, de forma a obter-se duas tensões sinusoidais, alfa (v_α) e beta (v_β), desfasadas de 90° , prende-se ao facto de estas serem utilizadas no método de modulação.

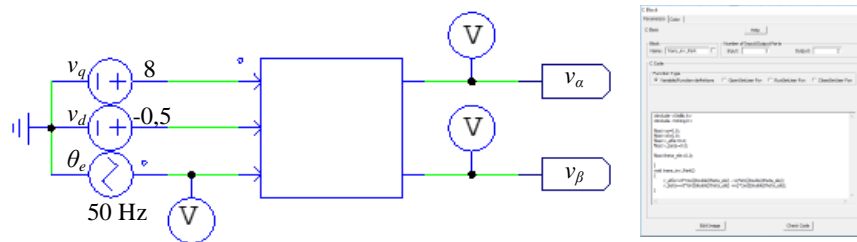


Figura 3.4 - Bloco de simulação da transformada inversa de Park.

A utilização do ângulo elétrico, θ_e , é fundamental no cálculo desta transformada, sendo usual neste tipo de aplicações utilizar-se o ângulo mecânico, θ_m , que neste caso se trata da posição do rotor, para a obtenção do ângulo elétrico. Este último tem uma variação superior à de θ_m , onde existe uma relação direta com o número de pares de polos do motor, p , e θ_m , ou seja, θ_e gira tão mais rápido quanto maior for p , como se pode verificar na equação (4.5).

$$\theta_e = p \theta_m \quad (3.1)$$

Uma vez mais, com o intuito de validar o bloco C com a matriz de equações (2.8), foram introduzidos dois sinais contínuos com os valores de 8 V para v_q e -0,5 V para v_d , simbolizando as variáveis de entrada e correspondendo às variáveis de saída do controlador. Neste caso, foi acrescentada uma onda dente de serra necessária à transformação que representa o ângulo elétrico com uma amplitude fixa máxima de 2π e optando-se por uma frequência de 50 Hz. Na Figura 3.5 encontram-se representados os sinais referidos.

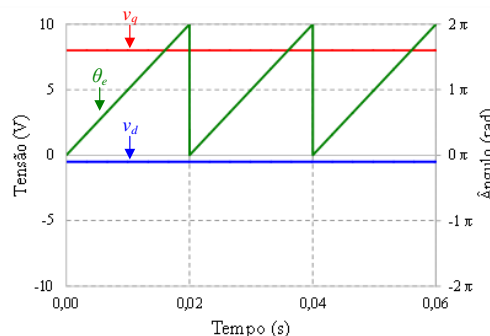


Figura 3.5 – Formas de onda dos sinais de entrada da transformada inversa de Park.

Na Figura 3.6 estão presentes os dois sinais de saída do bloco, correspondendo às tensões v_α e v_β desfasadas de 90° . Assim sendo, confirma-se o pretendido para que o processo seguinte possa ser levado a cabo com determinação.

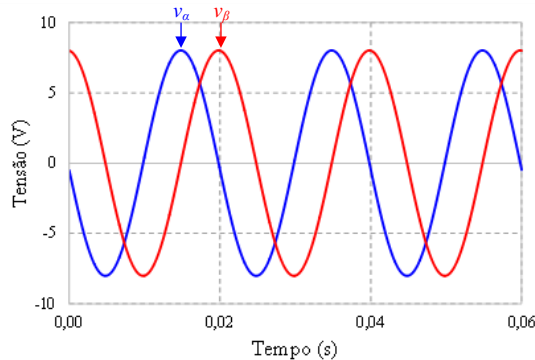


Figura 3.6 - Formas de onda de saída da tensão alfa (v_α) e beta (v_β) da transformada inversa de Park.

3.3. Simulação da Modulação por Vetores Espaciais

A modulação por vetores espaciais (SVM) pode ser considerada como sendo o último subconjunto, tendo em conta que a transformada de Clarke serve de apoio à estimação dos parâmetros a controlar e que a transformada inversa de Park proporciona a obtenção das variáveis na forma alternada pretendida para a execução da técnica de modulação. O bloco presente na Figura 3.7 codifica o algoritmo proposto no capítulo anterior na secção 2.5.2.

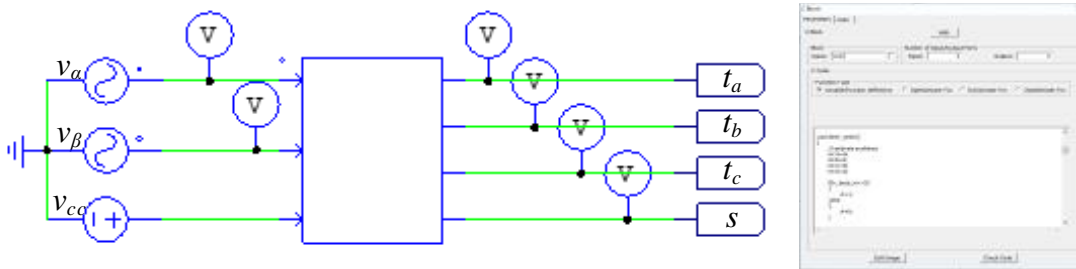


Figura 3.7 - Bloco de simulação referente à técnica SVM.

No procedimento para a implementação da técnica SVM optou-se por colocar na entrada duas ondas sinusoidais com características semelhantes às tensões v_α e v_β da transformada inversa de Park presentes na Figura 3.8 e colocou-se um valor contínuo representativo do valor da tensão presente no barramento CC do inversor.

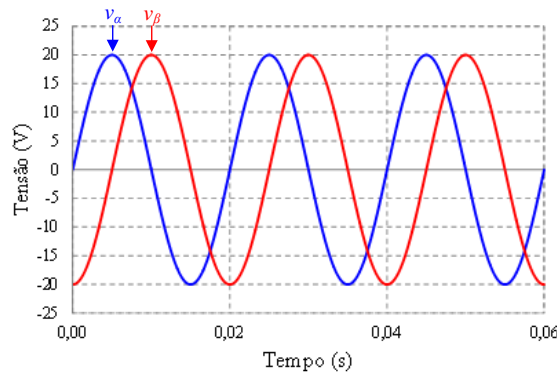


Figura 3.8 - Formas de onda dos sinais de entrada utilizados na técnica SVM: tensões alfa (v_α) e beta (v_β).

Para a determinação do setor é necessário utilizar os sinais alternados de modo a obter-se o valor das variáveis auxiliares A , B e C presentes no sistema de inequações (2.15), de forma a aplicar a equação (2.16), aferindo N . O processo de determinação do setor é terminado com a consulta da Tabela 2.6. Assim, tem-se conhecimento do setor onde o vetor a sintetizar vai ser aplicado, podendo observar-se na Figura 3.9 que o valor da variável do setor, s , varia de uma forma progressiva entre os setores um e seis, fazendo uma rotação linear.

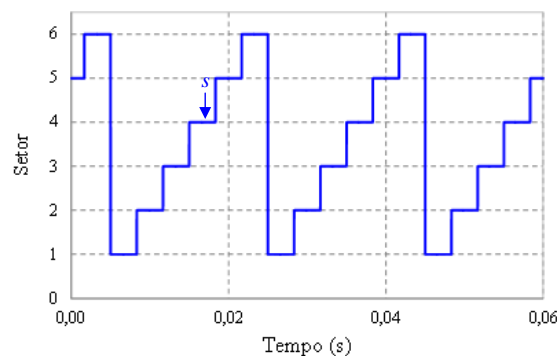


Figura 3.9 – Forma de onda da variável do setor, s .

Tal como exposto na secção referente à técnica de modulação, o tempo de modulação, t_{pwm} , corresponde ao valor limite de contagem da onda triangular no microcontrolador, sendo que tal não passa de uma conversão do tempo de comutação para um valor inteiro associado ao número de pulsos do relógio do DSP. Desta forma, foi escolhido um valor que representa o número de pulsos necessário para que seja cumprido o tempo de modulação previsto de $100 \mu s$ (correspondente a uma frequência de 10 kHz), permitindo desta forma que as variáveis t_a , t_b e t_c da Figura 3.10 correspondam aos valores que os registos de comparação dos periféricos de PWM do DSP assumem ao longo do tempo.

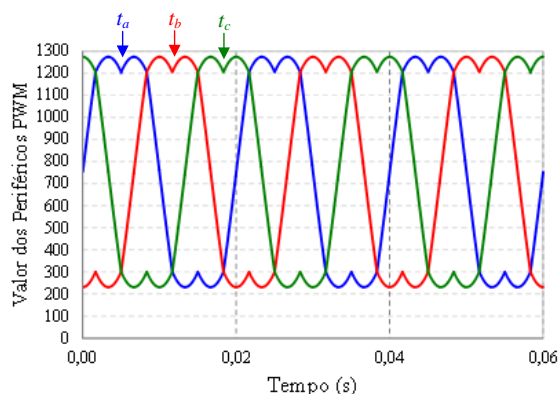


Figura 3.10 - Valores que as variáveis de comparação do braço A (t_a), braço B (t_b) e braço C (t_c) dos periféricos de PWM assumem ao longo do tempo.

3.4. Resultados das Simulações da Técnica de Controlo Direto do Binário

As simulações da técnica de controlo passam pela unificação dos subconjuntos previamente abordados no presente capítulo, acrescentando o aproveitamento dos recursos que existem como os sensores, motor ou outros elementos essenciais à implementação do algoritmo da técnica do DTC e do esquemático referente à parte de potência. A Figura 3.11 confina-se, portanto, à implementação de todos os processos para a concretização da técnica de controlo e estimação das variáveis, bem como a geração dos pulsos de ativação do inversor. Desta feita, é possível perceber o comportamento e aferir a validação das várias partes do algoritmo.

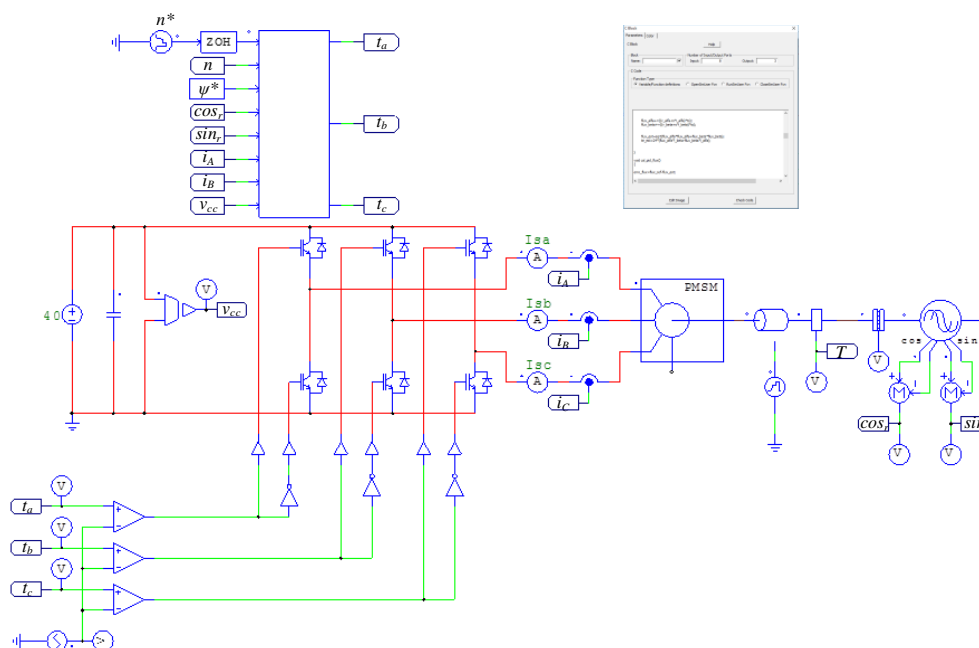


Figura 3.11 - Representação do modelo de simulação em PSIM da técnica DTC aplicada a um inversor de três braços para acionamento de um motor PMSM.

Apesar de não ser perceptível observando o modelo de simulação, este possui controladores PI que têm como objetivo controlar a velocidade de maneira que esta acompanhe o valor de referência. Da mesma forma, existem outros dois controladores PI, um sendo referente ao fluxo magnético e outro relacionado com o binário do motor.

A primeira simulação, apresentada na Figura 3.12, foi realizada sem carga acoplada, ou seja, com 0 Nm, sendo estabelecida uma velocidade de referência (n^*) com o valor de 100 rpm. É atingido um valor próximo deste num tempo de cerca de 1 s, porém apenas ao fim de cerca de 2,8 s é que o valor de referência é devidamente alcançado, como se pode constatar na Figura 3.12 (a). No que diz respeito ao binário estimado (T), este apresenta um valor a rondar 0 Nm, tal como o binário produzido pelo motor (T_{motor}) fornecido pelo modelo do motor do *PSIM*, Figura 3.12 (b). Quanto à corrente consumida pelo motor, esta pode ser visualizada na Figura 3.12 (d), sendo que ronda o valor de 6,6 A em regime permanente.

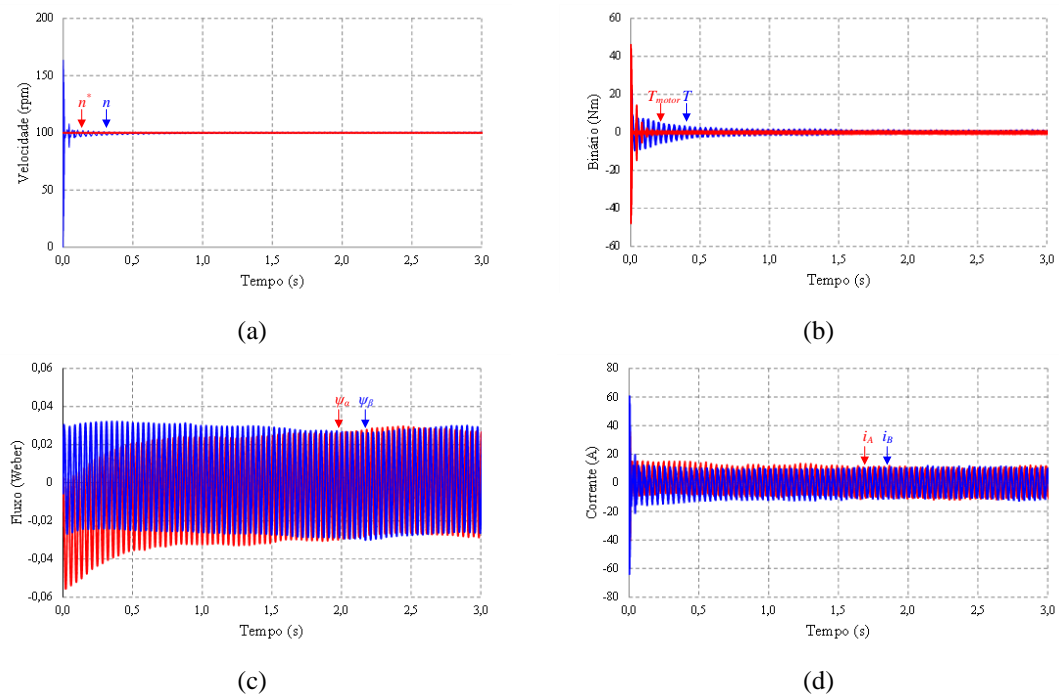


Figura 3.12 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 100 rpm com uma carga de 0 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

Na Figura 3.13 (a) pode ver-se em pormenor que n atinge n^* no tempo referido anteriormente, sendo que o seu valor se situa entre 99,5 rpm e 100,5 rpm. A convergência entre T_{motor} e T ocorre de forma consistente, como se pode ver na Figura 3.13 (b).

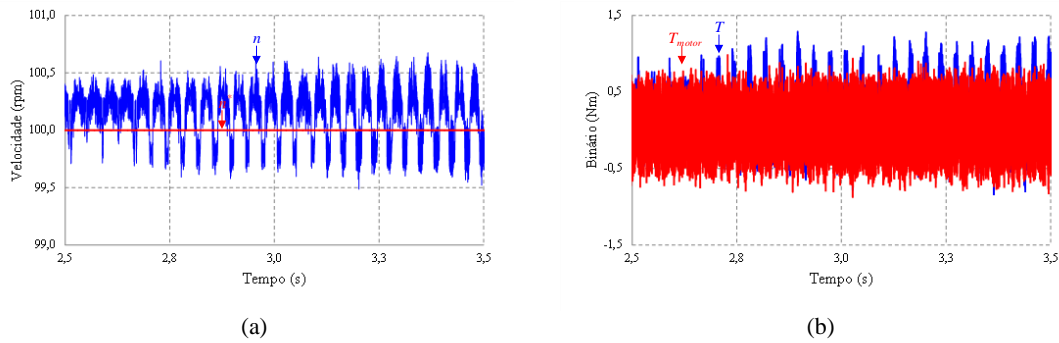


Figura 3.13 - Resposta do controlador no ponto de convergência para uma velocidade de referência de 100 rpm com uma carga de 0 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.

Na seguinte operação, cujos resultados se encontram expostos na Figura 3.14, além de n^* passar para 60 rpm, como se pode visualizar na Figura 3.14 (a), colocou-se também uma carga acoplada ao eixo do motor com um valor de binário de 10 Nm, Figura 3.14 (b). Este facto faz com que a corrente consumida pelo motor aumente para um pouco mais de 11 A, como pode ser visto na Figura 3.14 (d). O tempo decorrido para que n^* fosse atingido é próximo de 3,5 s, sendo um pouco superior aos tempos obtidos nos casos anteriores devido ao facto de o motor ter de superar o binário acoplado.

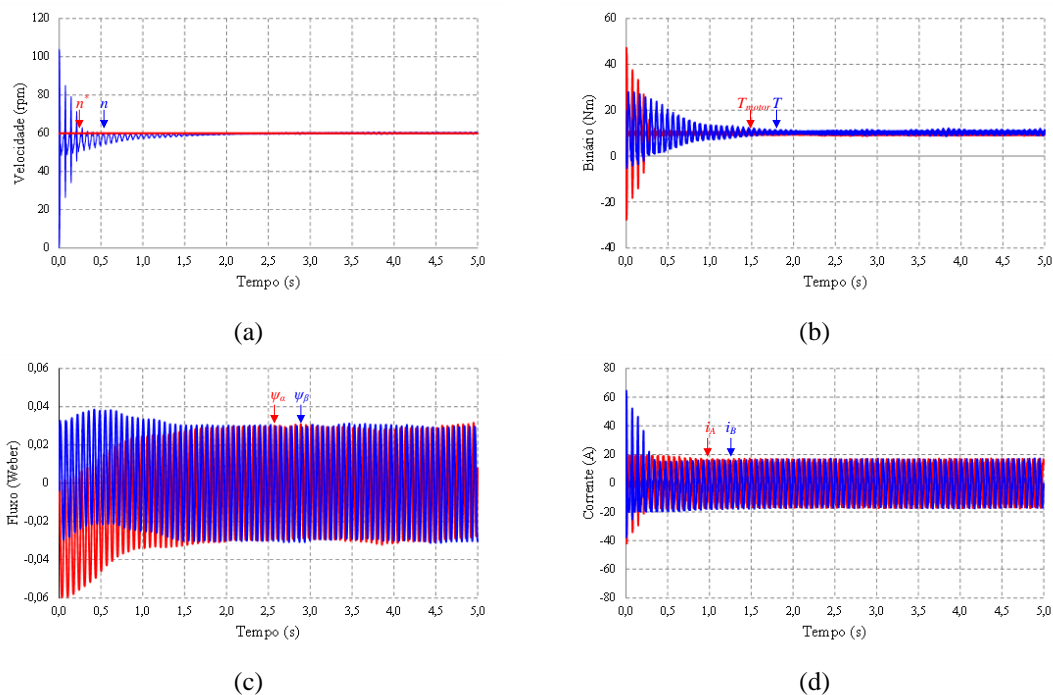


Figura 3.14 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 60 rpm com uma carga de 10 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

Escortinando a Figura 3.15 (a) pode constatar-se que o controlador consegue manter o valor de n numa gama semelhante à operação sem carga, ou seja, com uma variação de 0,5 rpm. No entanto, T tem uma flutuação ligeiramente superior a 1,5 Nm em relação ao valor imposto de 10 Nm, como se verifica na Figura 3.15 (b).

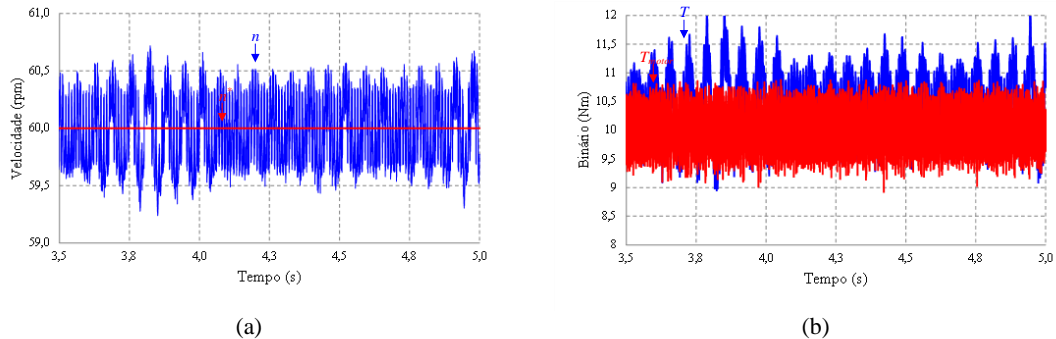


Figura 3.15 - Resposta do controlador no ponto de convergência para uma velocidade de referência de 60 rpm com uma carga de 10 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de -rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.

A seguinte simulação foi realizada com a intenção de aferir o comportamento da técnica de controlo nas transições ascendentes de n^* , fazendo-se uma transição de um valor de 80 rpm para 100 rpm, como se pode constatar na Figura 3.16 (a). Quanto ao binário acoplado foi mantido constante ao longo da transição, com uma carga de 5 Nm, Figura 3.16 (b), verificando-se uma boa sobreposição entre T e T_{motor} . Pode constatar-se que a frequência das formas de onda das correntes do motor, Figura 3.16 (d), altera-se após o momento de transição. O valor das correntes consumidas é próximo de 7 A.

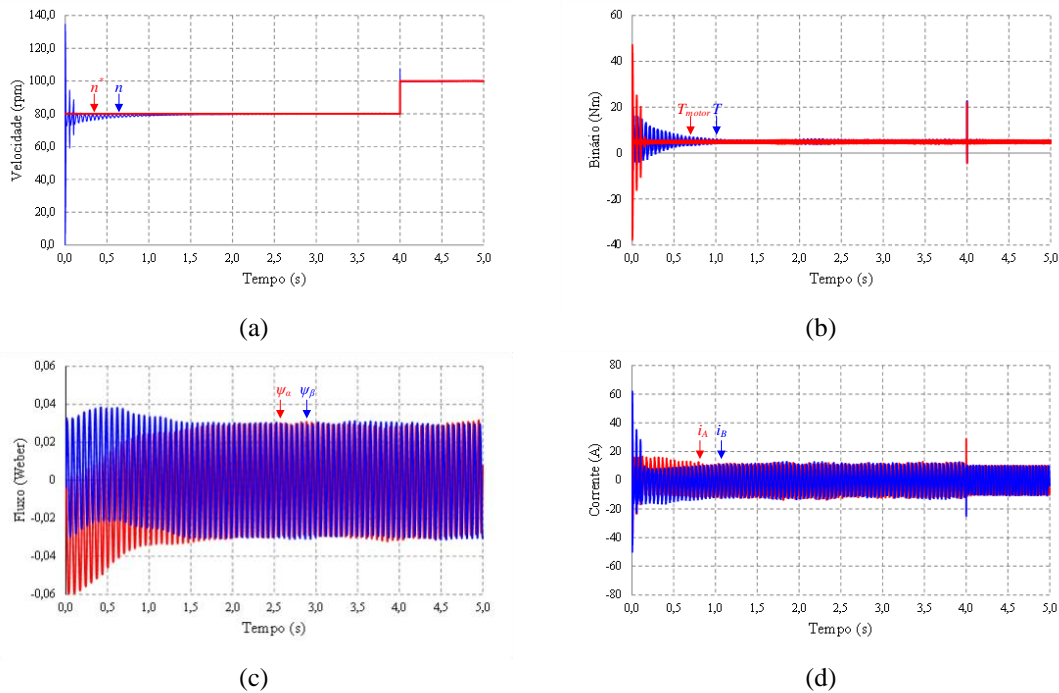


Figura 3.16 - Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de 80 rpm para 100 rpm, com uma carga de 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

No instante 4 s, quando é requerido um novo valor de n^* , verifica-se que a transição é rápida, de tal forma que a maior dificuldade acontece no estabelecimento da referência inicial, pois a nova referência é atingida passado menos de 1 s, como se pode constatar na Figura 3.17 (a). T encontra-se bastante similar a T_{motor} , e neste caso o aumento da velocidade conduziu ao melhoramento na estimação, visto que a diferença entre os dois binários foi atenuada.

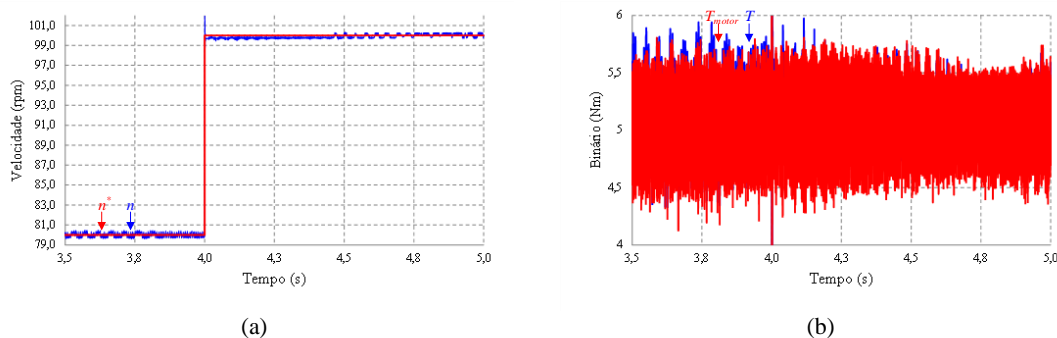


Figura 3.17 - Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de 80 rpm para 100 rpm, com uma carga de 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.

Após verificado o comportamento do sistema à variação de velocidade, realizou-se uma sequência semelhante, desta feita com a variação da carga acoplada, mantendo n^*

constante em 80 rpm, como é percecionado na Figura 3.18 (a). Pode constatar-se que a variação de carga de 5 Nm para 10 Nm, visível na Figura 3.18 (b), afeta o controlo da velocidade num determinado período de tempo. Além disso, existe uma consequência natural na alteração da carga, que é o aumento do consumo de corrente, passando de 7 A para cerca de 11 A, sendo este aumento visível na Figura 3.18 (d).

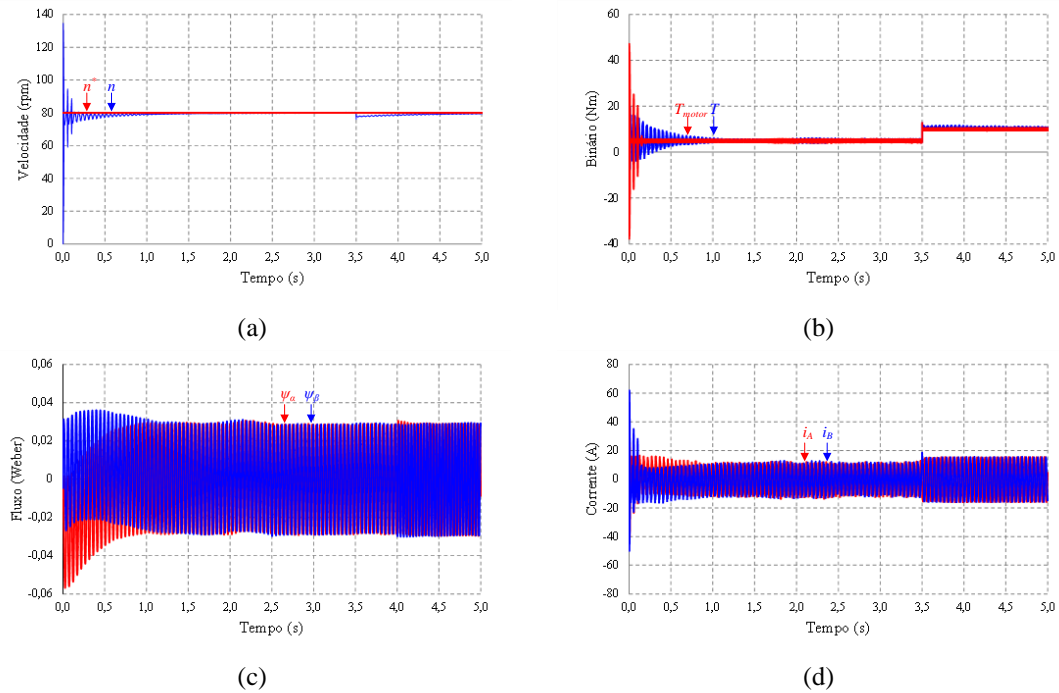


Figura 3.18 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 80 rpm com uma variação de carga de 5 Nm para 10Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

A transição da carga acoplada tem como consequência um desvio na velocidade, como se pode verificar na Figura 3.19 (a), apesar de não ser significativo pois este apenas se refletiu numa redução de 3 rpm. No entanto, o controlo apenas consegue fazer uma recuperação para n^* decorridos praticamente 4 s. No momento da transição, T aumenta em relação a T_{motor} , porém verifica-se um esbater desta discrepância ao longo do tempo, sendo tal facto visível na Figura 3.19 (b).

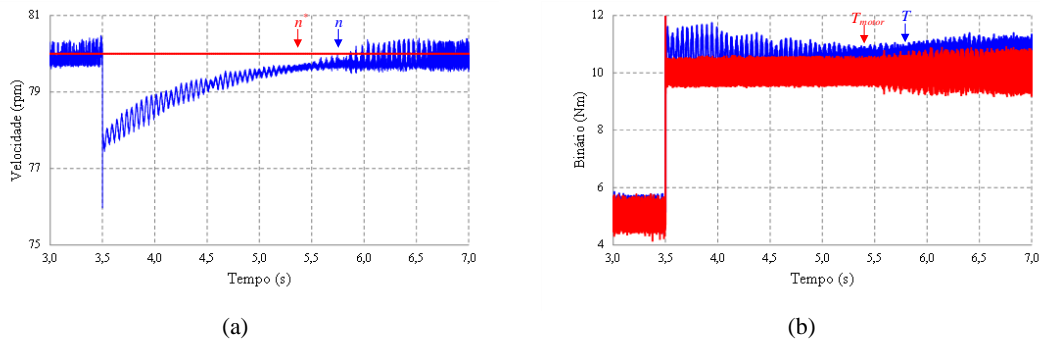


Figura 3.19 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 80 rpm com uma variação de carga de 8 Nm para 10 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.

O propósito das próximas simulações passa por perceber o comportamento do controlador quando é requerido que rode no sentido oposto ao anterior, ao mesmo tempo que lhe vão ser impostas transições, tal como nas duas últimas simulações, mas com variações descendentes. Desta forma, o único requisito é apenas a passagem para o controlador um valor de n^* negativo, sendo o suficiente para que o processo decorra de forma funcional.

Portanto, com o novo modo de funcionamento, cujo resultado encontra-se presente na Figura 3.20, verifica-se que a resposta ao decréscimo de n^* de -80 rpm para -60 rpm se dá com uma rapidez apreciável (Figura 3.20 (a)), de uma forma semelhante ao analisado anteriormente quando a transição era ascendente e o sentido era o inverso. Desta feita, o binário estimado passa a ser negativo, entrando assim em concordância com o controlador PI de velocidade que o antecede. No que se refere a T , este possui valores próximos de T_{motor} que condiz com o valor de carga acoplada de 8 Nm. A corrente mantém-se com um valor de 11 A, uma vez que apenas existe uma alteração de velocidade, sendo perceptível na Figura 3.20 (d) a mudança de frequência aos 3,5 s.

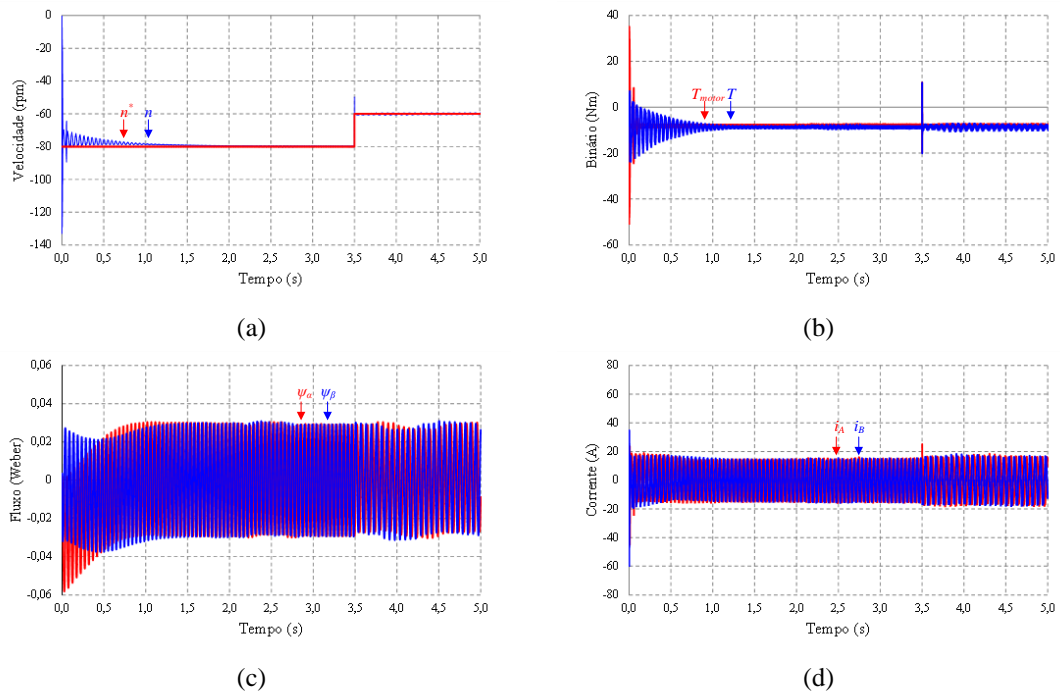


Figura 3.20 – Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de -80 rpm para -60 rpm, com uma carga de 8 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

Pode considerar-se que o comportamento do controlador perante a mudança de n^* é praticamente instantâneo, uma vez que tal ocorre em menos de 0,5 s, como demonstra a Figura 3.21 (a). A lamentar é o agravamento que acontece em T com uma variação mais brusca, não afetando, contudo, o controlo da velocidade.

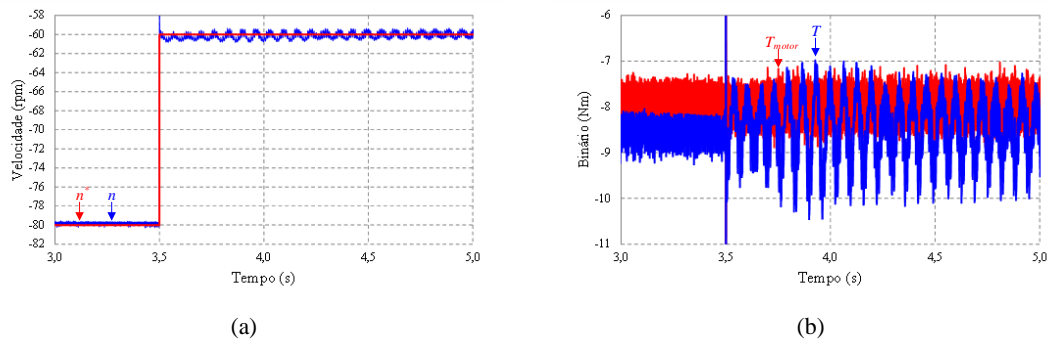


Figura 3.21 - Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de -80 rpm para -60 rpm, com uma carga de 8 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.

Por fim, foi estabelecido um valor de n^* constante de -120 rpm, sendo que na Figura 3.22 (a) é visível que n e n^* apenas diferem aquando da transição da carga acoplada. Esta transita de 8 Nm para 5 Nm, verificando-se novamente uma concordância

entre T e T_{motor} , como visível na Figura 3.22 (b). Por sua vez, o valor da corrente passa de 9,2 A para 8,7 A, diminuição expectável em detrimento da diminuição do binário.

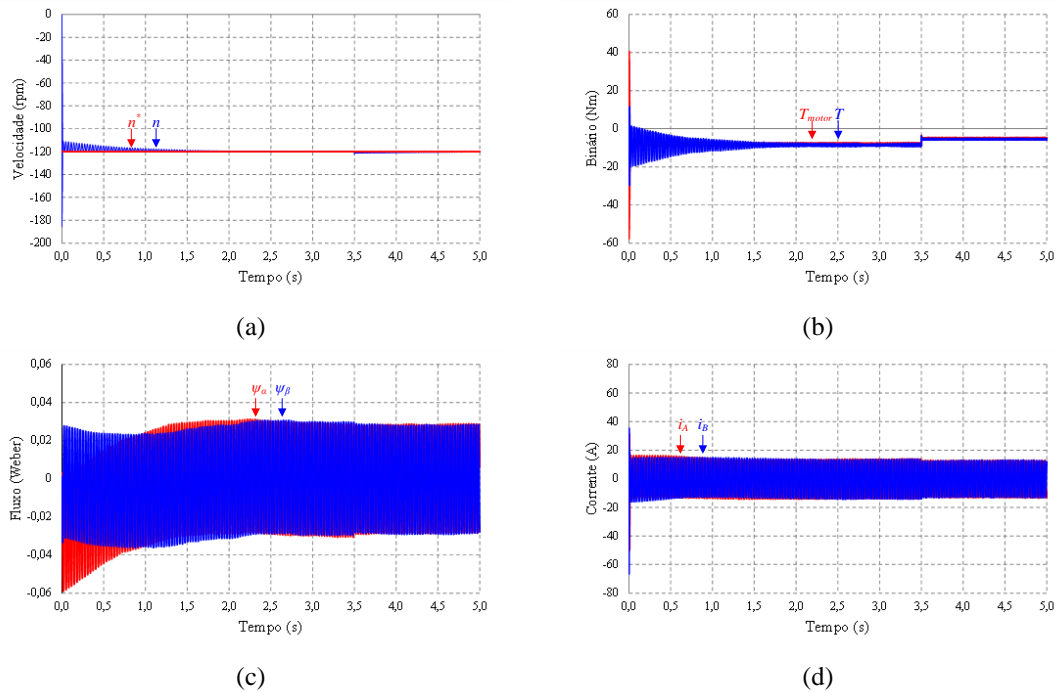


Figura 3.22 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de -120 rpm com uma variação de carga de 8 para 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

O aumento de velocidade provocado pela diminuição da carga acoplada não foi elevado, no entanto a recuperação foi um pouco lenta, visto que apenas decorridos quase 3 s é que volta a existir uma convergência entre n e n^* , como se pode constatar na Figura 3.23 (a). Na Figura 3.23 (b) pode ver-se que o valor de T após a transição assume um valor um pouco superior ao que é aplicado ao motor.

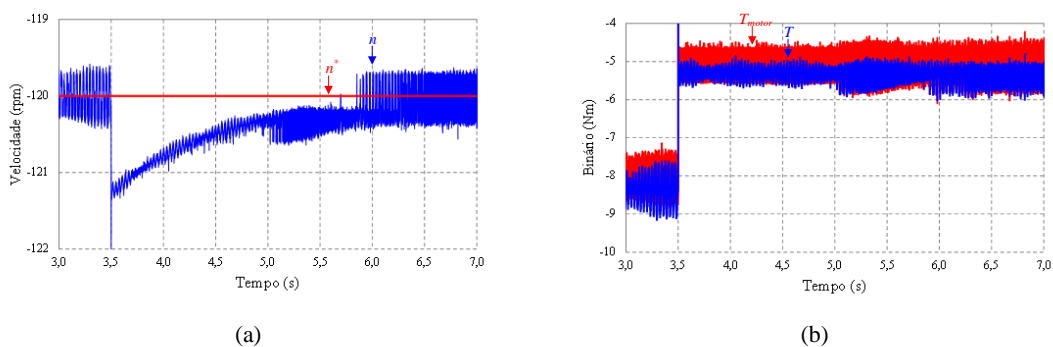


Figura 3.23 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de -120 rpm com uma variação de carga de 8 Nm para 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário produzido pelo motor.

3.5. Conclusões

A intenção deste capítulo passa por perceber as partes envolvidas no controlo do sistema proposto, pelo que foram simuladas partes estruturais como a transformada de Clarke, a transformada inversa de Park e a técnica de modulação SVM.

Na simulação do controlador DTC num PMSM foi utilizado um inversor trifásico fonte de tensão para efetuar os testes à técnica de controlo. Neste sentido foram efetuadas várias abordagens de modo a avaliar o comportamento do sistema com o intuito de minimizar eventuais lacunas no sistema de controlo real.

Como se pôde verificar, o controlo apresenta uma resposta satisfatória às várias situações propostas, tanto aquando da variação de n^* com uma carga constante, quer perante alterações na carga acoplada e mantendo n^* constante. De salientar a rapidez de resposta às duas perturbações descritas anteriormente, perturbações estas que foram averiguadas nos dois sentidos de rotação do motor. Em todas as situações apresentadas validou-se a boa performance no controlo da velocidade, apesar de em alguns casos se verificar uma certa perturbação no binário ou um ligeiro desvio do valor acoplado, que poderão estar relacionados com variações na corrente do motor ou flutuações em ψ_α e ψ_β . Contudo, a maior dificuldade prende-se com a obtenção dos valores dos ganhos do controlador.

CAPÍTULO 4

Descrição do Hardware do Conversor de Eletrónica de Potência para o Sistema de Tração

4.1. Introdução

Neste capítulo encontram-se descritas as várias partes constituintes do hardware e circuitos auxiliares que são necessários para a implementação de um conversor de eletrónica de potência. A construção e montagem de hardware faz parte da componente prática do trabalho de dissertação, em particular na colocação em funcionamento do algoritmo da técnica de controlo. A validação deste, com a codificação de um algoritmo de controlo apropriado, torna possível validar o sistema de controlo.

4.1. Dispositivos de Processamento de Sinal

A utilização de dispositivos de processamento de sinal na eletrónica de potência é um requisito indispensável nos dias de hoje, tratando-se de dispositivos cada vez mais pequenos com um conjunto alargado de periféricos. A sua capacidade de executar cálculos a uma velocidade elevada permite a construção de algoritmos elaborados ao mesmo tempo que acionam sinais com temporizações específicas, o que é apreciável, pois reduz a necessidade de construção de circuitos analógicos auxiliares.

A plataforma escolhida para implementar a técnica de controlo e o acionamento do sistema recaiu sobre o DSP *TMS320F28335*, da *Texas Instruments*, Figura 4.2, da série de modelos da família *TMS320C2000*, conhecido como *Delfino* [53]. Este DSP foi selecionado não só pelas suas capacidades, mas também porque inicialmente foi utilizada uma plataforma da mesma família e mais económica, todavia com características inferiores, nomeadamente o DSP *Piccolo* com o modelo *TMS320F28027* apresentado na Figura 4.1[54]. O *Piccolo* auxiliou na introdução ao ambiente de programação do *Code Composer* e na perceção dos registos de configuração dos periféricos disponíveis através dos códigos padrão que são disponibilizados, porém é necessário determinar aquilo que é essencial para se reajustar para cada projeto.



Figura 4.1 – Microcontrolador da *Texas Instruments Piccolo TMS320F28027*.

O dispositivo *Delfino* possui características superiores ao *Piccolo* que o torna mais adequado ao projeto, visto que tem um conjunto alargado de periféricos que são suficientes para as funcionalidades exigidas no processo de controlo e na sua performance.

Algumas das suas características passam por uma unidade de processamento e controlo (CPU) de 32 bits, que permite ser programada numa linguagem de programação C, uma frequência de relógio de 150 MHz, memória RAM de 68 kB, memória *Flash* de 512 kB, uma alargada gama de pinos disponíveis (88) de entrada e saída de propósito geral (GPIO – *General Purpose Input Output*), 24 canais de ADC (*Analog to Digital Converter*) com uma resolução de 12 bits e 18 canais de PWM, onde 12 possuem 16 bits de resolução e outros 6 possuem 24 bits de resolução. Suporta ainda um vetor de 96 interrupções, um módulo de *encoder* e 5 unidades de comunicação, tais como *Controller Area Network* (CAN), *Serial Peripheral Interface* (SPI), *Inter-Integrated Circuit* (I2C), *Serial Communication Interface* (SCI) e *Multichannel Buffered Serial Port* (McBSP) [53].



Figura 4.2 - Microcontrolador *Delfino TMS320F28335* em versão *Card*.

A Tabela 4.1 compara os dois DSPs utilizados em algumas das suas características relevantes, dando a perceber as suas diferenças e demonstrando que a escolha do DSP é uma etapa fulcral para o controlo do sistema, uma vez que se trata do seu “cérebro” e o tempo de processamento tem de estar de acordo com as exigências do projeto.

Tabela 4.1 - Principais especificações dos microcontroladores *Delfino* e *Piccolo*.

DSP		
Microcontrolador	<i>TMS320F28335</i>	<i>TMS320F28027</i>
Família	C2000	C2000
Tecnologia	CMOS	CMOS
Frequência de Relógio	150 MHz	60 MHz
Número de Bits	32 bits	32 bits
Tempo de Ciclo de Instrução	6,67 ns	16,67 ns
Tipo de Linguagem	<i>C/C++ e Assembly</i>	<i>C/C++ e Assembly</i>
Número de pinos de GPIO	88	22
Memória		
RAM	68 kB	12 kB
FLASH	512 kB	64 kB
Módulo de ADC		
Número de Canais	24	7
Resolução	12 bits	12 bits
Módulo de PWM		
Número de canais	18 (12-16 bits/6-24 bits)	12 (8-16 bits/4-24 bits)
Dead Time	Ajustável	Ajustável

A exigência que é imposta ao *Delfino* é que seja capaz de processar o fluxograma do algoritmo de controlo que é exibido na Figura 4.3. Após a habilitação do utilizador, o DSP tem de ser capaz de fazer a amostragem das variáveis do sistema no tempo que foi determinado, sendo que de seguida necessita de processar as funções relativas à técnica de controlo sem que existam colisões de processamento, o que implica rapidez nos blocos a processar. Este fator nem sempre é resolvido pela escolha de uma frequência de relógio superior; por exemplo, o *Delfino* tem um hardware dedicado FPU (*Float Point Unit*) para acelerar as operações matemáticas com variáveis do tipo *float* e que o *Piccolo* não possui.

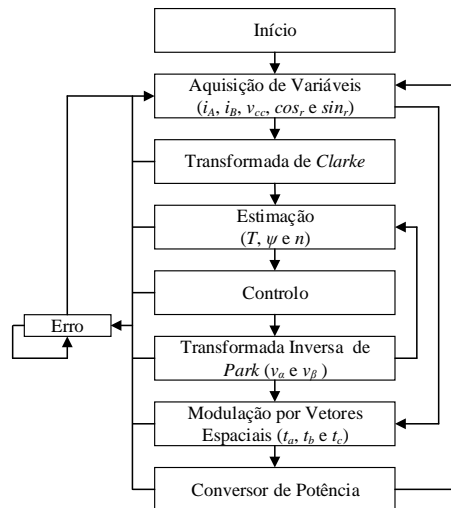


Figura 4.3 - Segmentação dos processos do algoritmo do controlo do DTC.

4.2. Sensor de Corrente

Os sensores de corrente são um elemento importante para a implementação da técnica de controlo, visto que a transformação de coordenadas das correntes constitui uma das bases para a estimação das variáveis a controlar. Para isso é necessário ter um dispositivo que seja capaz de suportar e de ler a gama de correntes de alimentação do motor.

Como tal, nesta dissertação foram utilizados sensores de efeito Hall, capazes de colocar à sua saída uma tensão proporcional à corrente que os atravessam. Os dois sensores utilizados são o modelo *LA 150-P* do fabricante *LEM*, possuindo tensões de alimentação de 15 V e -15 V [55]. Estes sensores são apropriados para várias aplicações, dado possuírem um isolamento galvânico de até 2,5 kV, podendo ler correntes de 150 A RMS (RMS – *Root Mean Square*), tanto em CC como em CA, o que significa que o sinal do lado primário pode rondar os -212 A e 212 A de pico, possuindo um fator de desmultiplicação de 2000. A temperatura de operação pode variar entre -10 °C e 80 °C. Na Figura 4.4 encontra-se um exemplar dos sensores *LA 150-P* usados, montado numa PCB previamente desenvolvida no GEPE.



Figura 4.4 - Sensor de corrente *LA 150-P* do fabricante *LEM*.

Para a correta operação do sensor, é necessário utilizar uma resistência de medida, R_M , para que o sinal seja transformado de corrente para tensão. No cálculo de R_M utilizou-se a equação (4.1), considerando a tensão máxima de leitura do ADC do DSP, $V_{ADC_Máx}$, e a corrente de saída máxima, $I_{SMáx}$, do lado do secundário do transdutor (75 mA), quando é atingido o valor nominal do lado do primário.

$$R_M = \frac{V_{ADC_Máx}}{I_{SMáx}} \quad (4.1)$$

O valor definido para $V_{ADC_Máx}$ é de 1,5 V e deve-se ao facto de as formas de onda a tratar serem sinusoidais e pelo facto de o periférico de ADC do DSP apenas efetuar leituras numa gama máxima de 3 V. Desta feita, torna-se necessário somar um valor de tensão de *offset* que possibilite a construção da onda completa dentro da gama do DSP, optando por 1,5 V para cada semiciclo.

Assim sendo, o valor de R_M é de 20 Ω , não excedendo o intervalo recomendado pelo fabricante para uma temperatura ambiente de até 70 °C de 0 Ω a 30 Ω . Caso a temperatura ultrapasse este valor, R_M passa a ser um pouco superior ao recomendado, visto que é aconselhada uma gama entre 0 Ω e 15 Ω .

4.3. Sensor de Tensão

O sensor de tensão é utilizado para monitorizar a tensão no barramento CC do inversor, variável essa que entra no algoritmo de SVM. O modelo escolhido é o *CYHVS5-25* do fabricante *Chen Yang Technologies*, mais uma vez de efeito Hall, que se encontra assemblado numa PCB desenvolvida no laboratório do GEPE, visível na Figura 4.5. Este é alimentado com tensões de 15 V e -15 V, podendo medir tensões até 2000 V com uma temperatura de operação de -40 °C a 85 °C [56].



Figura 4.5 – Sensor de tensão *CYHVS5-25A* do fabricante *Chen Yang Technologies*.

Neste sensor é necessário dimensionar o valor da resistência do lado primário, R_p , tendo em conta o valor máximo da tensão que se pretende medir. No que diz respeito a R_p , sabendo que a corrente máxima do lado primário, $I_{PMáx}$, é de 5 mA, o seu valor acaba

por depender do valor correspondente à tensão do barramento CC, V_{cc} , que foi definido como 400 V. Assim, utilizando a equação (4.2), obtém-se um valor para R_p de 80 k Ω .

$$R_p = \frac{V_{cc}}{I_{PM\acute{a}x}} \quad (4.2)$$

Para o dimensionamento do valor de potência nominal de R_p aplicou-se a equação (4.3). Uma vez que o valor obtido é de 2 W, que ultrapassa o valor nominal das resistências de potência mais baixas, utilizou-se duas resistências de 39 k Ω de 3 W em série para fazer uma distribuição da potência dissipada.

$$P_{R_p} = R_p I_{pM\acute{a}x}^2 \quad (4.3)$$

A resistência R_M do sensor de tensão tem em conta $I_{SM\acute{a}x}$ do sensor (25 mA), de forma que o sinal seja convertido em tensão, e assim ser adquirido pelo ADC do DSP na gama de valores estabelecida. Sendo a tensão máxima de aquisição de sinal de 3 V, obtém-se um valor de 120 Ω recorrendo mais uma vez à equação (4.2). O valor obtido está dentro da gama dos valores recomendados pelo fabricante (entre 100 Ω e 350 Ω).

4.4. Circuito de Condicionamento de Sinal

Os sinais provenientes dos sensores nem sempre se encontram em condições de serem adquiridos diretamente pelo DSP. Tal pode ocorrer por motivos como o sinal se encontrar fora da gama de tensão admitida pelos ADCs do microcontrolador, a saída do sensor não se encontrar em tensão ou então possuir valores positivos e negativos, impossibilitando assim uma leitura correta. Os problemas apresentados podem ser resolvidos com a colocação de resistências a jusante dos sensores, exceto o último problema. De forma a resolver esse problema foi implementado um circuito somador não inversor, Figura 4.6, onde é somada uma tensão de referência (V_{Ref}) de 1,5 V, através do componente *ISL21080-15* do fabricante *Intersil* ao valor de entrada (v_{In}) [57]. Deste modo, torna-se possível a leitura de sinais alternados por parte do ADC do DSP.

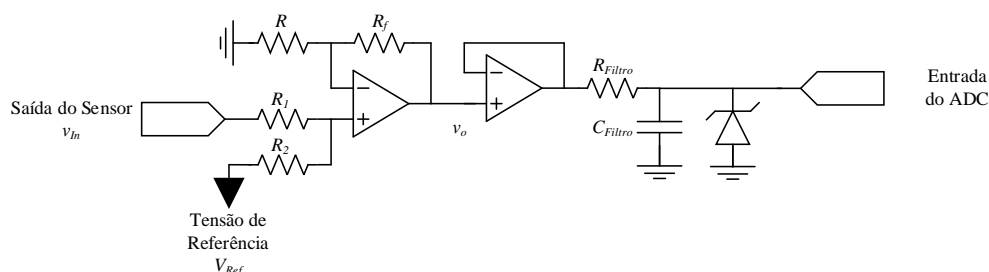


Figura 4.6 - Circuito somador não inversor utilizado para condicionamento de sinal dos sensores com valores positivos e negativos.

A tensão de saída, v_o , desta montagem é regida pela equação (4.4), onde para cada situação foram escolhidos valores de resistências que satisfizessem o propósito.

$$v_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) \frac{\frac{v_{In}}{R_1} + \frac{V_{Ref}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \quad (4.4)$$

De forma a simplificar o processo de dimensionamento das resistências do circuito de condicionamento de sinal, segue-se o desmembramento dos dois fatores da equação acima. Se no primeiro fator se atribuir o mesmo valor a R_f e a R , este fica reduzido a um coeficiente de 2. Do mesmo modo, no segundo fator atribui-se o mesmo valor a R_1 e R_2 , simplificando um pouco a expressão de v_o da montagem. Associando os dois fatores da equação do circuito somador não inversor obtém-se a equação (4.5), resultando numa tensão de saída igual ao somatório das duas tensões v_{in} e V_{Ref} .

$$v_o = 2 \frac{v_{In} + V_{Ref}}{2} = v_{In} + V_{Ref} \quad (4.5)$$

Esta simplificação do dimensionamento das resistências do circuito pode não ser adequada para situações onde se pretende fazer a amplificação do sinal de entrada e dessa maneira terá de se optar por outra abordagem, como por exemplo alterar a resultante da primeira parte da equação. Apesar de teoricamente o valor das resistências poder ser puramente arbitrário, na prática deve optar-se por valores elevados de forma que a montagem tenha uma impedância de entrada consideravelmente alta. Assim sendo foi fixado para R_f e R 82 k Ω e para R_1 e R_2 500 k Ω .

No caso de o sinal do sensor ser CC deixa de ser necessário adicionar R_1 e R_2 , ou seja, a tensão de *offset* é desprezada, passando para uma montagem de amplificador não-inversor, em que a sua saída permanece em fase com a entrada tendo um ganho de 2, respeitando a equação (4.6).

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) V_{In} \quad (4.6)$$

No seguimento do circuito anterior, foi implementado um seguidor de tensão para que a alta impedância deste circuito minimize a corrente que possa fluir para os pinos do DSP, evitando eventuais danos. Para ambos os circuitos foram utilizados amplificadores operacionais *LM324AN* [58]. Além disso, foi também utilizado um diodo de *zener*, protegendo os pinos de ADC de tensões elevadas, bem como de tensões negativas.

Após o seguidor de tensão foi implementado um filtro passa-baixo de primeira ordem de modo a minimizar o ruído que possa existir no sinal. O dimensionamento dos elementos constituintes do filtro, ou seja, uma resistência (R_{filtro}) e um condensador (C_{filtro}), tem por base a equação (4.7).

$$f_c = \frac{1}{2 \pi R_{filtro} C_{filtro}} \quad (4.7)$$

A frequência de corte, f_c , escolhida foi de 8 kHz para que nenhum sinal sofresse qualquer desvio de fase, sendo que normalmente este dimensionamento é feito para uma frequência dez vezes superior à frequência do sinal. Por se tratar de um sistema “dinâmico”, isto é, em que não existe uma frequência fixa nos sinais adquiridos, optou-se pelo valor referido de f_c por se situar numa zona que não interfere com nenhum sinal a ser lido, ao mesmo tempo que filtra frequências superiores. O valor de R_{filtro} é de 5 k Ω e o de C_{filtro} é de 3,3 nF.

4.5. Circuitos de Controlo de Erros

Para evitar que os sinais lidos excedam os valores pré-estabelecidos, foi implementado um circuito comparador de janela, como representado na Figura 4.7. O sinal de entrada deste circuito provém diretamente do seguidor de tensão de cada circuito de condicionamento de sinal para evitar eventuais atenuações causadas pelo diódo de *zener*. As saídas dos comparadores encontram-se ligadas em comum, pelo que basta um só sinal ultrapassar a sua gama/janela para que a saída venha a -15 V, colocando todas as saídas de igual forma, devido à saída se encontrar em coletor aberto. No caso de não haver nenhum sinal que esteja fora dos limites estipulados, então a saída comum terá o valor de 15 V. Portanto, o circuito comparador garante que é gerado um erro caso algum dos sinais lidos ultrapasse a gama de valores estabelecidos pelos divisores de tensão. Assim, como o limite inferior, concretizado pela alimentação negativa do circuito, estabeleceu-se o valor de -0,2 V. Já o limite superior de geração de erro ficou estabelecido com o valor de 3,2 V. Como tal, para o limite superior foi usado para R_{p_1} o valor de 10 k Ω e para R_{p_2} o valor de 2,7 k Ω . No limite de inferior, utilizou-se R_{n_1} de 200 k Ω e R_{n_2} de 2,7 k Ω . O comparador utilizado foi o LM339 [59].

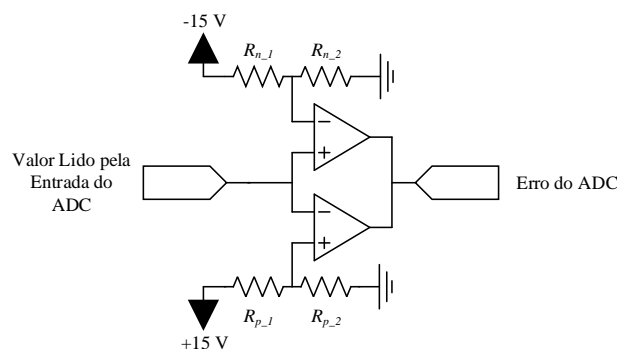


Figura 4.7 – Circuito comparador de janela para controlo de erros dos sinais de leitura.

Na ausência deste circuito, um erro que ocorresse tanto no dispositivo de *driver* como no circuito anterior de controlo dos sinais de leitura podia passar despercebido ao utilizador ou ao sistema de controlo, o que poderia levar à danificação do equipamento.

Como medida de prevenção, foi acrescentada uma montagem com o dispositivo *NE555*, esquematizado na Figura 4.8, para que fosse possível memorizar o erro em ambos os casos. Esta memorização do erro é mantida até que o utilizador dê instruções externas de permissão de ativação do sistema, independentemente do que acontece ao sinal de erro do ADC ou do *driver*. Isto deve-se a uma das várias funcionalidades do *NE555*, uma vez que possui um *flip-flop* que permite operar como célula de memória [60]. Observando a Figura 4.8, verifica-se a utilização de duas resistências de *pull-up*, pelo que caso haja uma transição no pino de *trigger* para 0 V levará a que o valor da saída seja mantido em 5 V. O utilizador, após identificar e corrigir o problema, pode efetuar uma transição igual à de *trigger*, desta feita no pino de *reset*, limpando assim a variável de saída e habilitando o sistema.

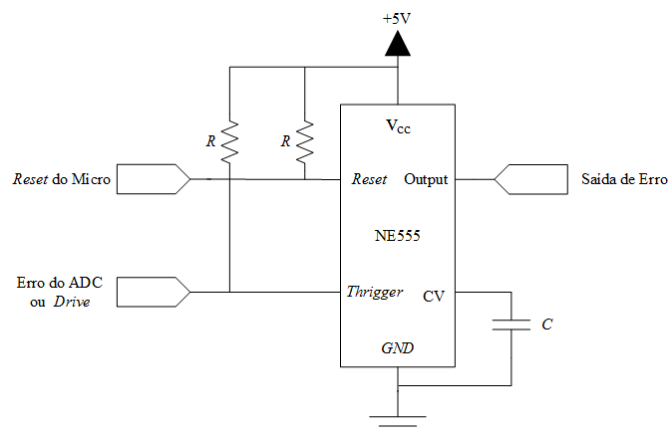


Figura 4.8 - Circuito memorizador de erro proveniente do *driver* ou das leituras do ADC implementado com o *NE555*.

Apesar de a deteção de erros por parte do *driver* fazer cessar de imediato as comutações do inversor, o mesmo não acontece quando tal se deve às variáveis estarem fora dos limites. De forma a colmatar esta falha, e tirando partido da memorização do erro pelo *NE555*, pode criar-se um circuito lógico de forma a não deixar propagar os sinais de PWM. Deste modo, utilizou-se o circuito lógico OR/NOR presente na Figura 4.9 com integrado CD4078BE [61] da *Texas Instruments*. Desta forma garante-se uma segurança praticamente imediata, visto que basta uma sinalização de erro para que os pulsos de PWM não sejam transmitidos ao *driver*, uma vez que estes que chegam do periférico de PWM do DSP são comparados nas portas lógicas AND modelo CD4081BE também da *Texas Instruments* com o sinal proveniente da OR/NOR [62]. Assim sendo, para o

acionamento dos sinais do *driver* é preciso que o sinal de habilitação geral seja acionado pelo utilizador (colocado à massa) sem que haja erros. Adicionalmente foi montado um LED (*Light Emitting Diode*) verde que serve de indicador, sinalizando que o sistema está em funcionamento e que não foi detetada nenhuma anomalia caso se encontre ligado.

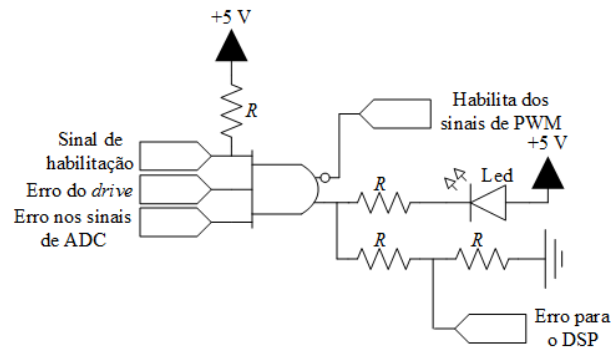


Figura 4.9 – Circuito central informativo de erro, desabilitando os sinais de PWM.

4.6. Fonte de Alimentação

Como sistema de alimentação das placas, dos sensores e do DSP nesta dissertação foi utilizada uma fonte de alimentação da *Traco Power* da série *TXL 060*, Figura 4.10, com uma potência de 60 W [63]. Esta disponibiliza três níveis de tensão, especificamente 5 V, 15 V e -15 V cujas correntes máximas diferem, sendo 7 A, 3 A e 1 A, respetivamente. Possui ainda proteção contra curto-circuitos, sobretensões e limitação de corrente.



Figura 4.10 – Fonte de alimentação *TXL 060* da *Traco Power*.

4.7. Motor AFPMSM

O motor síncrono de ímãs permanentes de fluxo axial (AFPMSM) utilizado nesta dissertação, exposto na Figura 4.11, não apresentava todos os parâmetros necessários para preencher os campos do modelo de simulação do motor no *PSIM*. Concretamente, as indutâncias referentes ao eixo *d* e *q* e *V_{pk}/krpm* não constavam nas especificações do

equipamento. A obtenção destes parâmetros foi determinada numa dissertação anterior realizada no laboratório do GEPE [64].



Figura 4.11 – Motor AFPMSM *Pra230* utilizado para validação da técnica de controlo: (a) Vista de frente; (b) Vista de perfil.

A Tabela 4.2 dispõe as especificações do motor *PRA230* da já extinta fabricante *Perm Motor* utilizado na validação dos testes finais do sistema de controlo, concatenando os parâmetros conhecidos.

Tabela 4.2 - Parâmetros do motor *PRA230* utilizado na dissertação.

Parâmetros	Valor
Binário Nominal	33 Nm
Corrente Nominal ($I_{fase\ rms}$)	40,8 A
Fator de Potência ($\cos \varphi$)	0,77
Indutância de Estator no Eixo d (L_d)	205 μ H
Indutância do Estator no Eixo q (L_q)	221 μ H
Número de Polos (por fase)	32
Potência Nominal	1,8 kW
Resistência do Estator (R_s)	58 m Ω
Tensão Nominal	33,2 V
Velocidade Nominal	520 rpm
V_{pk}/k_{rpm}	86,8 V/krpm
Ligação do Estator	Estrela sem neutro
Encoder	Resolver
Massa	16 kg

4.8. Módulo de *Driver*

O módulo de *driver* permite fazer a ligação entre o microcontrolador e o módulo dos semicondutores, visto que é impossível fazer uma ligação ponto a ponto, devido às limitações que existem tanto nos níveis de tensão como na corrente exigida para o seu

acionamento. Neste sentido, optou-se pela utilização do componente *Semidriver SKHI 61 R* da *Semikron*, representado na Figura 4.12, permitindo assim fazer a separação entre a parte de controlo e a parte de potência [65]. Usando opto-acopladores como elemento de ligação, o *driver* é alimentado paralelamente ao DSP com uma tensão de 15 V, podendo acionar até seis semicondutores a uma frequência máxima de comutação de 50 kHz. A corrente máxima de pico de *gate*, $I_{gate_máx}$, disponibilizada por este equipamento é de 2 A, sendo que a corrente média de saída, $I_{out_média}$, é de 20 mA. Internamente pode gerar um *dead time* de até 4 μ s, através da configuração de pinos externos, e a temperatura de operação vai desde -40 °C até 85 °C. Neste projeto, os sinais de PWM passar por um *voltage-level shifter* para elevar a tensão que é gerada nos GPIOs do DSP de 3,3 V para 5 V, através do CD4504 da *Texas Instruments*, e assim atingir a tensão mínima para o acionamento do *driver* [66].



Figura 4.12 - Driver do fabricante *Semikron*, modelo *Semidriver SKHI 61 R*.

4.9. Circuito de Acionamento do Conversor

Na ligação entre o *driver* e o conversor foi implementado o circuito proposto pelo fabricante do *Semidriver SKHI 61 R*, ilustrado na Figura 4.13, para cada um dos IGBTs, com o acréscimo dos díodos de *zener* para que haja proteção da *gate* do IGBT. Em relação à resistência de *gate*, R_G , foi utilizado o valor de 10 Ω , sendo este valor justificado na secção seguinte. No que diz respeito à resistência *gate-emissor*, R_{GE} , esta permite que seja aplicada à *gate* uma tensão de 0 V no caso de o inversor não estar em funcionamento, impedindo o acionamento indevido do IGBT. Esta resistência deve possuir um valor bastante superior ao de R_{gate} , optando-se por um valor de 20 k Ω .

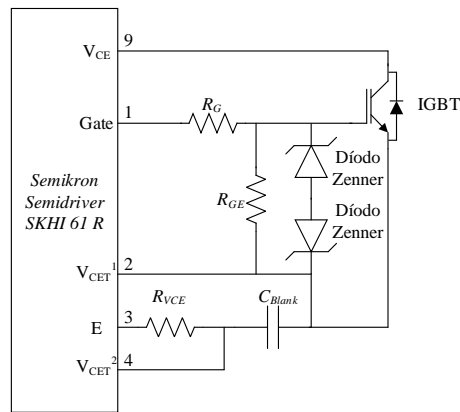


Figura 4.13 - Circuito de acionamento do inversor de IGBTs.

4.10. Semicondutores de Potência

O conversor CC-CA é constituído por três braços totalmente controlados que permitem controlar a energia que flui do barramento CC para os enrolamentos do motor, sendo IGBTs os semicondutores de potência que o constituem. Este tipo de semicondutores é o preferido quando o intuito é manipular uma potência alta e a uma frequência baixa.

4.10.1. Dispositivo *Semix151GD12E4S*

O módulo de semicondutores de IGBTs da *Semikron Semix151GD12E4S* presente na Figura 4.14 foi a opção inicial para o acionamento do motor, visto que tem a capacidade de suportar uma tensão no barramento CC de até 1,2 kV e uma corrente nominal de 150 A [67]. A sua temperatura de funcionamento pode variar entre -40 °C e 125 °C, sendo que o módulo possui ainda um sensor de temperatura interno incorporado, para que seja possível a sua monitorização.



Figura 4.14 - Módulo de IGBTs da *Semikron Semix151GD12E4S*.

De forma a efetuar o devido emparelhamento do módulo de driver e o módulo do conversor, foram feitos alguns cálculos aconselhados pelo fabricante *Semikron* de modo

a verificar a compatibilidade dos mesmos [68]. Ambos os dispositivos encontravam-se disponíveis no laboratório do GEPE.

Com base na equação (4.8), pode calcular-se o valor médio da corrente de saída ($I_{out_média}$) que é exigida pelo *Semix15IGD12E4S* ao *driver*, resultando no produto da carga da *gate* (Q_G) de 850 nC pela frequência de comutação, F_S , de 10 kHz. Verifica-se que o valor de $I_{out_média}$ é de 850 μ A, sendo bastante inferior àquele que o *driver* pode fornecer (20 mA).

$$I_{out_média} = Q_G F_S \quad (4.8)$$

No que diz respeito ao cálculo de $I_{gate_máx}$, exposto na equação (4.9), resulta do quociente entre a diferença de tensão para ligar, V_{on} , de 14,9 V e da tensão para desligar, V_{off} , de -6,5 V e a soma da resistência de *gate* interna, R_{gate_int} , com um valor de 5 Ω e da resistência de *gate*, R_{gate} , 10 Ω . Com os valores referidos é obtido um valor de 1,43 A para $I_{gate_máx}$.

$$I_{gate_máx} = \frac{V_{on} - V_{off}}{R_{gate} + R_{gate_int}} \quad (4.9)$$

O valor de R_{gate} utilizado garante que a corrente máxima fornecida pelo *driver* não ultrapassa o valor limite de 2 A, cumprindo simultaneamente o requisito mínimo imposto pelo fabricante do *driver*, cuja resistência de *gate* não pode ter um valor inferior a 10 Ω . Contudo, o único senão é a operação a uma temperatura de 85 °C, visto que a esta temperatura o *driver* não consegue fornecer o valor nominal de Q_G , apenas fornecendo 0,7 μ C, enquanto com temperaturas inferiores é possível o valor de 1 μ C.

4.10.2. Dispositivo *SKM100GB125DN*

Na implementação do conversor acabou por utilizar-se o módulo *SKM100GB125DN*, Figura 4.15, também do fabricante *Semikron*, devido a falhas constantes do módulo *Semix15IGD12E4* [69]. Este permite uma separação dos semicondutores por braço, ou seja, em cada módulo existem dois semicondutores já interligados. Desta feita, foram utilizados três módulos *SKM100GB125DN*, o que acaba por ser vantajoso no caso da danificação de apenas um dos módulos de semicondutores, não sendo necessário descartar o inversor por completo. Este, apesar de suportar uma tensão de barramento CC de valor igual ao do módulo *Semix15IGD12E4* (1,2 kV), possui uma corrente nominal ligeiramente inferior (100 A). Quanto à temperatura de operação do módulo, situa-se na gama compreendida entre -40 °C e 150 °C.

Tendo em conta que o *driver* é igual, as restrições de compatibilidade mantêm-se para esta abordagem. Aplicando a equação (4.8) e sabendo que neste caso o valor de Q_G é de 650 nC, o valor de $I_{out_média}$ exigido é de 6,5 mA, tratando-se de um valor inferior ao suportado pelo *driver*. Quanto a $I_{gate_máx}$, para este módulo também é inferior ao valor permitido pelo *driver*, tendo em conta que o valor de R_{gate} utilizado é de 33 Ω e que R_{gate_int} tem o mesmo valor do outro módulo. Utilizando a equação (4.9), afere-se uma corrente de 563 mA. O aumento da temperatura não tem consequência para este módulo de IGBTs uma vez que em qualquer gama da temperatura o módulo consegue fornecer o pulso de carga requerida pela *gate* do IGBT.



Figura 4.15 - Módulo de IGBTs do fabricante *Semikron*, modelo *SKM100GB125DN*.

4.11. Condensadores do Barramento CC

Os condensadores utilizados no barramento CC do conversor VSI são utilizados para minimizar o *ripple* na tensão aquando do funcionamento do mesmo, podendo também absorver energia da travagem do motor. Estes condensadores eletrolíticos foram fabricados pela *VISHAY* [70]. Neste caso foi usada uma montagem que já existia no laboratório do GEPE com 4 condensadores em paralelo de 820 μF que suportam 450 V, resultando numa capacidade de 3280 μF , como está presente na Figura 4.16.



Figura 4.16 – Condensadores do barramento CC.

Os últimos circuitos referidos e o *Semidriver SKHI 61 R* foram implementados numa PCB única, que por sua vez é encaixada no *Semix151GD12E4S* sobre pressão, visto que a estratégia deste módulo de semicondutores passava por uma ligação aos terminais por molas, evitando que se optasse por soldaduras e estas quebrassem no normal funcionamento de uma aplicação real. A intenção foi tornar o sistema o mais compacto possível, como se pode ver na Figura 4.17, permitindo versatilidade nas aplicações de mobilidade eléctrica.

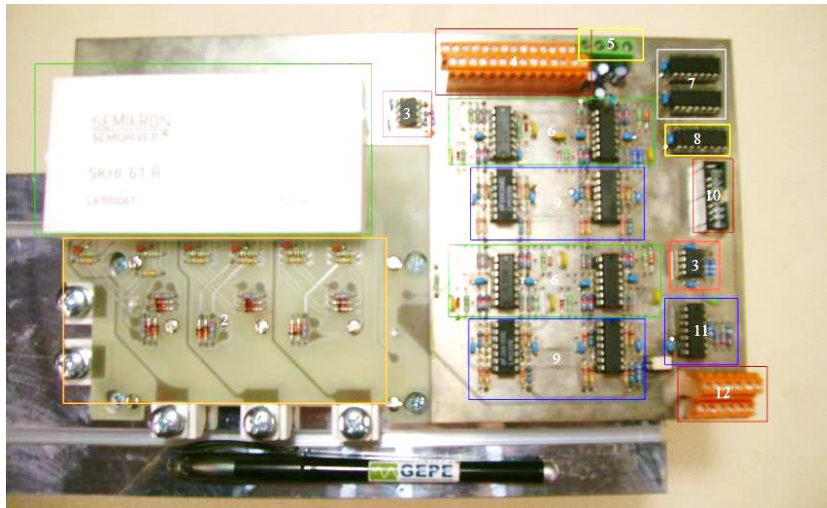


Figura 4.17 - Placa que agrupa o condicionamento de sinal, deteção de erro, *driver* e o inversor.

A Tabela 4.3 apresenta a descrição dos circuitos implementados e a sua localização na PCB desenvolvida no âmbito do trabalho. É perceptível pela figura que a PCB desenhada tem dimensões relativamente pequenas.

Tabela 4.3 – Localização dos vários circuitos utilizados na PCB.

Número	Função na Placa
1	Placa <i>Semikron Semidriver SKHI61 R</i>
2	Circuito de acionamento dos IGBTs
3	Circuito de memorização de erro
4	Entradas e alimentação dos sensores
5	Alimentação da placa (15V,-15V ,5V, 0V)
6	Condicionamento de sinal
7	Circuito de conversão de 3,3 V para 5 V
8	Habilitação dos sinais de PWM
9	Deteção de erro nos sinais dos sensores
10	Ficha de ligação para os sinais PWM
11	Circuito de controlo do erro
12	Saída dos sensores e sinais de controlo

4.12. Conversor CC-CA de *SKM100GB125DN*

O conversor CC-CA com *SKM100GB125DN* para a validação do sistema de controlo, assim como as outras PCBs, foi cedido pelo GEPE, concretamente pelo doutorando Delfim Pedrosa, devido às falhas na topologia compacta do conversor. Portanto, o sistema passa pela utilização de três módulos *SKM100GB125DN*, como exposto na Figura 4.18, com o *driver Semidriver SKHI 61 R* que foi encaixado na lateral do dissipador.

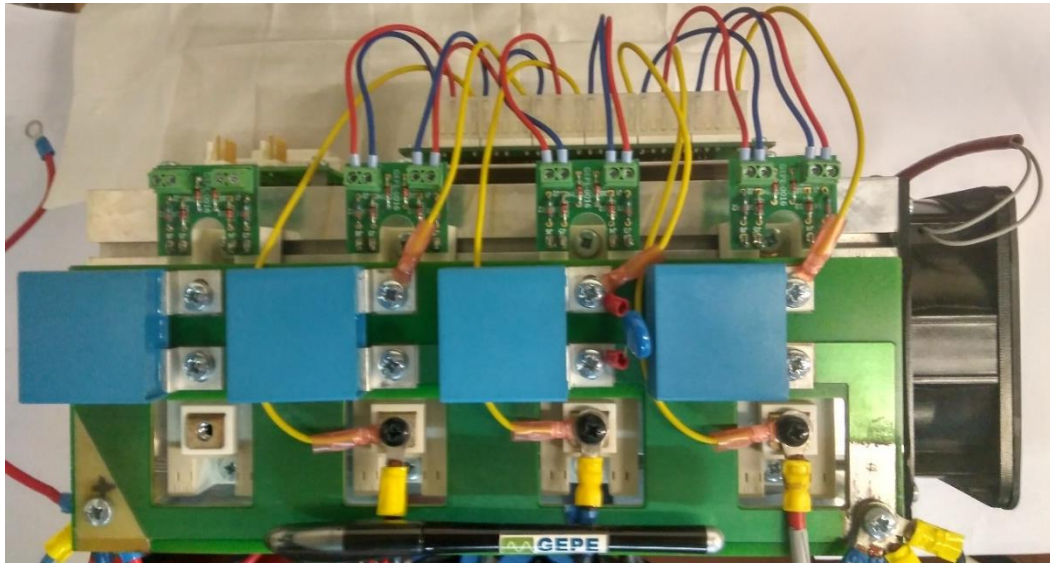


Figura 4.18 – Conversor CC-CA com os módulos *SKM100GB125DN*.

A PCB da Figura 4.19 (a) tem o propósito de inibir ou habilitar os pulsos de PWM, uma vez que existe uma comunicação com a placa da Figura 4.19 (b) e nesta com a caixa de comando.



(a)



(b)

Figura 4.19 – PCB de inibição do PWM com interface externo: (a) Interface com o *driver*; (b) Interface com o DSP.

A caixa de comando da Figura 4.20 permite fazer uma interligação entre o hardware e o software do sistema. O programa elaborado no microcontrolador passa inicialmente

pela configuração dos periféricos, neste caso dos canais de ADC, o PWM e *timer*. Porém, apesar de serem efetuadas as configurações dos periféricos, o fluxo do programa esquematizado fica à espera da autorização do utilizador para iniciar. Este com o interruptor permite habilitar os pulsos de PWM, sendo que esse sinal é transmitido ao DSP pela placa da Figura 4.19 (b) de forma a correr o algoritmo de controlo. O botão vermelho permite fazer *reset* à placa quando existir algum erro ou quando é reiniciada.



Figura 4.20 - Caixa de controlo externo do funcionamento do sistema.

4.13. Conversor Digital-Analógico

O conversor digital-analógico (*DAC-Digital-to-Analog Converter*) é um dispositivo proveitoso pois permite visualizar as variáveis internas do DSP e perceber o seu comportamento que de outra forma não seria possível analisar com clareza. A placa desenvolvida no GEPE que se encontra na Figura 4.21 contém o DAC TLV5610 da *Texas Instruments* [71]. Este disponibiliza 8 canais analógicos com uma resolução de 12 bits, sendo a comunicação com o DSP efetuada por SPI através de uma trama de 16 bits, em que 4 são de controlo e os restantes de dados. A saída deste integrado varia entre 0 V e 2,5 V, contudo foi adicionado condicionamento de sinal auxiliar à placa para que na saída desta se tenha 5 V e -5 V, criando uma melhor definição das variáveis que são enviadas pelo DSP.



Figura 4.21 – PCB contendo o conversor analógico-digital TLV5610 da *Texas Instruments*.

4.14. Conclusões

A materialização de uma teoria de controlo necessita de uma base de hardware onde possa ser validada, e este é o capítulo que visa apresentar o que foi desenvolvido e utilizado. Pode ver-se o motor AFPMSM de 1,8 kW com um *encoder* da topologia *resolver* incorporado que fornece as ondas cosseno e seno. Apresentou-se uma sucinta comparação das valências dos DSPs utilizados e o motivo da sua utilização. Quanto aos componentes de sensorização do sistema, nomeadamente sensores de corrente e de tensão, foram expostas as suas características.

Foram abordados os módulos de IGBTs que foram usados para a implementação do conversor CC-CA, tal como o elo de ligação com o DSP, o *driver*, respeitando a sua compatibilidade segundo as regras do seu construtor.

O desenvolvimento da PCB no âmbito desta dissertação que agrupa as várias montagens, tais como o condicionamento de sinal, deteção e memorização de erros, proteções de *gate* e circuitos lógicos foi também descrito neste capítulo com algum grau de detalhe.

CAPÍTULO 5

Resultados Experimentais

5.1. Introdução

Este capítulo tem o intuito de expor de um modo claro todos os ensaios realizados para a validação da técnica de controlo DTC. Inicia-se com a apresentação do funcionamento de algumas sub-rotinas de código estrutural em linguagem C implementadas no *TMS320F28335*. De seguida, são relatados os ensaios realizados com o motor relativos à técnica de controlo.

5.2. Resultados dos Blocos C das Sub-Rotinas

À semelhança do procedimento realizado nas simulações, optou-se por começar a análise dos resultados pelas transformadas. O método selecionado consistiu em gerar três ondas sinusoidais na saída do inversor aplicadas a uma carga puramente resistiva, o que desde logo tornou possível o teste das várias partes do sistema de controlo, incluindo os sensores de corrente e de tensão. Após uma primeira apreciação dos sinais lidos, verificou-se a necessidade de fazer um melhoramento através de médias deslizantes.

5.2.1. Transformada de Clarke

Na validação da transformada de Clarke abandonou-se a carga resistiva e aplicou-se as ondas sinusoidais com uma frequência de 10 Hz aos terminais do motor sem nenhum binário aplicado. Na Figura 5.1(a) pode ver-se as formas de onda da corrente nas fases A e B do motor que servem de entrada para a aplicação da transformada de Clarke. O resultado da transformada pode ser percebido na Figura 5.1(b), onde i_A é atribuído a i_α e i_β tem um desvio de fase em relação a i_B , ficando com um desfasamento de 90° em relação a i_A . Pelo facto de as formas de onda de i_A e i_B não serem sinusoidais, pode não ser tão notória a aplicação da transformada de coordenadas, apesar de ser notória a diferença entre as figuras.

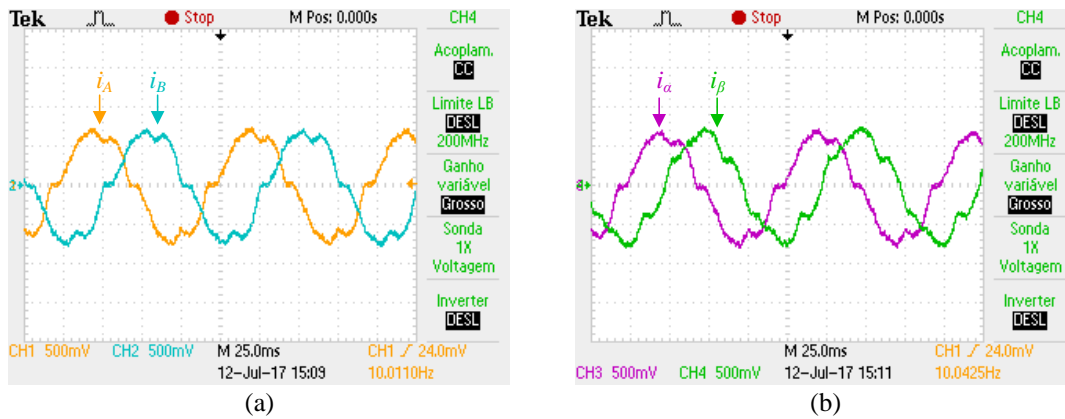


Figura 5.1 - Formas de onda da corrente: (a) i_A e i_B do motor; (b) Resultado da transformada de Clarke com as correntes i_α e i_β .

5.2.2. Validação da Conversão do Ângulo Mecânico em Ângulo Elétrico

O motor utilizado possui um sensor *resolver* integrado que disponibiliza duas formas de onda sinusoidais desfasadas de 90° , nomeadamente \sin_r e \cos_r , como se pode visualizar na Figura 5.2 (a) e na Figura 5.2 (b), onde foram utilizados sentidos de rotação diferentes. É através dos sinais do sensor que se pode determinar a posição do rotor, sendo que o ângulo mecânico (θ_m) é obtido através da função *arctan* utilizando os sinais \cos_r e \sin_r como parâmetros. O ângulo mecânico servirá também para calcular a velocidade de rotação do motor.

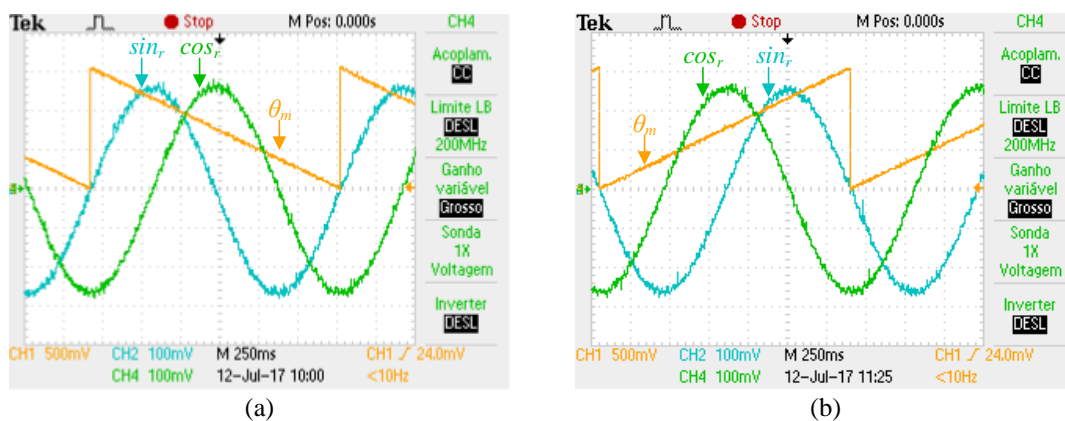


Figura 5.2 - Formas de onda provenientes do sensor *resolver* e do ângulo mecânico: (a) Sentido descendente; (b) Sentido ascendente.

A determinação de θ_m serve ainda para sintetizar o ângulo elétrico (θ_e). Uma vez que o motor utilizado possui dezasseis pares de polos, o valor de θ_e completa dezasseis vezes mais ciclos do que θ_m , tal como exposto na equação (3.1). Visualizando a Figura 5.3 (a) e a Figura 5.3 (b) verifica-se que θ_e tem uma variação superior a θ_m na proporção prevista, estando contidas as dezasseis variações numa só de θ_m . Contudo, em termos práticos nota-se que θ_e não fica sintetizado corretamente, o que em simulação não

foi perceptível pois não havia dificuldade em realizar a partição de θ_m em θ_e . Em termos práticos, contudo, o processo é suscetível a ruído/pequenas variações, e é agravado pelo facto de se tratar de uma divisão em 16 partes. Uma vez que este processo consome alguns recursos de execução de código, aliando-se ao facto de não trazer qualquer vantagem qualitativa, a porção de código em questão foi removida, sendo essa tarefa delegada às funções seno e cosseno da linguagem C, uma vez que estas já são executadas aquando da transformada de Park, multiplicando apenas θ_m por p e, assim, poupando tempo de execução do algoritmo geral.

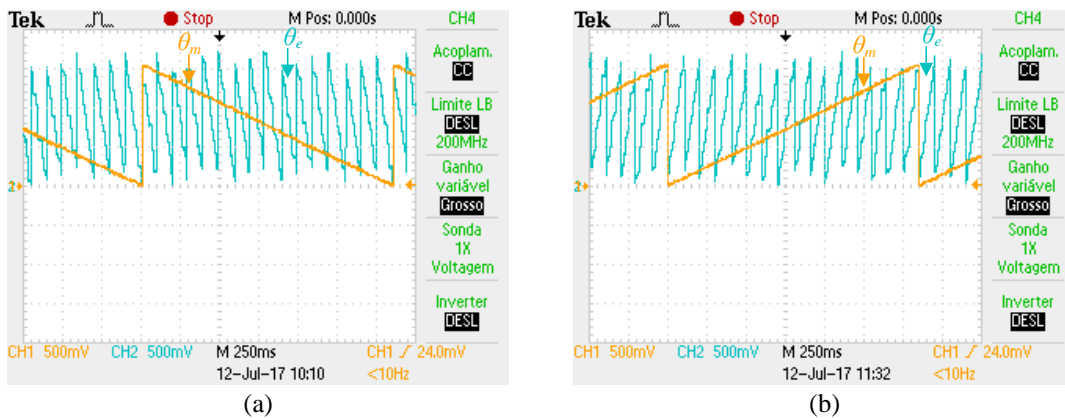


Figura 5.3 - Formas de onda do ângulo elétrico e do ângulo mecânico: (a) Sentido descendente; (b) Sentido ascendente.

5.2.3. Transformada Inversa de Park

Existem componentes que são necessárias para o cálculo do binário e do fluxo, e uma delas é o resultado da transformada de Park, que serve também como sinal de entrada do bloco de modulação. Para a validação desta transformada foi estabelecido um valor fixo para as variáveis de entrada, definindo-se v_q igual a 5 e v_d igual a -0,2, utilizando-se como ângulo de entrada aquele que é proveniente da rotação do motor. A Figura 5.4 (b) mostra as formas de onda sinusoidais v_α e v_β resultantes desta transformada, estando os sinais contínuos de entrada v_d e v_q representados na Figura 5.4 (a). Recorrendo a estes e às variáveis i_α e i_β anteriormente apresentadas, obtém-se as condições necessárias à estimação do binário e do fluxo.

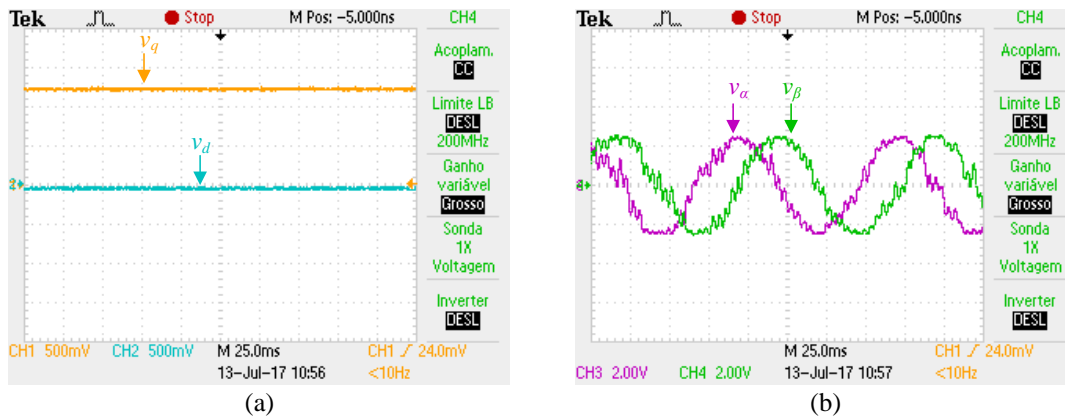


Figura 5.4 - Formas de onda das tensões da transformada inversa de Park: (a) Tensões de entrada v_d e v_q ; (b) Tensões de saída v_α e v_β .

5.2.4. Validação da Modulação por Vetores Espaciais

A técnica de modulação por vetores espaciais foi validada com a imposição dos valores de v_α e v_β provenientes da transformada inversa de Park, como anteriormente referido. Os sinais de v_α e v_β permitem calcular o setor, apresentando 6 níveis correspondentes ao número de setores, como retratado na Figura 5.5.

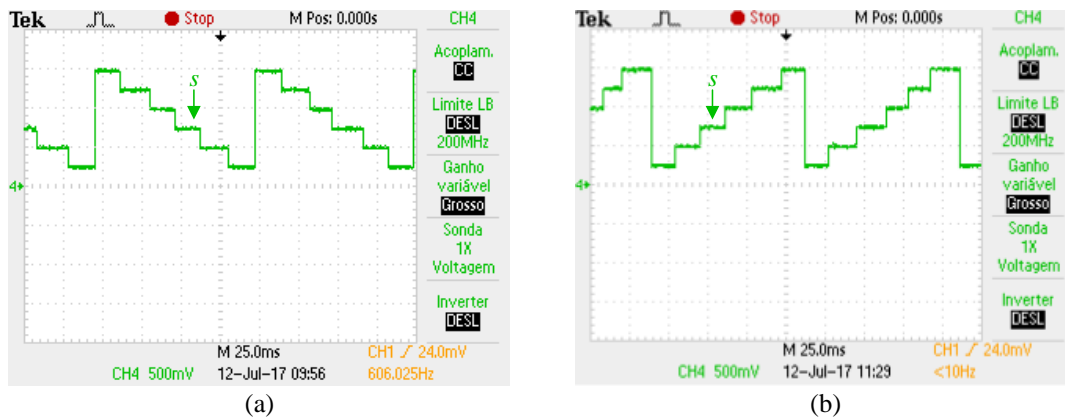


Figura 5.5 - Forma de onda do cálculo do setor: (a) Sentido descendente; (b) Sentido ascendente.

No que diz respeito às formas de onda dos registos de comparação dos periféricos de PWM, pode ver-se na Figura 5.6 a sintetização destas tendo por base o ângulo produzido pelo motor e as tensões v_α e v_β .

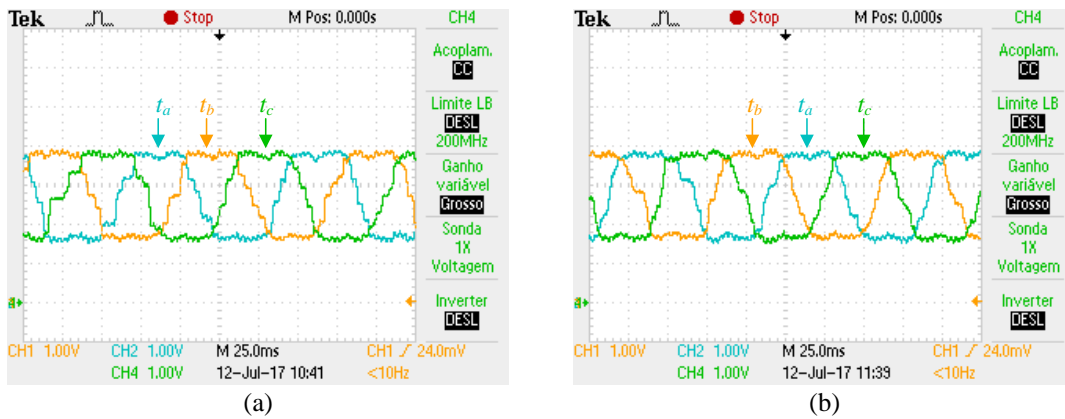


Figura 5.6 - Formas de onda dos registos de comparação de PWM na modulação por vetores espaciais: (a) Sentido descendente; (b) Sentido ascendente.

5.2.5. Validação da Técnica de Controlo

Após a validação das sub-rotinas necessárias à implementação da técnica de controlo, prosseguiu-se à validação do sistema de um modo integral, sendo apresentados ensaios feitos com o motor AFPMSM *Pra230*. O motor encontra-se fixado a um freio eletromagnético (Figura 5.7) de forma a emular a reação do controlador DTC aquando da existência de uma carga no seu eixo de rotação, tal como apresentado no capítulo das simulações. Na obtenção dos resultados foi usado o DAC mencionado no capítulo anterior. De forma a aumentar a resolução dos sinais visualizados no osciloscópio, as variáveis foram multiplicadas por um fator, sendo que as velocidades de referência e estimada (n^* , n) foram multiplicadas por 10, os binários de carga e estimado (T_{carga} , T) foram multiplicados por 100 e, por fim, os fluxos alfa e beta (ψ_α , ψ_β) foram multiplicados por 10000. De notar que a função relativa ao DAC recebe valores entre -2000 e 2000, correspondentes à gama de -5 V a 5 V.

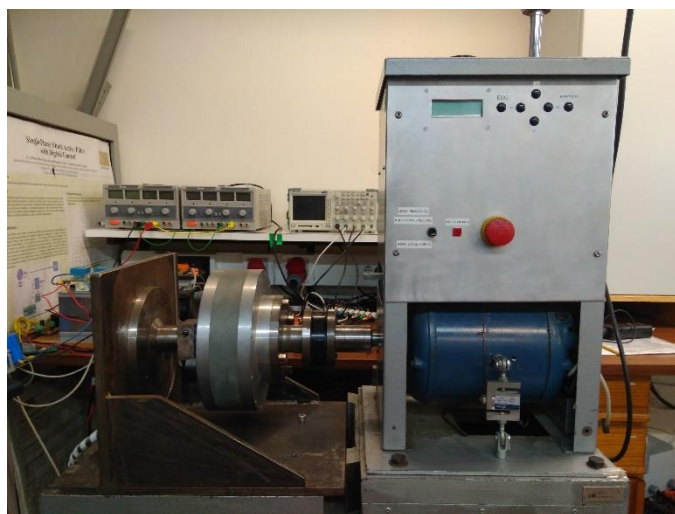


Figura 5.7 – Freio eletromagnético para emular cargas.

Apresentado o sistema utilizado para realizar os testes em bancada, o primeiro ensaio efetuado consistiu na fixação de n^* com 100 rpm, sendo acoplada uma carga de 3 Nm. Na Figura 5.8 (a) pode ver-se que n atinge n^* em menos de 40 s. No que diz respeito a T , este oscila em torno de 3 Nm, o que corresponde ao valor que lhe é imposto, como se pode ver na Figura 5.8 (b). É possível ver as formas de onda de ψ_α e ψ_β na Figura 5.8 (c) e as formas de onda das correntes i_A e i_B na Figura 5.8 (d), sendo que estas possuem uma amplitude superior a 5 A dado a existir uma carga aplicada, caso contrário este valor seria menor.

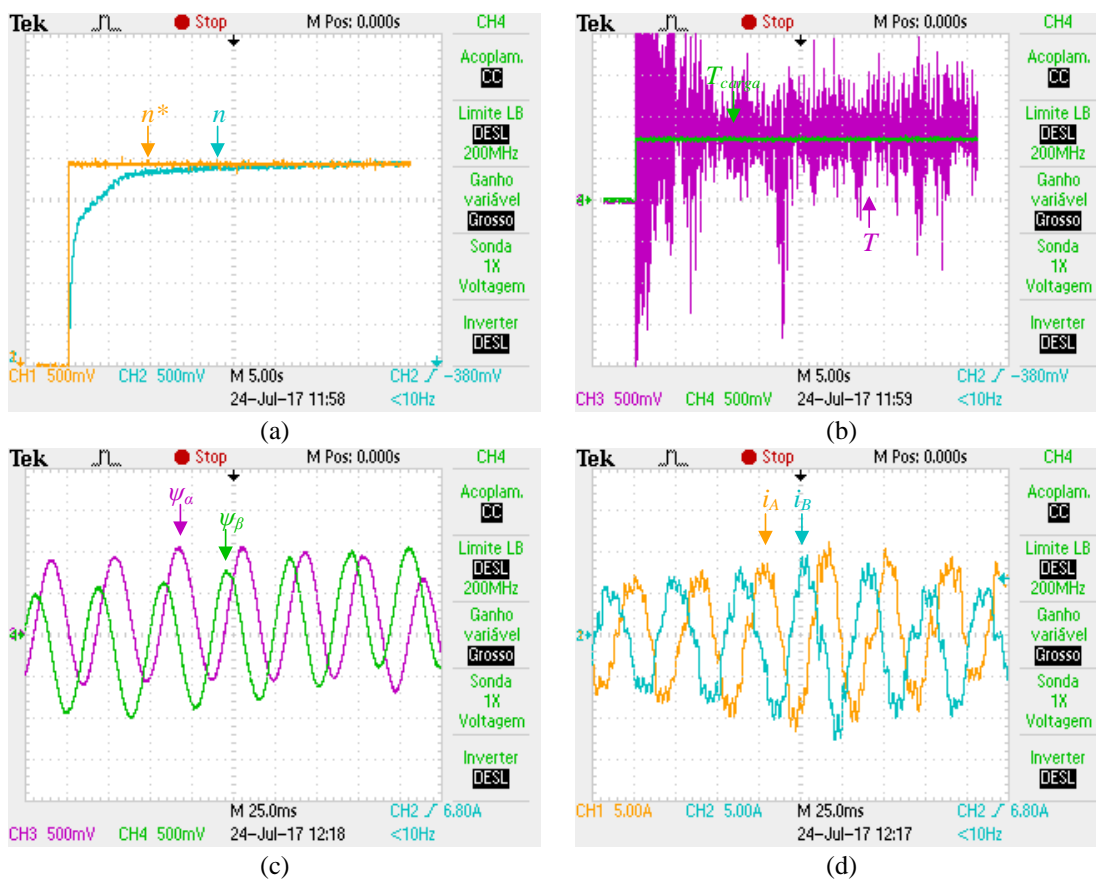


Figura 5.8 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 100 rpm e uma carga de 3 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

A Figura 5.9 retrata a situação de regime permanente da resposta do controlador nas mesmas condições de operação da figura anterior, sendo visível com maior pormenor o grau de aproximação da velocidade e do binário com os respetivos valores de referência.

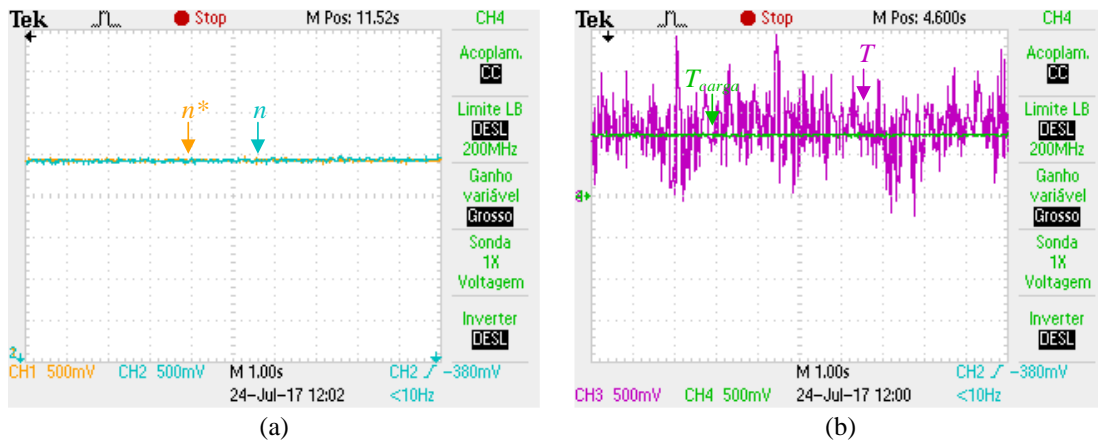


Figura 5.9 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 100 rpm com uma carga constante de 3 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.

Após averiguar a performance do controlador com ambas as variáveis (n^* e T_{carga}) estáticas, efetuou-se uma transição do valor de n^* de 70 rpm para 90 rpm, observável na Figura 5.10 (a), sendo T_{carga} de 4 Nm. Esta transição tem uma resposta em termos de velocidade bastante aceitável, uma vez que decorridos poucos segundos é atingido o valor de 90 rpm. Verifica-se também que a transição provocou um agravamento na oscilação em T (Figura 5.10 (b)), porém isso não é de todo crítico visto não ter afetado o controlo da velocidade. No que toca às correntes consumidas pelo motor, acaba por se notar um acréscimo no valor consumido uma vez que o valor de pico passou para cerca de 7,5 A como demonstra a Figura 5.10 (d).

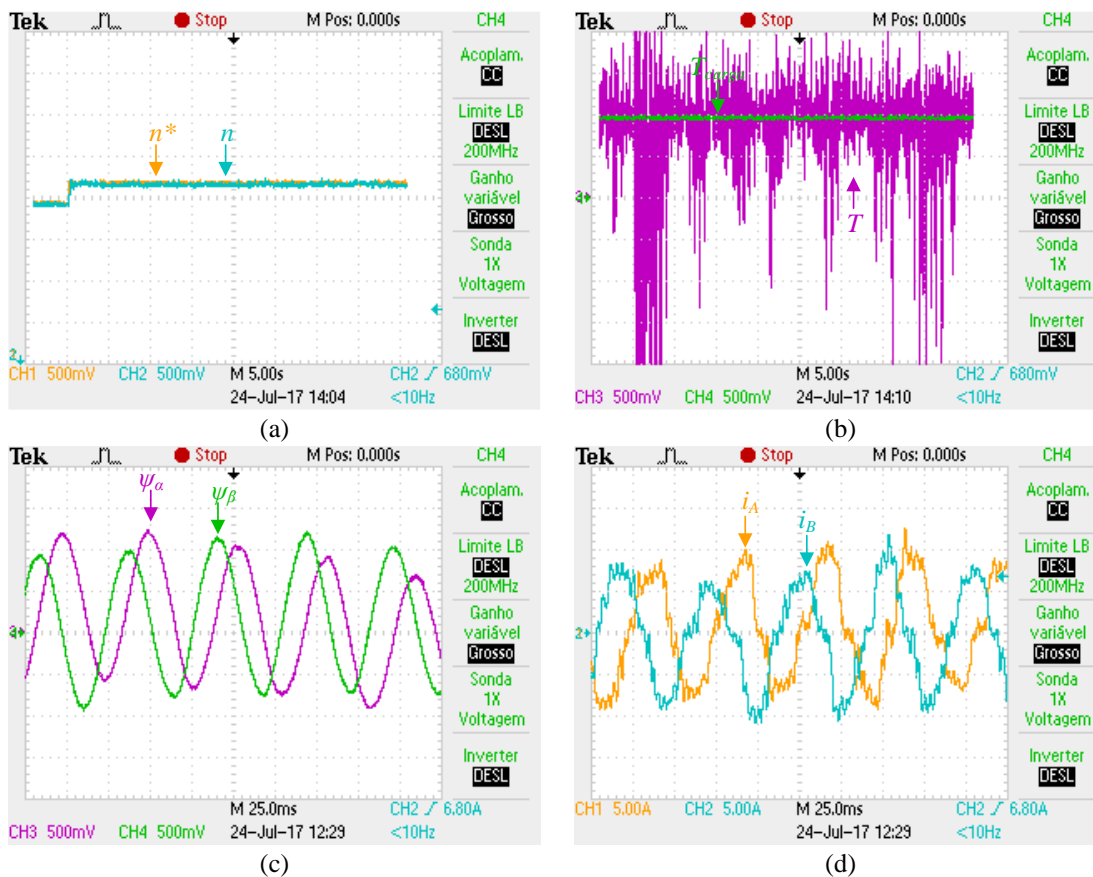


Figura 5.10 - Resposta do controlador para uma transição de velocidade de referência de 70 rpm para 90 rpm e uma carga de 4 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

A Figura 5.11 realça os acontecimentos de que a transição da velocidade é efetuada de uma forma célere, contudo cria uma distorção em T ainda maior que dura cerca de 5 s até voltar a valores mais próximos daquele que foi aplicado, sendo que isso pode dever-se à distorção da corrente no momento da transição.

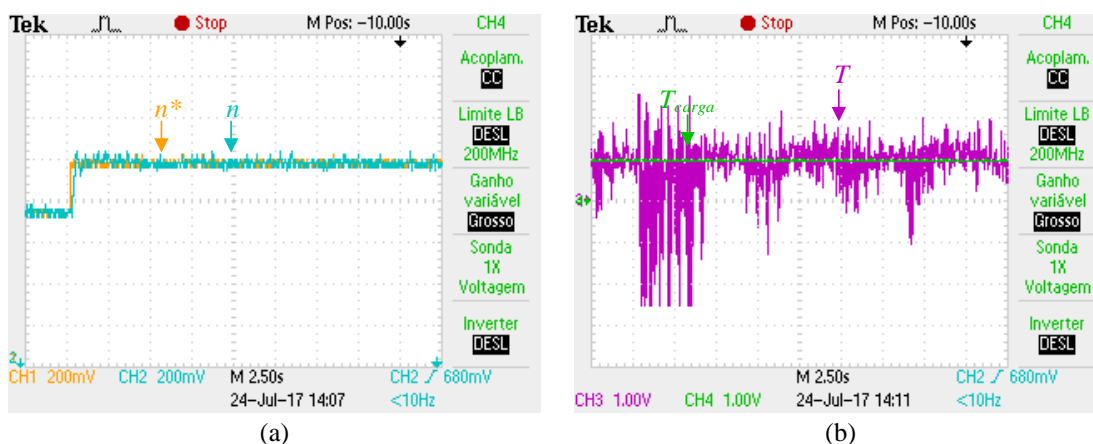


Figura 5.11 - Resposta do controlador para uma variação de velocidade de referência de 70 rpm para 90 rpm com uma de carga de 4 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.

No último ensaio no sentido de rotação correspondente um pedido de velocidade positiva, foi efetuada uma transição no valor da carga acoplada de 2 Nm para 5 Nm, como se pode ver na Figura 5.12 (b). Os valores de T sofrem a transição correspondente à carga aplicada ao eixo do motor. Analisando o valor de n , este decresce ligeiramente em relação ao valor de n^* (Figura 5.12 (a)) devido ao aumento do valor da carga acoplada. Em relação à Figura 5.12 (d), o consumo de corrente consumida é o mais alto até aqui apresentado pois trata-se do ensaio com a maior carga acoplada (5 Nm), podendo ver-se que a corrente consumida tem uma amplitude que ronda 10 A. Tanto o aumento da corrente como a redução de n no momento da transição são efeitos implícitos neste tipo de alteração.

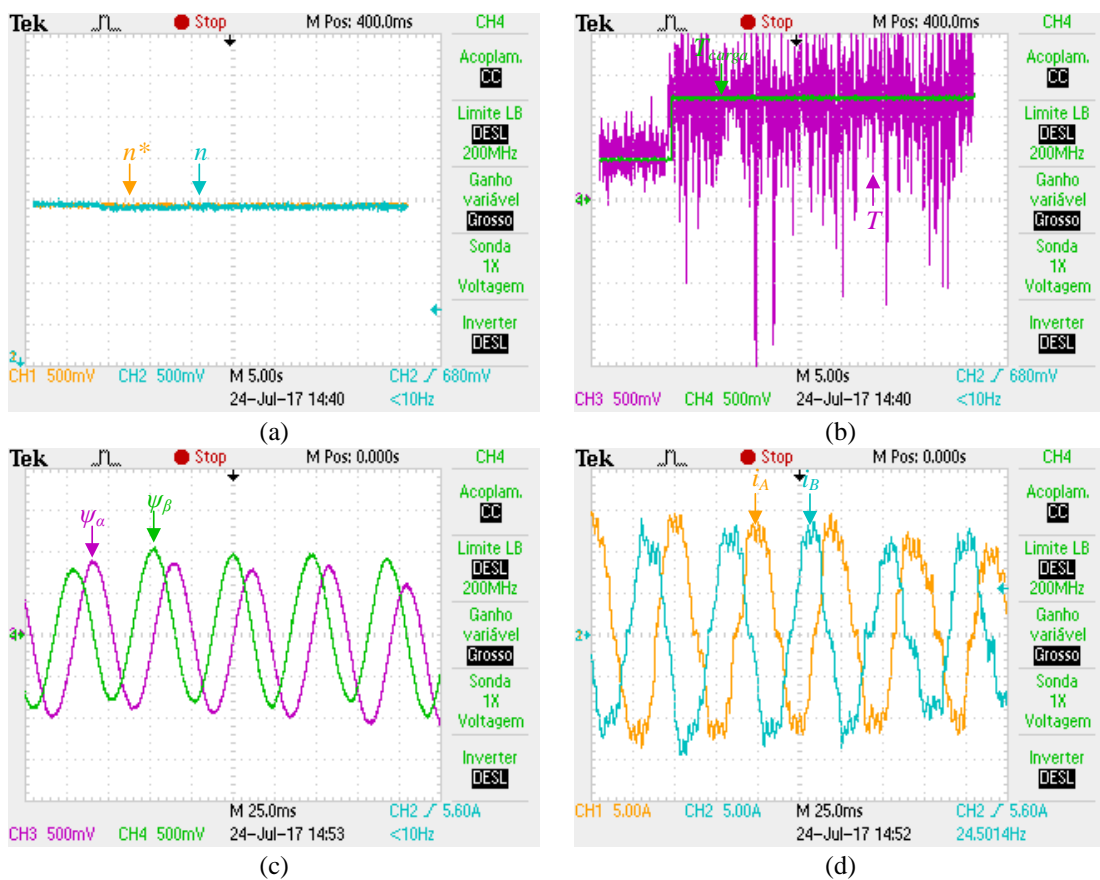


Figura 5.12 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 80 rpm e com uma transição de carga de 2 Nm para 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

A Figura 5.13 mostra um pouco mais pormenorizadamente o efeito da transição da carga acoplada, nomeadamente o decréscimo de velocidade, sendo este um desvio que demora cerca de 20 s para que recupere de novo a referência, verificando-se no caso de T uma maior oscilação em torno da referência em relação ao valor anterior de carga.

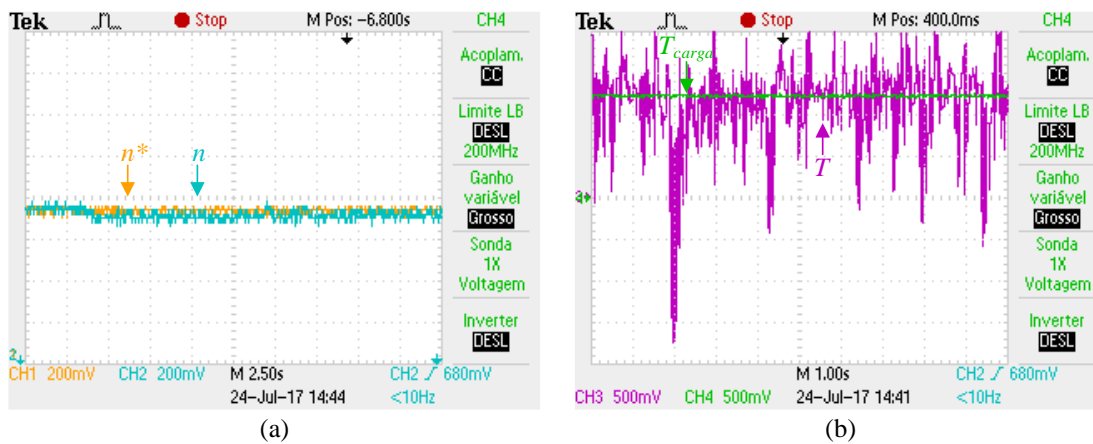


Figura 5.13 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de 80 rpm com uma variação de carga de 2 Nm para 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.

Para além dos ensaios referidos, efetuou-se ensaios pedindo ao motor uma velocidade negativa, validando por completo os modos de funcionamento. Desta feita, a Figura 5.14 (a) apresenta uma mudança de velocidade de -80 rpm para -60 rpm mantendo T_{carga} em 3 Nm, sendo alcançado o primeiro valor de n^* passados 30 s e o segundo em pouco mais de 30 s. Quanto a T , este apresenta uma forma de onda bastante linear a variar próximo do valor de 3 Nm, como se pode ver na Figura 5.14 (b). No gráfico referente à corrente (Figura 5.14 (d)), pode ver-se que esta tem um valor de pico de pouco mais de 5 A.

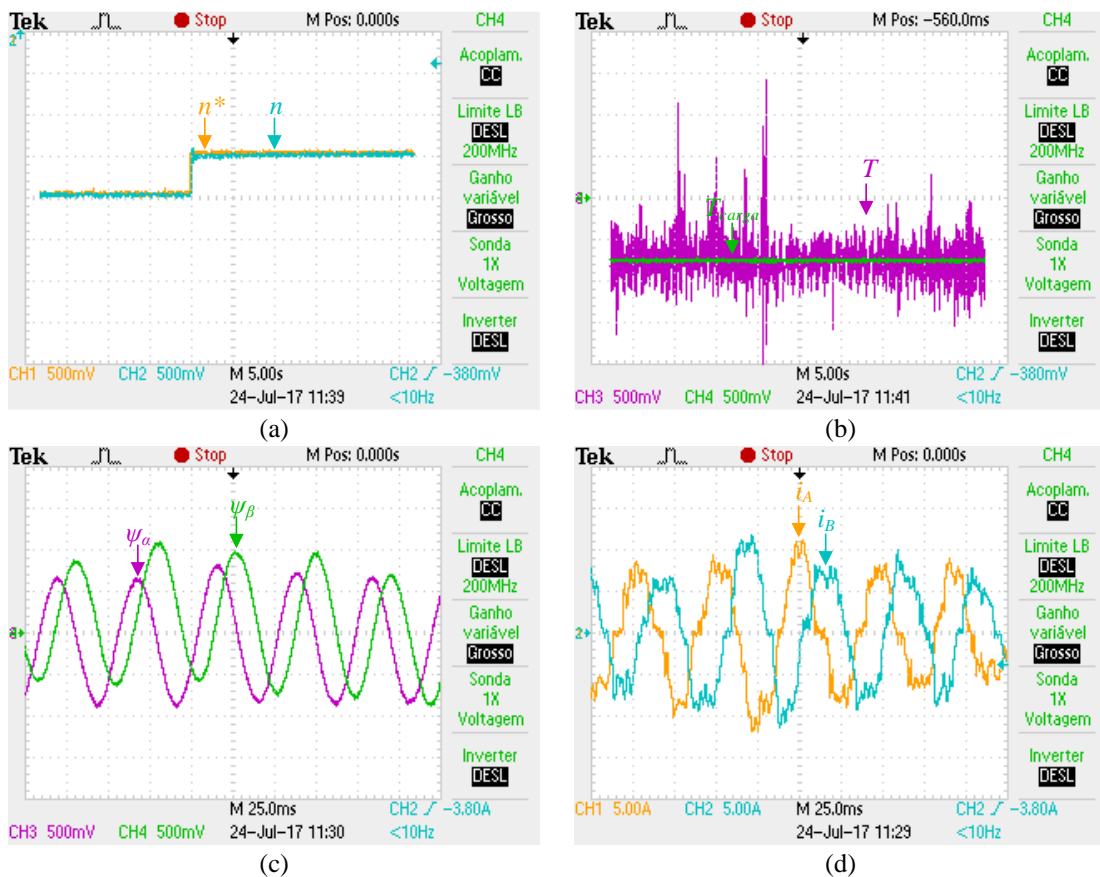


Figura 5.14- Resposta do controlador para uma variação da velocidade de referência de -80 rpm para -60 rpm e com uma carga de 3 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

Ao contrário do ensaio em que houve um pedido de aumento de velocidade e que provocou uma discrepância entre T e T_{carga} , neste caso isso não aconteceu e a estimação manteve-se estável, talvez por se tratar de uma redução de velocidade, sendo que esta converge para o valor de referência em 9 s.

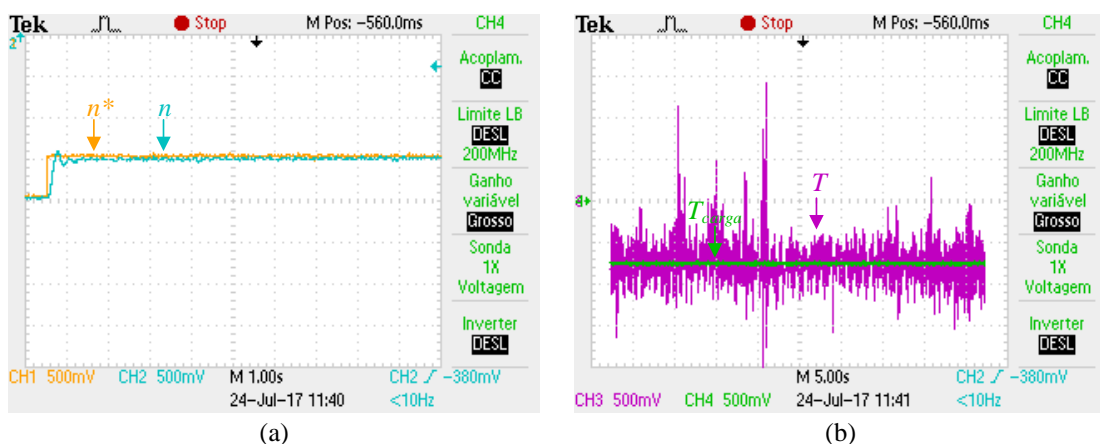


Figura 5.15 - Resposta do controlador para uma variação da velocidade de referência de -80 rpm para -60 rpm e com uma carga de 3 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.

Por fim, apresenta-se o ensaio em que é provocada uma alteração de T_{carga} de 4 Nm para 2 Nm, uma vez mais no modo de funcionamento de velocidade negativa, desta feita com uma velocidade imposta pelo controlador de -90 rpm, tal como exposto na Figura 5.16 (a). No que se refere a T , este apresenta uma forma de onda com alguma flutuação, à semelhança dos outros ensaios, como é apresentado na Figura 5.16 (b), sendo que neste ensaio a flutuação é menor. O facto de se tratar de uma redução do binário exigido pouco ou nada alterou n , apesar de ser expectável um aumento momentâneo. A diminuição de T_{carga} provocou uma diminuição do consumo de corrente, sendo que em regime permanente o seu valor de pico é de pouco mais de 2 A.

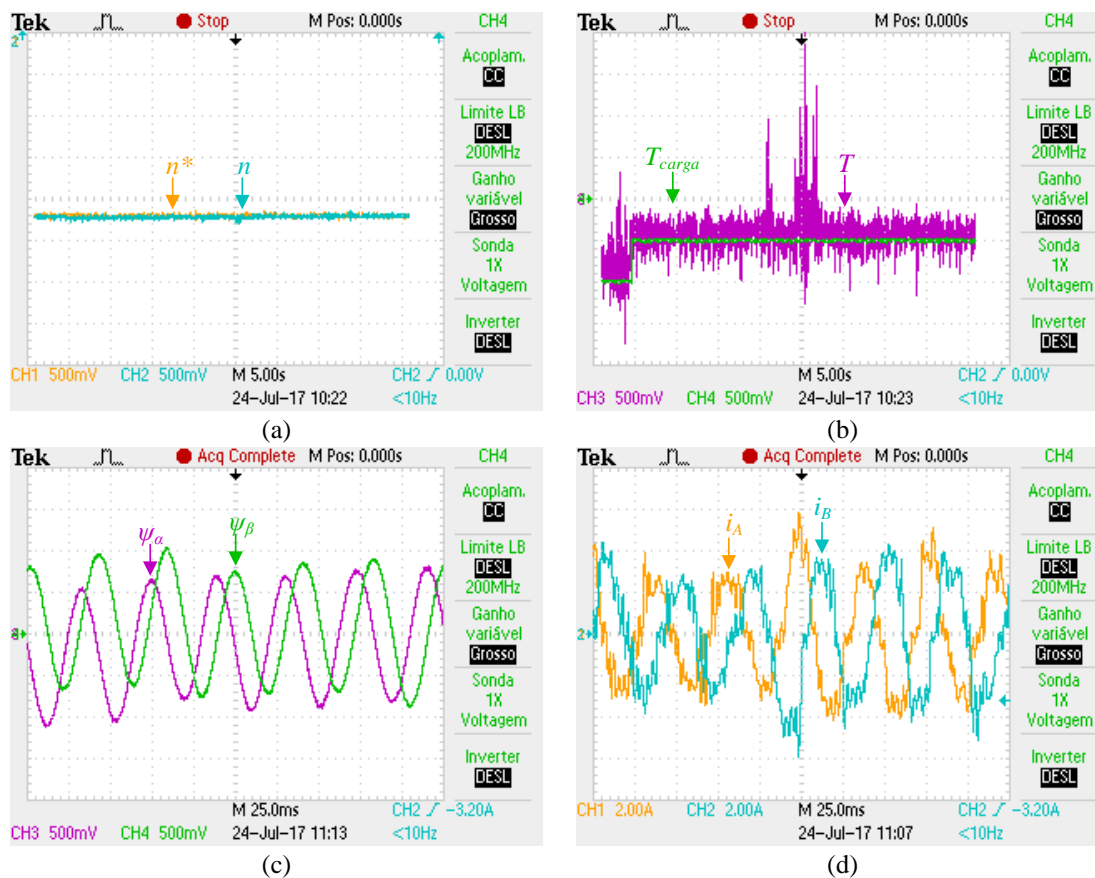


Figura 5.16 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de -90 rpm e com uma transição de carga de 4 Nm para 2 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada; (c) Fluxo alfa e fluxo beta; (d) Correntes nas fases A e B do motor.

Na Figura 5.17 constata-se que a alteração da velocidade é praticamente impercetível e que T é bastante semelhante ao aplicado, apresentando uma forma linear.

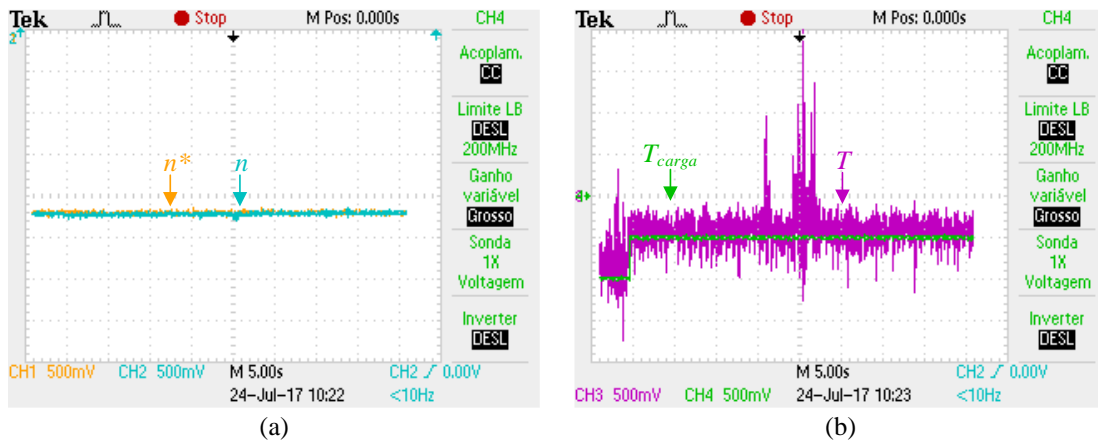


Figura 5.17 - Resposta do controlador para uma velocidade de referência de -120 rpm com uma variação de carga de 8 Nm para 5 Nm utilizando a técnica DTC: (a) Velocidade de referência e velocidade de rotação do motor; (b) Binário estimado e binário da carga acoplada.

5.3. Conclusões

Os resultados experimentais demonstram os testes realizados em bancada utilizando o hardware e software desenvolvido no âmbito da dissertação. Inicialmente validou-se as transformadas de coordenadas e a modulação SVM. Nestes primeiros testes optou-se por realizar testes com sinais reais em detrimento de sinais que podiam ser gerados por software, de forma a evidenciar as dificuldades e a percepção das secções que era necessário aperfeiçoar. Porém, a segunda parte, relacionada com a validação a teoria de controlo, foi conseguida através dos múltiplos ensaios onde foram estabelecidas velocidades de referência, com ou sem aplicação de uma carga, bem como alterações na velocidade que era requerida e também com mudanças no binário de carga. Os resultados obtidos encontram-se minimamente enquadrados com o esperado, no que diz respeito à validação da técnica de controlo DTC.

Todavia, existem alguns aspetos menos conseguidos; aquilo que apresenta uma maior preocupação são as componentes do fluxo, uma vez que nem sempre se apresentam com a forma desejada, nomeadamente a sua oscilação, que tem uma influência pesada na oscilação de T , o que de certa forma limita a performance do controlador. Apesar de tudo, fica demonstrado o funcionamento da técnica de controlo DTC, tendo um comportamento satisfatório, uma vez que em todas as situações de ensaio conseguiu-se atingir n^* e em alguns casos de forma surpreendente. No entanto, as experiências realizadas estão um pouco longe dos valores nominais do sistema.

CAPÍTULO 6

Conclusão

6.1. Conclusões

Nesta dissertação foi estudada e apresentada uma série de assuntos relacionados com as duas componentes que fazem parte de um trabalho de dissertação, nomeadamente a componente teórica e a componente prática.

No capítulo 1 é apresentado o panorama do parque automóvel europeu e nacional e a sua divisão em idade. O número de VCIs é de tal forma elevado que, apesar da urgência que existe em alterar-se o paradigma para a mobilidade elétrica devido aos acordos mundiais e necessidade da preservação ambiental, a transição poderá ser demorada. A mudança de paradigma tem um conjunto de vantagens válidas que justificam esta mudança e em que os beneficiários somos todos nós. Desmistificou-se o aparecimento dos VEs através de um resumo da sua história, reafirmando que não se trata de uma tecnologia recente de mobilidade, mas que apenas caiu em desuso devido ao efeito que o petróleo provocou na proliferação do automóvel particular, onde as economias de determinadas nações ficaram favorecidas, instalando-se assim interesses que vão além da saúde pública e da sustentabilidade de um planeta. Contudo, hoje em dia a humanidade caminha num sentido completamente diferente, cada vez mais preterindo os veículos de combustão em favor de veículos elétricos.

O capítulo 2 explora as pedras basilares de um sistema de tração elétrica. Inicialmente são apresentados alguns casos de conversões de VCIs realizadas por universidades e instituições privadas, evidenciando assim uma solução inteligente de reaproveitar o investimento de um automóvel na medida em que este constitui um encargo dispendioso para a maioria da população. De seguida, no campo dos motores AFPMSM são apresentadas algumas formas de construção e os seus aspetos diferenciadores, que nos próximos anos poderão estar em força em várias aplicações, principalmente nas industriais. Foram apresentadas topologias de conversores CC-CA do tipo fonte de tensão e fonte de corrente. Quanto às técnicas de modulação, foram abordadas as formas de modulação de largura de pulso mais abrangentes como a unipolar, a bipolar e a multinível,

terminando com a modulação por vetores espaciais. No estudo das técnicas de controlo optou-se pelas técnicas de controlo vetorial, iniciando com o FOC. Em paralelismo foi estudado o DTC clássico com a sua estrutura de controlo simplista e por último o DTC-SVM. Esta mostrou-se uma alternativa relevante a ser estudada uma vez que o principal foco nos últimos anos no laboratório de investigação do GEPE passou pelo controlo através do FOC, sendo portanto benéfico para o laboratório investigar outras técnicas de controlo.

O capítulo 3, dedicado às simulações computacionais, serviu de ponto de partida para se começar a perceber e a autenticar uma teoria de controlo, uma vez que esta se trata de uma trave-mestra para que se seja possível avançar devidamente para uma implementação prática. Depois de bastante tempo investido em simulações a fim de obter uma estrutura que correspondesse ao controlo DTC esperado, foi possível demonstrar a execução do controlo. O tempo despendido nesta fase é justificado por variados fatores, tais como a dificuldade de obter os ganhos dos controladores PI, não só por serem 3, mas sobretudo por dois deles serem encadeados, pelo que uma das realimentações corresponde a uma estimação que depende da convergência dos integrais do fluxo magnético. Apesar de tudo, foi averiguada a performance do controlador em diversas situações de controlo, com perturbações tanto na velocidade de referência como na variação da carga acoplada ao motor. Em simulação verificou-se um correto controlo nos dois sentidos de rotação, em que o comportamento exibido é satisfatório.

No capítulo 4 é dado a conhecer o hardware que foi construído de raiz e aquele que foi reutilizado do laboratório do GEPE. Assim sendo, a PCB desenhada em exclusivo para o trabalho de dissertação apresenta uma panóplia de montagens essenciais, tais como o condicionamento de sinal, a deteção de erros, memorização de erros, filtragem e a prevenção, através de um sistema de lógica digital, da propagação dos sinais de PWM quando alguma variável ultrapassa o valor estabelecido como máximo. Em todos estes circuitos foi evidenciado o seu funcionamento e especificados os circuitos integrados que compõem as montagens. Constata-se a utilização dos dois sensores de corrente fundamentais para a estimação dos parâmetros e de um sensor de tensão responsável pela modulação SVM. Dispõe-se as características dos dois DSPs, justificando a escolha do *TMS320F28335* em detrimento do *Piccolo*. Foi também exposto o *driver* utilizado, que é o elemento que serve de ponte entre o DSP e o conversor de potência e cujas valências se revelaram suficientes para o projeto, sendo necessário justificar a sua compatibilidade com os dois módulos de IGBTs e o respetivo circuito de acionamento de *gate*.

A utilização de um segundo modelo de IGBTs não fazia parte dos planos iniciais, mas acabou por ser inevitável uma vez que a primeira escolha estava a danificar um IGBT sem razão aparente e de uma forma aleatória depois de ter estado a funcionar várias vezes sem qualquer problema perceptível. Uma vez que se trata de um módulo com 3 braços, basta um danificar-se para se descartar da abordagem praticada na construção da PCB, pelo que para minimizar os custos optou-se por utilizar um sistema que já se encontrava assembled com módulos de um braço de IGBTs e as suas placas complementares. A nível pessoal, a etapa de implementação foi uma das que me agradou mais, pois permitiu aprender a projetar e a desenhar PCBs, bem como a pesquisar e a estudar diversas montagens, tais como circuitos de lógica digital, que são importantes para o correto e seguro funcionamento de aplicações de potência.

Por fim, no capítulo 5 são expostos os resultados experimentais dos ensaios realizados ao sistema de controlo DTC, onde o funcionamento do algoritmo é analisado inicialmente de uma forma gradual e posteriormente com o sistema realimentado. Estes primeiros testes permitiram alterar e melhorar o método de estimação do ângulo elétrico do motor. Um outro problema esteve relacionado com a utilização de uma outra fonte de alimentação que provocava alteração nos sinais provenientes do sensor de posição e deteriorava a estimação da posição por parte do sistema de controlo. Resolvidos estes problemas, foi possível prosseguir com os ensaios e, deste modo, aferir a performance do sistema sob várias condições de teste. Os ensaios foram efetuados alterando a velocidade de referência, bem como o binário acoplado, sendo que um dos parâmetros foi mantido constante. Apesar de num dos sentidos de rotação do motor ser possível ver o correto funcionamento do controlador, o mesmo não se verifica no sentido oposto, contrastando com os resultados obtidos em simulação. A justificação mais plausível reside no facto de a situação da não convergência dos fluxos alfa e beta levar a uma incorreta estimação do binário, impossibilitando a validação do controlo no sentido de rotação em questão.

6.2. Sugestões para Trabalho Futuro

Os resultados obtidos neste trabalho permitiram validar a topologia de DTC, porém poderão ser feitas alterações com o intuito de melhorar o sistema de forma a poder ficar fiável e robusto.

Um aspeto de cariz mais imediato a melhorar seria fazer testes com um banco de baterias, para ver o comportamento do sistema quando deixa de ter as fontes CC de

laboratório como alimentação do barramento CC do conversor CC-CA. Para além disso, poderia vir a usar-se um barramento CC constituído por ultracondensadores ou um sistema híbrido.

A fim de aprimorar a robustez do sistema desenvolvido, seria interessante adicionar alguns componentes à PCB que foi desenvolvida para a dissertação, como por exemplo *snubbers* ou varístores. A colocação do equipamento num quadro seria também algo a ter em conta, de forma a poder ter o máximo isolamento do utilizador para prevenir danos físicos e possibilitar a passagem para outros sistemas de tração elétrica.

A aplicação de novas abordagens da técnica de controlo DTC, como o controlo sem sensores, permite reduzir os gastos do equipamento. Uma componente que poderia ser implementada no sistema era a travagem regenerativa, o que seria uma mais-valia, visto aumentar a autonomia do veículo.

Apesar de o DSP utilizado ser um equipamento razoável, para futuro poderá ser utilizado um sistema com um processador mais poderoso, não só com uma frequência de relógio superior, mas com mais hardware dedicado para além da FPU, como o caso da *Trigonometric Math Unit* (TMU) que acelera o processamento de funções trigonométricas, reduzindo bastante o tempo de execução do algoritmo de controlo. Deste modo, seria possível não só aumentar a frequência de amostragem, como também aumentar a frequência de comutação ou adicionar algoritmos mais elaborados. Outro sistema que poderia vir integrado no novo DSP era um DAC interno, possibilitando a redução de hardware utilizado.

Seria interessante a construção de uma interface gráfica que fosse capaz de informar o utilizador do estado dos parâmetros do equipamento, tais como temperatura do motor, rotações do motor ou estado da bateria. A mesma interface serviria para o estabelecimento de uma nova configuração de velocidade, o que tornaria ao mesmo tempo o sistema mais intuitivo e realista.

Por fim, seria interessante a aplicação do sistema numa conversão de um VCI, percebendo assim as partes mais cruciais a aperfeiçoar.

Referências

- [1] «Passenger Car Fleet by Fuel Type». [Em linha]. Disponível em: <http://www.acea.be/statistics/article/Passenger-Car-Fleet-by-Fuel-Type>. [Acedido: 30-Jan-2016].
- [2] «Emissions of air pollutants from transport». [Em linha]. Disponível em: <http://www.eea.europa.eu/data-and-maps/indicators/transport-emissions-of-air-pollutants-8/transport-emissions-of-air-pollutants-3>. [Acedido: 30-Jan-2016].
- [3] «Average annual growth rates for different fuels». [Em linha]. Disponível em: <http://www.eea.europa.eu/data-and-maps/daviz/average-annual-growth-rates-3#tab-based-on-external-data>. [Acedido: 30-Jan-2016].
- [4] «Average Vehicle Age». [Em linha]. Disponível em: <http://www.acea.be/statistics/article/average-vehicle-age>. [Acedido: 30-Jan-2016].
- [5] «Electric Car Evolution». [Em linha]. Disponível em: <http://cleantechnica.com/2015/04/26/electric-car-history/>. [Acedido: 31-Jan-2016].
- [6] «Electric Cars». [Em linha]. Disponível em: <http://www.edisontechcenter.org/ElectricCars.html#timeline>. [Acedido: 31-Jan-2016].
- [7] «Battery Facts». [Em linha]. Disponível em: <http://www.batteryfacts.co.uk/BatteryHistory/Plante.html>. [Acedido: 16-Jan-2016].
- [8] «Ford Model T». [Em linha]. Disponível em: https://pt.wikipedia.org/wiki/Ford_Model_T. [Acedido: 15-Jan-2016].
- [9] «The Apollo Lunar Roving Vehicle». [Em linha]. Disponível em: http://nssdc.gsfc.nasa.gov/planetary/lunar/apollo_lrv.html. [Acedido: 31-Jan-2016].
- [10] «How does GM's fabled EV1 stack up against the current crop of electrics?». [Em linha]. Disponível em: <http://www.digitaltrends.com/cars/how-does-gms-fabled-ev1-stack-up-against-the-current-crop-of-electrics/>. [Acedido: 31-Jan-2016].
- [11] «TESLA Roadster». [Em linha]. Disponível em: http://fuel-efficient-vehicles.org/energy-news/?page_id=52. [Acedido: 01-Fev-2016].
- [12] «Nissan LEAF Review». [Em linha]. Disponível em: <http://www.plugincars.com/nissan-leaf>. [Acedido: 01-Fev-2016].
- [13] J. Daniel e V. De Carvalho, «Desenvolvimento de um Controlador com DSP para um Motor CA de 30 kW para o CEPIUM Desenvolvimento de um Controlador com DSP para um Motor CA de», 2013.
- [14] D. Pedrosa, V. Monteiro, H. Goncalves, J. S. Martins, e J. L. Afonso, «A Case Study on the Conversion of an Internal Combustion Engine Vehicle into an Electric Vehicle», em *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2014, pp. 1–5, doi:10.1109/VPPC.2014.7006994, ISBN:978-1-4799-6783-4.
- [15] G. S. Lakshmi, S. Kamakshaiiah, e T. R. Das, «Closed loop PI control of PMSM for hybrid electric vehicle using three level diode clamped inverter for optimal efficiency», em *2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability*, 2013, pp. 754–759, doi:10.1109/ICEETS.2013.6533479, ISBN:978-1-4673-6150-7.
- [16] L. Youb e A. Craciunescu, «A comparison of various strategies for direct torque control of induction motors», em *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, 2007, pp. 403–408, doi:10.1109/ACEMP.2007.4510536, ISBN:978-1-4244-0890-0.

- [17] G. Mino-Aguilar *et al.*, «A direct torque control for a PMSM», em *2010 20th International Conference on Electronics Communications and Computers (CONIELECOMP)*, 2010, pp. 260–264, doi:10.1109/CONIELECOMP.2010.5440756, ISBN:978-1-4244-5352-8.
- [18] M. Vrazic, D. Vuljaj, A. Pavasovic, e H. Paukovic, «Study of a vehicle conversion from internal combustion engine to electric drive», em *2014 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)*, 2014, pp. 1544–1548, doi:10.1109/ENERGYCON.2014.6850628, ISBN:978-1-4799-2449-3.
- [19] «Tração elétrica WEG equipa carros e barcos elétricos em safaris na África do Sul». [Em linha]. Disponível em: <http://www.weg.net/br/Media-Center/Noticias/Produtos-e-Solucoes/Tracao-eletrica-WEG-equipa-carros-e-barcos-eletricos-em-safaris-na-Africa-do-Sul>. [Acedido: 13-Jan-2016].
- [20] «Conversions». [Em linha]. Disponível em: <http://www.freedomwon.co.za/e-mobility/conversions>. [Acedido: 14-Jan-2016].
- [21] «100% Electric ChargeCars». [Em linha]. Disponível em: <http://chargecar.org/conversions>. [Acedido: 14-Jan-2016].
- [22] «Vehicle: Porsche 914 BEV». [Em linha]. Disponível em: <http://web.mit.edu/evt/porsche914.htm>. [Acedido: 13-Jan-2016].
- [23] P. F. Van Oorschot, I. J. M. Besselink, E. Meinders, e H. Nijmeijer, «Realization and control of the Lupo EL electric vehicle», *Evs26*, vol. 5, pp. 1–10, 2012, ISBN:9781622764211.
- [24] H. Hatami, M. Bagher, B. Sharifian, e M. Sabahi, «A NEW DESIGN METHOD FOR LOW-SPEED TORUS TYPE AFPM MACHINE FOR HEV APPLICATIONS», pp. 396–406, 2013.
- [25] M. Miyamasu e K. Akatsu, «Efficiency comparison between Brushless dc motor and Brushless AC motor considering driving method and machine design», em *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 1830–1835, doi:10.1109/IECON.2011.6119584, ISBN:978-1-61284-972-0, ISSN:1553572X.
- [26] A. Bello, I. M. Kilishi, M. M. Bari, e U. Abubakar, «Comparative Review Of PMSM And BLDCM Based On Direct Torque Control Method», 2014, vol. 3, n. 3, pp. 195–199, ISSN:2277-8616.
- [27] S. Hybrid e E. T. Applications, «Comparing Various PM Synchronous Generators», n. March, pp. 36–45, 2014.
- [28] V. I. Chrisanov, P. Szymczak, e W. Kaminski, «The Generalized Geometric Approach to Comparative Study of Permanent Magnet Synchronous Machines and Mechatronic Modules», em *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2006, vol. 0, pp. 1002–1007, doi:10.1109/EPEPMC.2006.4778531, ISBN:1-4244-0121-6.
- [29] A. Mahmoudi, N. A. Rahim, e W. P. Hew, «design , simulation and analysis», vol. 6, n. 12, pp. 2525–2549, 2011.
- [30] S. Huang e T. A. Lipo, «Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review», 2004.
- [31] E. P. Wiechmann, P. Aqueveque, R. Burgos, e J. Rodriguez, «On the Efficiency of Voltage Source and Current Source Inverters for High-Power Drives», *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n. 4, pp. 1771–1782, Abr. 2008, doi:10.1109/TIE.2008.918625, ISSN:0278-0046.
- [32] N. Vazquez, H. Lopez, C. Hernandez, R. Osorio, E. Rodriguez, e J. Arau, «A six-switch three-level current source inverter», em *12th IEEE International Power Electronics Congress*, 2010, n. c, pp. 145–148, doi:10.1109/CIEP.2010.5598847, ISBN:978-1-4244-8066-1.
- [33] Z. Yu, «Space-Vector PWM With TMS320C24x / F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns», n. March 1999.

- [34] S. Woolaghan e N. Schofield, «Current Source Inverters for PM machine control», em *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, pp. 702–708, doi:10.1109/IEMDC.2009.5075282, ISBN:978-1-4244-4251-5.
- [35] N. S. Ting, Y. Yasa, I. Aksoy, e Y. Sahin, «Comparison of SVPWM, SPWM and HCC control techniques in power control of PMSG used in wind turbine systems», em *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical & Electronic Equipment (OPTIM) & 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, 2015, pp. 69–74, doi:10.1109/OPTIM.2015.7426976, ISBN:978-1-4673-7239-8.
- [36] J. Sabarad e G. H. Kulkarni, «Comparative analysis of SVPWM and SPWM techniques for multilevel inverter», em *2015 International Conference on Power and Advanced Control Engineering (ICPACE)*, 2015, pp. 232–237, doi:10.1109/ICPACE.2015.7274949, ISBN:978-1-4799-8371-1.
- [37] B. Li e C. Wang, «Comparative analysis on PMSM control system based on SPWM and SVPWM», em *2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC)*, 2016, pp. 5071–5075, doi:10.1109/CCDC.2016.7531902, ISBN:978-1-4673-9714-8.
- [38] S. Sanusi, Z. Ibrahim, A. Jidin, M. H. Jopri, K. A. Karim, e N. Othman, «Implementation of Space Vector Modulation for Voltage Source Inverter», *2013 Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 1361–1366, Out. 2013, ISBN:9781479914470, doi:10.1109/ICEMS.2013.6713270.
- [39] A. F. A. El-Halim, M. M. Abdulla, e I. F. El-Arabawy, «Simulation aides in comparison between different methodology of field oriented control of induction motor based on flux and speed estimation», em *2012 22nd International Conference on Computer Theory and Applications (ICCTA)*, 2012, n. October, pp. 117–121, doi:10.1109/ICCTA.2012.6523556, ISBN:978-1-4673-2824-1.
- [40] Hoang Le-Huy, «Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives», em *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, 1999, vol. 2, pp. 1245–1252, doi:10.1109/IAS.1999.801662, ISBN:0-7803-5589-X.
- [41] J. Simanek, J. Novak, O. Cerny, e R. Dolecek, «FOC and flux weakening for traction drive with permanent magnet synchronous motor», em *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2008, pp. 753–758, doi:10.1109/ISIE.2008.4677099, ISBN:978-1-4244-1665-3.
- [42] M. B. B. Sharifian, T. Herizchi, e K. G. Firouzjeh, «Field oriented control of permanent magnet synchronous motor using predictive space vector modulation», em *2009 IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications*, 2009, n. Isiea, pp. 574–579, doi:10.1109/ISIEA.2009.5356385, ISBN:978-1-4244-4681-0.
- [43] D. Casadei, F. Profumo, e A. Tani, «FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control», *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, n. 5, pp. 779–787, Set. 2002, doi:10.1109/TPEL.2002.802183, ISSN:0885-8993.
- [44] E. Ozkop e H. I. Okumus, «Direct torque control of induction motor using space vector modulation (SVM-DTC)», em *2008 12th International Middle-East Power System Conference*, 2008, pp. 368–372, doi:10.1109/MEPCON.2008.4562350, ISBN:978-1-4244-1933-3.
- [45] F. Niu, K. Li, B. Wang, e E. G. Strangas, «Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines», em *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 2438–2445, doi:10.1109/APEC.2014.6803645, ISBN:978-1-4799-2325-0.
- [46] K. Hartani, M. Sekour, e A. Draou, «A new direct torque control scheme for PMSM with on-line

- stator resistance tuning», em *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2013, n. May, pp. 721–726, doi:10.1109/PowerEng.2013.6635699, ISBN:978-1-4673-6392-1.
- [47] Y. Liu, L. Shi, L. Zhao, e Y. Li, «The FOC and DTC scheme in a high power electrically excited synchronous motor based flywheel energy storage system», em *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, 2014, pp. 1333–1338, doi:10.1109/PEAC.2014.7038056, ISBN:978-1-4799-6768-1.
- [48] H. Moghbeli, M. Zarei, e S. S. Mirhoseini, «Transient and steady states analysis of traction motor drive with regenerative braking and using modified direct torque control (SVM-DTC)», em *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)*, 2015, n. February, pp. 615–620, doi:10.1109/PEDSTC.2015.7093345, ISBN:978-1-4799-7653-9.
- [49] A. M. Sandru, «Design and Development of a 3-Dimension Computer Numerical Controlled Machine», HÄME, 2015.
- [50] «Electric Actuators». [Em linha]. Disponível em: https://www.smcworld.com/actuator/en/glossary.do?ca_id=693&yomi=A. [Acedido: 10-Fev-2016].
- [51] «What Is A Resolver?» [Em linha]. Disponível em: <http://www.amci.com/tutorials/tutorials-what-is-resolver.asp>. [Acedido: 10-Fev-2016].
- [52] «Even More on Rotary Encoders». [Em linha]. Disponível em: http://www.designnews.com/author.asp?section_id=1419&dfpLayout=blog&dfpPParams=ht_13%252Caid_259600&doc_id=259600&image_number=1&dfpPParams=ht_13,aid_259600&dfpLayout=blog. [Acedido: 10-Fev-2016].
- [53] Texas Instruments, «TMS320F2833x , TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)», 2016. [Em linha]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>.
- [54] Texas Instruments, «TMS320F2802x Piccolo™ Microcontrollers», 2016. [Em linha]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28027.pdf>.
- [55] LEM, «Current Transducer LA 150-P Electrical data», 2010. [Em linha]. Disponível em: http://www.lem.com/docs/products/la_150-p_new.pdf.
- [56] Chen Yang Technologies, «Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A», 2016. [Em linha]. Disponível em: <http://www.hallsensors.de/CYHVS5-25A.pdf>.
- [57] Intersil, «ISL21080 300nA NanoPower Voltage References», 2014. [Em linha]. Disponível em: <http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/isl2/isl21080.pdf>.
- [58] Texas Instruments, «LMx24, LMx24x, LMx24xx, LM2902, LM2902x, LM2902xx, LM2902xxx Quadruple Operational Amplifiers», 2015. [Em linha]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/slos066w/slos066w.pdf>.
- [59] Texas Instruments, «LMx39x , LM2901xx Quad Differential Comparators», 2015. [Em linha]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2901v.pdf>.
- [60] Texas Instruments, «xx555 Precision Timers», 2014. [Em linha]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf>.
- [61] Texas Instruments, «CD4078B Types», 2003. [Em linha]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4078b.pdf>.
- [62] Texas Instruments, «CD4073B,CD4081B,CD4082B Types», 2003. [Em linha]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4082b.pdf>.

-
- [63] Traco Power, «Enclosed Power Supplies TXL Series, 15 –1000 Watt». [Em linha]. Disponível em: <http://www.tracopower.com/products/txl.pdf>.
- [64] H. Peixoto, «Controlador com FPGA para um Motor-in-Wheel CA de Fluxo Axial», 2013.
- [65] Semikron, «Sixpack IGBT and MOSFET Driver SKHI 61 (R)», 2007. [Em linha]. Disponível em: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-61-r-16100061/>.
- [66] Texas Instruments, «CMOS Hex Voltage-Level Shifter for TTL-to-CMOS or CMOS-to-CMOS Operation», 2004. [Em linha]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4504b.pdf>.
- [67] Semikron, «Trench IGBT Modules SEMiX151GD12E4s», 2013. [Em linha]. Disponível em: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-semix151gd12e4s-27890200/>.
- [68] Semikron, «Selection of gate drivers». [Em linha]. Disponível em: http://shop.semikron.com/out/pictures/wysiwigpro/Selection_of_gate_drivers.pdf.
- [69] Semikron, «Ultra Fast IGBT Module SKM 100GB125D», 2012. [Em linha]. Disponível em: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm100gb125dn-21915390/>.
- [70] Vishay BCcomponents, «Vishay BCcomponents Aluminum Electrolytic Capacitors Power Long Life 4-Terminal Snap-In». [Em linha]. Disponível em: <http://www.vishay.com/docs/28393/095pll4tsi.pdf>.
- [71] Texas Instruments, «8-Channel, 12-/10-/8-Bit, 2.7-V to 5.5-V Low Power Digital-to-Analog Converter with Power Down», 2008. [Em linha]. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv5610.pdf>.