

Universidade do Minho  
Escola de Engenharia

Jorge Daniel Vieira de Carvalho

Desenvolvimento de um Controlador com DSP  
para um Motor CA de 30 kW para o CEPIUM





Universidade do Minho  
Escola de Engenharia

Jorge Daniel Vieira de Carvalho

Desenvolvimento de um Controlador com DSP  
para um Motor CA de 30 kW para o CEPIUM

Tese de Mestrado  
Ciclo de Estudos Integrados Conducentes ao Grau de  
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do  
Professor Doutor João Luiz Afonso

## DECLARAÇÃO

Jorge Daniel Vieira de Carvalho

Endereço eletrónico: a55725@alunos.uminho.pt Telefone: 919547044

Número do Bilhete de Identidade: 13492677

Título da Dissertação:

### **Desenvolvimento de um Controlador com DSP para um Motor CA de 30 kW para o CEPIUM**

Orientador:

Doutor João Luiz Afonso

Ano de conclusão: 2013

Dissertação submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e 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:** \_\_\_\_\_

*“The journey of a thousand miles begins with a single step.”*

*Lao Tzu*



# Agradecimentos

A realização da Dissertação descrita neste documento não teria sido possível sem o apoio e contribuição do meu orientador Doutor João Luiz Afonso e por isso agradeço encarecidamente ao mesmo.

Agradeço aos Investigadores e Doutorados do GEPE que de uma forma ou de outra estavam sempre disponíveis a esclarecer qualquer dúvida. Agradeço-lhes também o ambiente de família que me proporcionaram em todos os dias de trabalho. Um agradecimento especial ao meu supervisor Engenheiro Delfim Pedrosa pelo incansável apoio prestado.

Um agradecimento a todos os alunos que fizeram a Dissertação de Mestrado este ano letivo no laboratório do GEPE, que me acompanharam durante estes cinco anos de luta constante e que me ajudaram a crescer quer em termos profissionais, quer em termos pessoais, em especial ao Hugo Peixoto com quem partilhei muito boas horas de trabalho.

Agradeço aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, nomeadamente Carlos Torres, Joel Almeida e Ângela Macedo, que estavam sempre prontos a ajudar com a sua boa disposição presente em todos os dias de trabalho.

Por fim agradeço à minha namorada e à minha família que sempre me apoiaram e que, sem culpa alguma, suportavam as minhas preocupações diárias ao longo deste ano de trabalho árduo.





# Resumo

Atualmente existe uma crescente consciencialização para a necessidade de se utilizar fontes de energia renováveis como forma de substituição das fontes de energia não renováveis. Desta forma, os Veículos Elétricos (VE) têm vindo a aumentar a sua posição no mercado automóvel, uma vez que os seus motores são menos poluentes e possuem um rendimento muito superior.

O objetivo desta Dissertação de Mestrado foi o de desenvolver um Controlador, constituído por um sistema de controlo e por um sistema de acionamento de um motor síncrono de ímanes permanentes, o qual tem a função de efetuar a tração do CEPIUM (Carro Elétrico *Plug-In* da Universidade do Minho). O sistema de controlo é implementado com o auxílio de um DSP (*Digital Signal Processor*), onde é codificado todo o algoritmo de controlo, e onde são gerados os sinais PWM (*Pulse Width Modulation*) a fornecer ao sistema de acionamento.

Nesta Dissertação são apresentados alguns métodos de controlo de motores síncronos, nomeadamente o V/f Constante, o Controlo Direto de Binário (DTC – *Direct Torque Control*) e, por fim, o Controlo por Orientação de Campo (FOC – *Field Oriented Control*). O método de controlo selecionado foi o FOC, devido às suas vantagens, para esta aplicação, em relação aos outros métodos estudados.

Numa primeira fase, os testes do sistema foram efetuados numa bancada de ensaios por razões de segurança, o que permitiu validar o Controlador implementado. Posteriormente foram efetuados os testes com o Controlador inserido no CEPIUM.

**Palavras-Chave:** Veículos Elétricos, Motor Síncrono de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial, CEPIUM, Controlo V/f, Controlo Direto do Binário (DTC), Controlo por Orientação de Campo (FOC).



# Abstract

It is currently known that the replacement of non-renewable energy resources (such as fossil fuels), in a sustainable way, is of paramount importance, thus the use of renewable energy resources has increased. In addition, the Electric Vehicles have raised their position on vehicle's market, since their motors are less pollutant and more efficient than vehicles with combustion engine.

The purpose of the presented work is to develop a Controller, composed by a control and actuation system, and by a permanent magnet synchronous motor, which is responsible for the CEPIUM's (University of Minho Electric Plug-In Car) traction. The control system is implemented with a DSP (Digital Signal Processor), where is coded the control algorithm, and where are generated the PWM (Pulse Width Modulation) signals given to the actuation system.

In this Master Thesis are presented some Synchronous Motor control methods, such as V/f Control, Direct Torque Control (DTC) and Field Oriented Control (FOC). The control method chosen to simulate and implement the motor controller was the FOC, because of its advantages, for this application, in comparison to the other presented control methods.

On a first approach the system tests were made in laboratory, for safety reasons, to validate the Controller and then it was embedded and tested on CEPIUM.

**Keywords:** Electric Vehicles, Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor (AFPMMSM), CEPIUM, V/f Control, Direct Torque Control (DTC), Field Oriented Control (FOC).



# Índice

<b>Agradecimentos</b> .....	<b>v</b>
<b>Resumo</b> .....	<b>vii</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>ix</b>
<b>Lista de Figuras</b> .....	<b>xiii</b>
<b>Lista de Tabelas</b> .....	<b>xvii</b>
<b>Lista de Siglas e Acrónimos</b> .....	<b>xix</b>
<b>CAPÍTULO 1 Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1. Enquadramento .....	1
1.2. Motivações .....	1
1.3. Objetivos e Contribuições .....	2
1.4. Organização e Estrutura da Dissertação .....	2
<b>CAPÍTULO 2 Sistemas para Controlo e Acionamento de Motores Síncronos de Fluxo Axial</b> .....	<b>5</b>
2.1. Introdução .....	5
2.2. Veículos Elétricos .....	6
2.2.1. História dos Veículos Elétricos .....	6
2.2.2. Veículos Elétricos no Presente .....	7
2.3. Motores de Fluxo Axial com Ímanes Permanentes .....	8
2.3.1. Tipos de Motores de Fluxo Axial com Ímanes Permanentes .....	9
2.3.2. Configurações de Motores Fluxo Axial com Ímanes Permanentes .....	9
2.4. Sensores de Posição .....	12
2.4.1. Sensor Ótico .....	12
2.4.2. <i>Resolver</i> .....	14
2.4.3. Sensor Magnético .....	16
2.5. Métodos de Controlo para um Motor Síncrono de Fluxo Axial .....	18
2.5.1. V/f Constante .....	19
2.5.2. Controlo por Orientação de Campo .....	20
2.5.3. Controlo Direto do Binário .....	24
2.6. Sistemas de Acionamento para um Motor Síncrono de Fluxo Axial .....	26
2.6.1. Inversor Fonte de Tensão .....	27
2.6.2. Inversor Fonte de Corrente .....	28
2.6.3. Técnicas de Modulação PWM .....	29
2.7. Conclusões .....	32
<b>CAPÍTULO 3 Simulações do Controlador do Motor Síncrono de Fluxo Axial</b> .....	<b>33</b>
3.1. Introdução .....	33
3.2. Validação dos Parâmetros do Modelo PMSM do <i>PSIM</i> .....	34
3.3. Validação das Transformadas de Clarke, Park e Inversa de Park .....	37
3.3.1. Transformada de Clarke .....	37
3.3.2. Transformada de Park .....	38
3.3.3. Transformada Inversa de Park .....	39
3.4. Validação da Técnica de Modulação SVPWM .....	40
3.5. Controlador FOC .....	42
3.5.1. Simulação do Controlo FOC em Vazio .....	45
3.5.2. Simulação do Controlo FOC com Carga de 47,7 N.m .....	48
3.6. Conclusões .....	52
<b>CAPÍTULO 4 Desenvolvimento do Controlador do Motor Síncrono de Fluxo Axial</b> .....	<b>53</b>
4.1. Introdução .....	53
4.2. Sistema de Controlo .....	53

---

4.2.1.	DSP ( <i>Digital Signal Processor</i> ).....	57
4.2.2.	Sensor de Tensão .....	59
4.2.3.	Sensor de Corrente.....	60
4.2.4.	Sensor de Posição do Rotor .....	61
4.2.5.	Sensor de Posição do Acelerador.....	62
4.2.6.	Condicionamento de Sinal (ADC).....	63
4.2.7.	Placa de Comando.....	64
4.3.	Sistema de Acionamento.....	65
4.3.1.	Inversor Trifásico.....	65
4.3.2.	Motor .....	68
4.3.3.	Fonte de Alimentação (Barramento CC).....	68
4.3.4.	Proteção do Barramento CC .....	69
4.4.	Interface com o utilizador .....	71
4.5.	Conclusões .....	72
<b>CAPÍTULO 5 Resultados Experimentais do Controlador Desenvolvido para o Motor Síncrono de Fluxo Axial.....</b>		<b>75</b>
5.1.	Introdução .....	75
5.2.	Ensaio aos Sensores .....	75
5.2.1.	Sensor de Tensão .....	75
5.2.2.	Sensores de Corrente.....	76
5.3.	Ensaio do Inversor.....	77
5.3.1.	Configuração dos Sinais PWM.....	77
5.3.2.	Teste das Transformadas e da Técnica de Modulação SVPWM.....	78
5.4.	Controlador do Motor Síncrono de Fluxo Axial .....	80
5.4.1.	Motor a Operar em Vazio .....	81
5.4.2.	Motor a Operar em Carga .....	83
5.4.3.	Resposta do Controlador a uma Referência em Degrau.....	85
5.4.4.	Travagem Regenerativa .....	87
5.5.	Conclusões .....	87
<b>CAPÍTULO 6 Conclusão.....</b>		<b>89</b>
6.1.	Conclusões .....	89
6.2.	Sugestões para Trabalho Futuro .....	91
<b>Referências.....</b>		<b>93</b>

# Lista de Figuras

Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um Controlador para um PMSM.....	5
Figura 2.2 – Veículo elétrico desenvolvido pelos ingleses Ayrton e Perry [3]......	6
Figura 2.3 – Carro "La Jamais Contente" [4]......	7
Figura 2.4 – Veículo Elétrico desenvolvido pela <i>General Motors</i> (EV1) [7]......	8
Figura 2.5 – Tesla Roadster. ....	8
Figura 2.6 – Formas de onda das correntes das três fases do motor do tipo: (a) BLDC; (b) PMSM (adaptado de [12])......	9
Figura 2.7 – Diagrama com as diferentes configurações dos motores de fluxo axial (adaptado de [1])......	10
Figura 2.8 – Estrutura de um motor de fluxo axial <i>single-sided</i> : (a) Estator <i>slotted</i> ; (b) Estator <i>slotless</i> . ....	10
Figura 2.9 – Estruturas de diferentes motores de fluxo axial: (a) AFIR <i>slotted</i> ; (b) AFIR <i>slotless</i> ; (c) TORUS <i>slotted</i> ; (d) TORUS <i>slotless</i> (adaptado de [13]). ....	11
Figura 2.10 – Motor TORUS sem núcleo [10]. ....	12
Figura 2.11 – Estrutura de um motor de fluxo axial <i>multi-stage</i> com 2 estágios. ....	12
Figura 2.12 – Sensor óptico incremental. ....	13
Figura 2.13 – Formas de onda dos sinais <i>A</i> , <i>B</i> e <i>Z</i> de um sensor óptico incremental (adaptado de [14]). ....	13
Figura 2.14 – Disco rotativo de um sensor óptico absoluto de 4 bits em código binário (à esquerda) e em código de <i>Gray</i> (à direita) (adaptado de [15]). ....	14
Figura 2.15 – <i>Resolver AMCI-H25</i> [18]......	14
Figura 2.16 – Esquemático de um sensor <i>Resolver</i> [19]......	15
Figura 2.17 – Formas de onda de um <i>resolver</i> : (a) Tensão de saída em seno; (b) Tensões de saída em cosseno; (c) Tensão de referência [19]......	16
Figura 2.18 – Sensor magnético [21]. ....	16
Figura 2.19 – Posição dos sensores num sensor magnético (adaptado de [22])......	17
Figura 2.20 – Métodos de controlo utilizados em motores PMSM.....	18
Figura 2.21 – Diagrama de blocos do método de controlo <i>V/f</i> contante.....	20
Figura 2.22 – Diagrama de blocos do controlo FOC aplicado a um PMSM.....	21
Figura 2.23 – Projeção da corrente do estator no sistema <i>a-b-c</i> para o sistema de coordenadas $\alpha\text{-}\beta$ .....	22
Figura 2.24 – Projeção da corrente do estator no sistema $\alpha\text{-}\beta$ para o sistema de coordenadas <i>d-q</i> .....	23
Figura 2.25 – Diagrama de blocos da estrutura do método de controlo DTC. ....	24
Figura 2.26 – Trajetória do vetor do fluxo do estator no controlo DTC. ....	25
Figura 2.27 – Inversor trifásico do tipo VSI. ....	27
Figura 2.28 – Inversor trifásico do tipo CSI. ....	28
Figura 2.29 – Espaço vetorial da técnica de modulação SVPWM para VSIs. ....	29
Figura 2.30 – Obtenção das comutações dos semicondutores de potência do inversor trifásico. ....	31

Figura 3.1 – Esquema de ligações para obtenção dos valores de $L_d$ e $L_q$ do PMSM.....	34
Figura 3.2 – Montagem utilizada para obter o parâmetro $V_{pk}/k_{rpm}$ .....	35
Figura 3.3 – Tensões compostas (20 V/div) geradas pelo PMSM a uma velocidade de 1000 rpm.....	35
Figura 3.4 – Forma de onda da velocidade do motor com valor médio de 6000 rpm. ....	36
Figura 3.5 – Valores eficazes das tensões compostas e correntes do sistema em regime permanente. ....	37
Figura 3.6 – Modelo de simulação da transformada de Clarke. ....	38
Figura 3.7 – Correntes $i_A$ e $i_B$ introduzidas no bloco que efetua a transformada de Clarke. ....	38
Figura 3.8 – Correntes $i_{\alpha}$ e $i_{\beta}$ determinadas pelo bloco que efetua a transformada de Clarke. ....	38
Figura 3.9 – Circuito de simulação da transformada de Park.....	39
Figura 3.10 – Sinais de entrada $i_{\alpha}$ , $i_{\beta}$ e $\theta_e$ inseridos no bloco que efetua a transformada de Park. ....	39
Figura 3.11 – Correntes $i_d$ e $i_q$ calculadas pelo bloco que efetua a transformada de Park. ....	39
Figura 3.12 – Circuito de teste da transformada inversa de Park. ....	40
Figura 3.13 – Sinal $\theta_e$ inserido no bloco “ <i>Trans. Inversa Park</i> ” e as correntes $i_{\alpha inv}$ e $i_{\beta inv}$ . ....	40
Figura 3.14 – Modelo de simulação da técnica de modulação SVPWM. ....	40
Figura 3.15 – Sinais de entrada $v_{\alpha}$ e $v_{\beta}$ do bloco que efetua o SVPWM.....	41
Figura 3.16 – Setor determinado na técnica de modulação SVPWM. ....	41
Figura 3.17 – Sinais de comando $t_a$ , $t_b$ e $t_c$ resultantes da técnica de modulação SVPWM.....	42
Figura 3.18 – Modelo de simulação do sistema de controlo do Controlador do motor PMSM no <i>PSIM</i> . ....	42
Figura 3.19 – Diagrama de blocos do método de controlo FOC utilizado nesta Dissertação com a variável de entrada em binário. ....	43
Figura 3.20 – Sinais de <i>gate</i> com <i>deadtime</i> de 5 $\mu$ s. ....	44
Figura 3.21 – Modelo de simulação do sistema de acionamento do Controlador do motor PMSM no <i>PSIM</i> . ....	44
Figura 3.22 – Binário de referência e binário produzido pelo motor em vazio. ....	45
Figura 3.23 – Formas de onda de $i_q$ e $i_{qref}$ com o motor a operar em vazio. ....	46
Figura 3.24 – Velocidade de rotação do motor em vazio. ....	46
Figura 3.25 – Tensões compostas e correntes de fase do motor a operar em vazio: (a) $v_{AB}$ e $i_A$ ; (b) $v_{BC}$ e $i_B$ ; (c) $v_{CA}$ e $i_C$ . ....	47
Figura 3.26 – Desfasamento entre a variável $t_a$ e corrente da fase A com o motor em vazio. ....	48
Figura 3.27 – Binário produzido pelo motor a operar com uma carga de 47,7 N.m. ....	48
Figura 3.28 – Valor de $i_q$ com o motor a operar uma carga de 47,7 N.m.....	49
Figura 3.29 – Velocidade de rotação do motor a operar com uma carga de 47,7 N.m.....	49
Figura 3.30 – Tensões compostas e correntes de fase do motor a operar com uma carga de 47,7 N.m: (a) $v_{AB}$ e $i_A$ ; (b) $v_{BC}$ e $i_B$ ; (c) $v_{CA}$ e $i_C$ . ....	50
Figura 3.31 – Desfasamento entre a variável $t_a$ e corrente da fase A com o motor em carga (47,7 N.m). ....	51
Figura 4.1 – Máquina de estados do sistema de controlo. ....	54
Figura 4.2 – Fluxograma das configurações e inicializações do Controlador. ....	54



Figura 4.3 – Fluxograma da interrupção da comunicação SPI (leitura do sensor de posição do rotor).....	56
Figura 4.4 – Fluxograma da interrupção externa (leitura dos canais do ADC externo).....	56
Figura 4.5 – Fluxograma do método de controlo FOC.....	57
Figura 4.6 – (a) DSP <i>TMS320F28335</i> ; (b) “ <i>Docking station</i> ” da <i>Texas Instruments</i> .....	58
Figura 4.7 – PCB de interface com DSP.....	58
Figura 4.8 – Circuito utilizado para obter o valor da tensão do barramento CC.....	59
Figura 4.9 – PCB para obtenção do valor da tensão do barramento CC.....	60
Figura 4.10 – Circuito para obter o valor da corrente que atravessa um sensor <i>LA 200-P</i> .....	60
Figura 4.11 – PCB utilizada para obter o valor da corrente consumida por uma fase do motor.....	61
Figura 4.12 – Sensor de posição magnético <i>RGB28SC</i> da <i>RLS</i> .....	61
Figura 4.13 – Placa de interface entre SSI e SPI: (a) Face superior; (b) Face inferior.....	62
Figura 4.14 – Acelerador eletrónico utilizado na aplicação final.....	63
Figura 4.15 – PCB de condicionamento de sinal.....	63
Figura 4.16 – Placa de comando trifásica desenvolvida pelo GEPE.....	64
Figura 4.17 – Esquemático do sistema de acionamento do PMSM.....	65
Figura 4.18 – <i>Driver SKHI 22A R</i> da <i>Semikron</i> .....	65
Figura 4.19 – PCB com circuito de <i>driver</i> implementado.....	66
Figura 4.20 – Módulo de IGBTs <i>SKM300GB126D</i> da <i>Semikron</i> [44].....	66
Figura 4.21 – Circuito de proteção das <i>gates</i> de cada módulo de IGBTs.....	67
Figura 4.22 – Inversor trifásico implementado.....	67
Figura 4.23 – Motor <i>PMS-156 W</i> da <i>Perm Motor</i> [45].....	68
Figura 4.24 – Associação de condensadores com tensão máxima de 900 V e uma capacidade de 2,5 mF.....	69
Figura 4.25 – Bateria <i>WCG-UI</i> da <i>POWER</i> [47].....	69
Figura 4.26 – PCB com circuito de proteção do barramento CC para 350 V.....	70
Figura 4.27 – PCB com circuito de proteção do barramento CC para 900 V.....	71
Figura 4.28 – Painel de monitorização do Controlador.....	71
Figura 4.29 – Dispositivo utilizado para simular a chave de ignição de um automóvel.....	72
Figura 4.30 – Controlador implementado em bancada de ensaios.....	73
Figura 5.1 – Curva de linearidade do sensor de tensão do barramento CC.....	76
Figura 5.2 – Curva de linearidade de um sensor de corrente.....	76
Figura 5.3 – Formas de onda dos sinais PWM (1 V/div) nos pinos de saída DSP (filtrados a 500 Hz).....	77
Figura 5.4 – Sinais PWM (1 V/div) com frequência de 8 kHz.....	78
Figura 5.5 – Sinais PWM (1 V/div) com <i>deadtime</i> de 5 $\mu$ s: (a) descida; (b) subida.....	78
Figura 5.6 – Tensões $v_A^*$ e $v_B^*$ codificadas em linguagem <i>C</i> no DSP (filtradas a 500 Hz).....	79
Figura 5.7 – Tensões $v_A$ , $v_B$ e $v_C$ (5 V/div) sintetizadas pelo inversor trifásico (filtradas a 500 Hz).....	79
Figura 5.8 – Montagem efetuada para testar o Controlador do motor.....	80

Figura 5.9 – Tensões (20 V/div) e correntes (5 A/div) do motor a operar em vazio.....	81
Figura 5.10 – Desfasamento entre a variável de controlo $t_a$ (acoplamento CA) e corrente da fase A (acoplamento CC) do motor em vazio. ....	82
Figura 5.11 – Corrente $i_q$ e $i_{qref}$ (6,1 A/div) com o motor a operar em vazio.....	82
Figura 5.12 – Tensões (50 V/div) e correntes (50 A/div) do motor a operar com carga de 40 N.m. ....	83
Figura 5.13 – Desfasamento entre a variável de controlo $t_a$ (acoplamento CA) e corrente da fase A (acoplamento CC) do motor a operar com uma carga de 40 N.m. ....	84
Figura 5.14 – Corrente $i_q$ e $i_{qref}$ (30,3 A/div) com o motor a operar com uma carga de 40 N.m. ....	85
Figura 5.15 - Resposta da corrente $i_q$ (a azul) a uma referência em degrau $i_{qref}$ (a preto) com valor de: (a) 10 A; (b) 30 A; (c) 60 A; (d) 90 A; (e) 120 A; (f) 140 A.....	86
Figura 5.16 – Formas de onda da tensão composta (50 V/div) e da corrente de fase (10 A/div), da tensão do barramento CC (5 V/div) e da corrente da fonte de alimentação (5 A/div): (a) 1,7 N.m; (b) 6,7 N.m.....	87

# Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Tabela de escolha do vetor espacial a fornecer ao inversor. ....	26
Tabela 2.2 – Estados permitidos para a comutação dos semicondutores de um VSI.....	27
Tabela 2.3 – Estados permitidos para a comutação dos semicondutores de um CSI. ....	28
Tabela 2.4 – Determinação do setor em que se encontra $V_{ref}$ .....	30
Tabela 2.5 – Determinação dos tempos $t_1$ e $t_2$ .....	30
Tabela 2.6 – Determinação dos valores de comparação $t_a$ , $t_b$ e $t_c$ .....	31
Tabela 3.1 – Parâmetros que constituem o modelo da máquina PMSM do software de simulação <i>PSIM</i> .....	34
Tabela 3.2 – Parâmetros do motor <i>PMS 156 W</i> da <i>Perm Motor</i> .....	36
Tabela 4.1 – Parâmetros do sensor de posição <i>RMB28SC</i> da <i>RLS</i> [24].....	62



## Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AFIR	<i>Axial Flux Internal Rotor</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CEPIUM	Carro Elétrico <i>Plug-In</i> da Universidade do Minho
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RB-IGBT	<i>Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SSI	<i>Synchronous Serial Interface</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VCI	Veículo de Combustão Interna
VE	Veículo Elétrico
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>



# CAPÍTULO 1

## Introdução

### 1.1. Enquadramento

Esta Dissertação consiste no desenvolvimento de um Controlador para um motor síncrono de fluxo axial de ímanes permanentes (AFPMSM – *Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor*) e encontra-se enquadrada numa das áreas de investigação do GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia) da Universidade do Minho, uma vez que este tem vindo a desenvolver soluções na área dos Veículos Elétricos.

Um Controlador de um motor consiste num sistema de controlo e num sistema de acionamento. O sistema de controlo é composto pelo sistema de aquisição de dados, pelo algoritmo de controlo do motor e pela técnica de modulação dos sinais PWM (*Pulse Width Modulation*) a fornecer ao conversor de potência CC-CA (Corrente Contínua – Corrente Alternada). Por sua vez, o sistema de acionamento é composto pelo conversor de potência CC-CA, pela fonte de alimentação do barramento CC e pelos circuitos de proteção associados ao mesmo.

O CEPIUM (Carro Elétrico *Plug-In* da Universidade do Minho) é usado como plataforma de testes dos vários subsistemas que constituem um Veículo Elétrico, daí que este seja o veículo usado para integrar o Controlador desenvolvido no âmbito desta Dissertação. Assim, este documento descreve o trabalho que foi efetuado, de forma a fazer um *upgrade* ao Controlador que existia anteriormente no CEPIUM [1].

### 1.2. Motivações

O GEPE tem vindo a desenvolver soluções na área dos Veículos Elétricos, em particular o CEPIUM, constituindo assim uma importante motivação para a realização desta Dissertação, devido ao facto de ser uma aplicação real, bem como por contribuir para o aumento do *know-how* na área de Controladores de motores por parte do grupo de investigação onde foi realizado este trabalho.

Uma vez que o objetivo desta Dissertação é o desenvolvimento do sistema de controlo e acionamento do motor do CEPIUM, pode-se constatar que esta Dissertação tem uma componente teórica e uma componente prática. Na componente teórica são

estudados os diferentes tipos de controlo a aplicar em AFPMSM e as diferentes técnicas de modulação PWM utilizadas. Por outro lado, este trabalho também tem uma grande componente prática pois foi necessário projetar, implementar e testar as placas que constituem o Controlador. Estas duas componentes são uma excelente oportunidade para aprofundar os conhecimentos na área de eletrónica de potência, mais especificamente na área dos Veículo Elétricos.

### 1.3. Objetivos e Contribuições

O objetivo desta Dissertação foi desenvolver um sistema capaz de controlar um motor síncrono de ímanes permanentes com 30 kW de potência nominal, o qual é responsável pela tração do CEPIUM. De forma a ser cumprido este objetivo, faz-se necessária a realização das seguintes tarefas:

- Pesquisa bibliográfica acerca das máquinas AFPMSM e conversores de potência CC-CA utilizados em Veículos Elétricos;
- Estudo dos métodos de controlo aplicados a máquinas AFPMSM;
- Estudo das técnicas de modulação aplicadas em conversores de potência CC-CA;
- Implementação da eletrónica necessária para efetuar o controlo e acionamento da máquina AFPMSM;
- Realização de testes em bancada do Controlador implementado;
- Realização de testes no CEPIUM do Controlador implementado.

O trabalho realizado nesta Dissertação é de elevada relevância, pois o GEPE tem vindo a desenvolver soluções na área dos Controladores de motores elétricos aplicados à mobilidade elétrica, devido à existência de uma crescente demanda no mundo empresarial nesse sentido. Como tal este trabalho contribui para o aumento do *know-how* do GEPE, bem como para o aumento de informação existente na comunidade científica, relativamente a Controladores de motores PMSM aplicados a Veículos Elétricos.

### 1.4. Organização e Estrutura da Dissertação

Nesta Dissertação são explicados os passos que foram tomados de forma a cumprir os objetivos acima propostos. No presente subcapítulo apresenta-se uma breve explicação da organização deste documento.

No Capítulo 1 é introduzido o tema desta Dissertação sendo apresentados o enquadramento, as motivações para a realização da mesma, os objetivos propostos e a organização e estrutura deste documento.



No Capítulo 2 são apresentados a evolução dos veículos elétricos e o estado da arte do sistema a implementar, ou seja, são abordados os seguintes pontos: os tipos e configurações de motores de fluxo axial; os três tipos de sensores de posição mais utilizados no controlo de motores; os métodos de controlo a aplicar em motores síncronos de fluxo axial; e as diferentes configurações dos conversores de potência CC-CA, bem como as diferentes técnicas de modulação PWM aplicadas a estes conversores.

No Capítulo 3 são apresentadas as simulações efetuadas ao Controlador do motor, validando em primeiro lugar os parâmetros do modelo do PMSM utilizado no software de simulação *PSIM* (software usado para realizar as simulações do Controlador). Posteriormente são validados todos os elementos que constituem o método de controlo FOC, tais como as transformadas de Clarke, Park e inversa de Park, bem como a técnica de modulação SVPWM (*Space Vector PWM*). Por último, é validado o Controlador do motor em dois modos de operação: em vazio (motor sem carga) e em carga.

No Capítulo 4 é apresentado de que forma foi implementado o Controlador do motor, constituído pelo sistema de controlo e pelo sistema de acionamento. Ou seja, é ilustrado o comportamento do sistema de controlo através de fluxogramas e é apresentado, em fotos, o hardware desenvolvido na implementação do Controlador.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos nos ensaios e testes efetuados ao Controlador do motor. Em primeiro lugar é analisada a linearidade dos sensores utilizados e, posteriormente é apresentado o ensaio realizado ao inversor trifásico conjuntamente com o cálculo das transformadas inerentes ao Controlador FOC. Em último lugar, como acontece no Capítulo 3, são realizados testes ao Controlador do motor em dois cenários de operação diferentes: em vazio e com uma carga mecânica acoplada ao eixo do motor. São também apresentados testes efetuados ao Controlador com o objetivo de analisar a sua resposta face a um degrau no binário de referência.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais desta Dissertação onde são apresentadas algumas sugestões de trabalho futuro, de maneira que seja possível melhorar o trabalho apresentado neste documento.



## CAPÍTULO 2

### Sistemas para Controlo e Acionamento de Motores Síncronos de Fluxo Axial

#### 2.1. Introdução

Um Controlador de um motor é constituído por vários subsistemas que funcionam em conjunto para efetuar o controlo do motor elétrico, de forma que o motor tenha uma boa resposta, tanto em regime transitório como em regime permanente. Na Figura 2.1 é apresentado o diagrama de blocos de um sistema contendo o Controlador e o motor síncrono de ímanes permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor – PMSM*). O Controlador é constituído pelas suas variáveis de entrada, pelo sistema de controlo e pelo conversor de potência CC-CA (inversor de trifásico a três braços).

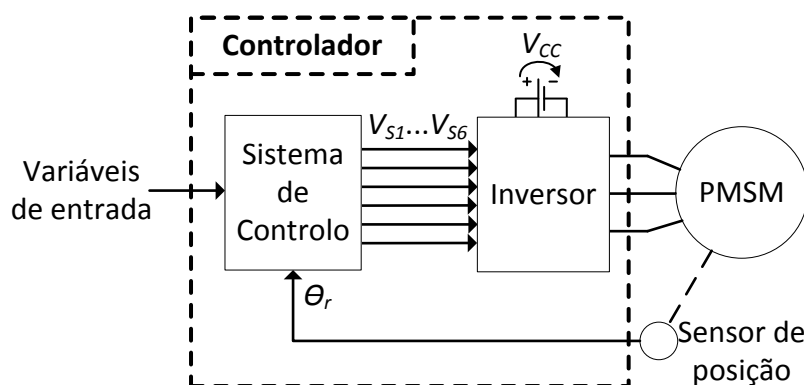


Figura 2.1 – Diagrama de blocos de um Controlador para um PMSM.

Dependendo da variável que se pretende controlar, as variáveis de entrada do sistema são a velocidade de rotação pretendida,  $n_{ref}$ , ou o binário requerido,  $T_{ref}$ , conjuntamente com a posição atual do rotor,  $\theta_r$ . Os sinais  $V_{S1}$  a  $V_{S6}$  representam o estado de comutação dos semicondutores do inversor trifásico e são determinados pelo sistema de controlo, de acordo com o método de controlo aplicado ao Controlador.

O conversor de potência CC-CA (Corrente Contínua-Corrente Alternada), denominado de “Inversor” na Figura 2.1, tem como função aplicar ao PMSM três tensões de acordo com as tensões de referência definidas pelos sinais  $V_{S1}$  a  $V_{S6}$ .

No decorrer deste capítulo são apresentados os elementos referenciados acima, nomeadamente os tipos e configurações de motores síncronos, os diferentes sistemas de

acionamento de motores e por último, três dos métodos de controlo que podem ser aplicados no controlo de um PMSM. O tema dos Veículos Elétricos é introduzido neste Capítulo, pois o protótipo do Controlador desenvolvido nesta Dissertação será inserido num carro elétrico depois de ser implementado e exaustivamente testado em bancada de ensaios.

## 2.2. Veículos Elétricos

Neste item é apresentado um pequeno “estado da arte” referente aos Veículos Elétricos, como forma de introduzir o tema no qual a aplicação final desta Dissertação está inserida.

### 2.2.1. História dos Veículos Elétricos

O primeiro Veículo Elétrico (VE) foi construído em 1834, nos EUA (Estados Unidos da América) por Thomas Davenport, onde este usava um motor de corrente contínua desenvolvido por si [2]. Depois dessa data, o desenvolvimento de VEs aumentou, havendo o aparecimento de veículos como o de Scotsman Davidson, em 1837, que era constituído por um motor construído também pelo inventor deste veículo.

A invenção da bateria de chumbo, em 1859, desenvolvida por Gaston Planté, permitiu que, neste período, os veículos elétricos ganhassem força face aos veículos com motor de combustão interna.

Em 1882, os ingleses William Ayrton e John Perry construíram um veículo elétrico (triciclo) que usava dez baterias de chumbo em série para alimentar um motor de corrente contínua (ver Figura 2.2). Este foi o primeiro veículo a ter iluminação elétrica e conseguia percorrer uma distância entre 16 km a 40 km, dependendo do tipo de terreno percorrido, tendo uma velocidade máxima de 15 km/h [3].

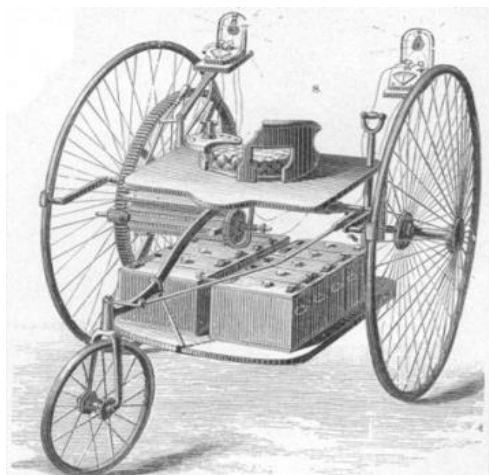


Figura 2.2 – Veículo elétrico desenvolvido pelos ingleses Ayrton e Perry [3].

Em 1899 foi a vez de Camille Jenatzy entrar na história dos automóveis ao bater o recorde de velocidade daquela época, com o carro “*La Jamais Contente*”, que atingia uma velocidade máxima de 106 km/h, sendo movido por dois motores de acionamento direto com 25 kW cada um [3]. Na Figura 2.3 pode-se visualizar Camille Jenatzy e o carro desenvolvido pelo mesmo.

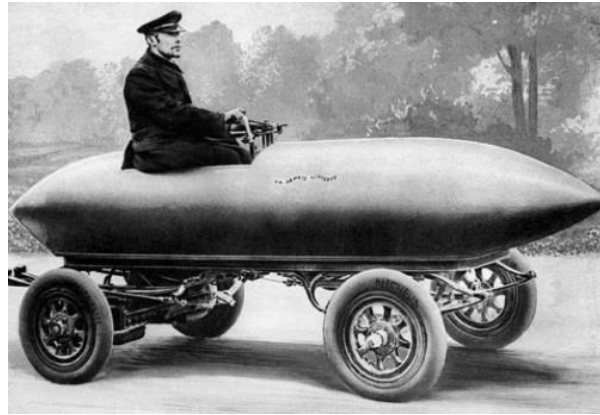


Figura 2.3 – Carro “*La Jamais Contente*” [4].

Em 1908 Henry Ford começou a produção em série do Ford modelo T preto. Este foi o marco que desencadeou o começo da redução dos preços dos veículos com motor de combustão interna (VCI).

Em 1912, Charles Franklin Kettering inventa o motor de arranque elétrico para os VCIs com a função de efetuar o arranque do motor do veículo, trabalho esse que era anteriormente efetuado através do esforço humano [5].

Com a construção das estradas de boa qualidade que ligavam grandes cidades, com a descida do preço da gasolina e com a invenção do motor de arranque, os veículos elétricos perderam força para os seus concorrentes, chegando mesmo a desaparecer do mercado entre 1930 e 1960. Isto deveu-se à sua pouca autonomia e ao seu longo período de recarregamento das baterias, enquanto que os veículos de combustão interna, tinham uma grande autonomia e uma grande facilidade para abastecer o depósito de combustível na sua totalidade [3].

### 2.2.2. Veículos Elétricos no Presente

Em Janeiro de 1990 foi apresentado o carro elétrico “*Impact*” (ver Figura 2.4), um carro conceito, na feira de automóveis de Los Angeles pela empresa *General Motors* (GM), que seria posteriormente colocado à venda com o nome *GM EV1*.

Por força de uma legislação aprovada em 1990 no estado da Califórnia [6], as marcas produtoras de automóveis viram-se obrigadas a desenvolver pelo menos um

carro elétrico, assim, surgiram os seguintes modelos: *Chrysler EPIC minivan*; *Honda EV Plus*; *Nissan Altra EV*; e *Toyota RAV4*.



Figura 2.4 – Veículo Elétrico desenvolvido pela *General Motors* (EV1) [7].

Nos dias de hoje, a demanda sobre os carros elétricos tem aumentado significativamente e as marcas mais conceituadas têm pelo menos um VE no mercado. A *Tesla Motors* com a criação do *Tesla Roadster* (ver Figura 2.5), em 2006, que possui um motor de indução trifásico de 185 kW, revolucionou o mercado dos VEs devido à sua elevada autonomia de 393 km, à sua velocidade máxima de 201 km/h, bem como à sua capacidade de acelerar de 0 a 100 km/h em apenas 3,7 segundos.



Figura 2.5 – Tesla Roadster.

### 2.3. Motores de Fluxo Axial com Ímanes Permanentes

Relativamente à orientação do fluxo magnético de um motor elétrico, podem considerar-se duas configurações distintas: a configuração fluxo radial (*Radial Flux – RF*) e a configuração fluxo axial (*Axial Flux – AF*). Os motores RF tem tido uma maior utilização na indústria devido ao seu baixo preço comparativamente com os AF. Os motores AF são uma boa alternativa aos motores RF, devido à sua estrutura compacta causada pela elevada densidade de potência que possuem. Por esta razão, a configuração AF é muito utilizada particularmente em sistemas de tração de veículos elétricos, bem

como em geradores eólicos [8, 9]. Estes motores caracterizam-se por uma razão de proporcionalidade direta entre a potência de saída do motor e o diâmetro do estator, ou seja, quanto maior for o diâmetro do estator, maior será a potência de saída do motor elétrico [10, 11].

### 2.3.1. Tipos de Motores de Fluxo Axial com Ímanes Permanentes

Os motores com a configuração fluxo axial com ímanes permanentes dividem-se nos seguintes grupos: motores CC comutados com ímanes permanentes, BLDC (*Brushless Direct Current*), PMSM, motores de indução (*Induction Motor – IM*) e motores de relutância (*Reluctance Motor – RM*).

Os PMSM e BLDC têm estruturas muito semelhantes, mas diferem nas formas de onda da sua corrente. Na Figura 2.6 pode-se observar à esquerda (alínea (a)) as formas de onda das correntes de fase de um motor BLDC e à direita (alínea (b)) as formas de onda das correntes de fase de um PMSM [12].

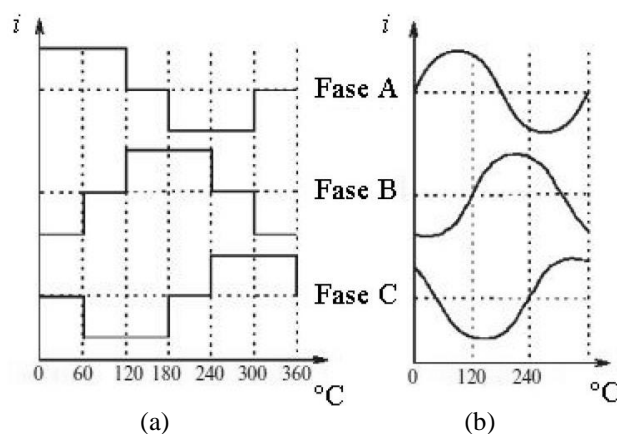


Figura 2.6 – Formas de onda das correntes das três fases do motor do tipo: (a) BLDC; (b) PMSM (adaptado de [12]).

Como se pode verificar, os motores BLDC operam com formas de onda de corrente retangular, enquanto os PMSM operam com correntes com formas de onda sinusoidal. Os motores BLDC geram uma forma de onda de tensão trapezoidal em cada fase, enquanto os PMSM geram uma forma de onda de tensão sinusoidal em cada fase.

### 2.3.2. Configurações de Motores Fluxo Axial com Ímanes Permanentes

Os motores de fluxo axial com ímanes permanentes (*Axial Flux Permanent Magnets – AFPM*) podem ser construídos de várias formas: *single-sided* ou *double-sided*, com ou sem *slots* no estator, com ou sem núcleo ferromagnético, com rotor interior ou exterior, e por último, motores com um ou mais estágios. As diferentes configurações dos motores AFPM são apresentadas na Figura 2.7 e dividem-se em três grupos: *single-sided*, *double-sided* e *multi-stage* [12].

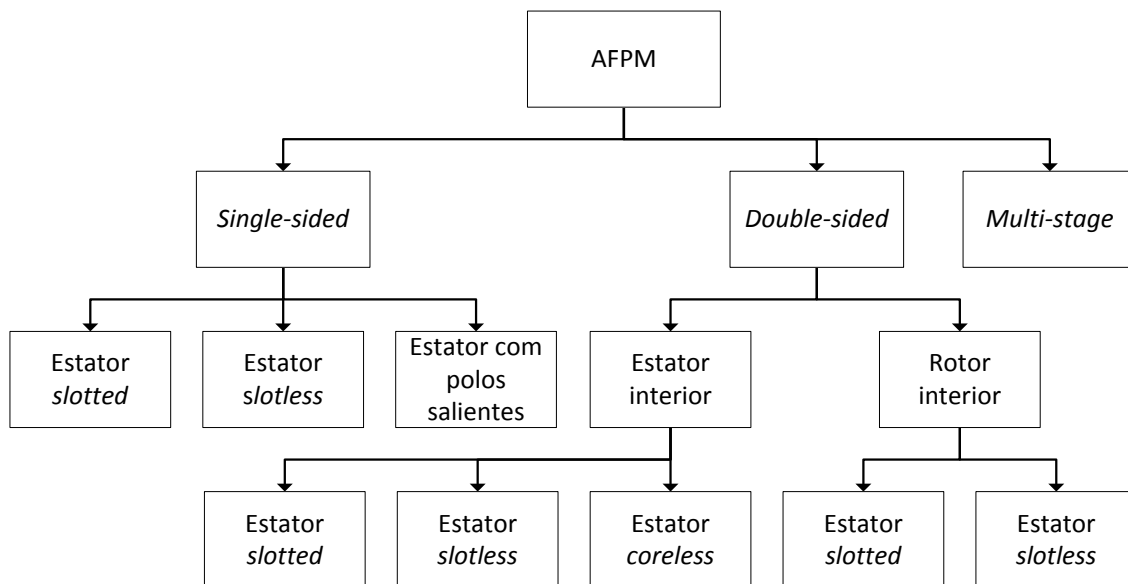


Figura 2.7 – Diagrama com as diferentes configurações dos motores de fluxo axial (adaptado de [1]).

A configuração mais simples de um motor de fluxo axial, denominada de *single-sided*, é constituída por um rotor acoplado a um estator (ver Figura 2.8). O estator (a branco) consiste num disco de ferro que contém os seus enrolamentos. O rotor (a cinzento) é composto por um disco de ferro sólido, onde os ímanes permanentes estão embebidos. Na Figura 2.8 estão apresentadas duas das configurações possíveis de motores *single-sided*, que variam na forma de como os enrolamentos do estator são colocados.

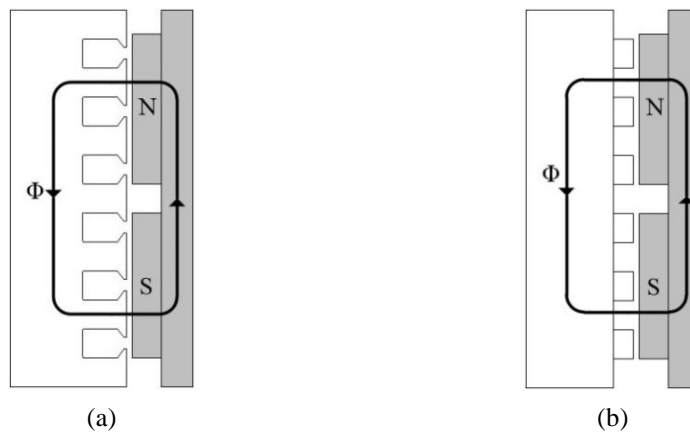


Figura 2.8 – Estrutura de um motor de fluxo axial *single-sided*: (a) Estator *slotted*; (b) Estator *slotless*.

A maior dificuldade no projeto de um motor de fluxo axial, incluindo a configuração *single-sided*, refere-se à força axial exercida no estator por parte dos ímanes permanentes do rotor, uma vez que esta força magnética pode facilmente torcer a estrutura do motor. A força pode ser reduzida através da utilização de um estator *slotted* uma vez que, assim, a força é exercida maioritariamente no ferro, em vez de ser exercida no cobre dos enrolamentos que estão no estator [13].



O motor *double-sided* pode ter duas configurações diferentes, isto é, pode ter dois rotores e um estator no interior do motor, normalmente denominado por motor TORUS, ou pode ter dois estatores e um rotor no interior, normalmente denominado por motor de fluxo axial com rotor interior (*Axial Flux Internal Rotor – AFIR*). Esta configuração dos motores AF (*double-sided*) consegue produzir um binário mais elevado e possuir uma densidade de potência superior à configuração *single-sided*, uma vez que tem o dobro da área de entreferro.

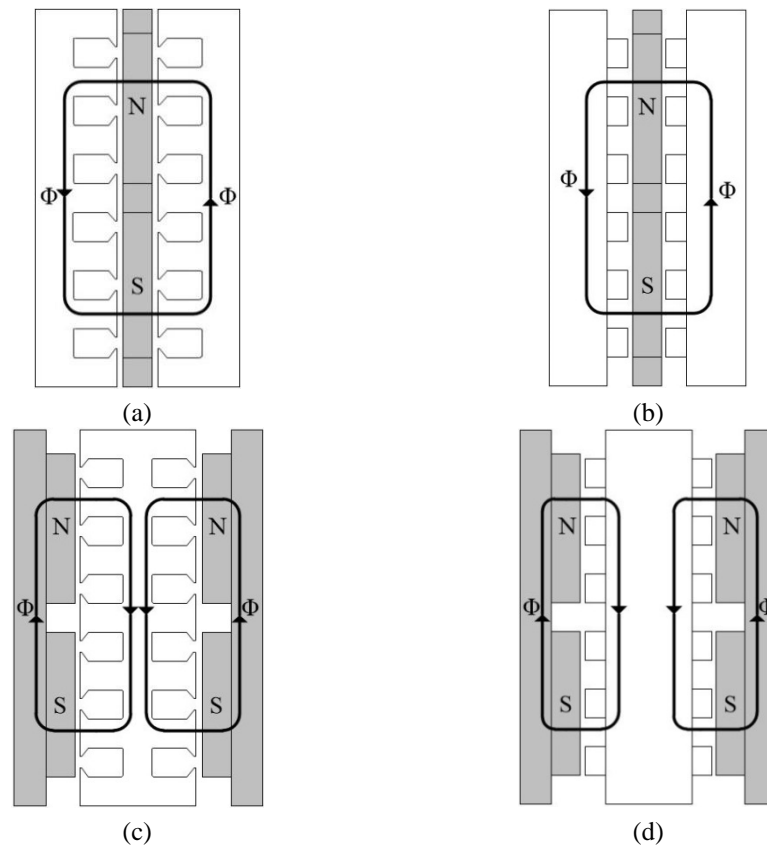


Figura 2.9 – Estruturas de diferentes motores de fluxo axial: (a) AFIR *slotted*; (b) AFIR *slotless*; (c) TORUS *slotted*; (d) TORUS *slotless* (adaptado de [13]).

É possível que o motor não possua núcleo ferromagnético no estator, quer na configuração TORUS, quer na configuração AFIR. Isto é possível se os polos dos rotores estiverem em oposição, permitindo assim a passagem das linhas de campo magnético de um rotor para outro, tal como ilustrado na Figura 2.10. Nesta configuração, os enrolamentos do estator são enrolados numa estrutura não magnética e não condutiva, fazendo com que não haja perdas no ferro (nomeadamente correntes de Foucault e perdas por histerese), aumentando assim a sua eficiência. Para que seja possível manter um nível razoável de densidade de fluxo no entreferro, é necessário que os ímanes permanentes tenham um maior volume, comparativamente com as configurações em que os estatores são laminados e condutores.

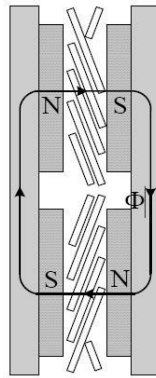


Figura 2.10 – Motor TORUS sem núcleo [10].

Quando se pretende aumentar o binário produzido pelo motor, sem aumentar o tamanho do diâmetro exterior do motor, usa-se uma configuração *multi-stage* (mais do que um estágio). Isto deve-se ao facto de que, o número de estágios de um motor equivale ao número de estatores presentes no mesmo, e que o binário produzido por um motor é diretamente proporcional ao número de estágios nele contido [13].

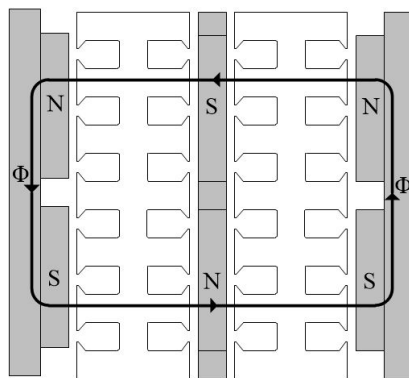


Figura 2.11 – Estrutura de um motor de fluxo axial *multi-stage* com 2 estágios.

## 2.4. Sensores de Posição

Neste item são apresentados três tipos de sensores utilizados para obter a informação acerca da posição do rotor do motor a controlar, nomeadamente o sensor ótico, o *resolver* e por último, o sensor magnético.

### 2.4.1. Sensor Ótico

Ao longo dos anos os sensores óticos têm mantido uma forte posição em aplicações industriais, pois têm ótima resolução e precisão, bem como uma simples construção. A grande desvantagem destes sensores centra-se no facto de que não podem ser utilizados em ambientes hostis, uma vez que são muito sensíveis à sujidade e à luminosidade. Estes dividem-se em dois grupos: incrementais e absolutos.

### Sensor Ótico Incremental

Este tipo de sensor ótico caracteriza-se pela sua facilidade de construção, a sua elevada resolução e a capacidade de determinar a velocidade e o sentido no qual o motor gira. Apenas é possível obter a posição real do motor, caso se conheça o estado inicial da posição do motor, o que é uma desvantagem para este tipo de sensor ótico. Na Figura 2.12 é possível compreender melhor o funcionamento dos sensores óticos incrementais.

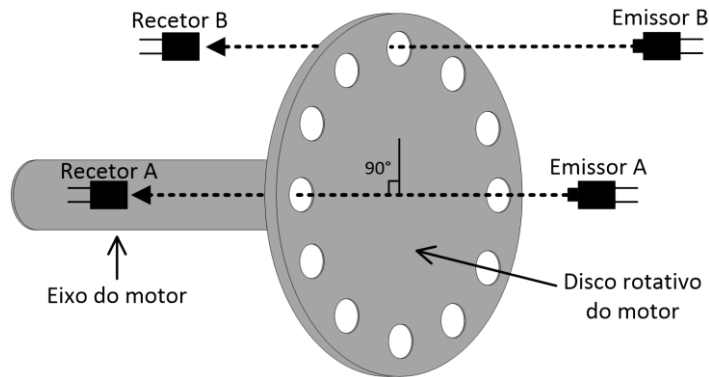


Figura 2.12 – Sensor ótico incremental.

O sensor ótico incremental possui pelo menos dois sinais de saída (Figura 2.13), provenientes de dois sensores desfasados de  $90^\circ$ . Com estes dois dados é possível saber, não só a velocidade do motor, mas também o sentido de rotação do mesmo. O sentido de rotação do motor pode ser determinado através da ordem dos dois pulsos, isto é, se a ordem dos pulsos for a saída *A* seguido da saída *B*, o motor está a rodar no sentido dos ponteiros do relógio. Por outro lado, se a ordem dos pulsos for a saída *B* seguida da saída *A*, o motor está a rodar no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio.

Este sensor pode possuir ainda um outro sinal de saída denominado *Z*, que tem a função de sinalizar quando é que o motor passou novamente na sua posição de origem. Esta informação pode ser utilizada para mitigar alguma falha nas leituras das saídas *A* e *B*, pois, caso o número de pulsos dos sinais de saída *A* e *B* durante uma volta não forem iguais, o sistema de controlo pode corrigir o erro.

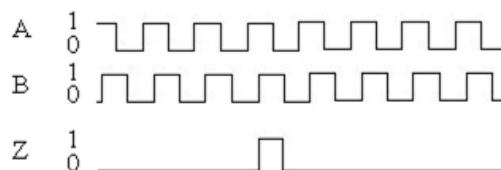


Figura 2.13 – Formas de onda dos sinais *A*, *B* e *Z* de um sensor ótico incremental (adaptado de [14]).

Normalmente, estes sensores são utilizados em aplicações onde não é necessário a posição absoluta do motor, tais como passadeiras rolantes e impressoras industriais.

### Sensor Ótico Absoluto

Os sensores óticos absolutos utilizam a mesma estrutura dos sensores incrementais, com a diferença de ter um recetor de luz por cada bit de resolução do sensor. Estes sensores são mais difíceis de fabricar, mas têm a vantagem de conseguir monitorizar a velocidade, direção e posição absoluta do motor. É denominado de sensor absoluto pois o valor medido equivale sempre à posição absoluta do motor, onde se encontra inserido. Para que este possa dar sempre a sua posição absoluta, é utilizado um de dois métodos, nomeadamente, código binário ou código de *Gray*. Estes códigos são impressos no disco rotativo correspondendo cada fila a um bit, ou seja, se o sensor tem 4 bits de resolução, necessita de ter 4 filas impressas no disco rotativo (ver Figura 2.14).

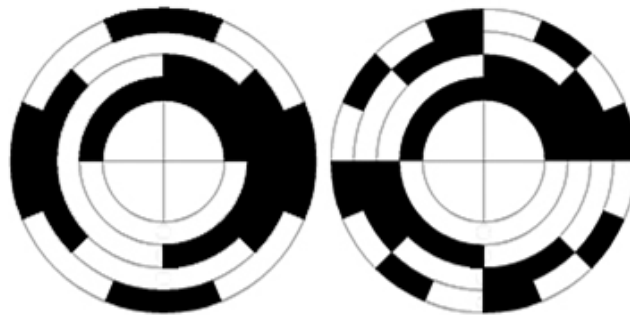


Figura 2.14 – Disco rotativo de um sensor ótico absoluto de 4 bits em código binário (à esquerda) e em código de *Gray* (à direita) (adaptado de [15]).

A configuração do sensor ótico absoluto é compacta e de fácil integração em sistemas com restrições de espaço, o que permite a utilização do mesmo em aplicações médicas, aplicações de segurança ou no controlo de motores *Brushless CC* [16, 17].

#### 2.4.2. Resolver

A posição do motor a controlar pode ser obtida através dos sinais de saída de um *resolver*, nomeadamente as tensões cosseno,  $u_{\text{cosseno}}$ , e seno,  $u_{\text{seno}}$ . Este sensor caracteriza-se pela sua robustez e o seu aspeto é similar a um motor, tal como se pode verificar pela Figura 2.15.



Figura 2.15 – Resolver AMCI-H25 [18].

O rotor é composto por uma bobina que é alimentada por uma tensão sinusoidal com uma frequência constante. O estator é composto por dois enrolamentos fisicamente desfasados de  $90^\circ$ , como se pode visualizar na Figura 2.16, resultando nas saídas do sensor anteriormente mencionadas ( $u_{\text{cosseno}}$  e  $u_{\text{seno}}$ ).

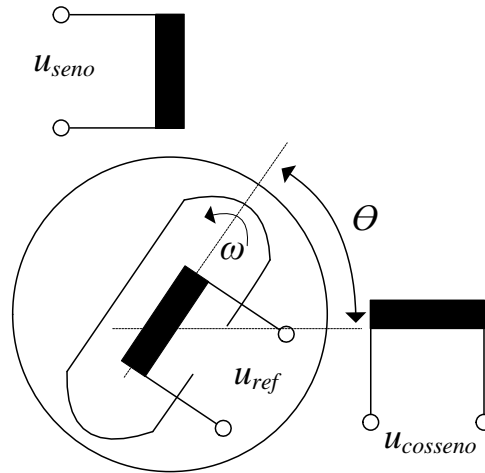


Figura 2.16 – Esquemático de um sensor *Resolver* [19].

Com os sinais de saída do seno e cosseno é possível determinar o ângulo em que o rotor do motor se encontra. Assim, sabendo a posição angular do rotor, este dispositivo pode ser utilizado para realizar a realimentação da velocidade e sentido de rotação do motor num sistema de controlo. O ângulo mecânico do motor,  $\theta_{\text{mec}}$ , pode ser calculado pela equação (2.1) [20].

$$\theta_{\text{mec}} = \tan^{-1} \left( \frac{u_{\text{seno}}}{u_{\text{cosseno}}} \right) \quad (2.1)$$

Os *resolvers* têm a particularidade de indicar a posição contínua do motor, em vez de a indicar por passos como acontece com os outros tipos de sensores de posição. Esta característica é particularmente importante em aplicações que requerem tensões de saída com formas de onda sinusoidais no controlo de motores. Na Figura 2.17 é apresentado um exemplo das formas de onda das tensões,  $u_{\text{cosseno}}$  e  $u_{\text{seno}}$ , geradas nos dois enrolamentos do estator, que são induzidas pelo campo magnético girante, criado pela tensão  $u_{\text{ref}}$ .

Os *resolvers* são frequentemente utilizados para efetuar o *feedback* da posição do motor uma vez que são muito robustos e por poderem ser usados em ambientes adversos. Uma desvantagem deste tipo de sensor de posição prende-se ao facto de que é necessário implementar circuitos analógicos auxiliares para realizar a interface entre o *resolver* e o microcontrolador, sendo necessária a utilização de mais componentes e, conseqüentemente, mais recursos financeiros.

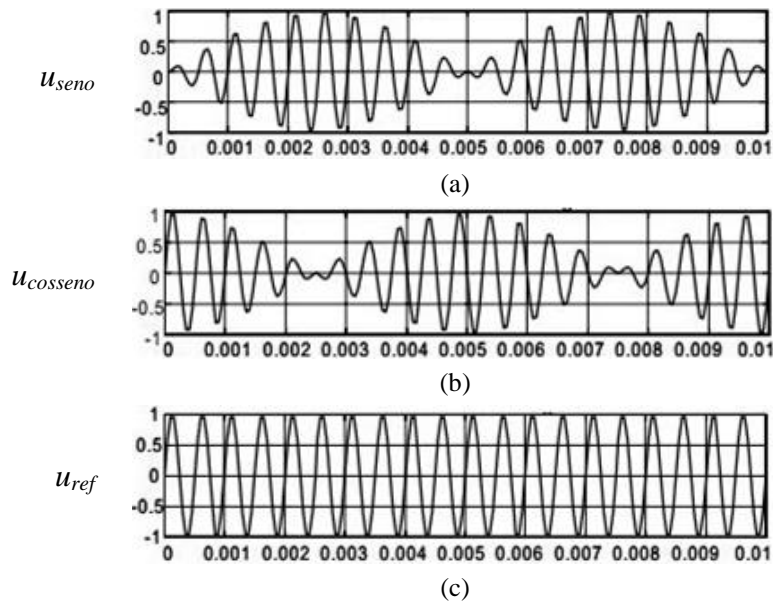


Figura 2.17 – Formas de onda de um *resolver*: (a) Tensão de saída em seno; (b) Tensões de saída em cosseno; (c) Tensão de referência [19].

### 2.4.3. Sensor Magnético

O sensor magnético caracteriza-se por ser robusto, pequeno e simples de integrar num sistema, mas também por ter uma excelente performance e um preço reduzido comparativamente com as outras topologias. Este sensor é constituído por um cilindro magneticamente polarizado, que gira à mesma velocidade que o eixo do motor, e num vetor de posições de sensores contido no seu *chip*.

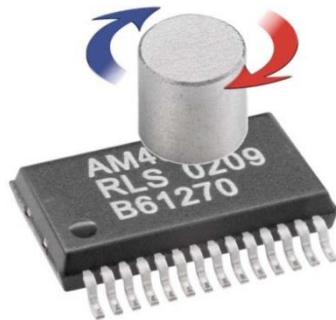


Figura 2.18 – Sensor magnético [21].

Os sensores magnéticos têm a particularidade de poderem ser utilizados em ambientes sujos ou poeirentos pois apenas dependem do fluxo magnético, ao contrário dos sensores óticos. Outra vantagem do mesmo reside na possibilidade da sua utilização em ambientes com vibrações, uma vez que o sensor não tem partes móveis e o fluxo magnético não é influenciado pela vibração do motor [20].

Existem dois tipos de sensores magnéticos, nomeadamente magnético-resistivos e de efeito *Hall*. Os sensores magnético-resistivos detetam a mudança na resistência causada pelo campo magnético e não conseguem diferenciar o polo positivo do

negativo, uma vez que apresentam dois ciclos na tensão de saída por cada volta do motor. Estes sensores medem a variação da resistência com o auxílio de pontes de *Wheatstone*.

Os sensores de efeito *Hall* variam os sinais de saída consoante a componente direta do campo magnético e apresentam apenas um ciclo por cada volta do motor. Este tipo de sensor é mais barato mas tem menos precisão que os magnético-resistivos. Comparativamente, o sensor de efeito *Hall* é mais vantajoso do que o sensor magnético-resistivo, pois tem uma resposta linear à densidade do fluxo magnético e não é afetado pela temperatura, enquanto o segundo varia os seus sinais de saída quadraticamente com o aumento da densidade do fluxo (não linear), e apresenta variação nos sinais de saída mediante a variação da temperatura. O sensor de efeito *Hall* é composto por um vetor de sensores igualmente distanciados numa circunferência. Estes geram uma tensão que varia mediante o fluxo magnético ao qual estão expostos.

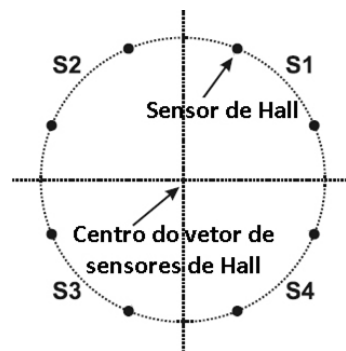


Figura 2.19 – Posição dos sensores num sensor magnético (adaptado de [22]).

O sensor magnético de efeito *Hall* produz e processa os sinais em quadratura, tal como acontece com os sensores óticos absolutos, ou seja, os sensores são colocados 90° desfasados uns dos outros (ver Figura 2.19). As saídas do sensor seno e cosseno são geradas através da medição da distribuição do fluxo magnético ao longo da superfície do *chip* e, por isso, a precisão do sensor depende do local onde este é colocado em relação ao eixo do motor. O cálculo do valor das saídas *seno* e *cosseno* do sensor magnético é efetuado através das equações (2.2) e (2.3).

$$seno = S1 + S2 - S3 - S4 \quad (2.2)$$

$$cosseno = S1 - S2 - S3 + S4 \quad (2.3)$$

Para que as medições efetuadas pelo sensor contenham o valor mais correto possível, a face do *chip* deve ser colocada paralelamente aos ímanes permanentes do motor. Com isto, garante-se que a distância entre o sensor e o motor é sempre constante.

Os protocolos de comunicação mais utilizados para obter a informação do sensor de efeito *Hall* são o SSI (*Synchronous Serial Interface* – Interface Série Síncrona) e o

RS422. Na interface analógica o método incremental e o método seno/cosseno são os mais utilizados. A equação que define o ângulo através dos sinais seno e cosseno é a equação (2.1), tal como no caso dos *resolvers*.

Normalmente, os sensores magnéticos conseguem operar com condições de temperatura entre os -40 °C e os 125 °C, e a resolução a utilizar no sistema depende da velocidade máxima do motor a controlar [21, 23, 24]. Estes sensores podem ser utilizados em várias aplicações da indústria, tais como: controlo de motores, automação industrial, indústria automóvel, robótica e sistemas de visão.

## 2.5. Métodos de Controlo para um Motor Síncrono de Fluxo Axial

Os métodos de controlo de um motor síncrono podem dividir-se em dois grandes grupos: controlo escalar e controlo vetorial. O primeiro baseia-se na variação da amplitude das variáveis de controlo do sistema, ignorando o efeito de acoplamento da máquina. Por exemplo, a tensão pode ser usada para controlar o fluxo do estator e a frequência pode ser utilizada para controlar a velocidade do motor, mas o fluxo do estator e a velocidade são afetados também pela frequência e pela tensão, respetivamente. No controlo vetorial as variáveis são controladas em termos de amplitude e fase do vetor de referência. Na Figura 2.20 é apresentado um esquema com os diferentes métodos de controlo aplicáveis a um motor síncrono.

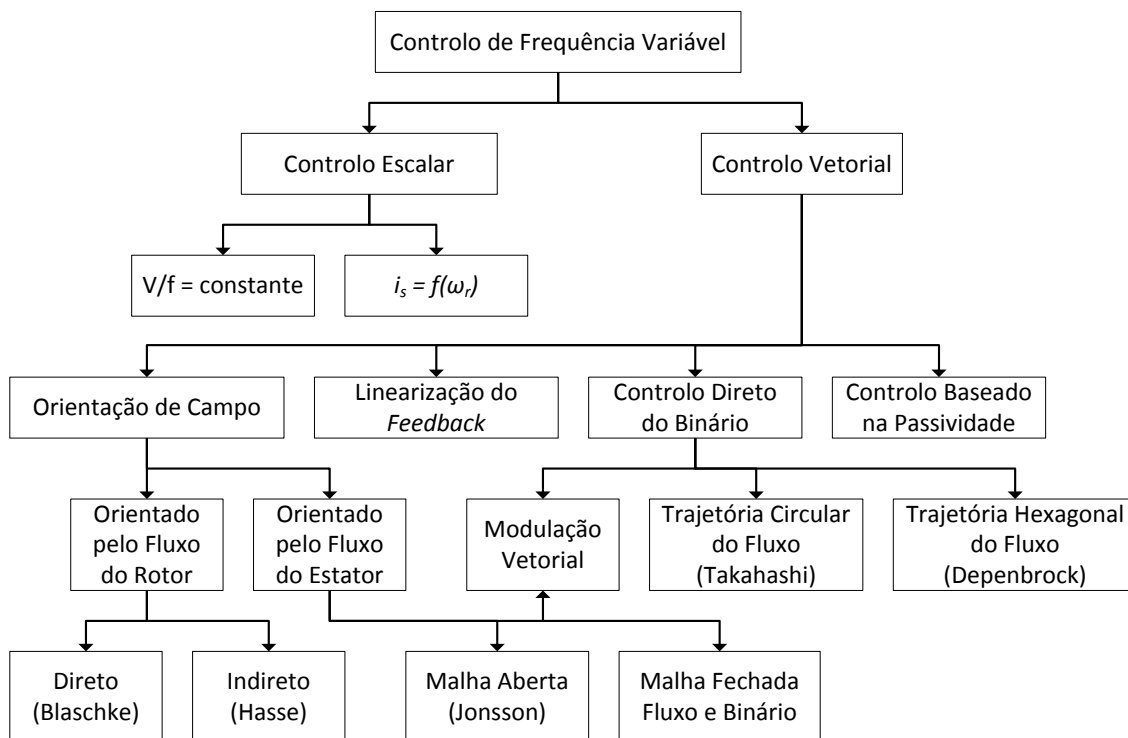


Figura 2.20 – Métodos de controlo utilizados em motores PMSM.



Como se pode visualizar na Figura 2.20 existem vários métodos de controlo para PMSM, mas neste documento apenas são descritos o controlo V/f constante, controlo por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*) e o controlo direto do binário (DTC – *Direct Torque Control*).

### 2.5.1. V/f Constante

Este método de controlo consiste em variar a amplitude e frequência da tensão de alimentação do motor (ver Figura 2.21), independentemente da resposta do rotor do mesmo (posição e velocidade de rotação). A amplitude da tensão de alimentação ( $V_{sfase}$ ) varia com a frequência ( $f_s$ ) numa relação de proporcionalidade direta. Tem a vantagem de não necessitar da posição do rotor, logo é um controlo sem sensores de posição, diminuindo os custos de implementação do sistema. A informação da velocidade de rotação  $n_s$  pode ser obtida indiretamente através da frequência da tensão de alimentação, tal como apresentado na equação (2.4).

$$n_s = \frac{60 f_s}{p} \quad (2.4)$$

Na equação (2.4),  $p$  é número de pares de pólos do motor. O valor eficaz (RMS – *Root Mean Square*) da tensão induzida nos motores CA (força contraelectromotriz) pode ser definido pela equação (2.5).

$$E_f = \sqrt{2} \pi f_s N_s k_\omega \phi = K f_s \phi \quad (2.5)$$

Onde  $K$  é a contante de proporcionalidade que depende das características físicas do motor e das características dimensionais dos enrolamentos de fase do estator [25]. Desprezando a resistência do estator e assumindo as condições de regime permanente, a tensão do estator é idêntica à que é induzida na armadura. Sendo assim, o fluxo magnético pode ser definido pela equação (2.6).

$$\phi = \frac{V_{sfase}}{\sqrt{2} \pi f_s N_s k_\omega} = \frac{V_{sfase}}{K f_s} \quad (2.6)$$

Para manter o valor do fluxo magnético constante e no seu valor nominal, a relação entre a tensão de alimentação e a sua frequência tem de permanecer constante. Se a relação não se mantiver constante, o motor ficará sobre-excitado ou sub-excitado. A sobreexcitação do motor ocorre quando a tensão de alimentação permanece constante, enquanto a frequência diminui o seu valor, ou quando tensão aumenta o seu valor e a frequência permanece constante. Isto resulta num aumento do valor do fluxo magnético, que origina um aumento do valor da corrente de magnetização. Neste caso não é possível desprezar as perdas por histerese e por correntes parasitas (correntes de

Foucault) [20]. A segunda situação ocorre quando a frequência aumenta o seu valor enquanto a tensão de alimentação permanece constante, ou quando a frequência mantém o seu valor e a tensão de alimentação diminui o seu valor.

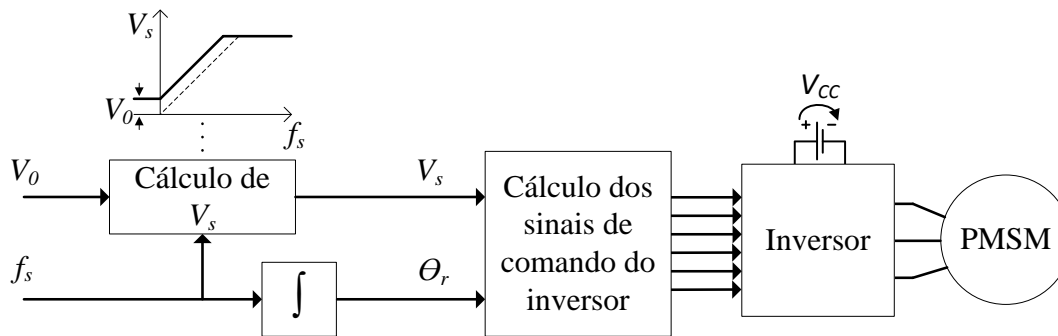


Figura 2.21 – Diagrama de blocos do método de controlo V/f constante.

Na Figura 2.21 o bloco “Cálculo de  $V_s$ ” tem como função efetuar o cálculo da amplitude da tensão de alimentação a fornecer ao estator, para que a velocidade de rotação pretendida seja obtida. O sinal de entrada  $V_0$  é adicionado de forma que na situação de velocidade zero o motor possa ter binário máximo, assim como para que as tensões aplicadas aos enrolamentos do estator sejam superiores à queda de tensão na resistência interna do mesmo. As tensões de referência dos enrolamentos de fase do estator definem-se da seguinte forma:

$$v_A^* = \sqrt{2}V_s \sin \theta_r \quad (2.7)$$

$$v_B^* = \sqrt{2}V_s \sin \left( \theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.8)$$

$$v_C^* = \sqrt{2}V_s \sin \left( \theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.9)$$

Os seis sinais de comando do inversor, apresentados no diagrama de blocos da Figura 2.21, são gerados de acordo com as tensões  $v_A^*$ ,  $v_B^*$  e  $v_C^*$ . Este método tem a vantagem de ser mais simples de implementar mas por outro lado, tem a desvantagem de tornar o sistema instável quando aplicado em motores síncronos com polos lisos [26, 27].

### 2.5.2. Controlo por Orientação de Campo

A principal característica do Controlo por Orientação de Campo (FOC – *Field Oriented Control*) é controlar o fluxo do estator e o binário do motor independentemente. O sistema de coordenadas trifásico  $a-b-c$  é substituído pelo sistema de coordenadas bifásico  $d-q$  que acompanha a velocidade de sincronismo do motor. A corrente do estator é subdividida em duas componentes no sistema de coordenadas  $d-q$ , sendo que a corrente  $i_d$  (corrente do eixo  $d$ ) influencia a magnitude do campo no

entreferro e a corrente  $i_q$  (corrente do eixo  $q$ ) é responsável pela variação do binário do motor. Neste método de controlo a corrente  $i_{dref}$  é igualada a zero para o fluxo magnético do rotor e do estator estejam  $90^\circ$  desfasados um do outro, conseguindo assim, obter sempre o binário máximo [28]. Na Figura 2.22 é apresentado o diagrama de blocos da implementação do método de controlo FOC com a corrente  $i_{dref}$  igual a zero.

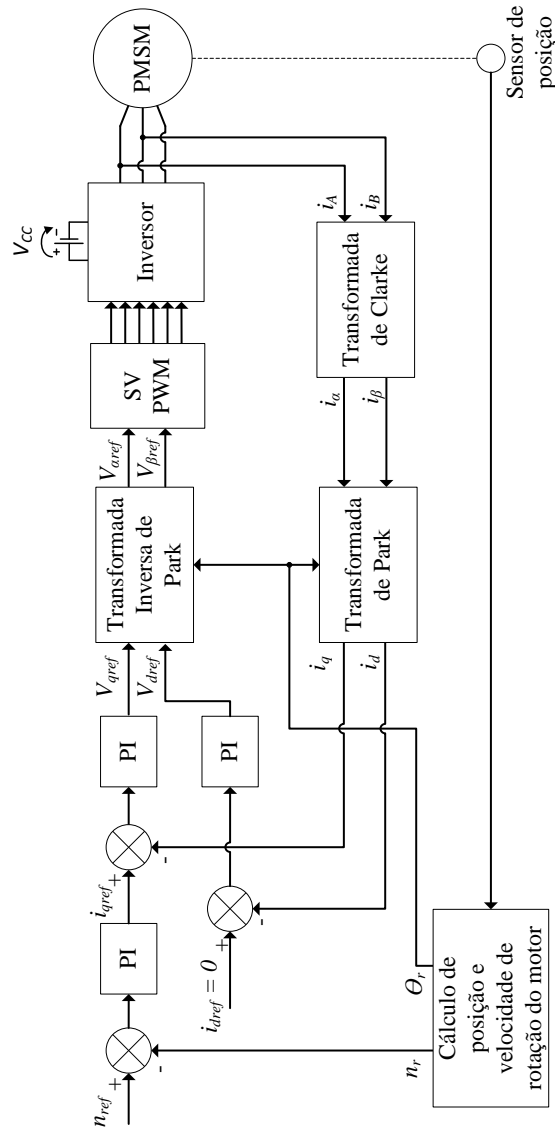


Figura 2.22 – Diagrama de blocos do controlo FOC aplicado a um PMSM.

Num sistema com controlo FOC, as correntes dos eixos  $d$ - $q$  têm um papel importante na performance dinâmica de todo o sistema. Consequentemente, a forma como os ciclos dos controladores dessas correntes são implementados é crítico. Normalmente, os sistemas utilizam controladores Proporcionais-Integrais (PI) para regular essas correntes, visto que esse método é simples de implementar e não necessita de ter conhecimento do modelo da máquina e dos seus parâmetros.

A posição do rotor é obtida através do sensor de posição, que pode ser um sensor ótico, um *resolver* ou um sensor magnético (ver subcapítulo 2.4). Posteriormente, o valor da velocidade é inserido no ciclo do controlo de velocidade, e por sua vez, a posição do rotor é inserida nos blocos da transformada de Park e da transformada inversa de Park. No diagrama de blocos é utilizado um bloco que faz a transformação de um sistema trifásico para um sistema bifásico estacionário (transformada de Clarke) e posteriormente, outro bloco que faz transformação de um sistema bifásico estacionário para um sistema bifásico rotacional e em sincronismo com a velocidade do motor (transformada de Park).

A transformada de Clarke define-se pelo sistema de equações apresentado no sistema de equações (2.10) ou (2.11), sendo que o primeiro caso pode ser aplicado em qualquer sistema trifásico, enquanto o segundo apenas pode ser utilizado em sistemas trifásicos equilibrados.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} I_\alpha = I_A \\ I_\beta = \frac{I_A + 2I_B}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (2.11)$$

Na Figura 2.23 é apresentada a projeção da corrente do estator no sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  para melhor compreensão da mudança de coordenadas.

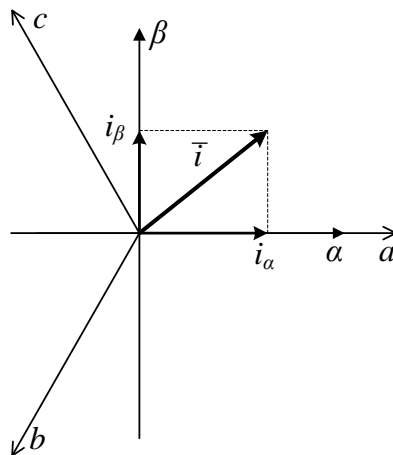


Figura 2.23 – Projeção da corrente do estator no sistema  $a$ - $b$ - $c$  para o sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ .

A transformada de Park define-se pela relação apresentada no sistema de equações (2.12) e na Figura 2.24 é apresentada a projeção da corrente do estator no sistema  $\alpha$ - $\beta$  para o sistema de coordenadas  $d$ - $q$ .

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \text{sen } \theta_e \\ -\text{sen } \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

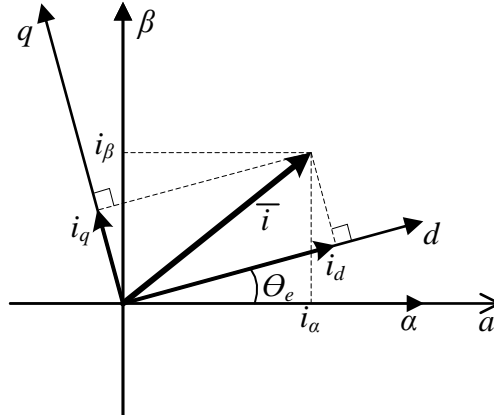


Figura 2.24 – Projeção da corrente do estator no sistema  $\alpha$ - $\beta$  para o sistema de coordenadas  $d$ - $q$ .

É também utilizada a inversa da transformada de Park para fornecer os sinais das tensões no sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  ao bloco responsável pela modulação dos sinais PWM. A relação das correntes do estator entre o sistema  $d$ - $q$  para o sistema  $\alpha$ - $\beta$  é definido por:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\text{sen } \theta_e \\ \text{sen } \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Depois de efetuada a transformada de Park e colocando as variáveis no sistema de coordenadas  $d$ - $q$ , as equações que definem as correntes do estator no novo sistema de coordenadas são:

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos \theta_e + i_\beta \text{sen } \theta_e \\ i_q = -i_\alpha \text{sen } \theta_e + i_\beta \cos \theta_e \end{cases} \quad (2.14)$$

E as tensões no sistema de coordenadas  $d$ - $q$  são:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - \omega_e \psi_{rq} \\ V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + \omega_e \psi_{rd} \end{cases} \quad (2.15)$$

Sendo que o binário é definido pela equação [29]:

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) [\hat{\psi}_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.16)$$

Onde  $\hat{\psi}_f$  é a amplitude do fluxo produzido pelos ímanes permanentes. Utilizando a técnica de controlo  $i_{dref} = 0$  de forma a obter o máximo binário por ampere utilizado, a equação do binário define-se por:

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) \hat{\psi}_f i_q \quad (2.17)$$

A velocidade de uma máquina síncrona pode ser controlada acima da sua velocidade nominal  $n_{base}$  através da utilização do algoritmo de controlo *field-weakening*.

Este algoritmo consiste em não colocar o valor de  $i_d$  igual a zero, fazendo assim que a velocidade máxima seja superior. Esta estratégia tem como consequência a diminuição do binário aplicado para que a relação (2.18) se mantenha verdadeira [23].

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{smax} \quad (2.18)$$

Não é recomendada a criação de um fluxo de campo oposto ao que é produzido naturalmente pelos ímanes permanentes durante longos períodos de tempo. Isto pode levar a uma desmagnetização dos ímanes permanentes, reduzindo assim o binário produzido e originando um sobreaquecimento excessivo do motor.

O método de controlo FOC tem as vantagens de provocar pouco *ripple* e distorção nas formas de onda do binário, do fluxo do estator e das correntes em regime permanente, e de possuir uma frequência de comutação fixa. Por outro lado, tem a desvantagem de ter uma resposta mais lenta a variações do binário (em relação a outros métodos de controlo), e de necessitar de executar muitos cálculos matemáticos referentes às transformadas e ao bloco modelador SVPWM.

### 2.5.3. Controlo Direto do Binário

O Controlo Direto do Binário (DTC – *Direct Torque Control*) baseia-se em controlar o binário e o fluxo do estator, selecionando apropriadamente os vetores de tensão espaciais. O método de controlo DTC na sua versão mais básica pode ser representado pelo diagrama de blocos apresentado na Figura 2.25. O DTC, ao contrário do FOC, apenas utiliza a transformada de Clarke e efetua todos os cálculos em relação ao sistema de coordenadas bifásico e estacionário  $\alpha\beta$ .

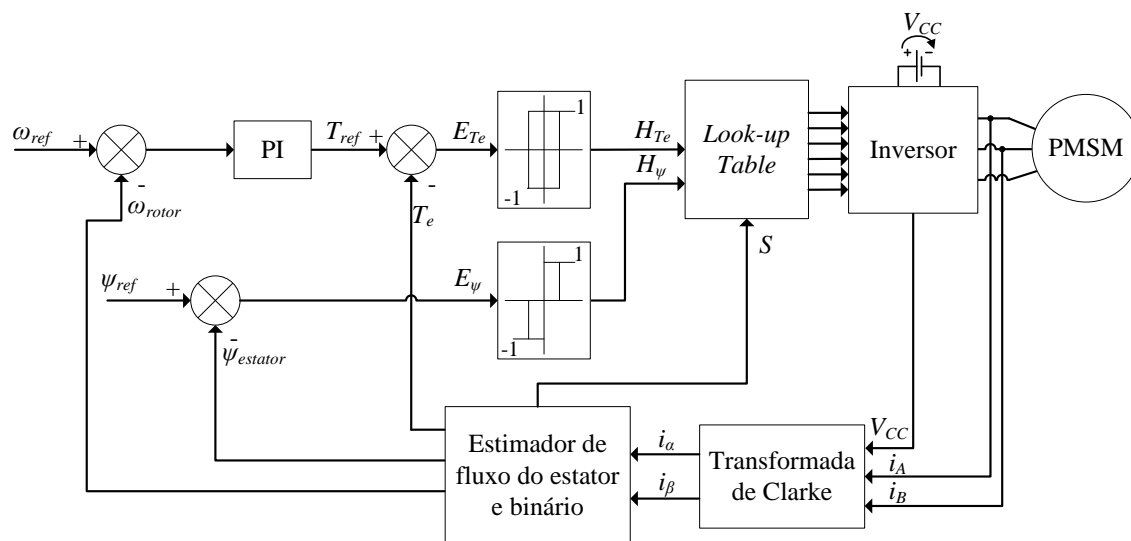


Figura 2.25 – Diagrama de blocos da estrutura do método de controlo DTC.

O DTC é baseado em controladores com histerese, onde a variável de entrada destes blocos é o erro resultante da subtração dos valores estimados com os valores de referência. Os valores resultantes destes comparadores são entradas do bloco “*look-up table*”, que tem a função de escolher o vetor espacial a aplicar no inversor. O comparador com histerese do fluxo do estator define a sua saída através das seguintes condições:

$$H_{\psi} = 1 \quad \text{se} \quad E_{\psi} > +LB_{\psi} \quad (2.19)$$

$$H_{\psi} = -1 \quad \text{se} \quad E_{\psi} < -LB_{\psi} \quad (2.20)$$

De referir que  $2LB_{\psi}$  é o tamanho da largura de banda do comparador com histerese do fluxo do estator. O comparador com histerese do binário do motor tem três níveis de saída possíveis definidas por:

$$H_{T_e} = 1 \quad \text{se} \quad E_{T_e} > +LB_{T_e} \quad (2.21)$$

$$H_{T_e} = -1 \quad \text{se} \quad E_{T_e} < -LB_{T_e} \quad (2.22)$$

$$H_{T_e} = 0 \quad \text{se} \quad -LB_{T_e} < E_{T_e} < +LB_{T_e} \quad (2.23)$$

A estratégia de controlo DTC encontra-se representada na Figura 2.26. O sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  está dividido igualmente em 6 setores (I a IV).

O eixo  $\beta$  é responsável pela variação do ângulo entre o fluxo dos ímanes permanentes e o fluxo do estator, que é proporcional ao binário produzido pelo motor. O eixo  $\alpha$  é responsável pela variação da magnitude do vetor do fluxo do estator. O fluxo do estator gira no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio, devido à ordem de aplicação dos diferentes vetores  $V_0$  a  $V_7$ . Os vetores espaciais  $V_0$  e  $V_7$  são denominados de vetores nulos pois produzem uma tensão  $V_s$  igual a zero.

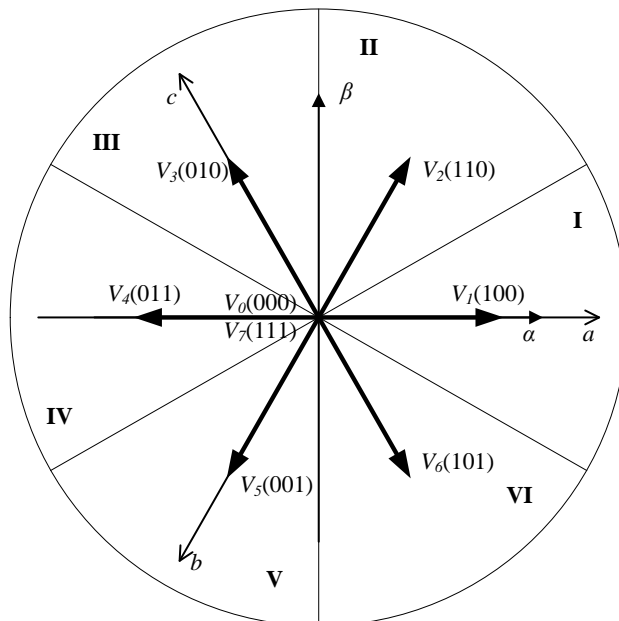


Figura 2.26 – Trajetória do vetor do fluxo do estator no controlo DTC.

A escolha do vetor espacial a aplicar no inversor é efetuado no bloco “*Look-up Table*”, e a Tabela 2.1 mostra como é que o valor das entradas  $H_{Te}$  e  $H_{\psi}$  alteram o vetor espacial a ser escolhido em cada amostragem efetuada pelo sistema de controlo.

Tabela 2.1 – Tabela de escolha do vetor espacial a fornecer ao inversor.

$H_{\psi}$	$H_{Te}$	I	II	III	IV	V	VI
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
-1	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Com esta tabela fica então possível aplicar a tensão pretendida aos enrolamentos de fase do estator do motor, através da comutação dos respetivos semicondutores de potência do inversor.

Existe um método de controlo baseado no DTC, denominado de DTC-SVPWM, que utiliza a técnica de modulação *Space Vector* PWM (SVPWM) no cálculo dos sinais a fornecer ao inversor, fazendo com que o sistema tenha uma frequência de comutação fixa [30, 31].

O DTC tem como vantagens: (i) uma rápida resposta em regime transitório, devido à utilização dos parâmetros atuais no controlo da velocidade e do binário do motor; (ii) não necessita de sensor de posição para efetuar o controlo do motor, logo o custo do Controlador diminui; (iii) como não necessita de um modulador para os sinais do inversor, o sistema de controlo despende menos tempo a efetuar cálculos matemáticos durante o processamento. Em contrapartida, o DTC tem como desvantagens: (i) não ter uma frequência de comutação dos semicondutores fixa, o que impossibilita a utilização de filtros passivos regulados para a frequência de comutação; (ii) as formas de onda do fluxo e das correntes do estator possuem um *ripple* elevado, que contribui para um pior funcionamento do motor elétrico.

## 2.6. Sistemas de Acionamento para um Motor Síncrono de Fluxo Axial

Os sistemas de acionamento do motor síncrono de fluxo axial consistem em sistemas que fornecem as três tensões sinusoidais ao motor, de forma que este acompanhe as variáveis de referência do sistema da melhor forma possível. Existem dois tipos de inversores utilizados nestas aplicações, nomeadamente os Inversores Fonte



de Tensão (*Voltage Source Inverter – VSI*) e os Inversores Fonte de Corrente (*Current Source Inverter – CSI*).

### 2.6.1. Inversor Fonte de Tensão

O VSI é um tipo de inversor trifásico e tem como elemento armazenador no barramento CC um elemento capacitivo que armazena energia sob a forma de campo elétrico. Na Figura 2.27 está representado o esquema de um VSI com IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) como semicondutores. Este tipo de inversor comporta-se, tal como o nome indica, como uma fonte de tensão trifásica do ponto de vista da carga do sistema, onde a frequência, amplitude e fase das três tensões são controladas.

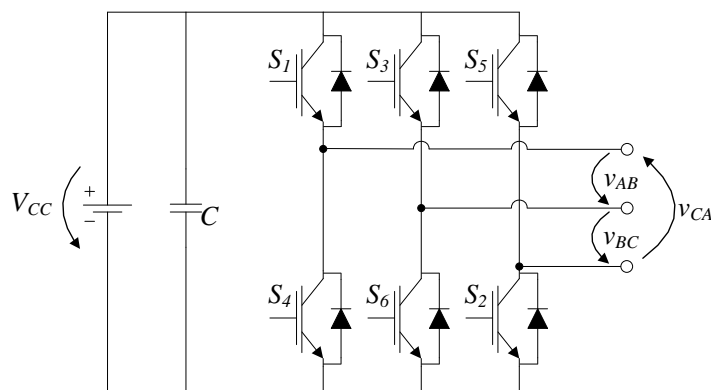


Figura 2.27 – Inversor trifásico do tipo VSI.

Na Tabela 2.3 são apresentados os estados permitidos para a comutação dos semicondutores  $S_1$  a  $S_6$  do VSI, correspondendo o estado *On* ao fecho e o estado *Off* à abertura dos mesmos.

Tabela 2.2 – Estados permitidos para a comutação dos semicondutores de um VSI.

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$v_{AB}$	$v_{BC}$	$v_{CA}$
<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	$V_{CC}$	0	$-V_{CC}$
<i>On</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	0	$V_{CC}$	$-V_{CC}$
<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	$V_{CC}$	$-V_{CC}$	0
<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	$-V_{CC}$	$V_{CC}$	0
<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	$-V_{CC}$	0	$V_{CC}$
<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	0	$-V_{CC}$	$V_{CC}$
<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	0	0	0
<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	0	0	0

A configuração VSI tem sido mais utilizada pela indústria, devido à sua elevada eficiência relativamente ao CSI. Com a utilização de um condensador em vez de uma indutância no barramento de corrente contínua, o VSI torna-se mais leve, mais compacto e implica um gasto financeiro inferior ao do CSI.

### 2.6.2. Inversor Fonte de Corrente

O CSI caracteriza-se pelo seu elemento armazenador no barramento CC ser uma indutância, que dá ao inversor a propriedade de se comportar como uma fonte de corrente. As vantagens deste inversor face ao VSI são maior robustez, maior fiabilidade e proteção inerente contra curto-circuitos e sobrecorrentes, devido a ter como elemento armazenador uma indutância [32, 33]. Tendo uma indutância como elemento armazenador, o sistema fica mais pesado, mais volumoso e com maiores perdas no barramento CC [34]. A configuração de um CSI com IGBTs é apresentada na Figura 2.28, onde os IGBTs estão ligados a um diódo em série, com a função de proteger o IGBT de tensões inversas.

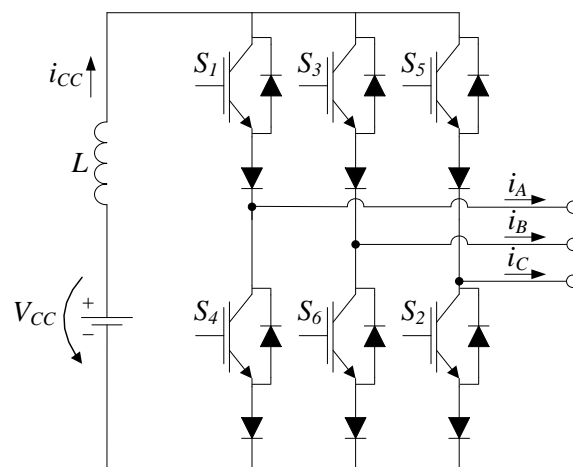


Figura 2.28 – Inversor trifásico do tipo CSI.

Na Tabela 2.3 são apresentados os estados permitidos para a comutação dos semicondutores  $S_1$  a  $S_6$  num CSI, correspondendo *On* ao fecho e *Off* à abertura dos mesmos.

Tabela 2.3 – Estados permitidos para a comutação dos semicondutores de um CSI.

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$i_A$	$i_B$	$i_C$
<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	$i_{cc}$	0	$-i_{cc}$
<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	$i_{cc}$	$-i_{cc}$	0
<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	0	$i_{cc}$	$-i_{cc}$
<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	$-i_{cc}$	$i_{cc}$	0
<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	$-i_{cc}$	0	$i_{cc}$
<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	0	$-i_{cc}$	$i_{cc}$
<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	0	0	0
<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	0	0	0
<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	<i>Off</i>	<i>Off</i>	<i>On</i>	0	0	0

O interesse neste tipo de inversores tem vindo a aumentar devido ao desenvolvimento dos RB-IGBTs (*Reverse Blocking IGBT*) e das SMES

(*Superconducting Magnetic Energy Storage*) [35], pois permite respetivamente uma diminuição nas perdas que ocorrem nas comutações dos semicondutores e uma diminuição nas perdas no barramento CC [35, 36].

### 2.6.3. Técnicas de Modulação PWM

O SVPWM (*Space Vector PWM*) e o SPWM (*Sinusoidal PWM*) são duas das técnicas de modulação de sinais PWM utilizadas na indústria. Comparando as duas técnicas a primeira é mais eficiente, pois consegue aproveitar melhor a tensão do barramento CC em cerca de 15% e a distorção harmónica total provocada nas formas de onda das tensões e correntes é inferior (THD – *Total Harmonic Distortion*) [37, 38].

Na Figura 2.29 é apresentado o espaço vetorial do método SVPWM para VSIs, onde o sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  é subdividido em seis setores (de I a VI) e onde estão representados os seis vetores de tensão não nulos a aplicar ao inversor (de  $V_1$  a  $V_6$ ). Os vetores  $V_0$  e  $V_7$  são vetores nulos e por isso não produzem qualquer tensão à saída do inversor.

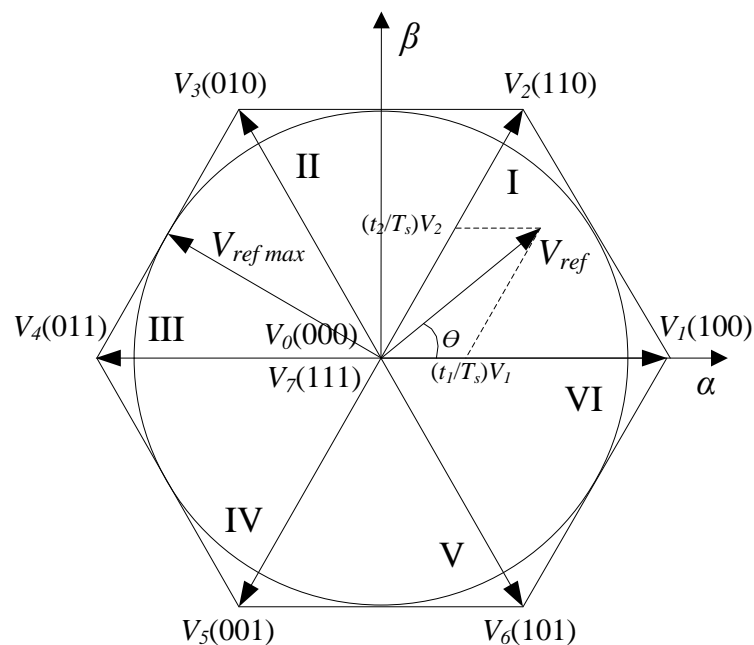


Figura 2.29 – Espaço vetorial da técnica de modulação SVPWM para VSIs.

Na técnica SVPWM, para determinar os sinais PWM a aplicar ao inversor é necessário, em primeiro lugar, determinar o setor onde se encontra o vetor  $V_{ref}$ . Tendo o setor onde este se encontra é necessário determinar os tempos  $t_1$  e  $t_2$ . Por último, determina-se o tempo que cada vetor (de  $V_0$  a  $V_7$ ) está ativo para se obter o vetor  $V_{ref}$ . Nos itens seguintes são descritos os três passos necessários para a determinação dos sinais PWM utilizando a técnica de modulação SVPWM.

### Determinar o setor onde se encontra o vetor $V_{ref}$

Tendo as tensões  $V_\alpha$  e  $V_\beta$  e utilizando o sistema de equações (2.24), pode-se determinar o setor em que  $V_{ref}$  se encontra através da Tabela 2.4.

$$\begin{cases} V_\beta > 0 & \text{então } A = 1, \text{ Senão } A = 0 \\ V_\alpha\sqrt{3} - V_\beta > 0 & \text{então } B = 1, \text{ Senão } B = 0 \\ -V_\alpha\sqrt{3} - V_\beta > 0 & \text{então } C = 1, \text{ Senão } C = 0 \\ N = A + 2B + 4C \end{cases} \quad (2.24)$$

Tabela 2.4 – Determinação do setor em que se encontra  $V_{ref}$

<b>N</b>	1	2	3	4	5	6
<b>Setor</b>	II	VI	I	IV	III	V

### Determinar os tempos $t_1$ e $t_2$

Através do sistema de equações (2.25) determinam-se as variáveis auxiliares  $X$ ,  $Y$  e  $Z$ , e pela Tabela 2.5 determinam-se os valores de  $t_1$  e  $t_2$ . No sistema de equações (2.25),  $T_S$  representa o período de amostragem e  $V_{CC}$  representa a tensão no barramento de corrente contínua.

$$\begin{cases} X = \frac{T_S V_\beta \sqrt{3}}{V_{CC}} \\ Y = \frac{T_S (V_\beta \sqrt{3} + 3V_\alpha)}{2V_{CC}} \\ Z = \frac{T_S (V_\beta \sqrt{3} - 3V_\alpha)}{2V_{CC}} \end{cases} \quad (2.25)$$

Tabela 2.5 – Determinação dos tempos  $t_1$  e  $t_2$

<b>Setor</b>	I	II	III	IV	V	VI
$t_1$	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
$t_2$	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

É necessário confirmar também se  $t_1 + t_2 \leq T_S$ . Se esta inequação não se confirmar, é necessário ajustar  $t_1$  e  $t_2$  para valores dentro da gama esperada. Isto realiza-se através do sistema de equações (2.26).

$$\begin{cases} t_1 = \frac{(t_1 T_S)}{t_1 + t_2} \\ t_2 = \frac{(t_2 T_S)}{t_1 + t_2} \end{cases} \quad (2.26)$$

**Determinar o tempo que cada vetor (de  $V_0$  a  $V_7$ ) está ativo para se obter o vetor  $V_{ref}$**

Em primeiro lugar é necessário determinar o valor das variáveis auxiliares  $t_{aON}$ ,  $t_{bON}$  e  $t_{cON}$  através do sistema de equações (2.27).

$$\begin{cases} t_{aON} = (T_S - t_1 - t_2)/4 \\ t_{bON} = t_{aON} + (t_1/2) \\ t_{cON} = t_{bON} + (t_1/2) \end{cases} \quad (2.27)$$

Obtendo os valores das variáveis auxiliares necessárias, é necessário corresponder esses valores aos valores de comparação  $t_a$ ,  $t_b$  e  $t_c$ , consoante o setor em que  $V_{ref}$  estiver (ver Tabela 2.6).

Tabela 2.6 – Determinação dos valores de comparação  $t_a$ ,  $t_b$  e  $t_c$

Setor	I	II	III	IV	V	VI
$t_a$	$t_{aON}$	$t_{bON}$	$t_{cON}$	$t_{cON}$	$t_{bON}$	$t_{aON}$
$t_b$	$t_{bON}$	$t_{aON}$	$t_{aON}$	$t_{bON}$	$t_{cON}$	$t_{cON}$
$t_c$	$t_{cON}$	$t_{cON}$	$t_{bON}$	$t_{aON}$	$t_{aON}$	$t_{bON}$

Depois de determinados os valores de comparação, obtêm-se as comutações dos semicondutores de potência de acordo com o esquema da Figura 2.30. Nesta estão representadas as comutações dos semicondutores  $S1$ ,  $S3$  e  $S5$ , que são ativadas quando o sinal de comparação respetivo é inferior à onda triangular. O tempo  $T_C$  representa o período de comutação utilizado na implementação dos sinais PWM.

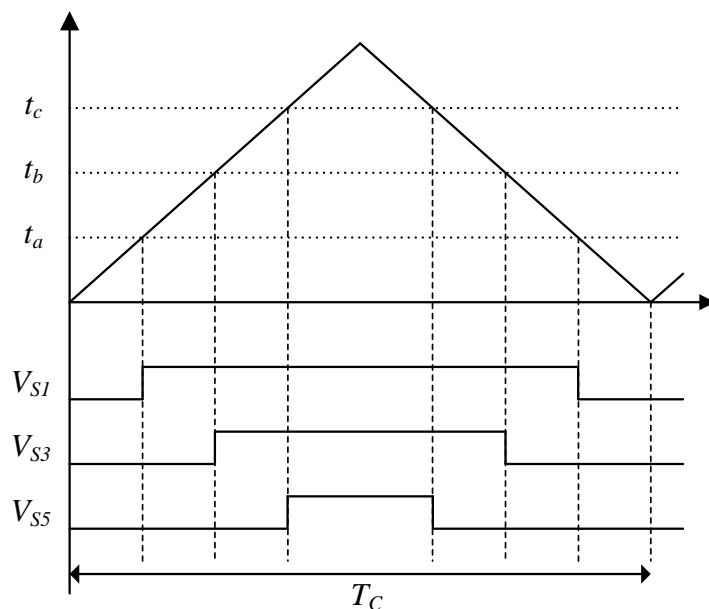


Figura 2.30 – Obtenção das comutações dos semicondutores de potência do inversor trifásico.

## 2.7. Conclusões

Neste capítulo são descritos os elementos chave desta Dissertação, começando por uma pequena introdução aos Veículos Elétricos, onde é apresentada a evolução que estes tiveram até à atualidade. Visto que o tema da Dissertação é um Controlador para um motor de fluxo axial, são apresentadas as diferentes configurações existentes de motores de fluxo axial, bem como as suas características físicas e elétricas. São apresentados os três tipos de sensores de posição mais utilizados (sensor ótico, *resolver* e sensor magnético), explicando as vantagens e desvantagens de cada tipo de sensor.

São também apresentados os métodos de controlo mais aplicados em motores síncronos de ímanes permanentes, nomeadamente o V/f constante, o controlo direto do binário (DTC – *Direct Torque Control*) e o controlo por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*), mostrando os diagramas de blocos das configurações clássicas de cada método de controlo. O FOC foi a estratégia de controlo selecionada pois apresenta as melhores características de funcionamento, tais como, uma resposta mais rápida a variações de carga (comparando com o controlo V/f) e uma frequência de comutação fixa (o que não ocorre no método de controlo DTC).

Duas configurações de conversores de potência CC-CA, nomeadamente o Inversor Fonte de Tensão (VSI) e o Inversor Fonte de Corrente (CSI), são abordadas neste capítulo, explicando as vantagens e desvantagens de cada configuração. Por último, as técnicas de modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) e SVPWM (*Space Vector PWM*) utilizadas para gerar os sinais de comando para os inversores são apresentadas, dando mais ênfase à segunda técnica devido às suas vantagens comparativamente com a SPWM.

## CAPÍTULO 3

# Simulações do Controlador do Motor Síncrono de Fluxo Axial

### 3.1. Introdução

As ferramentas de simulação são cada vez mais uma mais-valia na implementação de qualquer sistema eletrónico, sendo possível simular sistemas de baixa potência, como é o exemplo da área das nano e microtecnologias, bem como simular sistemas de elevada potência, como se encontra na área de eletrónica de potência. A razão pela qual estas ferramentas são tão importantes no desenvolvimento de uma aplicação, prende-se ao facto de que assim é possível analisar, em software, o comportamento de um sistema real. A utilização destas ferramentas permite observar e prevenir alguns problemas que possam ocorrer na implementação do projeto, reduzindo o seu tempo de desenvolvimento, bem como de uma diminuição dos recursos financeiros utilizados. O software de simulação utilizado para simular o Controlador do motor síncrono de ímanes permanente foi o *PSIM*.

Neste capítulo são apresentadas as simulações que foram realizadas por forma a validar o Controlador do motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*). Devido às vantagens apresentadas no item 2.7, o método de controlo por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*) foi o método selecionado para ser implementado nesta Dissertação e, como tal, é a estratégia de controlo adotada nas simulações apresentadas.

Numa primeira fase deste capítulo são validados os dados introduzidos no modelo do motor PMSM do *PSIM*, em seguida, é validada a técnica de modulação vetorial (SVPWM – *Space Vector Pulse Width Modulation*), com base no algoritmo que é apresentado no item 2.6.3. O sensor de posição utilizado na simulação é um sensor absoluto com resolução de 11 bits, uma vez que o sensor de efeito *Hall* utilizado na prática tem a mesma resolução. Depois de todos os subsistemas validados, é apresentada a simulação do Controlador do motor PMSM com o método de controlo FOC em dois modos de operação: em vazio (motor sem carga) e em carga (com a carga nominal do motor).

### 3.2. Validação dos Parâmetros do Modelo PMSM do PSIM

Neste item é descrita a forma como foram validados os parâmetros inseridos no modelo do motor utilizado nas simulações apresentadas neste capítulo. O modelo de simulação utilizado no software *PSIM* é uma máquina do tipo PMSM com uma força contraelectromotriz sinusoidal, onde os parâmetros utilizados no modelo são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros que constituem o modelo da máquina PMSM do software de simulação *PSIM*.

Parâmetro	Descrição
$R_s$	Resistência do estator (por fase), em $\Omega$
$L_d$	Indutância do estator no eixo $d$ , em H
$L_q$	Indutância do estator no eixo $q$ , em H
$V_{pk} / krpm$	Valor de pico (fase-fase) da força contraelectromotriz a uma velocidade de rotação de 1000 rpm
Número de polos	Número de polos do motor
Momento de inércia	Momento de inércia $I$ , em $kgm^2$

O motor utilizado nesta Dissertação é o motor *PMS-156 W* da empresa *Perm Motor*, que tem uma potência nominal de 30 kW. Através do *datasheet* do mesmo, obtiveram-se os três parâmetros apresentados a seguir:

- $R_s = 19,35 \text{ m}\Omega$ ;
- Número de polos = 8;
- Momento de inércia ( $I$ ) =  $0,00586 \text{ kgm}^2$ .

Os valores de  $L_d$  e  $L_q$  foram obtidos através de um ensaio realizado pelos investigadores do GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia), onde o esquema elétrico do ensaio efetuado é apresentado na Figura 3.1 [39]. Nesta,  $v$  corresponde ao valor da tensão de alimentação e  $i$  corresponde à corrente que atravessa o PMSM.

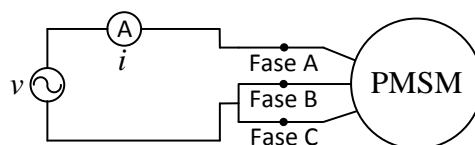


Figura 3.1 – Esquema de ligações para obtenção dos valores de  $L_d$  e  $L_q$  do PMSM.

O ensaio para a obtenção dos valores de  $L_d$  e  $L_q$  consiste em duas etapas:

- Colocar o rotor do PMSM na posição onde se verifica o maior valor da corrente  $i$  e registar o valor pico a pico da mesma – valor de  $i_{pp\_max}$ .
- Colocar o rotor do PMSM na posição onde se verifica o menor valor da corrente  $i$  e registar o valor pico a pico da mesma – valor de  $i_{pp\_min}$ .



Através do ensaio realizado e resolvendo as equações (3.1) e (3.2), obteve-se que  $L_d = 100 \mu\text{H}$  e  $L_q = 160 \mu\text{H}$ . Nestas equações,  $v_{pp}$  corresponde ao valor pico a pico da tensão de alimentação e  $\omega$  (igual a  $2\pi f$ ) corresponde à velocidade angular do sistema.

$$\left(\frac{v_{pp}}{i_{pp\_max}}\right)^2 = R_S^2 + L_d^2 \omega^2 \quad (3.1)$$

$$\left(\frac{v_{pp}}{i_{pp\_min}}\right)^2 = R_S^2 + L_q^2 \omega^2 \quad (3.2)$$

O parâmetro  $V_{pk}/k_{rpm}$  do modelo do PMSM do *PSIM* foi determinado através de um ensaio realizado com a máquina PMSM a funcionar como gerador. Neste ensaio foi colocado um motor de indução acoplado à máquina PMSM, onde se utilizou um variador de velocidade com o objetivo de controlar a velocidade de rotação do motor de indução (ver Figura 3.2). Colocando as duas máquinas a rodar a uma velocidade de 1000 rpm, obtiveram-se as tensões  $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  e  $v_{CA}$  do PMSM apresentadas na Figura 3.3.

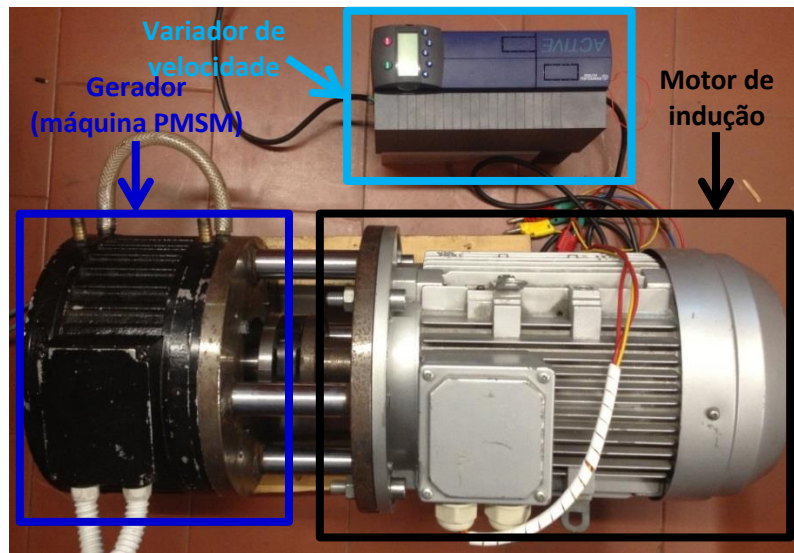


Figura 3.2 – Montagem utilizada para obter o parâmetro  $V_{pk}/k_{rpm}$ .

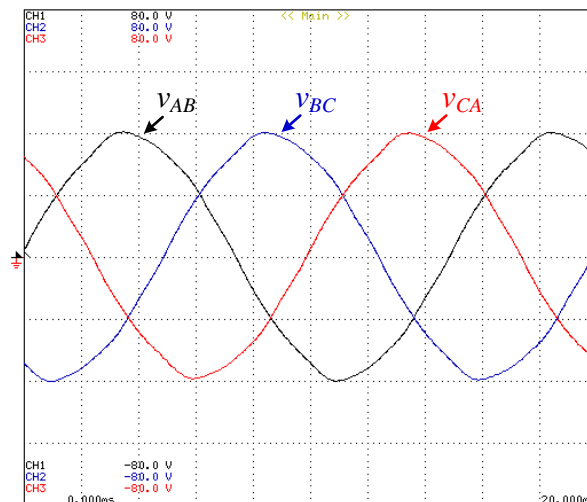


Figura 3.3 – Tensões compostas (20 V/div) geradas pelo PMSM a uma velocidade de 1000 rpm.

Analisando as formas de onda das tensões compostas geradas aos terminais do PMSM conclui-se que o parâmetro  $V_{pk}/krpm$  é aproximadamente igual a 42 V/krpm.

Tendo determinados os valores dos parâmetros que estavam em falta no *datasheet* do motor *PMS-156 W* da *Perm Motor*, são agora apresentados na Tabela 3.2 os seus parâmetros e respetivos valores.

Tabela 3.2 – Parâmetros do motor *PMS 156 W* da *Perm Motor*.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	30 kW
Velocidade nominal	6000 rpm
Tensão nominal ( $V_{\text{composta rms}}$ )	187 V
Corrente nominal ( $I_{\text{fase rms}}$ )	113,5 A
Binário nominal	47,7 N.m
Número de pólos (por fase)	8
Frequência nominal	400 Hz
Resistência do estator ( $R_s$ )	19,35 mΩ
Momento de inércia ( $I$ )	0,00586 kgm <sup>2</sup>
Indutância do estator no eixo $d$ ( $L_d$ )	100 μH
Indutância do estator no eixo $q$ ( $L_q$ )	160 μH
$V_{pk} / krpm$	42 V/krpm

As tensões e correntes apresentados têm como objetivo ser comparados com os resultados obtidos no próximo item deste subcapítulo uma vez que, o objetivo do mesmo é a validação do modelo do PMSM utilizado no software *PSIM*.

### Validação das Tensões e Correntes do Motor

Utilizando o software de simulação *PSIM*, foi realizada uma simulação com o modelo da máquina PMSM a operar com uma carga de 47,7 N.m (carga nominal) e com uma velocidade de rotação,  $n$ , igual a 6000 rpm (velocidade nominal). Devido ao sistema entrar no seu regime permanente aproximadamente no instante  $t = 1$  segundos, para efeitos de análise de resultados, apenas é considerado o intervalo de tempo entre 1 e 2 segundos (ver Figura 3.4).

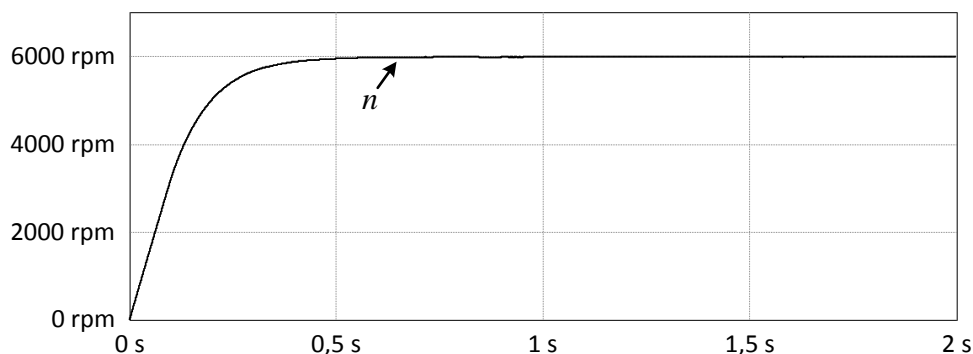
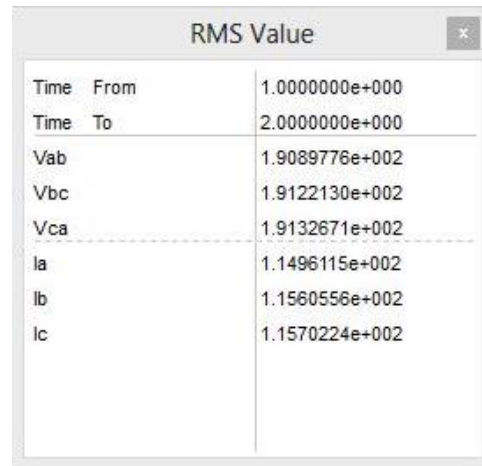


Figura 3.4 – Forma de onda da velocidade do motor com valor médio de 6000 rpm.

Analisando a forma de onda da velocidade do motor, verifica-se que o seu valor médio é igual a 6000 rpm. Utilizando a ferramenta do software *PSIM* que permite calcular o valor eficaz das formas de onda apresentadas, obteve-se o valor eficaz das tensões e correntes do sistema em regime permanente. Os valores eficazes das tensões  $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  e  $v_{CA}$  e das correntes  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  podem ser visualizados na Figura 3.5.



Time	From	1.0000000e+000
Time	To	2.0000000e+000
Vab		1.9089776e+002
Vbc		1.9122130e+002
Vca		1.9132671e+002
la		1.1496115e+002
lb		1.1560556e+002
lc		1.1570224e+002

Figura 3.5 – Valores eficazes das tensões compostas e correntes do sistema em regime permanente.

Os valores eficazes das tensões compostas e das correntes do modelo do motor têm um pequeno desvio (sensivelmente 1%) dos valores que são apresentados na Tabela 3.2. Assim, pode concluir-se que os parâmetros utilizados no modelo do motor PMSM do software *PSIM* estão aproximados dos valores reais do motor *PMS 156 W da Perm Motor*, permitindo assim a realização de simulações do sistema muito aproximadas da aplicação real.

### 3.3. Validação das Transformadas de Clarke, Park e Inversa de Park

Neste ponto são validadas, as transformadas de Clarke, Park e a inversa de Park de acordo com os sistemas de equações (2.11), (2.12) e (2.13), respetivamente.

#### 3.3.1. Transformada de Clarke

A transformada de Clarke foi validada introduzindo duas formas de onda sinusoidais de frequência 50 Hz, com uma amplitude de 10 A e desfasadas de  $120^\circ$  uma da outra, conseguindo assim simular as correntes  $i_A$  e  $i_B$  de um sistema trifásico equilibrado.

Como sinais de saída obtiveram-se as correntes  $i_{alfa}$  e  $i_{beta}$  desfasadas de  $90^\circ$ , com a mesma frequência e amplitude que as correntes  $i_A$  e  $i_B$ . Na Figura 3.6 é apresentado o modelo de simulação utilizado para validar a transformada de Clarke.

O bloco “*Trans. Clarke*” tem a função de calcular  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  a partir das correntes  $i_A$  e  $i_B$  apresentadas na Figura 3.7 e de acordo com o sistema de equações (2.11).

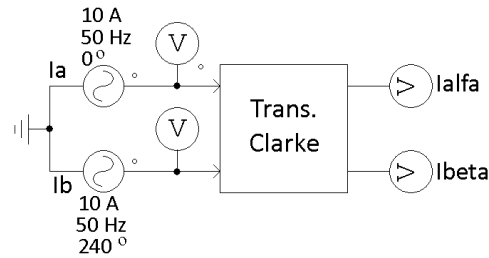


Figura 3.6 – Modelo de simulação da transformada de Clarke.

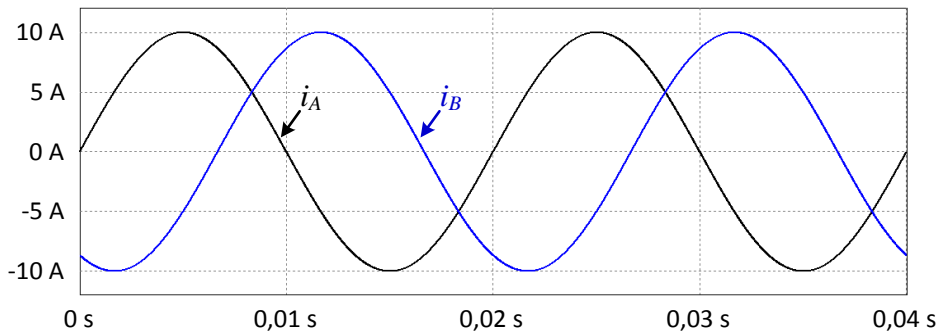


Figura 3.7 – Correntes  $i_A$  e  $i_B$  introduzidas no bloco que efetua a transformada de Clarke.

É possível verificar pela Figura 3.8 que a transformada de Clarke foi bem efetuada pois, a amplitude e frequência dos sinais de saída são iguais às dos sinais de entrada e a corrente  $i_{\beta}$  está  $90^\circ$  desfasada da corrente  $i_{\alpha}$ , tal como esperado.

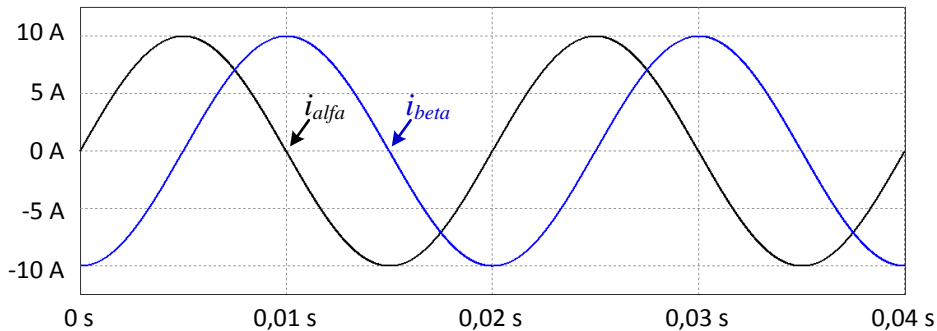


Figura 3.8 – Correntes  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  determinadas pelo bloco que efetua a transformada de Clarke.

### 3.3.2. Transformada de Park

A transformada de Park foi validada introduzindo duas formas de onda sinusoidais de frequência 50 Hz, com uma amplitude de 10 A e desfasadas de  $90^\circ$  uma da outra, simulando assim as correntes  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$ . É necessário também introduzir o sinal de entrada teta elétrico,  $\theta_e$ , que varia entre 0 rad e  $2\pi$  rad, pois este é necessário para efetuar o cálculo da transformada de Park. Como sinais de saída obtiveram-se as correntes  $i_d$  e  $i_q$ , onde neste caso,  $i_d$  é igual a zero e  $i_q$  igual ao inverso do valor de pico das correntes  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$ . Na Figura 3.9 é apresentado o circuito de simulação realizado.

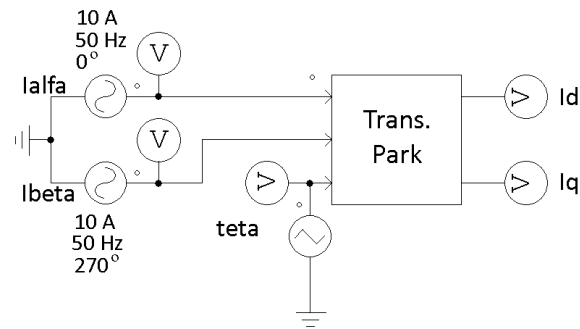


Figura 3.9 – Circuito de simulação da transformada de Park.

Na Figura 3.10 são apresentadas as correntes  $i_{\text{alfa}}$  e  $i_{\text{beta}}$  introduzidas no bloco “*Trans. Park*”, que tem por objetivo calcular as correntes  $i_d$  e  $i_q$  através da transformada de Park, de acordo com o sistema de equações (2.12).

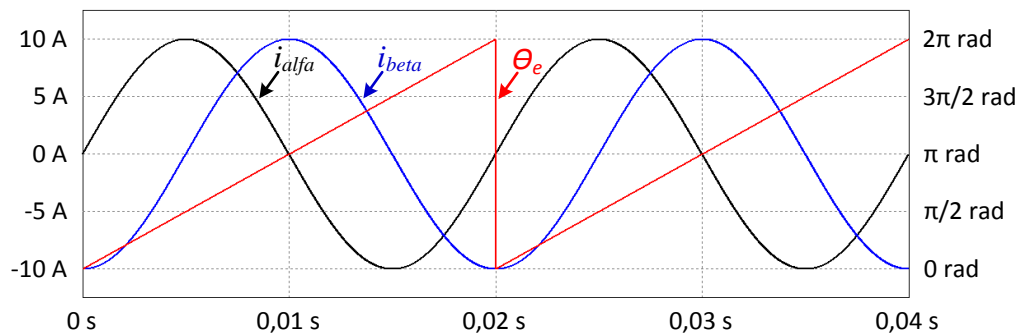


Figura 3.10 – Sinais de entrada  $i_{\text{alfa}}$ ,  $i_{\text{beta}}$  e  $\theta_e$  inseridos no bloco que efetua a transformada de Park.

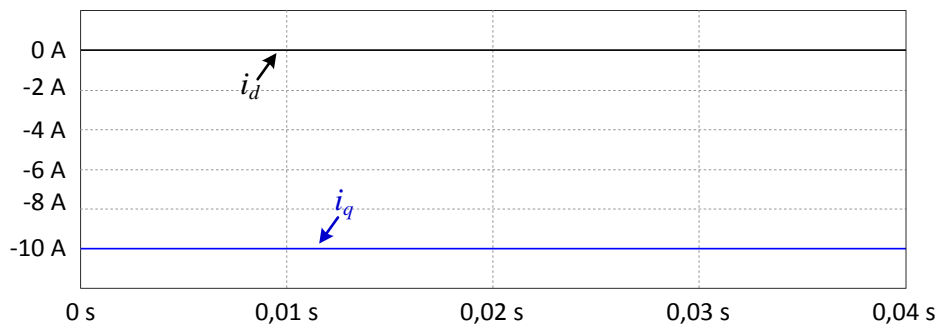


Figura 3.11 – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  calculadas pelo bloco que efetua a transformada de Park.

É possível verificar pela Figura 3.11 que a transformada de Park foi bem efetuada, pois a amplitude dos sinais de saída  $i_d$  e  $i_q$  estão de acordo com o esperado.

### 3.3.3. Transformada Inversa de Park

A transformada inversa de Park foi validada introduzindo duas constantes, simulando assim as correntes  $i_d$  e  $i_q$  de um sistema trifásico equilibrado. É necessário também inserir o sinal de entrada teta elétrico,  $\theta_e$ , que varia entre 0 rad e  $2\pi$  rad, pois este é utilizado no cálculo da transformada inversa de Park. Como sinais de saída obtiveram-se as correntes  $i_{\text{alfa inv}}$  e  $i_{\text{beta inv}}$ , que têm formas de onda sinusoidais com uma

amplitude de 10 A e um desfasamento  $90^\circ$  entre elas. Na Figura 3.12 é apresentado o circuito de simulação utilizado. Na Figura 3.13 é apresentado o sinal de entrada,  $\theta_e$ , e as correntes  $i_{\alpha inv}$  e  $i_{\beta inv}$  determinadas pelo sistema de controlo.

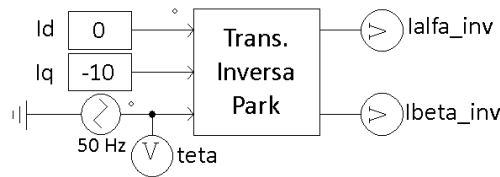


Figura 3.12 – Circuito de teste da transformada inversa de Park.

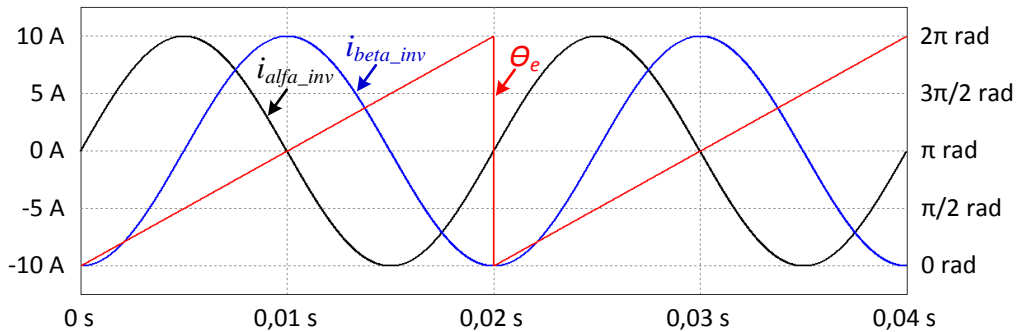


Figura 3.13 – Sinal  $\theta_e$  inserido no bloco “Trans. Inversa Park” e as correntes  $i_{\alpha inv}$  e  $i_{\beta inv}$ .

É possível verificar pela Figura 3.13 que a transformada inversa de Park foi bem efetuada, pois a amplitude, frequência e desfasamento dos sinais de saída estão de acordo com o esperado.

Assim, com as transformadas de Clarke, Park e inversa de Park validadas, pode-se avançar para o próximo passo do controlo FOC que consiste na técnica de modulação vetorial (SVPWM – *Space Vector Pulse Width Modulation*).

### 3.4. Validação da Técnica de Modulação SVPWM

A validação da técnica de modulação SVPWM consiste em introduzir duas formas de onda sinusoidais com uma frequência de 50 Hz, desfasadas de  $90^\circ$  e com uma amplitude de 100 V, simulando os sinais do controlo FOC  $v_{\alpha}$  e  $v_{\beta}$ . Na Figura 3.14 é apresentado o modelo de simulação utilizado para validar o SVPWM. A frequência de amostragem utilizada é igual a 20 kHz, como será efetuado na implementação prática.

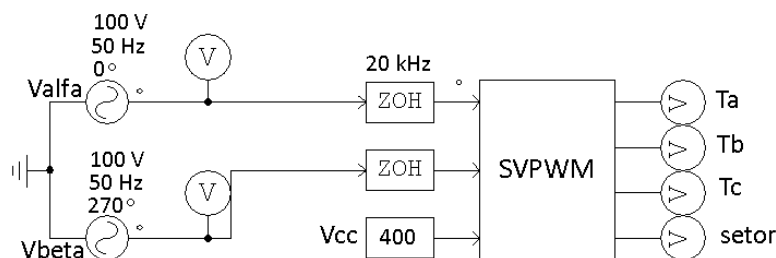


Figura 3.14 – Modelo de simulação da técnica de modulação SVPWM.

O bloco “SVPWM” tem quatro sinais de saída, sendo que  $t_a$ ,  $t_b$  e  $t_c$  correspondem aos três sinais que são posteriormente comparados com uma onda triangular. Esta onda triangular tem uma frequência de 8 kHz (frequência de comutação), onde o valor mínimo da onda triangular é zero e o seu valor máximo é igual a metade do período de comutação. O resultado das comparações dos sinais  $t_a$ ,  $t_b$  e  $t_c$  com a onda triangular dão origem aos sinais de PWM que são fornecidos às *gates* dos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) do inversor trifásico do sistema. O quarto sinal de saída do bloco “SVPWM”, denominado de *setor*, é utilizado para confirmar se a técnica está a ser corretamente efetuada. Na Figura 3.15 são apresentadas as tensões  $v_{\alpha}$  e  $v_{\beta}$ , que têm uma frequência igual a 50 Hz, uma amplitude de 100 V e 90° de defasamento.

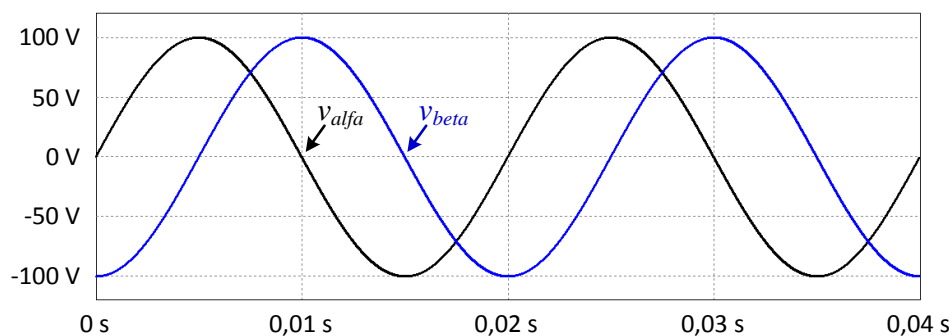


Figura 3.15 – Sinais de entrada  $v_{\alpha}$  e  $v_{\beta}$  do bloco que efetua o SVPWM.

O sinal de saída *setor* é apresentado na Figura 3.16 e através do sistema de equações (2.4), é possível confirmar a determinação correta do setor em que se situa o vetor  $V_{ref}$  (vetor da tensão de referência no sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ ).

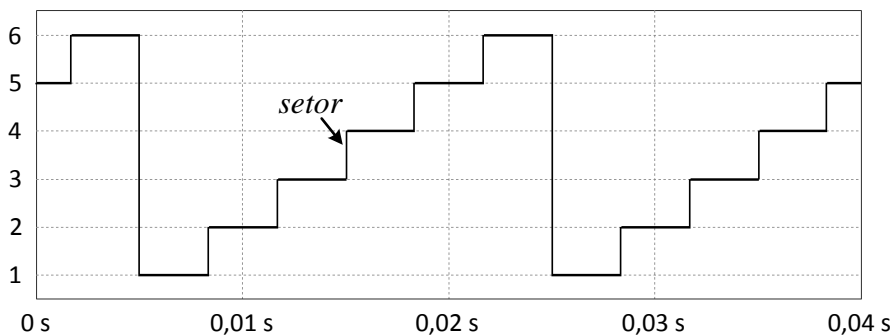


Figura 3.16 – Setor determinado na técnica de modulação SVPWM.

Os sinais  $t_a$ ,  $t_b$  e  $t_c$  determinados no bloco que efetua o SVPWM são apresentados na Figura 3.17. Estes três sinais são equivalentes às tensões de fase que o inversor trifásico produz, mais precisamente, são os sinais de comando para os semicondutores superiores de cada braço do inversor. Sendo assim, é possível verificar que as tensões de fase que serão aplicadas ao motor não são sinusoidais, devido à existência de uma harmónica com uma frequência três vezes superior à nominal. Porém, como o elemento

de potência ao qual as tensões são aplicadas é um motor trifásico, as tensões que são aplicadas aos enrolamentos do motor são as tensões compostas. Isto faz com que o terceiro harmónico seja eliminado e que as formas de onda das tensões de alimentação do motor sejam sinusoidais e com frequência nominal igual a 50 Hz. Assim, as correntes de fase do motor são sinusoidais e com uma frequência de 50 Hz.

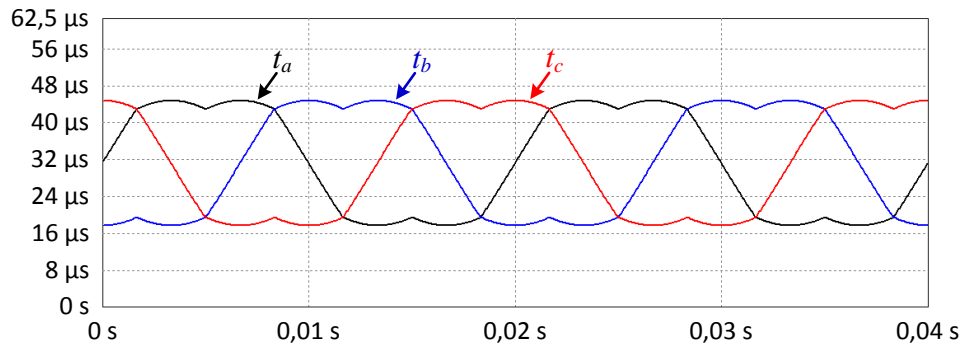


Figura 3.17 – Sinais de comando  $t_a$ ,  $t_b$  e  $t_c$  resultantes da técnica de modulação SVPWM.

Assim, é possível afirmar que a técnica de comutação SVPWM foi validada e pode-se assim, prosseguir para a simulação do método de controlo FOC.

### 3.5. Controlador FOC

Validados os parâmetros do motor, as transformadas necessárias no método de controlo FOC (*Field Oriented Control*), bem como a técnica de modulação SVPWM, é possível simular o sistema de controlo juntamente com o sistema de potência. Na Figura 3.18 é apresentado o modelo de simulação do sistema de controlo do Controlador do motor PMSM, implementado com base na estratégia de controlo FOC apresentada no item 2.5.2.

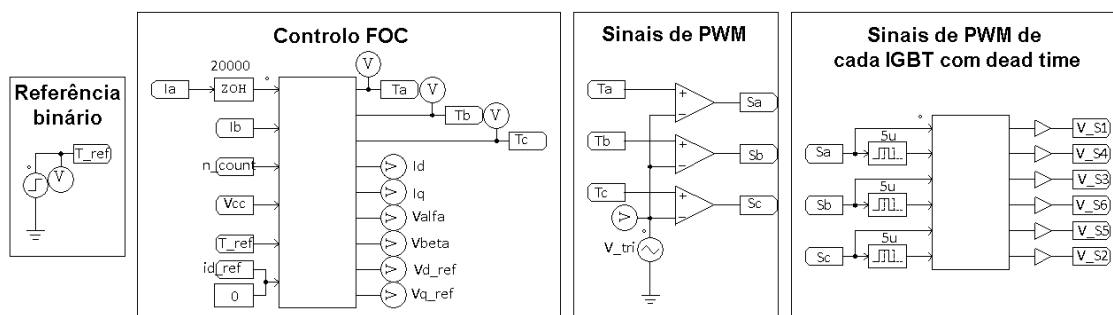


Figura 3.18 – Modelo de simulação do sistema de controlo do Controlador do motor PMSM no PSIM.

Uma vez que esta Dissertação tem como objetivo controlar um motor eléctrico que estará inserido num veículo eléctrico, foi necessário modificar a variável de entrada do diagrama de blocos relativo ao método de controlo FOC convencional (apresentado na Figura 2.22). Ou seja, como no caso de um veículo eléctrico o acelerador representa o



binário requerido e não a velocidade pretendida, procedeu-se à eliminação do primeiro controlador PI da malha de alimentação da velocidade, que foi substituído por uma constante de multiplicação “K”. Assim, o diagrama de blocos do método de controlo FOC utilizado é apresentado na Figura 3.19.

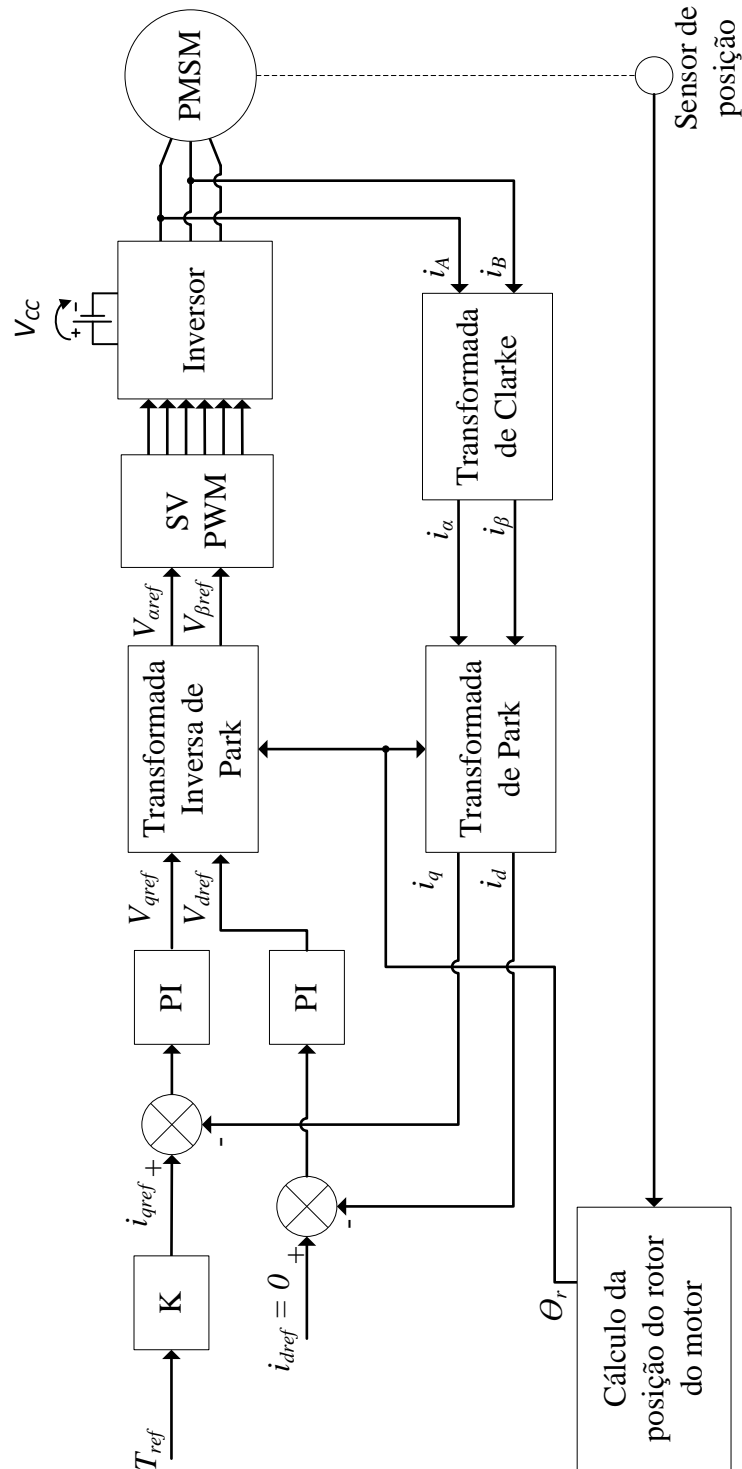


Figura 3.19 – Diagrama de blocos do método de controlo FOC utilizado nesta Dissertação com a variável de entrada em binário.

Assim, no modelo de simulação apresentado na Figura 3.18, a “Referência de binário” representa o acelerador que vai estar inserido no carro elétrico e varia de 0 N.m

a 66 N.m. No bloco “*Controlo FOC*” são efetuados todos os cálculos referentes a este método de controlo, tais como, as transformadas de Clarke e Park, os controladores Proporcionais-Integrais, a transformada inversa de Park e, por fim, a técnica de modulação SVPWM.

Os dois blocos seguintes referem-se à geração dos sinais PWM para fornecer à *gate* de cada IGBT do inversor trifásico. O bloco “*Sinais de PWM*”, transforma os três sinais  $t_a$ ,  $t_b$  e  $t_c$  em três sinais PWM ( $s_a$ ,  $s_b$  e  $s_c$ ). O segundo bloco tem a função de gerar os sinais que serão aplicados às *gates* dos IGBTs de cada braço. Este bloco tem também a função de efetuar um *deadtime* de 5  $\mu$ s a todos os sinais PWM ( $V_{S1}$  a  $V_{S6}$ ).

Na Figura 3.20 são apresentas as formas de onda dos sinais PWM  $V_{S1}$  e  $V_{S4}$ , que são aplicados à *gate* dos IGBTs da fase A do inversor trifásico, onde o valor do *deadtime* utilizado é igual a 5  $\mu$ s uma vez que este é o valor usado na implementação prática do sistema.

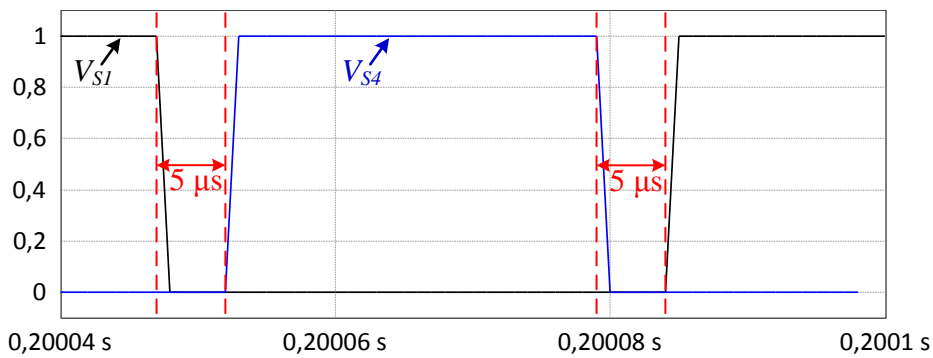


Figura 3.20 – Sinais de *gate* com *deadtime* de 5  $\mu$ s.

Na Figura 3.21 é apresentado o modelo de simulação do sistema de acionamento do PMSM, efetuada no software *PSIM*. O bloco “*Fonte de alimentação e inversor trifásico*” consiste numa fonte de alimentação contínua de 168 V, pois este é o valor utilizado na implementação prática desta Dissertação. No mesmo bloco é também inserido o inversor trifásico de três braços, onde os sinais PWM gerados pelo sistema de controlo,  $V_{S1}$  a  $V_{S6}$ , são aplicados à *gate* do IGBT correspondente.

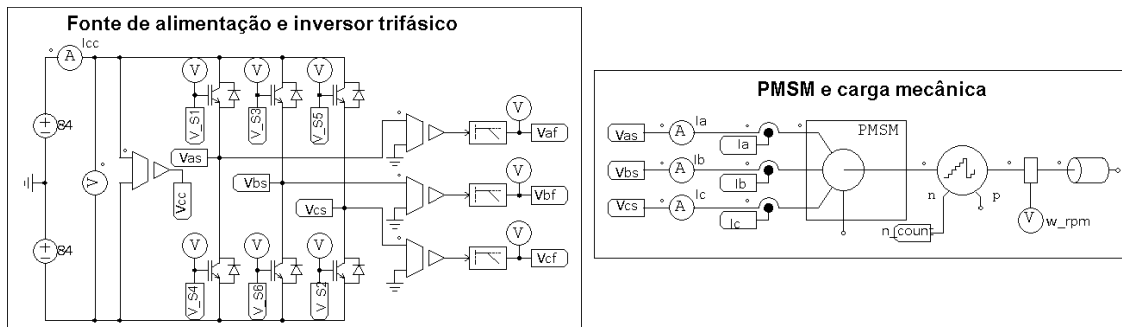


Figura 3.21 – Modelo de simulação do sistema de acionamento do Controlador do motor PMSM no *PSIM*.

O bloco “PMSM e carga mecânica” é constituído pelo motor a ser controlado (PMSM com os parâmetros validados no item 3.2), por um sensor de posição (sensor absoluto de 11 bits de resolução) e pela carga mecânica que está acoplada ao eixo do PMSM. O valor do binário produzido pelo PMSM utilizado nas simulações efetuadas nos itens seguintes rege-se pela equação (3.3), onde  $B$  é o coeficiente de atrito e  $\omega$  é a velocidade angular do motor em radianos por segundo [40].

$$T = T_{carga} + B\omega_{rad/s} + I \frac{d\omega}{dt} \quad (3.3)$$

De seguida são apresentados dois cenários diferentes de atuação do Controlador do PMSM para que se possa validar o sistema simulado. O primeiro caso consiste no motor a operar em vazio e o segundo caso consiste no motor a operar acoplado a uma carga mecânica de 47,7 N.m.

### 3.5.1. Simulação do Controlo FOC em Vazio

A simulação do sistema de controlo FOC foi realizada usando uma carga mecânica com um binário resistente de 0 N.m, conseguindo assim simular o funcionamento do motor em vazio (sem carga acoplada ao seu eixo). Foi aplicado um binário de referência,  $T_{ref}$ , igual a 7 N.m desde o instante de tempo 0,05 s até ao instante 1 s, sendo que no restante período de tempo,  $T_{ref}$  é nulo. O valor de 7 N.m foi utilizado de forma que o sistema fosse capaz de arrancar e, assim, conseguisse superar o valor de binário proveniente do momento angular inicial do motor.

Na Figura 3.22 é apresentada a forma de onda do binário do PMSM,  $T$ , em vazio relativamente ao seu binário de referência,  $T_{ref}$ .

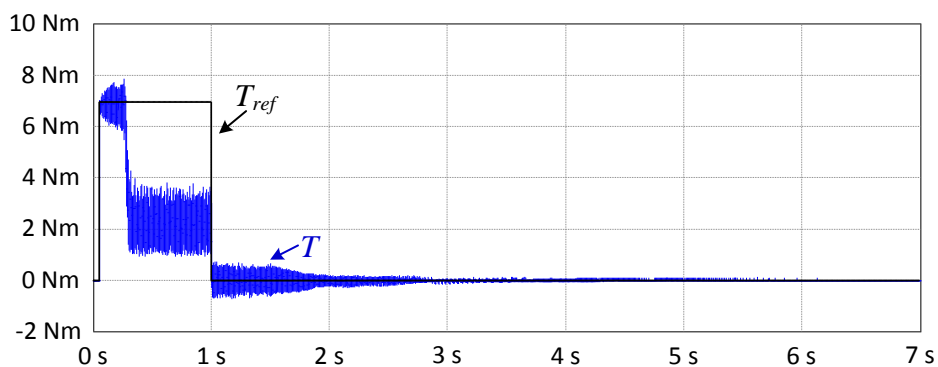


Figura 3.22 – Binário de referência e binário produzido pelo motor em vazio.

Analisando as formas de onda de  $T$  e  $T_{ref}$  verifica-se que  $T$  segue a sua referência até a um instante de tempo em que diminui o seu valor para cerca de 3 N.m. Isto acontece neste instante porque a aceleração angular do motor começa a tender para zero e, conseqüentemente, o momento angular também. Assim, a componente da

equação (3.3) que depende do momento angular fica igual a zero, fazendo com que o binário produzido pelo PMSM dependa apenas do binário resistente (proveniente das forças de atrito do sistema). A partir dos 1 segundos,  $T_{ref}$  toma o valor de zero e  $T$  oscila em torno deste valor até que, aproximadamente aos 6 segundos, se iguala ao valor de  $T_{ref}$  e permanece com valor nulo.

Na Figura 3.23 estão apresentadas as formas de onda dos sinais de controlo  $i_{qref}$  e  $i_q$ , onde  $i_{qref}$  (proporcional ao sinal de entrada  $T_{ref}$ ) é a referência da corrente  $i_q$ .

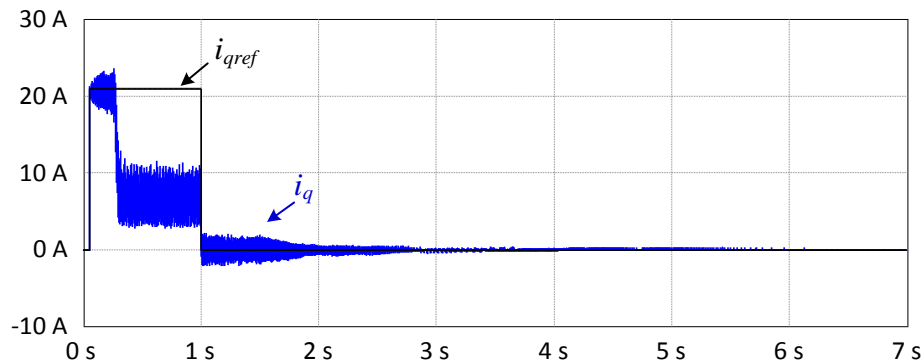


Figura 3.23 – Formas de onda de  $i_q$  e  $i_{qref}$  com o motor a operar em vazio.

É possível verificar que a corrente  $i_q$  tem um comportamento semelhante ao do binário produzido pelo motor, e por isso conclui-se que  $T$  é diretamente proporcional à corrente  $i_q$ .

Na Figura 3.24 é apresentada a evolução da velocidade de rotação do motor,  $n$ .

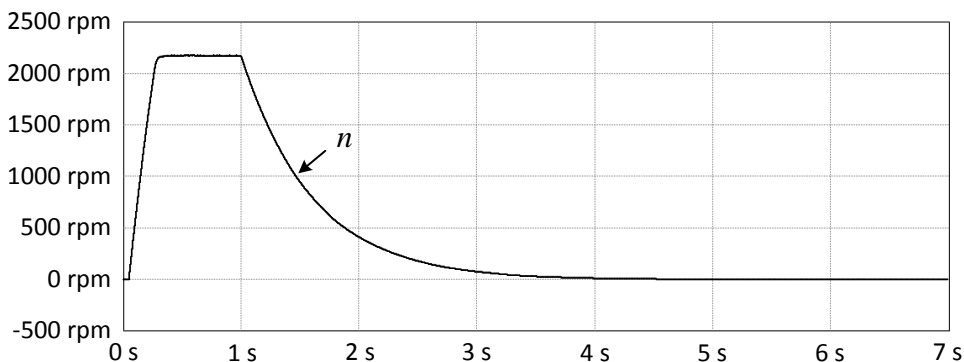


Figura 3.24 – Velocidade de rotação do motor em vazio.

A velocidade de rotação,  $n$ , atinge o seu regime permanente aproximadamente aos 0,2 s, e por isso pode-se constatar que  $n$  reage muito rapidamente.

Analisando as tensões compostas aplicadas ao motor verificou-se que existe uma relação direta de proporcionalidade entre a amplitude destas e a velocidade do motor. Por sua vez verificou-se que a amplitude das correntes do motor é diretamente proporcional ao binário produzido pelo mesmo, uma vez que as correntes têm o seu valor máximo durante o arranque, diminuindo o seu valor em regime permanente.

Na Figura 3.25 são apresentadas as tensões  $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  e  $v_{CA}$  em conjunto com as correntes de fase  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$ , quando o motor se encontra no seu regime permanente. À esquerda encontra-se a escala de tensão e à direita a escala de corrente.

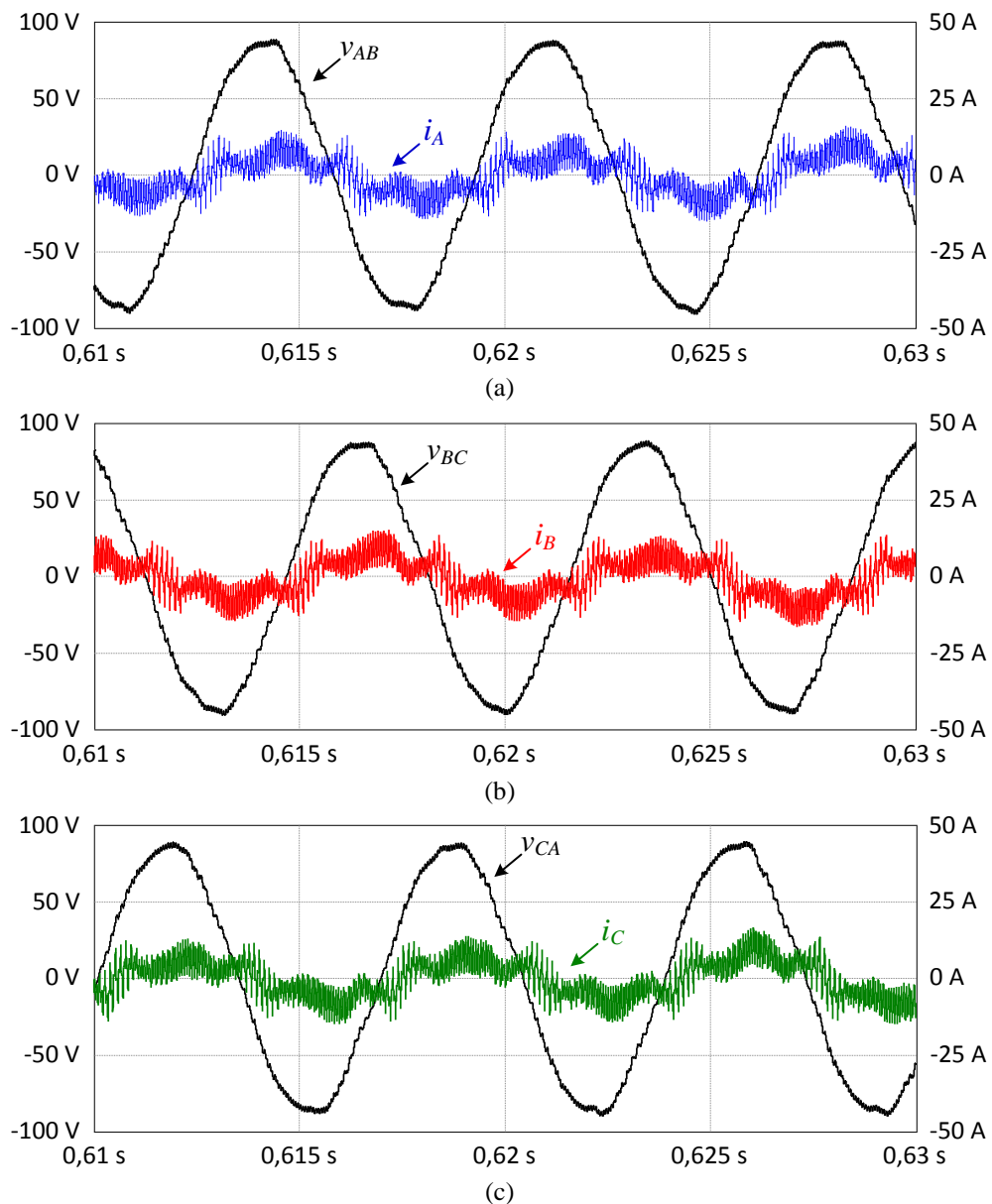


Figura 3.25 – Tensões compostas e correntes de fase do motor a operar em vazio:  
(a)  $v_{AB}$  e  $i_A$ ; (b)  $v_{BC}$  e  $i_B$ ; (c)  $v_{CA}$  e  $i_C$ .

Analisando as tensões aplicadas ao motor em regime permanente, constata-se que estas estão desfasadas de  $120^\circ$  umas das outras, onde o seu valor eficaz é igual a 62,5 V. A forma de onda que estas produzem é sinusoidal, embora que com alguma distorção harmónica. As correntes de fase do motor têm um valor eficaz de 5,9 A, verificando-se muito conteúdo harmónico nas suas formas de onda.

Na Figura 3.26 são apresentadas as formas de onda da variável  $t_a$  e da corrente da fase A do motor quando opera em vazio, por forma a verificar o desfasamento que existe

entre elas. As duas formas de onda foram sujeitas a um filtro passa-baixo de segunda ordem, com frequência de corte igual a 2000 Hz, de forma que o desfasamento entre as duas seja perceptível e possibilite a sua análise. A variável  $t_a$  é apresentada sem o seu valor médio contínuo (equivalente ao acoplamento CA nos canais de um osciloscópio) para que a análise das formas de onda apresentadas seja mais intuitiva.

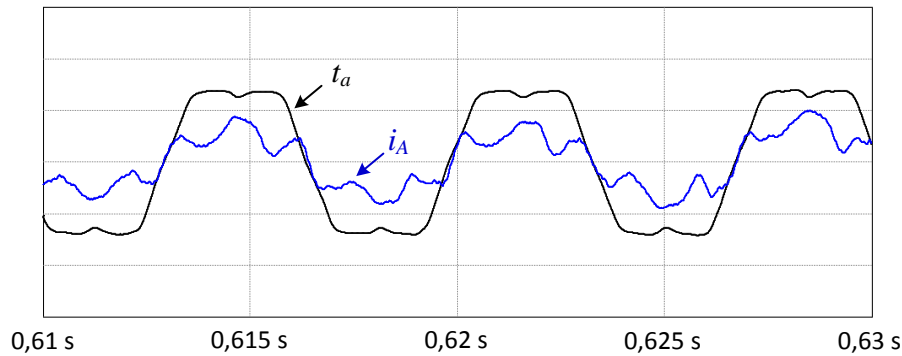


Figura 3.26 – Desfasamento entre a variável  $t_a$  e corrente da fase A com o motor em vazio.

Analisando o desfasamento que existe entre  $t_a$  e  $i_A$  verifica-se que a corrente de fase do motor tem um desfasamento nulo em relação à sua tensão, uma vez que a tensão da fase A,  $v_A$ , está sempre em fase com a respetiva variável de comando,  $t_a$ .

Esta situação (desfasamento nulo) é causada porque o desfasamento entre as tensões e correntes no motor é diretamente proporcional ao binário resistente requerido pela carga, ou seja, como a carga acoplada ao motor neste caso tem valor nulo, o desfasamento também é praticamente nulo.

### 3.5.2. Simulação do Controlo FOC com Carga de 47,7 N.m

O sistema foi simulado com uma carga mecânica de 47,7 N.m para que fosse possível analisar o comportamento do mesmo a operar com a sua carga nominal acoplada ao eixo. Na Figura 3.27 encontram-se apresentadas as formas de onda do binário produzido pelo PMSM,  $T$ , bem como a referência dada ao sistema,  $T_{ref}$ , que consiste num degrau com amplitude de 66 N.m com duração de 0,45 segundos.

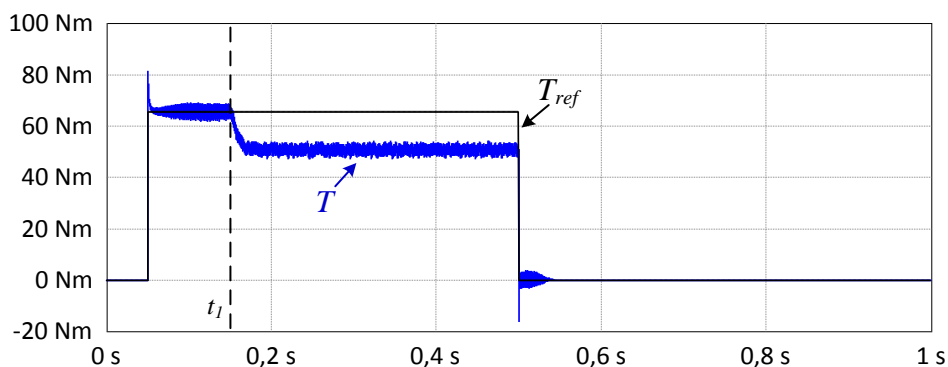


Figura 3.27 – Binário produzido pelo motor a operar com uma carga de 47,7 N.m.

Como se pode verificar o binário do PMSM segue a sua referência de 66 N.m apenas entre os 0,05 s e o instante de tempo  $t_l$  pois, durante este período de tempo, o motor tem como carga total, a soma do binário da carga acoplada (47,7 N.m) com a componente afetada pelo momento angular e, por último, com binário resistente do sistema. Depois deste período de tempo, o valor do binário produzido é definido apenas pela carga que está acoplada ao seu eixo e pelo binário resistente, razão pela qual  $T$  tende para um valor de aproximadamente 53,8 N.m. A partir do instante em que  $T_{ref}$  toma o valor de zero  $T$  segue a sua referência, embora que a oscilar em torno de zero até que o motor pare de rodar.

Na Figura 3.28 são apresentadas a formas de onda da corrente  $i_q$ , bem como da sua referência,  $i_{qref}$ , que é diretamente proporcional a  $T_{ref}$ .

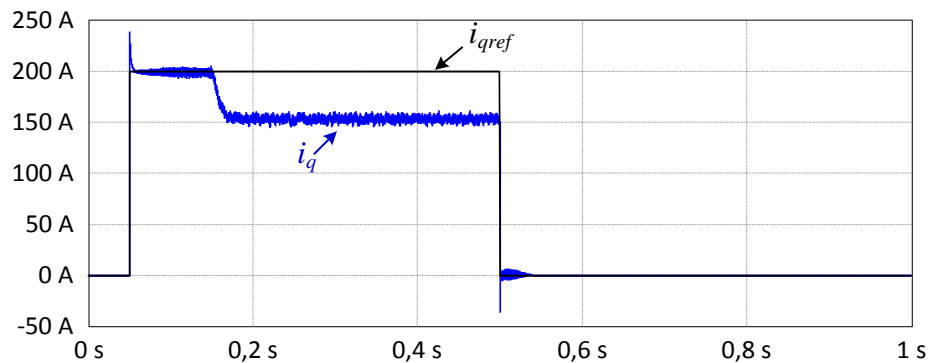


Figura 3.28 – Valor de  $i_q$  com o motor a operar uma carga de 47,7 N.m.

A forma de onda da variável  $i_q$ , como se pode comprovar comparando a Figura 3.27 e a Figura 3.28, é diretamente proporcional ao binário produzido pelo PMSM, isto comprova o que foi explicado no ponto 2.5.2, onde refere que a corrente  $i_q$  é responsável pela variação do binário do motor.

Na Figura 3.29 é apresentada a forma de onda da velocidade de rotação do motor a operar com uma carga de 47,7 N.m.

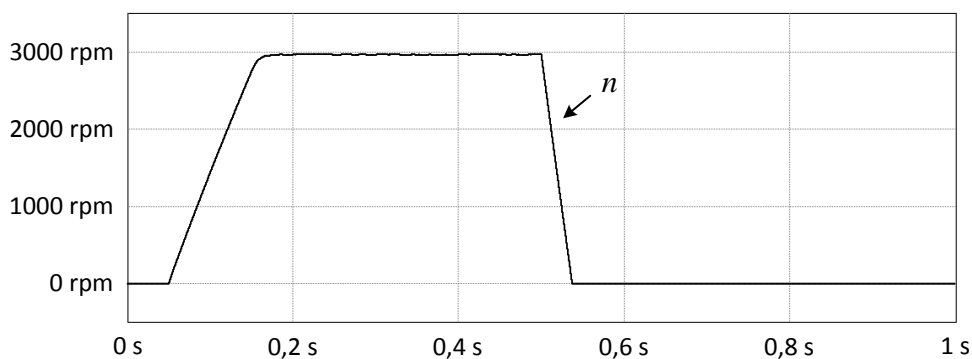


Figura 3.29 – Velocidade de rotação do motor a operar com uma carga de 47,7 N.m.

Analisando a velocidade de rotação do motor constata-se que o motor quando acoplado a uma carga de 47,7 N.m, atinge uma velocidade de 2970 rpm em aproximadamente 0,1 s, não apresentando sobre-elongação. A partir deste momento,  $n$  permanece nesse valor, com uma oscilação máxima de 8 rpm, até ao instante que a referência de binário volta a ter valor nulo, resultando na diminuição da velocidade do motor até este parar.

Na Figura 3.30 são apresentadas as tensões  $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  e  $v_{CA}$  em conjunto com as correntes de fase  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$ , quando o motor se encontra no seu regime permanente e a operar em carga.

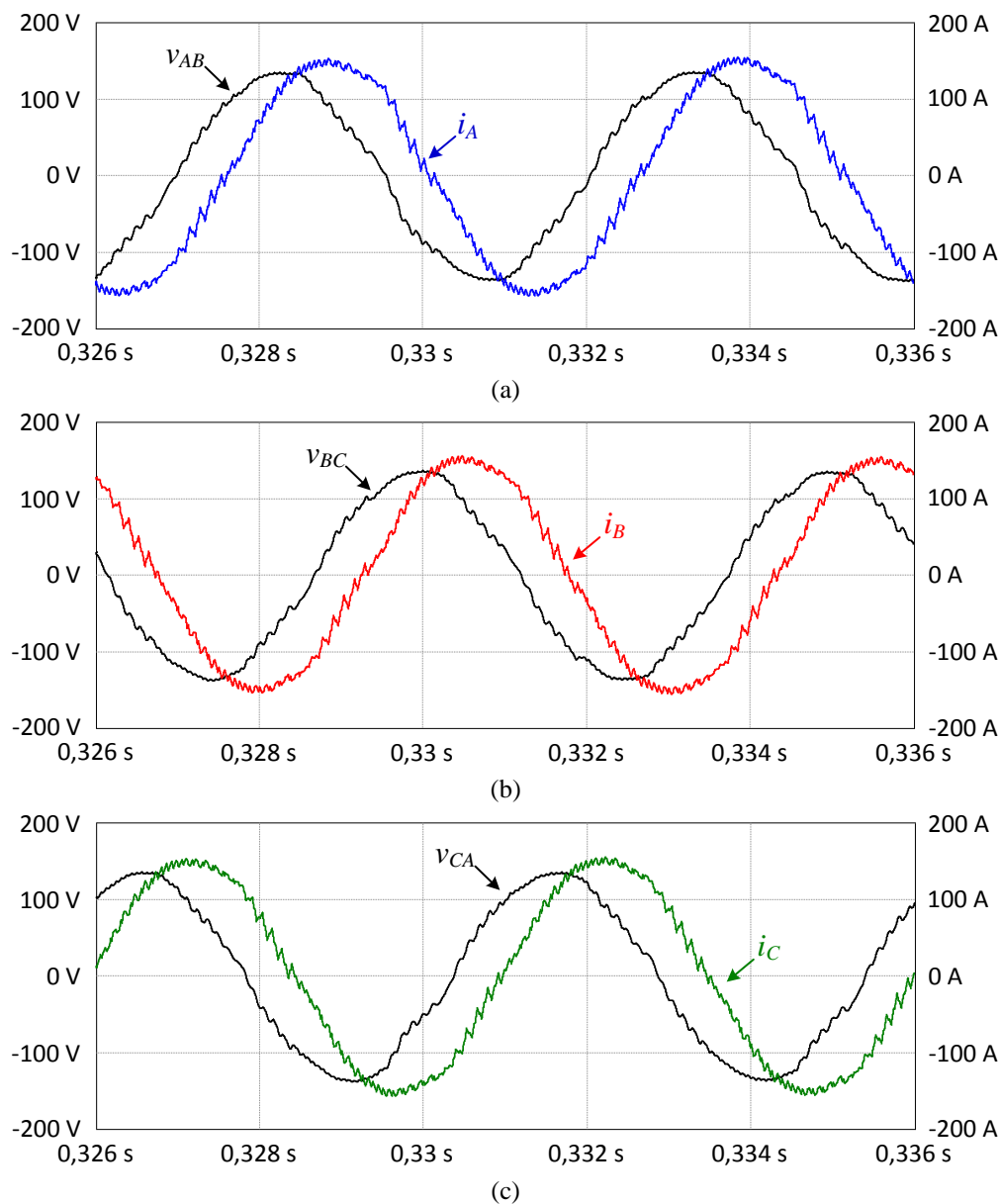


Figura 3.30 – Tensões compostas e correntes de fase do motor a operar com uma carga de 47,7 N.m:  
 (a)  $v_{AB}$  e  $i_A$ ; (b)  $v_{BC}$  e  $i_B$ ; (c)  $v_{CA}$  e  $i_C$ .



Analisando as tensões compostas e correntes do motor, constata-se que as tensões  $v_{AB}$ ,  $v_{BC}$  e  $v_{CA}$  têm um valor máximo de 137,8 V e as correntes  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$  têm um valor máximo 207,6 A (valor que se verifica no arranque do motor). É também possível verificar que as tensões são diretamente proporcionais à velocidade do motor, enquanto que as correntes são diretamente proporcionais ao binário do motor.

Utilizando a ferramenta de simulação do *PSIM* que permite efetuar o cálculo do valor eficaz, obtém-se que o valor eficaz das tensões e das correntes, em regime permanente, é aproximadamente igual a 95,3 V e 108,4 A, respetivamente.

O *ripple* presente nas correntes de fase do motor é provocado pela conjugação de três fatores inerentes do sistema: a frequência elétrica,  $f_e$ , que é aproximadamente igual a 200 Hz; a frequência de comutação,  $f_c$ , igual a 8 kHz; e o valor eficaz das correntes do motor ser muito elevado. Uma das razões para serem bem visíveis as comutações do sistema nas correntes consumidas deve-se ao facto de que, num ciclo de 200 Hz o Controlador apenas comuta 40 vezes ( $f_c / f_e$ ) o seu estado, não tendo possibilidade de responder rapidamente face às variações ocorridas nas variáveis do sistema.

Na Figura 3.31 são apresentadas as formas de onda da variável  $t_a$  e da corrente de fase  $i_A$ , com o objetivo de analisar o efeito provocado pela carga de 47,7 N.m no desfasamento entre as tensões e correntes de fase do motor. Para que se possam retirar conclusões verdadeiras acerca do desfasamento entre as duas formas de onda, é necessário aplicar o mesmo filtro passa-baixo para as duas, com uma frequência de corte de 2000 Hz. A variável  $t_a$  é apresentada sem o seu valor médio contínuo (equivalente ao acoplamento CA nos canais de um osciloscópio) de forma a que a análise das formas de onda apresentadas possa ser mais intuitiva.

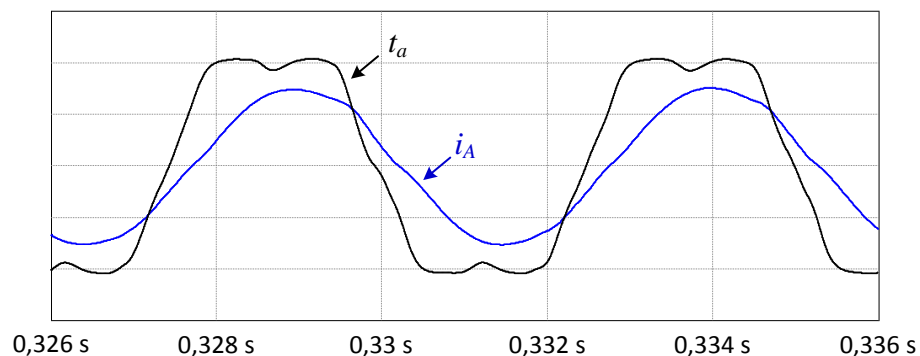


Figura 3.31 – Desfasamento entre a variável  $t_a$  e corrente da fase A com o motor em carga (47,7 N.m).

Analisando o desfasamento que existe entre  $t_a$  e  $i_A$ , verifica-se que a corrente de fase do motor tem um desfasamento (a uma velocidade de 2790 rpm) aproximadamente igual a  $24^\circ$  em relação à sua tensão, uma vez que a tensão da fase A,  $v_A$ , está sempre em fase com a sua variável de comando  $t_a$ .

### 3.6. Conclusões

Neste capítulo são apresentadas as simulações efetuadas ao Controlador do motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*), de forma a validar o correto funcionamento do mesmo. Este capítulo da Dissertação é essencial para a compreensão do Controlador implementado, uma vez que são apresentados todos os seus subsistemas e que, analisando os resultados obtidos em simulação, é possível apurar alguns dos problemas que ocorrem na implementação prática do trabalho.

São validados em primeiro lugar os parâmetros introduzidos no modelo do PMSM do software *PSIM*, comprovando que as tensões e correntes do motor, em condições nominais, estão de acordo com os dados apresentados no *datasheet* do motor *PMS-156 W* da *Perm Motor*. De seguida são validadas as transformadas de Clarke, Park e inversa de Park, admitindo sempre que o sistema que se está a simular é um sistema trifásico equilibrado sem neutro. É também validada a técnica de modulação vetorial (SVPWM – *Space Vector Pulse Width Modulation*), onde é verificada a correta determinação do valor das variáveis de comando, nomeadamente as variáveis  $t_a$ ,  $t_b$  e  $t_c$ .

Por fim é validado o Controlador baseado no método de controlo FOC (*Field Oriented Control*) para duas situações diferentes, uma com o motor a operar em vazio e outra com o motor a operar com uma carga de 47,7 N.m, onde se verificou que o Controlador reage bastante rápido às mudanças no binário de referência (regime transiente), bem como que acompanha a sua variável de referência em regime permanente.

# CAPÍTULO 4

## Desenvolvimento do Controlador do Motor Síncrono de Fluxo Axial

### 4.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento do Controlador do motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*).

Em primeiro lugar é apresentado o sistema de controlo com recurso a fluxogramas de modo a explicar o seu comportamento. Seguidamente são apresentados os elementos necessários para a implementação do controlo, tais como o DSP (*Digital Signal Processor*), os sensores, o condicionamento dos sinais e, por fim, o circuito de comando.

Em seguida é explicado o sistema de acionamento do PMSM, onde são apresentados os componentes que constituem o inversor trifásico do tipo VSI (*Voltage Source Inverter* – Inversor Fonte de Tensão), as fontes de tensão utilizadas, bem como as proteções implementadas com a função de prevenir que os elementos de potência não sejam danificados pelo aumento do valor da tensão do barramento de corrente contínua (CC) acima do valor permitido. Por fim, é apresentado o motor PMSM utilizado na implementação desta Dissertação, assim como os dispositivos do Controlador que fazem a interface com utilizador.

### 4.2. Sistema de Controlo

O sistema de controlo implementado nesta Dissertação tem por base a máquina de estados apresentada na Figura 4.1. No início são efetuadas as configurações e inicializações do Controlador e, posteriormente, o sistema fica no estado “*idle*” à espera que alguma interrupção seja ativada ou que o método de controlo por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*) seja processado.

O sistema de controlo possui três interrupções: (i) a interrupção do temporizador zero, com a função de iniciar a leitura do conversor analógico-digital (ADC – *Analog to Digital Converter*) bem como iniciar a leitura da posição do motor; (ii) a interrupção do ADC que indica o final da conversão dos canais a ler; (iii) a interrupção que indica que

a leitura da posição do rotor foi concluída. As variáveis de controlo  $T0\_F$ ,  $ADC\_F$  e  $POS\_F$  representam as variáveis que são ativadas quando a interrupção correspondente é despoletada.

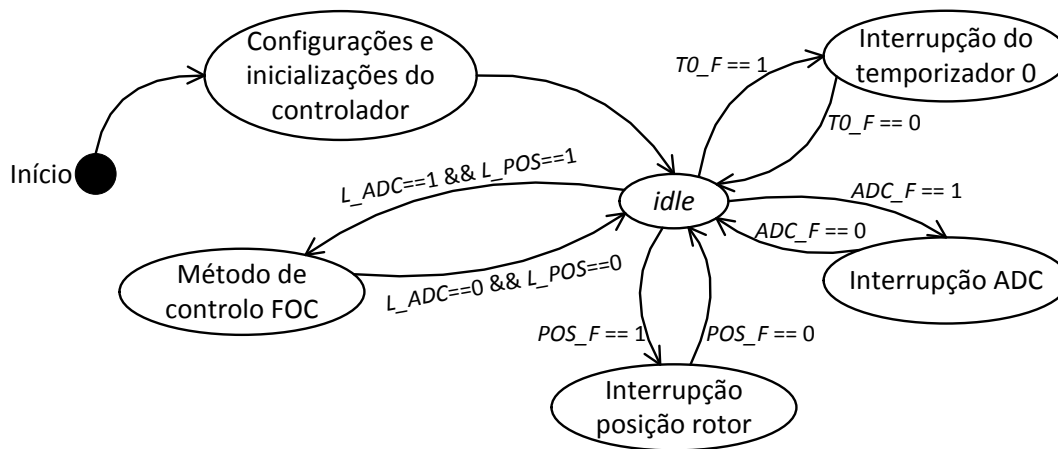


Figura 4.1 – Máquina de estados do sistema de controlo.

As variáveis  $L\_ADC$  e  $L\_POS$  são variáveis auxiliares que indicam que a leitura dos canais do ADC e da posição do rotor foram efetuadas. Estas são usadas para garantir que os cálculos do método de controlo FOC apenas são efetuados quando os valores das variáveis dos sensores são atualizados. Na Figura 4.2 é apresentado o fluxograma estado “*Configuração e inicialização do Controlador*” do Controlador.

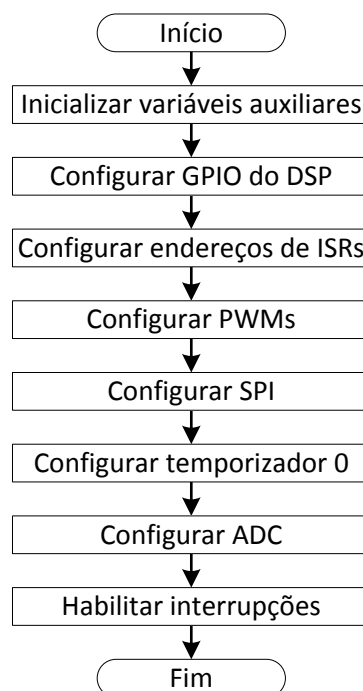


Figura 4.2 – Fluxograma das configurações e inicializações do Controlador.

Neste estado são declaradas e inicializadas todas as variáveis necessárias no sistema de controlo, como por exemplo, a configuração das variáveis que contêm os

valores dos sensores e a inicialização dos valores de comparação dos sinais PWM (*Pulse Width Modulation*) com valor nulo.

De seguida são configurados os GPIOs (*General Purpose Input/Output* – Entradas ou Saídas de Propósito Geral), definindo-os como entradas ou saídas. Nesta etapa é também definida a função que estes têm, isto é, se são meramente pinos de entrada/saída ou se estão conectados a algum módulo interno do DSP.

Posteriormente são configurados os endereços das rotinas de serviço à interrupção (ISR – *Interrupt Service Routine*) no vetor de endereços das ISR, ou seja, associa-se o valor que está no vetor de interrupções ao endereço da rotina que se pretende executar quando uma dada interrupção ocorre.

A configuração dos sinais PWM consiste em definir a frequência de comutação pretendida (que neste caso é igual a 8 kHz), definir que as duas saídas de cada canal PWM são complementares e definir o *deadtime* de 5  $\mu$ s para os sinais PWM gerados.

A configuração do protocolo de comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface* – Interface Série de Periféricos) consiste em definir a frequência utilizada na comunicação entre o DSP e o sensor de posição do rotor. Adicionalmente, configura-se a interrupção que é despoletada quando um novo valor é recebido no *buffer* de leitura deste protocolo.

O temporizador zero tem como objetivo iniciar a leitura dos canais do ADC e a leitura do sensor de posição do rotor. Este temporizador é configurado para efetuar essas duas ações a uma frequência de 20 kHz (frequência de amostragem).

É utilizada uma interrupção externa para receber o sinal do ADC externo quando este acaba de efetuar a conversão de todos os sinais analógicos para valores digitais e está pronto para enviar esses mesmos valores para o DSP.

Por fim é necessário habilitar as três interrupções que foram configuradas anteriormente e, posteriormente, o sistema comuta automaticamente para o estado “*idle*”, onde fica à espera que as interrupções sejam despoletadas.

Visto que a leitura do sensor de posição é efetuada mais rapidamente que a leitura dos sinais do ADC, a interrupção que é executada em primeiro lugar é a da comunicação SPI, ou seja, do sensor de posição.

Na Figura 4.3 é apresentado o fluxograma da interrupção da comunicação SPI. As ações que são efetuadas nesta interrupção são a receção do *buffer* de leitura do respetivo protocolo, determinando em seguida o valor da posição do rotor,  $\theta_{mec}$ , em radianos. A última ação desta rotina é colocar a variável de controlo  $L\_POS$  com o valor de 1, indicando que a leitura da posição do motor foi efetuada com sucesso.

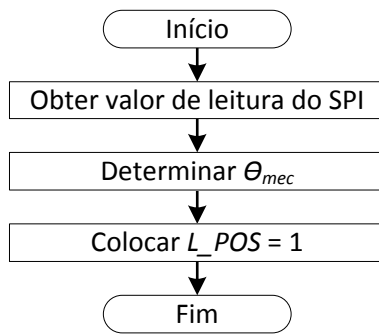


Figura 4.3 – Fluxograma da interrupção da comunicação SPI (leitura do sensor de posição do rotor).

Depois de obter o valor de  $\theta_{mec}$  é necessário obter o valor dos sensores restantes, nomeadamente dos sensores de tensão, corrente e da posição do acelerador. Como tal, na Figura 4.4 é apresentado o fluxograma da interrupção da leitura do ADC externo, ou seja, da interrupção externa.

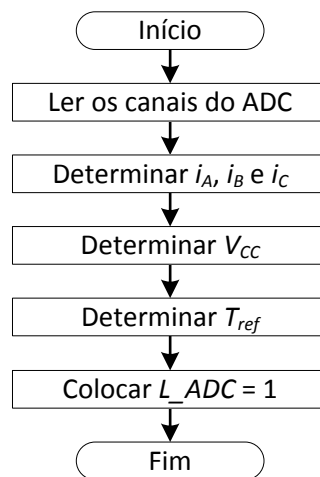


Figura 4.4 – Fluxograma da interrupção externa (leitura dos canais do ADC externo).

A rotina que é executada quando ocorre a interrupção externa consiste na leitura dos valores digitais dos canais do ADC, no cálculo do valor das correntes  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_C$ , do valor da tensão do barramento CC,  $V_{CC}$ , e do valor do binário de referência,  $T_{ref}$ , pretendido pelo utilizador. No final da interrupção é necessário colocar a variável controlo  $L\_ADC$  com o valor de 1 para indicar que a leitura dos canais do ADC foi efetuada com sucesso e que os valores dos sensores, necessários ao algoritmo de controlo FOC, foram atualizados.

Quando os valores dos sensores se encontram todos atualizados, as duas variáveis de controlo  $L\_ADC$  e  $L\_POS$  têm o seu valor igual a 1. Assim, a condição que é verificada na transição do estado “idle” para o estado “Método de controlo FOC” é verdadeira, ou seja, os novos valores de comparação  $t_a$ ,  $t_b$  e  $t_c$  podem ser calculados, tal como apresentado no fluxograma presente na Figura 4.5.

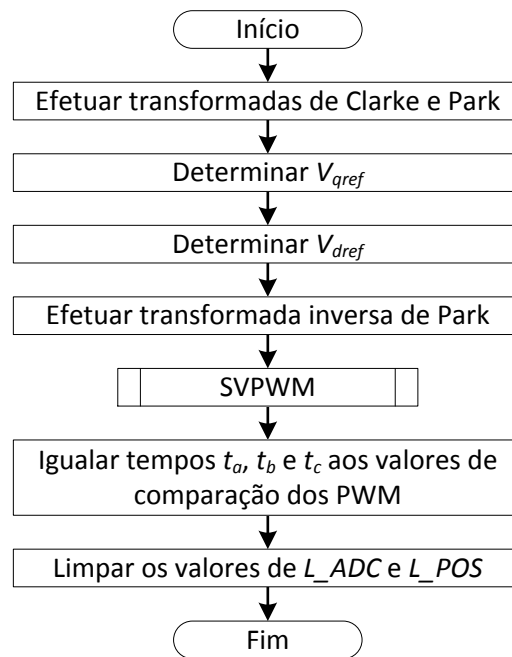


Figura 4.5 – Fluxograma do método de controlo FOC.

Para se efetuar o cálculo dos novos valores de comparação é necessário realizar as transformadas de Clarke e Park, obter o valor de  $V_{dref}$  e  $V_{qref}$ , efetuar a transformada inversa de Park e por fim executar a técnica de modulação SVPWM. A última etapa deste estado consiste em limpar os valores das variáveis  $L\_ADC$  e de  $L\_POS$ , isto é, colocar estas variáveis com um valor nulo.

Nos itens seguintes encontra-se descrita a forma de como foram implementados os diferentes sistemas, tais como os sensores utilizados, o sistema de comando, bem como a plataforma de desenvolvimento utilizada.

#### 4.2.1. DSP (*Digital Signal Processor*)

A plataforma de desenvolvimento selecionada para implementar a máquina de estados e os fluxogramas acima apresentados foi o DSP *TMS320F28335* da *Texas Instruments* (TI). Este DSP de 32 bits tem um cristal de 150 MHz e é otimizado para realizar operações com variáveis de vírgula flutuante que exigem uma grande capacidade de processamento.

Os periféricos disponíveis no DSP passíveis de serem utilizados na implementação desta Dissertação são [41]:

- 3 temporizadores de 32 bits;
- 1 módulo de comunicação SPI;
- 16 canais de ADC com resolução de 12 bits;
- 88 GPIOs, dos quais 64 podem ser conectados a uma de 8 interrupções externas;
- 18 saídas de sinais PWM.

Na Figura 4.6 é apresentado o DSP utilizado e a “*Docking station*” que contém o programador USB JTAG e que permite fazer o *debug* do código implementado.

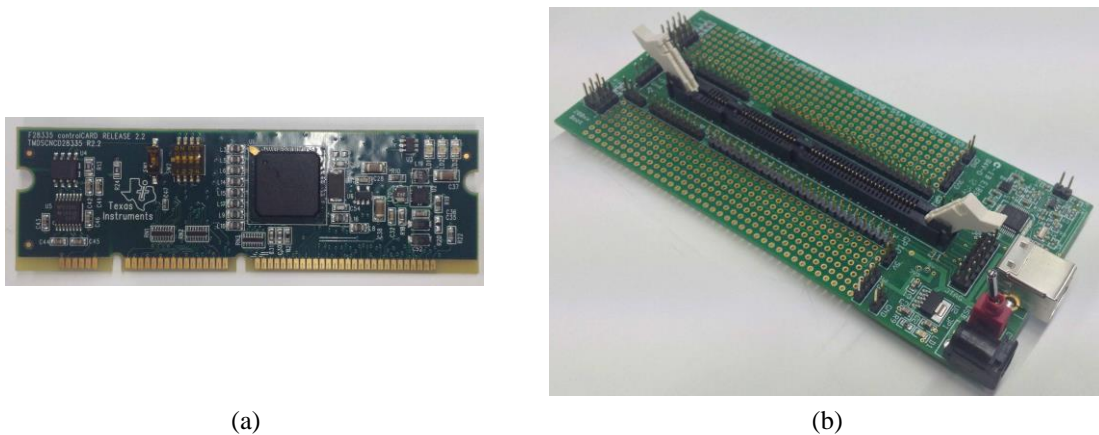


Figura 4.6 – (a) DSP *TMS320F28335*; (b) “*Docking station*” da *Texas Instruments*.

O GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia) desenvolveu um circuito que foi implementado numa placa de circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*) para que fosse possível aceder aos pinos de cada módulo do DSP de uma forma mais simplificada, como por exemplo, colocar as saídas PWM em fichas *header* macho e a saída da comunicação SPI em fichas DB9 macho. Na Figura 4.7 é apresentada a PCB utilizada.

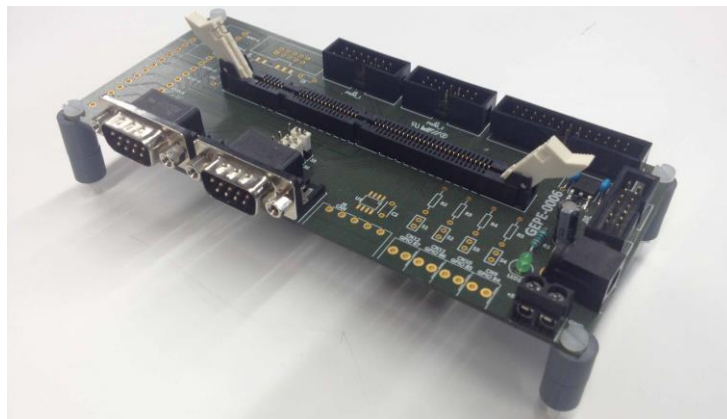


Figura 4.7 – PCB de interface com DSP.

De notar que para se efetuar o *debug* do código implementado no DSP, continua a ser necessária a utilização da “*Docking station*” da *Texas Instruments*.

### Ambiente Integrado de Desenvolvimento

O ambiente integrado de desenvolvimento (IDE – *Integrated Development Environment*) usado para codificar o controlo do motor, em linguagem *C*, foi o *Code Composer* da TI. Este foi o selecionado pois o compilador da TI gera código otimizado para os seus DSPs de forma a obter a melhor performance possível, permitindo assim,



haver um maior nível de abstração para o programador sem que a performance do sistema seja comprometida.

#### 4.2.2. Sensor de Tensão

O valor da tensão do barramento CC,  $V_{CC}$ , é necessário para implementar o controlo FOC (ver sistema de equações (2.25)). Para efetuar a sua medição foi selecionado um sensor de tensão de efeito *Hall*. Na Figura 4.8 apresenta-se o circuito utilizado para obter o valor de  $V_{CC}$ .

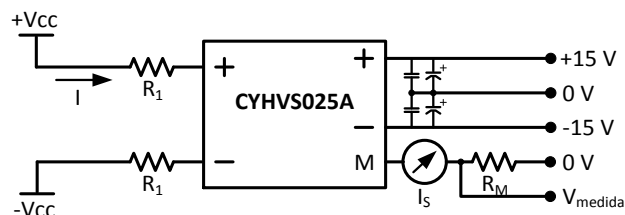


Figura 4.8 – Circuito utilizado para obter o valor da tensão do barramento CC.

O sensor utilizado é um o *CYHVS025A* da *Chen Yang* e foi selecionado pois preenche os requisitos necessários para esta aplicação. Este sensor pode medir tensões até 1000 V, a sua entrada é em corrente e tem uma relação de entrada/saída de corrente igual a 2500:1000. A corrente máxima de entrada é igual a  $\pm 10$  mA (RMS – *Root Mean Square* ou, em português, valor eficaz), a corrente de saída tem um valor máximo de  $\pm 25$  mA (RMS). A operar à temperatura ambiente ( $T_A$ ) de 25 °C tem um desvio no valor de medição feita de  $\pm 0,8\%$  e um desvio de linearidade inferior a 0,2% [42].

A resistência  $R_I$  (resistência de entrada do sensor) foi calculada de forma a que, com uma tensão no barramento CC de 400 V, a corrente de entrada no sensor seja igual a 10 mA. De acordo com as equações (4.1) e (4.2) a resistência  $R_I$  tem um valor de 20 k $\Omega$  e uma potência de 2 W.

$$R_I = \frac{V_{CC_{max}}}{2 I_{max}} = \frac{400}{2 \times 10m} = 20 \text{ k}\Omega \quad (4.1)$$

$$P_{R_I} = R_I I_{max}^2 = 20k \times (10m)^2 = 2 \text{ W} \quad (4.2)$$

O cálculo da resistência de medida  $R_M$  tem por base os mesmos pressupostos usados no cálculo de  $R_I$ , resultando numa corrente de saída,  $I_S$ , igual a 25 mA quando a tensão  $V_{CC}$  tem um valor de 400 V. Sendo que a tensão  $V_{medida}$  pretendida é igual a 2,5 V, a resistência  $R_M$  tem o valor de 100  $\Omega$  como se apresenta na equação (4.3).

$$R_M = \frac{V_{medida}}{I_S} = \frac{2,5}{25m} = 100 \Omega \quad (4.3)$$

$$P_{R_M} = R_M I_S^2 = 100 \times (25m)^2 = 0,06 \text{ W} \quad (4.4)$$

O circuito apresentado na Figura 4.8 foi implementado numa PCB desenvolvida pelos investigadores do GEPE e o resultado final encontra-se apresentado na Figura 4.9. A resistência  $R_M$  não foi colocada nesta placa para garantir que o sinal de saída do sensor – que tem o sinal em corrente e, por isso, menos sensível a ruído eletromagnético – sofra o mínimo de distorção possível até chegar à placa de condicionamento de sinal.



Figura 4.9 – PCB para obtenção do valor da tensão do barramento CC.

#### 4.2.3. Sensor de Corrente

As correntes de fase do motor  $i_A$  e  $i_B$  são essenciais no método de controlo FOC e a corrente do barramento CC,  $i_{CC}$ , é necessária para efetuar o cálculo da potência extraída da fonte de alimentação, sendo por isso, necessário obter o valor das mesmas. Assim, foi selecionado o sensor de corrente de efeito Hall *LA 200-P* da LEM, o qual pode medir uma corrente máxima de 200 A (RMS). A relação da corrente de entrada com a corrente de saída é de 1:2000, ou seja, para uma corrente de entrada de 200 A, a corrente de saída é igual a 100 mA. A operar à temperatura ambiente ( $T_A$ ) de 25 °C tem um desvio máximo na medição efetuada de  $\pm 0,4\%$  e um desvio de linearidade inferior a 0,15% [43]. Na Figura 4.10 é apresentado o circuito utilizado para obter o valor da corrente que atravessa um sensor *LA 200-P*. Foram implementados três circuitos iguais aos apresentados para ser possível obter o valor das correntes  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_{CC}$ .

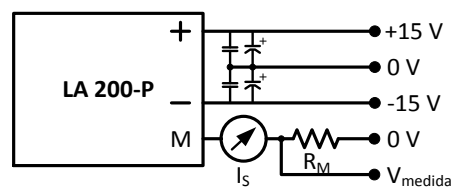


Figura 4.10 – Circuito para obter o valor da corrente que atravessa um sensor *LA 200-P*.

Considerando que a tensão medida,  $V_{medida}$ , é igual a 2,5 V quando a corrente que o sensor está a medir é igual a 200 A e desenvolvendo as equações (4.5) e (4.6), obtém-se o valor da resistência de medida,  $R_M$ , bem como a sua potência.

$$R_M = \frac{V_{medida}}{I_S} = \frac{2,5}{100m} = 25 \Omega \quad (4.5)$$

$$P_{R_M} = R_M I_S^2 = 100 \times (25m)^2 = 0,06 \text{ W} \quad (4.6)$$

Devido ao facto de não existirem resistências com o valor de  $25 \Omega$  disponíveis no laboratório, utilizou-se uma resistência com um valor de  $24 \Omega$ .

O circuito da Figura 4.10 foi implementado numa placa PCB desenvolvida no GEPE como se pode ver na Figura 4.11. Tal como acontece nos sensores de tensão, a resistência de medida,  $R_M$ , dos sensores de corrente não é colocada nesta PCB, mas sim na PCB de condicionamento de sinal.



Figura 4.11 – PCB utilizada para obter o valor da corrente consumida por uma fase do motor.

#### 4.2.4. Sensor de Posição do Rotor

O controlo do motor implementado é baseado na posição atual do rotor do motor, sendo utilizado um sensor de posição magnético de efeito *Hall* para obter esta grandeza. O sensor selecionado foi um *RMB28SC* da *RLS*, onde este foi configurado para ter uma resolução de 11 bits usando o protocolo de comunicação *SSI* (*Synchronous Serial Interface* – Interface Série Síncrona) [24]. Na Figura 4.12 é apresentada uma imagem do sensor magnético de efeito *Hall* montado no motor.



Figura 4.12 – Sensor de posição magnético *RMB28SC* da *RLS*.

Na Tabela 4.1 são apresentados os valores de velocidade máxima do motor, do desvio e da histerese no valor medido pelo sensor, de acordo com as diferentes resoluções que podem ser utilizadas.

Tabela 4.1 – Parâmetros do sensor de posição *RMB28SC* da *RLS* [24].

Resolução (nº de bits)	Velocidade máxima (rpm)	Desvio	Histerese
8	60000	$\pm 0,7^\circ$	0,45°
9	30000	$\pm 0,7^\circ$	0,18°
10	20000	$\pm 0,5^\circ$	0,18°
11	10000	$\pm 0,5^\circ$	0,18°
12	5000	$\pm 0,5^\circ$	0,18°
13	2500	$\pm 0,5^\circ$	0,18°

Uma vez que a configuração utilizada na implementação do sensor de posição é de 11 bits de resolução, verifica-se que o sensor possui um desvio máximo de  $\pm 0,5^\circ$  e uma histerese de  $0,18^\circ$  no seu valor lido, comparativamente com o valor real.

### Placa de Interface com o Sensor de Posição do Rotor

Visto que o DSP utilizado não tem suporte para o protocolo de comunicação SSI, foi utilizado o protocolo SPI (*Serial Peripheral Interface* – Interface Série de Periféricos) para efetuar a comunicação do DSP com o sensor, pois os sinais do SSI são compatíveis com os sinais do SPI. Assim, os sinais *CLOCK* (relógio) e *DATA* (dados) do protocolo SSI correspondem, respetivamente, aos sinais *SCLK* e *MISO* (*Master Input / Slave Output*) do protocolo de comunicação SPI. Foi desenvolvido um circuito que faz a interface entre os protocolos de comunicação SSI (modo diferencial) e SPI (modo não diferencial), implementado numa PCB, apresentada na Figura 4.13.

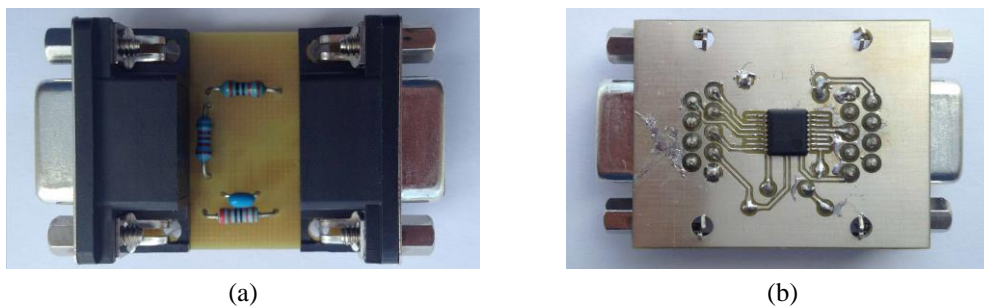


Figura 4.13 – Placa de interface entre SSI e SPI: (a) Face superior; (b) Face inferior.

#### 4.2.5. Sensor de Posição do Acelerador

Numa primeira fase, o sensor de posição do acelerador foi implementado com recurso a um potenciómetro de  $1\text{ k}\Omega$ , por uma razão de simplicidade em manter o mesmo valor de binário requerido ao longo do tempo. Na aplicação final é utilizado um acelerador eletrónico (ver Figura 4.14) baseado num potenciómetro de escala linear, fazendo com que a transição do potenciómetro para o acelerador fosse simplificada, uma vez que apenas foi necessário ajustar a escala dos valores lidos pelo sistema.



Figura 4.14 – Acelerador eletrônico utilizado na aplicação final.

#### 4.2.6. Condicionamento de Sinal (ADC)

A conversão dos sinais do sistema, nomeadamente a posição do acelerador, a tensão  $V_{CC}$  e as correntes  $i_A$ ,  $i_B$  e  $i_{CC}$  são efetuados através de um ADC externo. Foi utilizado um ADC externo em vez do ADC interno do DSP, pois o segundo tinha algumas desvantagens, tais como uma gama de valores de entrada reduzida (0 V a 3 V) e uma resolução de 12 bits, resultando numa pior amostragem do sinal a converter.

O ADC externo utilizado é o *MAX1320* da *Maxim*, que é capaz de ler 8 canais, aceita uma gama de valores de entrada de  $\pm 5$  V, e tem uma resolução de 14 bits. Os valores analógicos dos 8 canais são convertidos simultaneamente e podem ser transmitidos com uma taxa máxima de 250 mil amostras por segundo.

Foi desenvolvida pelo GEPE uma PCB para efetuar o condicionamento de sinal (ver Figura 4.15), onde é necessário configurar as resistências de medida,  $R_M$ , para cada sinal de entrada. De seguida é utilizada uma montagem amplificadora inversora para condicionar o sinal de entrada obtido. A saída dessa montagem é posteriormente introduzida num dos 8 canais de leitura do ADC.

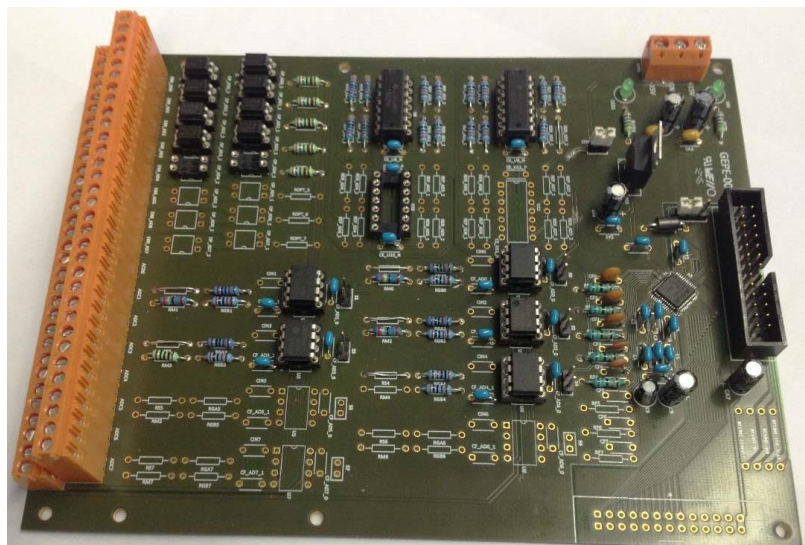


Figura 4.15 – PCB de condicionamento de sinal.

A placa de condicionamento de sinal, para além de efetuar a leitura dos sinais analógicos e convertê-los em sinais digitais, pode também ser configurada para detetar alguns erros que ocorram nos sinais lidos. Ou seja, é possível configurar a placa para detetar sobrecorrentes ou sobretensões e, quando uma destas situações ocorrer, são ativadas duas saídas da placa. Estas são ativadas com isolamento galvânico e podem, por exemplo, ser utilizadas para desligar as comutações do inversor trifásico, evitando assim que possíveis erros provenientes da comutação do inversor subsistam.

A partir do instante que os novos valores dos sensores são obtidos, podem ser gerados novos valores de referência e por conseguinte novos sinais de comando.

#### 4.2.7. Placa de Comando

A placa de comando trifásica, apresentada na Figura 4.16, recebe 6 sinais PWM provenientes do DSP e tem como função fazer a interface entre estes sinais do DSP e os sinais de entrada dos circuitos de *driver* dos módulos de IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Esta interface consiste em fazer a transição da tensão dos sinais PWM de 0 V e 3,3 V para 0 V e 15 V.

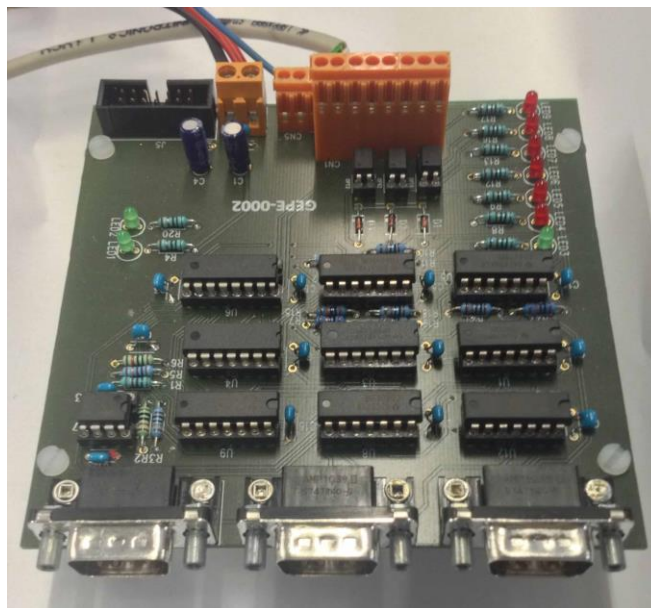


Figura 4.16 – Placa de comando trifásica desenvolvida pelo GEPE.

Esta placa tem a particularidade de receber erros provenientes dos *drivers* dos módulos de IGBTs e caso haja algum erro, os sinais que provêm do DSP são ignorados e os sinais que são fornecidos aos *drivers* são nulos, isto é, todos os módulos de IGBTs são desligados. Para além da deteção de erros provenientes dos *drivers*, esta placa tem a possibilidade de receber mais um erro externo, que nesta Dissertação é usado para proteger os componentes contra sobretensões no barramento CC.

### 4.3. Sistema de Acionamento

O sistema de acionamento do Controlador é constituído pelo inversor trifásico, pelo motor PMSM e pela fonte de alimentação do barramento CC com as suas proteções associadas. Na Figura 4.17 é apresentado um esquema simplificado do sistema de acionamento conjuntamente com o motor.

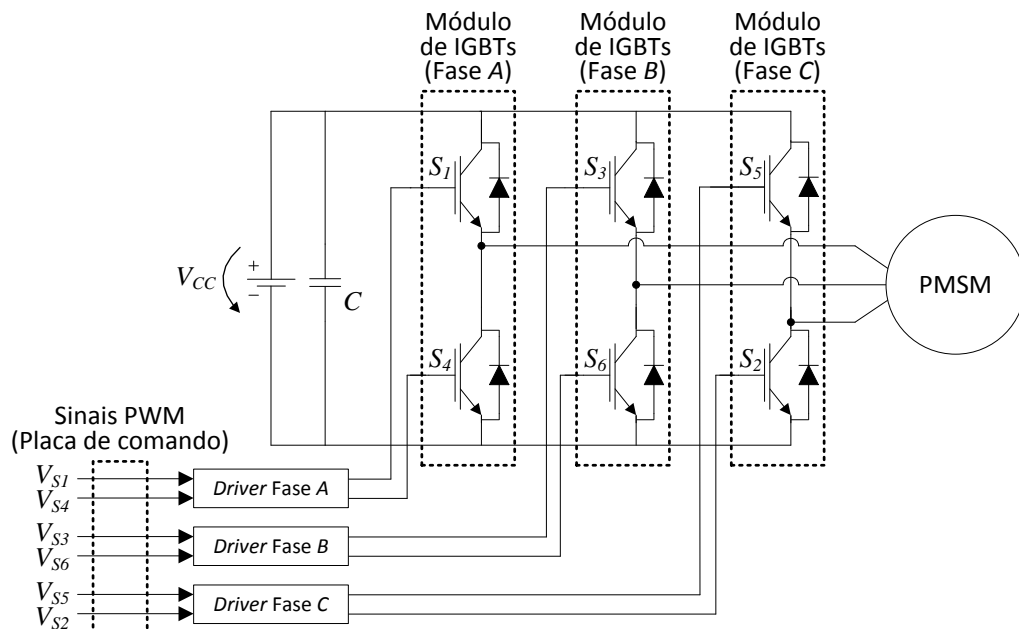


Figura 4.17 – Esquemático do sistema de acionamento do PMSM.

#### 4.3.1. Inversor Trifásico

O inversor trifásico implementado é do tipo VSI (*Voltage Source Inverter* - ver item 2.6.1) pelo facto de ser mais compacto, mais leve e implicar um menor gasto financeiro, comparativamente um CSI (*Current Source Inverter*) equivalente. Para o acionamento de cada módulo de IGBTs é utilizado um circuito de *driver* que é constituído pelo *driver SKHI 22A R* da *Semikron* apresentado na Figura 4.18.



Figura 4.18 – *Driver SKHI 22A R* da *Semikron*.

Este *driver* foi seleccionado para fazer o acionamento dos IGBTs pelo facto de conseguir controlar os sinais de *gate* de dois IGBTs com uma frequência máxima de 50 kHz. Possui um isolamento galvânico entre o primário e o secundário capaz de

suportar até 2500 V (RMS), num intervalo de tempo de 2 segundos. O valor da sua saída é igual a -7 V ou 15 V quando se pretende desligar ou ligar um IGBT, respetivamente. É possível configurar o *deadtime* a aplicar aos sinais de saída, bem como configurar a proteção que impede que os dois sinais de saída estejam ligados ao mesmo tempo (*interlock*). Este *driver* tem a particularidade de sinalizar, através de um sinal de erro, a deteção de uma anomalia no funcionamento do *driver* ou a deteção de uma sobrecorrente num dos IGBTs do módulo. A PCB com o circuito de *driver* implementado (placa desenvolvida pelo GEPE) é apresentada na Figura 4.19.

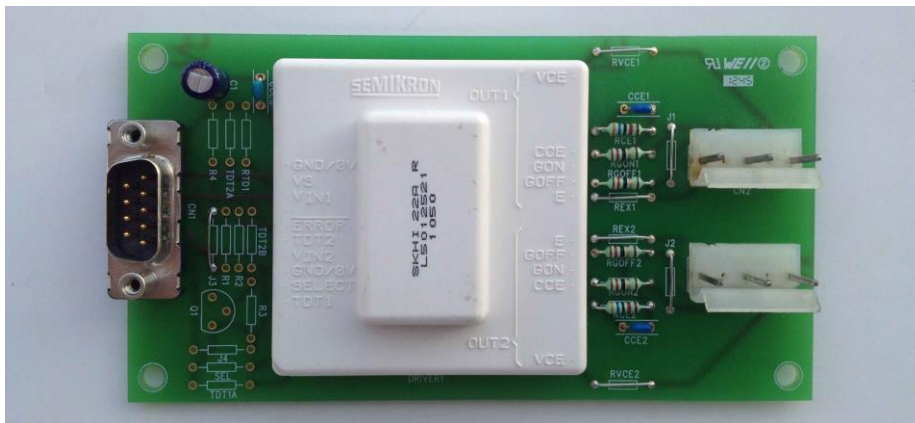


Figura 4.19 – PCB com circuito de *driver* implementado.

Os sinais PWM gerados pelo DSP são configurados para ter um *deadtime* de 5  $\mu$ s e de maneira que os sinais dos IGBTs de cada braço sejam sempre o inverso um do outro. Assim não é necessário configurar o *deadtime* nem os tempos de *interlock* no circuito de *driver* apresentado.

O circuito de *driver* é utilizado para acionar o módulo de IGBTs *SKM300GB126D* da *Semikron* apresentado na Figura 4.20.

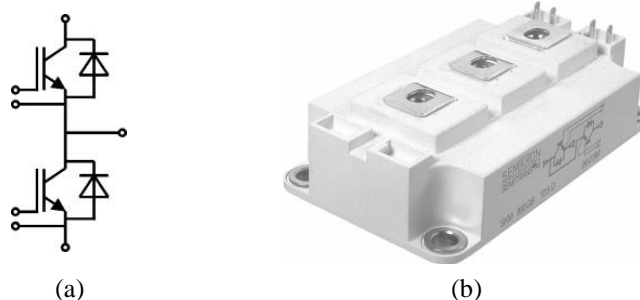


Figura 4.20 – Módulo de IGBTs *SKM300GB126D* da *Semikron* [44].

Este módulo foi selecionado pois preenche os requisitos necessários à implementação desta Dissertação. Tem um valor máximo da tensão entre o coletor e o emissor,  $V_{CES}$ , igual a 1200 V e uma corrente máxima de 310 A por cada um dos IGBTs, podendo suportar uma corrente de curto-circuito 6 vezes superior à nominal. O



módulo é constituído por dois IGBTs e por um díodo em antiparalelo com cada IGBT, fazendo com que seja utilizado um módulo por cada fase.

O módulo possui outras características importantes, tais como, um tempo de subida,  $t_{rise}$ , igual a 37 ns e um tempo de descida,  $t_{fall}$ , igual a 100 ns. Adicionalmente, as resistências térmicas junção-caixa,  $R_{th(j-c)}$ , de cada IGBT e de cada díodo em antiparalelo são iguais a 0,12 K/W e 0,25 K/W, respetivamente.

Para proteção da *gate* de cada IGBT implementou-se um circuito de proteção (desenvolvido pelo GEPE) que é apresentado na Figura 4.21.

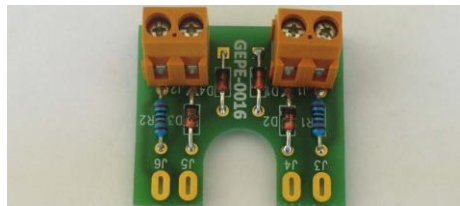


Figura 4.21 – Circuito de proteção das *gates* de cada módulo de IGBTs.

O resultado final da implementação do inversor trifásico é apresentado na Figura 4.22. O inversor desenvolvido tem incorporado um dissipador e uma ventoinha por cada módulo de IGBTs pois, devido às correntes consumidas pelo motor serem elevadas, os respetivos módulos de IGBTs tendem a elevar a sua temperatura. Com o conjunto dissipador mais ventoinha, a resistência térmica que existe entre o ambiente e a junção do IGBT diminui, conseguindo-se desta forma dissipar a energia (em forma de calor) mais rapidamente.

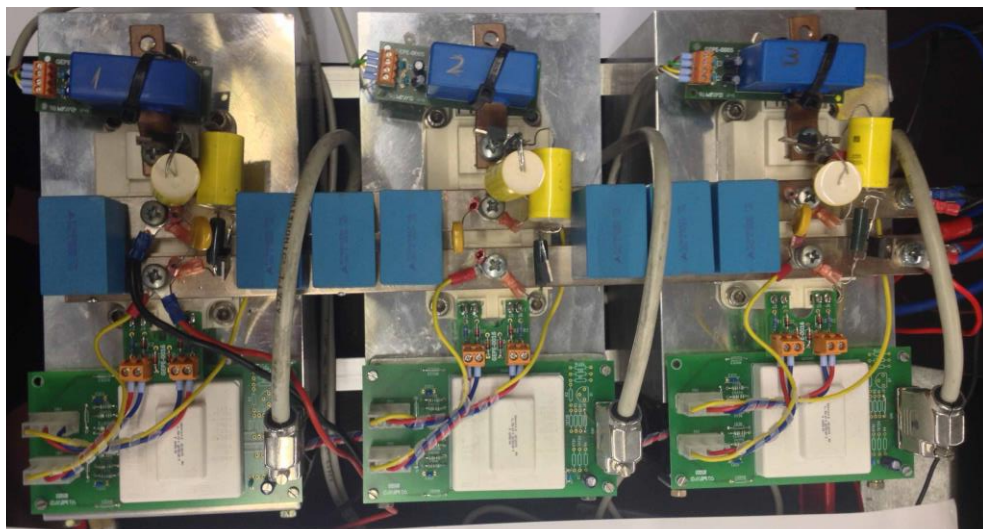


Figura 4.22 – Inversor trifásico implementado.

No inversor trifásico implementado também se encontra um circuito de *snubber* por cada IGBT, que atenua a subida da tensão no IGBT quando a corrente no mesmo é subitamente interrompida (situação inerente em circuitos maioritariamente indutivos).

### 4.3.2. Motor

O motor utilizado nesta Dissertação é o *PMS-156 W* da *Perm Motor* (ver Figura 4.23), que é um motor síncrono de fluxo axial com ímanes permanentes do tipo rotor interior (AFIR – *Axial Flux Internal Rotor*), como é referido no item 3.2. O motor tem uma potência nominal de 30 kW, pelo que necessita de um sistema de refrigeração a água de forma a que não sobreaqueça. O seu binário nominal é 47,7 N.m e a sua velocidade nominal é 6000 rpm. Adicionalmente, o valor eficaz da tensão composta é igual a 187 V e o valor eficaz da corrente é igual a 113,5 A.



Figura 4.23 – Motor *PMS-156 W* da *Perm Motor* [45].

### 4.3.3. Fonte de Alimentação (Barramento CC)

No desenvolvimento desta Dissertação foram utilizadas duas fontes de alimentação diferentes, nomeadamente fontes de tensão contínuas (numa primeira fase do projeto) e, posteriormente, doze baterias de chumbo-ácido ligadas em série.

A primeira configuração foi implementada durante a fase de testes, quando o Controlador ainda não se encontrava validado e onde havia o risco de causar a danificação de algum componente do mesmo. Como tal, a solução implementada consistiu na utilização de doze fontes de tensão contínua ligadas em série, as quais possuem uma tensão nominal de 14 V e uma corrente máxima de 40 A, obtendo no total, uma fonte contínua de 168 V.

No barramento CC é utilizado um banco de condensadores composto por dez condensadores *B43456A5108-M* da *EPCOS*. Estes têm 1 mF de capacidade com 20% de tolerância, suportam 450 V de tensão aos seus terminais e têm um ESR (*Equivalent Series Resistance* – Resistência Série Equivalente) igual a 180 mΩ.

Na Figura 4.24 é apresentado o conjunto de condensadores utilizado, onde estes foram associados em paralelo e em série, de forma que o conjunto suporte tensões até 900 V e possua uma capacidade de 2,5 mF.



Figura 4.24 – Associação de condensadores com tensão máxima de 900 V e uma capacidade de 2,5 mF.

Numa fase mais avançada da implementação da Dissertação, um conjunto de doze baterias *WCG-UI* da empresa *POWER* ligadas em série foi utilizado como fonte de alimentação do barramento CC. Cada bateria tem uma tensão nominal de 12 V e 33 Ah de capacidade [46]. Na Figura 4.25 é apresentada uma bateria *WCG-UI* da *POWER*.



Figura 4.25 – Bateria *WCG-UI* da *POWER* [47].

As baterias foram utilizadas apenas na fase mais avançada da realização da Dissertação, pois estas têm um número máximo de ciclos de carregamento e descarregamento. Adicionalmente, o processo de carregamento das mesmas é demorado, daí que na fase inicial dos testes ao Controlador não se justifique o uso das baterias.

#### 4.3.4. Proteção do Barramento CC

Tendo em consideração os valores nominais da tensão do motor, os componentes utilizados no sistema de acionamento estão sobredimensionados, mas, uma vez que o sistema implementado consiste no acionamento de um motor, não se pode desprezar a possibilidade do valor da tensão do barramento CC subir quando o motor reduz a sua velocidade. Isto é, quando o sistema (motor mais carga) está a girar e ocorre um redução abrupta da velocidade, o motor passa a operar como um gerador e, quanto maior for a energia cinética do sistema, maior será a tensão gerada aos terminais do motor. Desta forma, foram implementados dois circuitos de proteção para o barramento CC, um para 350 V e outro para 900 V.

### Proteção do barramento CC para 350 V

O circuito de proteção do barramento CC para 350 V tem como objetivo não permitir que a tensão do barramento CC seja superior a 350 V, efetuando ao mesmo tempo a travagem regenerativa do sistema. Quando o circuito deteta uma tensão acima da tensão configurada, um semicondutor de potência (IGBT) é acionado e a energia em excesso existente no sistema é consumida por uma carga resistiva, a qual tem um valor de  $13 \Omega$  e potência nominal de 4000 W. A potência que é dissipada na carga resistiva é cerca de duas vezes superior à nominal das mesmas, mas, visto que o tempo total que esta carga está em condução é reduzido, não é necessário aumentar a sua potência nominal. Na Figura 4.26 é apresentada a placa desenvolvida, onde está implementado o circuito de proteção para 350 V, bem como acoplado o dissipador do IGBT.

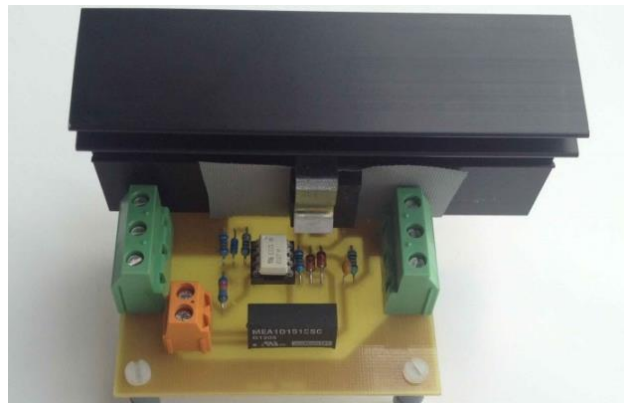


Figura 4.26 – PCB com circuito de proteção do barramento CC para 350 V.

Para que o sistema de controlo não seja afetado por este sistema de proteção, é utilizada uma fonte isolada para ativar a condução do semicondutor de potência deste circuito de proteção.

### Proteção do barramento CC para 900 V

O circuito de proteção do barramento CC para 900 V tem como objetivo salvaguardar que os componentes do sistema de acionamento não sejam danificados por excesso de tensão aos seus terminais. Assim, quando uma tensão igual ou superior a 900 V é detetada no barramento CC, este é desligado da fonte de alimentação através da abertura dos contactos principais de um contactor.

Este contactor tem como função fazer a ligação da fonte de alimentação do Controlador ao barramento CC, podendo ser desligado através de um sinal proveniente da proteção para 900 V ou, manualmente, através uma botoneira de emergência.

O circuito implementado possui também uma saída de erro que indica quando uma sobretensão de 900 V ocorre, o qual pode ser utilizado para desligar as comutações

da placa de comando. Na Figura 4.27 é apresentada a PCB com o circuito de proteção do barramento CC desenvolvido no GEPE, configurado para uma tensão de 900 V.

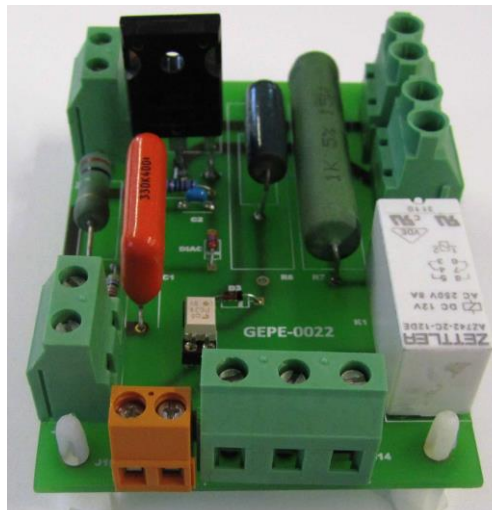


Figura 4.27 – PCB com circuito de proteção do barramento CC para 900 V.

#### 4.4. Interface com o utilizador

Neste item são apresentados os diferentes dispositivos que o utilizador usa para interagir com o Controlador, que consistem num painel de monitorização (ver Figura 4.28) e num dispositivo que simula o comportamento da chave de ignição de um automóvel (ver Figura 4.29).



Figura 4.28 – Painel de monitorização do Controlador.

O painel de monitorização tem como função apresentar alguns dados sobre o veículo num *display* com 20 colunas e 4 linhas, nomeadamente:

- A posição em que se encontra a caixa de velocidades, sendo que “F”, “N” e “R” representam as posições *forward*, *neutral* e *reverse*, respetivamente;
- A velocidade de rotação média apresentada em rpm;
- A potência média extraída da fonte de alimentação, apresentada em kW;
- O nível tensão das baterias do carro, através de uma barra de progresso.

Os botões auxiliares têm como função permitir ao utilizador navegar pelo menu do Controlador e, numa primeira fase, três dos botões são utilizados pelo utilizador para simular as alterações da posição da caixa de velocidades do automóvel. Assim, alterando a posição da caixa de velocidades, o motor gira para a frente (estado “F” do *display*) ou para trás (estado “R” do *display*).



Figura 4.29 – Dispositivo utilizado para simular a chave de ignição de um automóvel.

O dispositivo que simula a chave de ignição do automóvel (ver Figura 4.29) consiste num interruptor de duas posições utilizado para ligar/desligar o automóvel, e num botão de pressão para ligar o Controlador. O primeiro liga/desliga a alimentação de todos os circuitos, inclusive o circuito que engloba o DSP, enquanto que o segundo tem como função ligar o Controlador do motor que é equivalente a ligar o motor num veículo de combustão interna.

#### 4.5. Conclusões

Neste capítulo é apresentado o desenvolvimento do Controlador do motor síncrono de fluxo axial com ímanes permanentes, do tipo rotor interior (*AFIR – Axial Flux Internal Rotor*). O motor utilizado na implementação desta Dissertação é o *PMS-156 W* da *Perm Motor*, o qual tem uma potência nominal de 30 kW e uma velocidade nominal de 6000 rpm.

A implementação do sistema de controlo é codificada em linguagem *C* e a plataforma de desenvolvimento utilizada para processar o controlo do motor é um DSP (*Digital Signal Processor*) *TMS320F28335* da *Texas Instruments*. Este DSP é otimizado para realizar operações com vírgula flutuante, o que faz deste uma peça fundamental nesta Dissertação, uma vez que o método de controlo por orientação de campo (*FOC – Field Oriented Control*) exige uma elevada capacidade de processamento.

São apresentados os elementos utilizados na implementação do Controlador do motor, onde é explicado o princípio de funcionamento das placas que contêm os circuitos referentes ao sistema de controlo e acionamento do mesmo.

São também apresentadas as diferentes fontes de alimentação de corrente contínua (CC) utilizadas no decorrer da implementação da Dissertação, assim como as proteções utilizadas para proteção do barramento CC. Estas proteções são uma componente crucial na implementação do Controlador do motor, pois previnem que os elementos que constituem o sistema de acionamento do motor sejam danificados.

Por último são apresentados os dispositivos que permitem ao utilizador interagir com o Controlador do motor, como por exemplo o painel de monitorização, que permite colocar o motor a andar no sentido dos ponteiros do relógio (estado “F” no *display*) ou no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio (estado “R” no *display*).

O resultado final da implementação do Controlador é apresentado na Figura 4.30 onde são indicados os vários subsistemas.

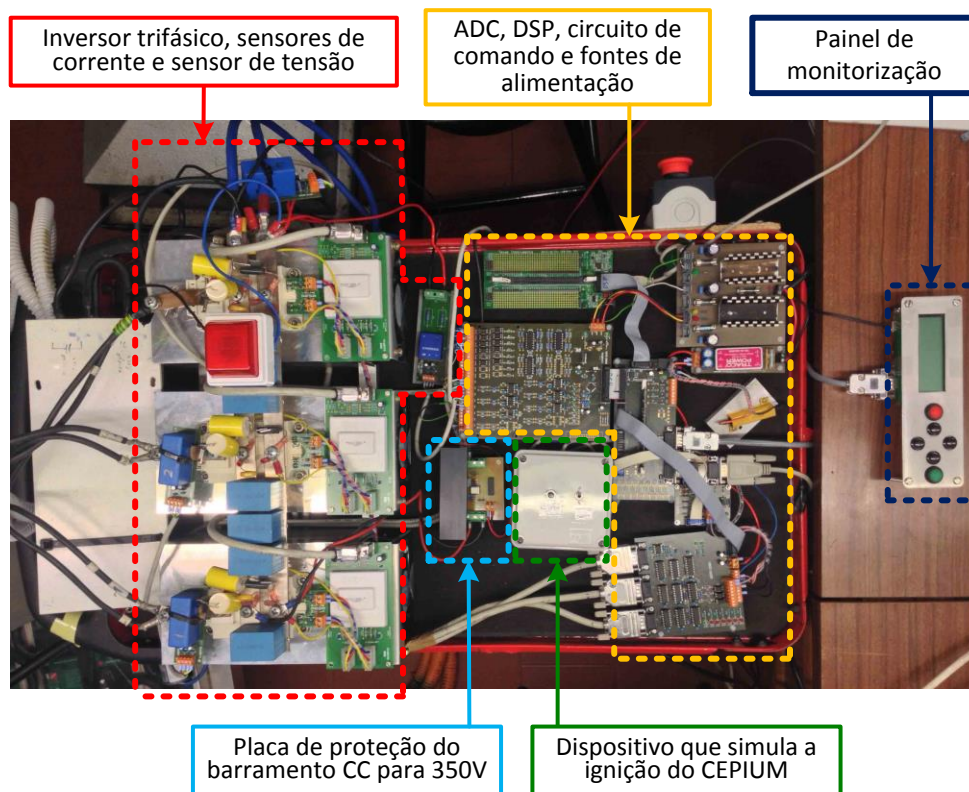


Figura 4.30 – Controlador implementado em bancada de ensaios.





# CAPÍTULO 5

## **Resultados Experimentais do Controlador Desenvolvido para o Motor Síncrono de Fluxo Axial**

### **5.1. Introdução**

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos nos ensaios efetuados ao Controlador desenvolvido para o motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*) utilizado nesta Dissertação.

Em primeiro lugar são apresentados os ensaios realizados ao sistema de aquisição de dados e ao sistema de acionamento do motor. No sistema de aquisição de dados é analisada a linearidade dos valores lidos pelos sensores de tensão e de corrente.

Nos ensaios efetuados ao sistema de acionamento do motor, é verificado o *deadtime* de 5  $\mu$ s nos sinais de *gate* dos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) de um braço do inversor trifásico. Adicionalmente, é verificada a correta implementação da técnica de modulação vetorial (SVPWM – *Space Vector Pulse Width Modulation*), verificando os sinais de referência do DSP (*Digital Signal Processor*) e as tensões de saída  $v_A$ ,  $v_B$  e  $v_C$ , sintetizadas pelo inversor trifásico.

Posteriormente são apresentados os resultados experimentais obtidos nos testes efetuados ao controlo por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*) aplicado ao PMSM, quando este opera em vazio (sem carga acoplada ao seu eixo) e em carga.

### **5.2. Ensaio aos Sensores**

Neste item são apresentados os ensaios que foram efetuados ao sensor de tensão do barramento de corrente contínua (CC) e aos três sensores de corrente, com o objetivo de verificar a linearidade das leituras efetuadas pelos mesmos.

#### **5.2.1. Sensor de Tensão**

O ensaio efetuado ao sensor de tensão consistiu em ligar os terminais de entrada do sensor aos terminais de saída de uma fonte de tensão contínua controlável. Na

Figura 5.1 é apresentado um gráfico onde são comparados os valores de tensão aplicados ao sensor e os valores que são obtidos a partir do ADC externo.

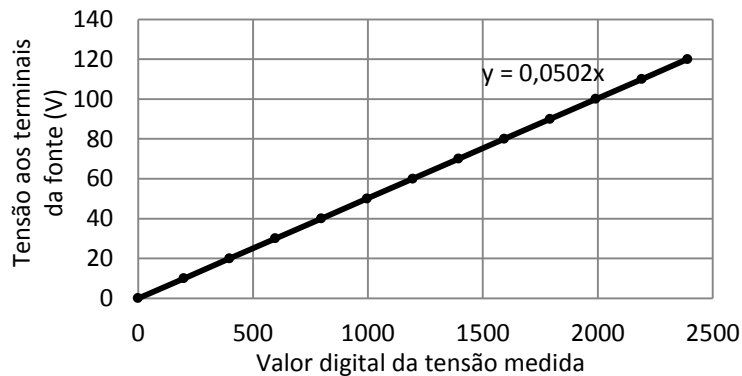


Figura 5.1 – Curva de linearidade do sensor de tensão do barramento CC.

Analisando a curva de linearidade do sensor de tensão, verifica-se que as medições efetuadas pelo mesmo são lineares, consistindo numa mais-valia para o Controlador implementado uma vez que consegue efetuar medições fiáveis para vários valores de tensão.

### 5.2.2. Sensores de Corrente

O ensaio efetuado aos três sensores de corrente consiste em medir a corrente de saída de uma fonte de corrente contínua variável, fonte esta que tem os seus terminais de saída curto-circuitados. Visto que o sensor de efeito *Hall LA 200-P* da *LEM* pode medir correntes até 200 A (RMS) e que a fonte utilizada apenas é capaz de fornecer uma corrente máxima de 10 A, fez-se com que o sensor medisse correntes 10 vezes superior ao real. Isto é possível aumentando 10 vezes o número de espiras que atravessa o sensor de corrente utilizado.

Na Figura 5.2 é apresentado um gráfico, onde são comparados os valores de corrente que atravessam um sensor, com os respetivos valores que são obtidos a partir do ADC externo.

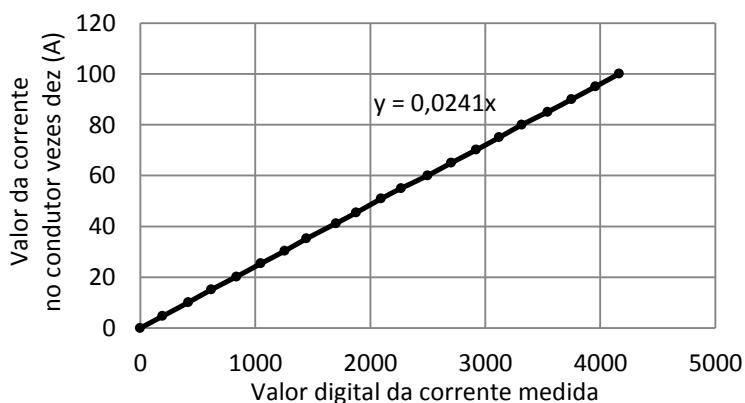


Figura 5.2 – Curva de linearidade de um sensor de corrente.

Embora tenham sido feitos ensaios de linearidade aos três sensores de corrente optou-se por mostrar apenas um dos ensaios, pois os três sensores apresentavam curvas de linearidade muito semelhantes. O facto dos sensores de corrente possuírem valores semelhantes nas suas medidas constitui uma mais-valia na implementação desta Dissertação, uma vez que o sistema fica mais fiável no que diz respeito às leituras efetuadas.

### 5.3. Ensaio do Inversor

O ensaio do inversor consistiu em verificar o correto funcionamento do inversor desde os sinais gerados pelo DSP até às tensões que eram produzidas no inversor trifásico. Em primeiro lugar é necessário verificar a configuração dos sinais PWM, isto é, a configuração da frequência e do *deadtime* dos sinais gerados pelo DSP. Em segundo lugar é verificado o cálculo das transformadas utilizadas no método de controlo FOC em conjunto com a técnica de modulação SVPWM.

#### 5.3.1. Configuração dos Sinais PWM

Neste teste foram sintetizadas três ondas sinusoidais (com frequência de 20 Hz) no DSP e estas foram colocadas nos sinais de comparação dos três módulos PWM utilizados. Na Figura 5.3 são apresentados os sinais PWM medidos nos pinos de saída do DSP. Os sinais CH1, CH2 e CH3 correspondem, respetivamente, aos sinais PWM da fase A, B e C e foram sujeitos a um filtro passa-baixo com frequência de corte de 500 Hz, disponível num osciloscópio *Yokogawa* modelo *DL708E*.

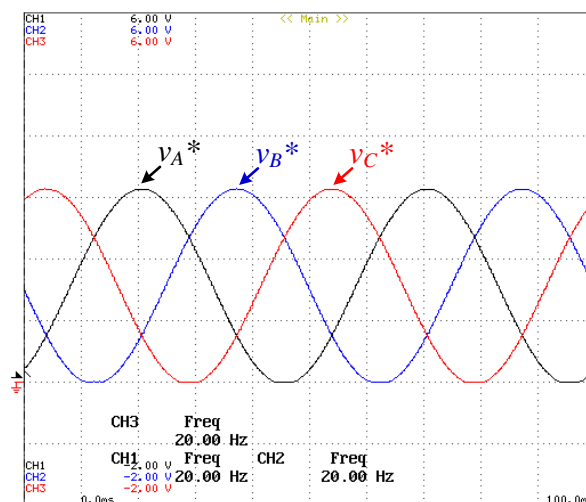


Figura 5.3 – Formas de onda dos sinais PWM (1 V/div) nos pinos de saída DSP (filtrados a 500 Hz).

Na Figura 5.4 são apresentados os sinais PWM de um dos braços do inversor onde se pode verificar a frequência de comutação de 8 kHz. Adicionalmente, é possível

constatar que os sinais PWM são sempre o inverso um do outro, garantindo assim que não existe um curto-circuito num dos braços do inversor trifásico.

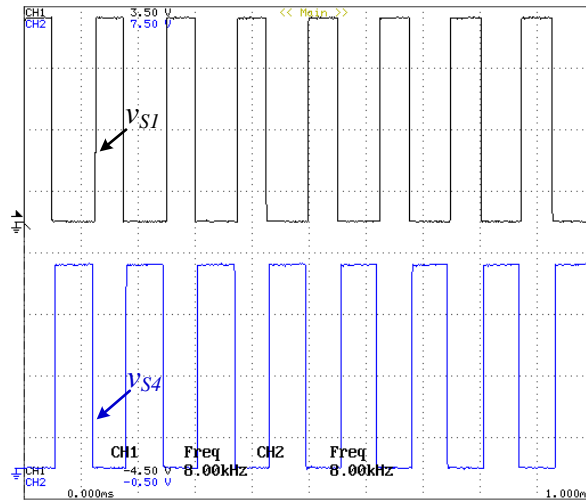


Figura 5.4 – Sinais PWM (1 V/div) com frequência de 8 kHz.

Na Figura 5.5 são apresentados os sinais PWM de um dos braços do inversor, medidos nos pinos de saída do DSP, onde os sinais CH1 e CH2 correspondem aos sinais PWM do IGBT superior ( $V_{S1}$ ) e inferior ( $V_{S4}$ ), respetivamente. A escala de tempo utilizada nas formas de onda apresentadas é igual a 1  $\mu$ s/div.

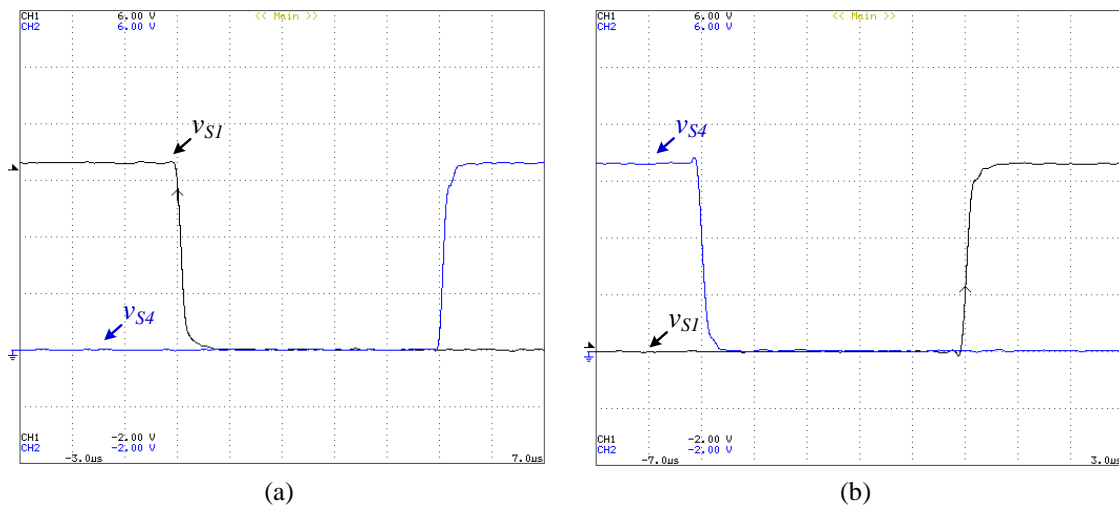


Figura 5.5 – Sinais PWM (1 V/div) com *deadtime* de 5  $\mu$ s: (a) descida; (b) subida.

Como se pode confirmar, o *deadtime* implementado nos sinais PWM é igual a 5  $\mu$ s, quer na descida quer na subida do sinal PWM do IGBT superior.

### 5.3.2. Teste das Transformadas e da Técnica de Modulação SVPWM

De modo a testar as transformadas de Clarke, Park e inversa de Park, conjuntamente com a técnica de modulação SVPWM, foram codificadas em C duas sinusoides ( $v_A^*$  e  $v_B^*$ ) desfasadas de  $120^\circ$  com uma amplitude de 15,5 V, simulando as

tensões  $v_A$  e  $v_B$  de um sistema trifásico equilibrado. As formas de onda de  $v_A^*$  e  $v_B^*$  foram obtidas (através da utilização de canais PWM) e são apresentadas na Figura 5.6.

De lembrar que estas formas de onda são codificadas no DSP e, como tal, a escala de tensão utilizada nos canais do osciloscópio, não deve ser tomada em conta na análise das formas de onda apresentadas

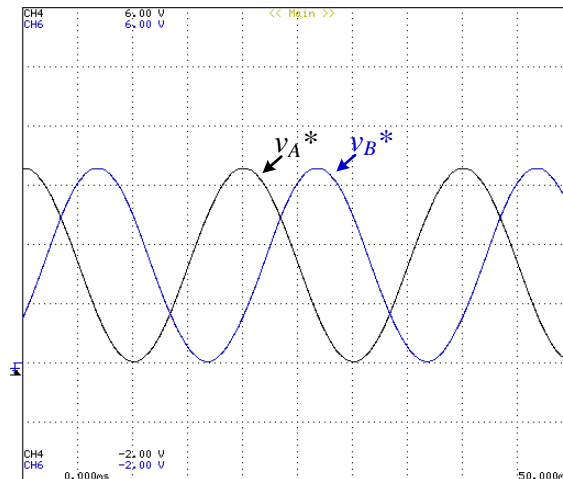


Figura 5.6 – Tensões  $v_A^*$  e  $v_B^*$  codificadas em linguagem C no DSP (filtradas a 500 Hz).

Posteriormente à obtenção das tensões  $v_A^*$  e  $v_B^*$ , o programa de teste efetua as seguintes tarefas (listadas por ordem de execução):

- Transformada de Clarke;
- Transformada de Park;
- Transformada inversa de Park;
- Técnica de modulação SVPWM.

Depois de efetuados os passos acima listados, os novos valores de  $V_{S1}$  a  $V_{S6}$  são fornecidos às *gates* dos módulos de IGBTs, fazendo com que sejam sintetizadas as tensões  $v_A$ ,  $v_B$  e  $v_C$  pelo inversor trifásico, apresentadas na Figura 5.7.

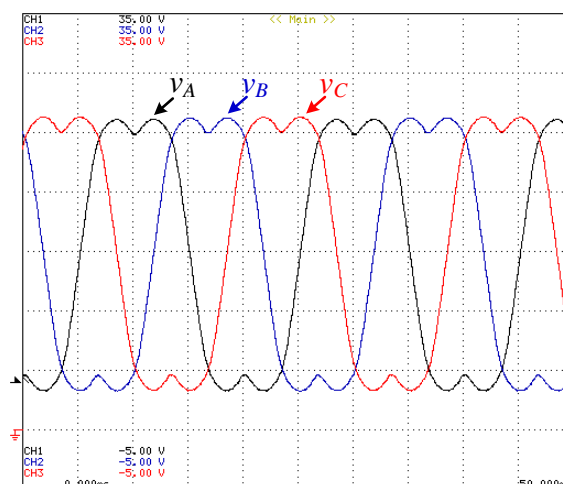


Figura 5.7 – Tensões  $v_A$ ,  $v_B$  e  $v_C$  (5 V/div) sintetizadas pelo inversor trifásico (filtradas a 500 Hz).

Analisando as tensões sintetizadas pelo inversor trifásico verifica-se que a técnica de modulação SVPWM é corretamente efetuada, uma vez que a frequência fundamental das tensões  $v_A$ ,  $v_B$  e  $v_C$  sintetizadas pelo inversor trifásico (50 Hz) é igual à frequência das tensões  $v_A^*$  e  $v_B^*$  codificadas. Adicionalmente é possível observar que, tal como acontece no item 3.4, as formas de onda sintetizadas têm uma componente harmónica com uma frequência três vezes superior à fundamental e a amplitude das tensões está de acordo com o esperado.

#### 5.4. Controlador do Motor Síncrono de Fluxo Axial

Os testes efetuados ao Controlador do motor foram realizados com auxílio de uma bancada de testes, que é composta por uma base onde se coloca o motor a controlar, por um freio eletromagnético e por um dinamómetro, de modo que seja possível medir o binário produzido pelo motor [48]. Na Figura 5.8 é apresentada a montagem efetuada para testar o Controlador do motor, onde se encontra o motor, a bancada de testes e o sistema de refrigeração do motor.

O sistema de refrigeração é composto por um recipiente com água, um radiador de um automóvel e uma bomba de água, com a função de fazer circular o fluido pelo sistema.

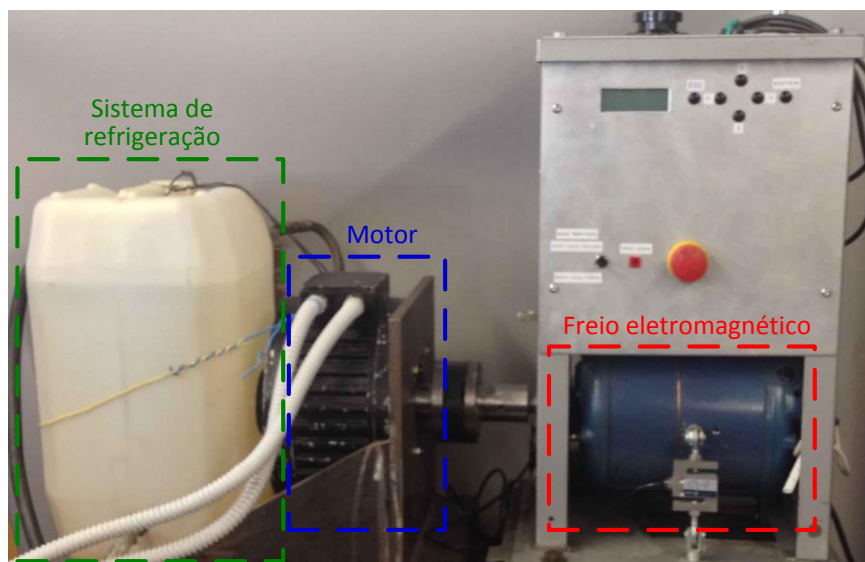


Figura 5.8 – Montagem efetuada para testar o Controlador do motor.

Nos itens seguintes são apresentados os testes efetuados ao Controlador com o motor a operar em vazio (sem carga acoplada ao seu eixo) e em carga (carga com um binário resistente de 40 N.m). São também apresentados os testes que foram realizados ao Controlador com o objetivo de analisar a sua resposta em degrau (sobre-elongação e tempo de estabilização), com diferentes valores de binário de referência.

### 5.4.1. Motor a Operar em Vazio

Neste teste o motor opera sem carga acoplada ao seu eixo e é também conhecido como modo de operação em vazio. Uma vez que não tem que efetuar trabalho mecânico, as correntes de fase do motor são baixas comparativamente com os testes do motor em carga.

Na Figura 5.9 são apresentadas as tensões compostas e correntes de fase do motor em regime permanente. As leituras dos sinais apresentados foram efetuadas com o auxílio do osciloscópio *Yokogawa DL716*, onde todos os sinais foram sujeitos a um filtro passa-baixo digital com uma frequência de corte igual a 500 Hz.

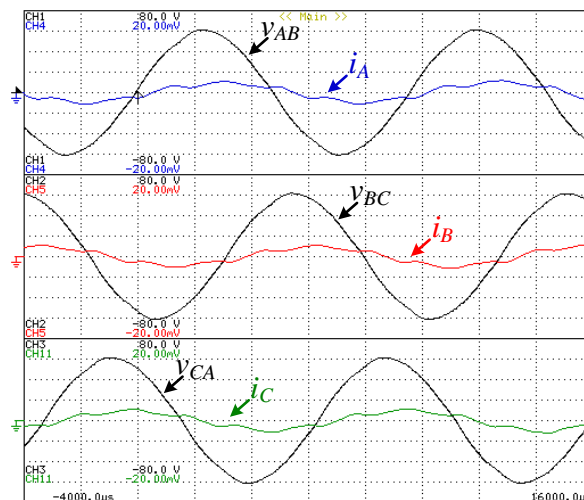


Figura 5.9 – Tensões (20 V/div) e correntes (5 A/div) do motor a operar em vazio.

Analisando as formas de onda das tensões constata-se que a frequência fundamental das mesmas é aproximadamente igual a 104 Hz (equivalente a 1560 rpm aplicando a equação (2.4)). O valor eficaz das tensões compostas e correntes de fase é igual a 42,7 V e 1,7 A, respetivamente. Embora as tensões aplicadas ao motor sejam sinusoidais, as correntes não se comportam da mesma forma. Isto ocorre devido ao facto de que o motor, em vazio e em velocidades médias/altas, tem correntes com formas de onda que contêm muito *ripple*, comparativamente com a amplitude das mesmas.

Na Figura 5.10 é apresentada a variável de controlo  $t_a$  (variável de comparação do PWM da fase A no DSP) e a corrente da fase A com o objetivo de analisar o desfasamento existente entre as duas formas de onda, tal como é efetuado no item 3.5.1. Devido ao facto de o motor utilizado não ter neutro acessível, não é possível medir a tensão simples  $v_A$ , assim, a variável de controlo  $t_a$  é utilizada em vez da tensão  $v_A$ , uma vez que os dois sinais estão em fase. No canal que apresenta a variável  $t_a$  foi utilizado o acoplamento CA (Corrente Alternada), retirando a componente contínua da forma de onda, ficando assim mais perceptível o desfasamento que existe entre  $t_a$  e  $i_A$ .

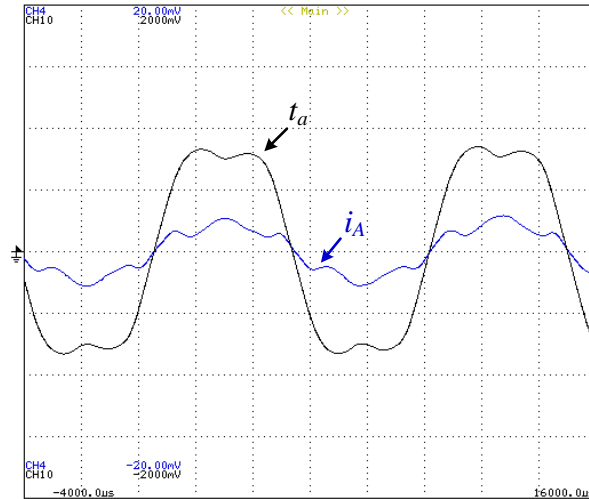


Figura 5.10 – Desfasamento entre a variável de controlo  $t_a$  (acoplamento CA) e corrente da fase A (acoplamento CC) do motor em vazio.

Analisando o desfasamento entre as formas de onda de  $t_a$  e  $i_A$  verifica-se que este é praticamente nulo pois, tal como acontece no item 3.5.1, o motor não efetua trabalho mecânico uma vez que não tem nenhuma carga acoplada ao seu eixo.

Foi efetuado um teste ao motor em vazio com o objetivo de observar o comportamento da corrente  $i_q$  consoante a sua referência  $i_{qref}$ , que é proporcional ao binário requerido pelo utilizador. De relembrar que a corrente  $i_q$  é diretamente proporcional ao binário produzido pelo motor, tal como comprovado no capítulo das simulações, nos itens 3.5.1 e 3.5.2.

Na Figura 5.11 são apresentadas as formas de onda das correntes  $i_q$  e  $i_{qref}$  obtidas no teste realizado. O teste apresentado tem uma escala de tempo de 2 s/div e é possível verificar quatro instantes de tempo ( $t_1$  a  $t_4$ ), os quais definem a ocorrência de mudanças comportamentais nas variáveis  $i_q$  e  $i_{qref}$  e, conseqüentemente, no motor.

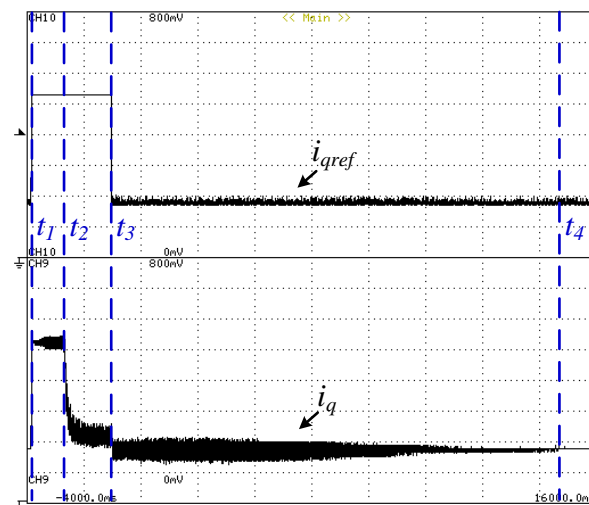


Figura 5.11 – Corrente  $i_q$  e  $i_{qref}$  (6,1 A/div) com o motor a operar em vazio.



No instante de tempo  $t_1$  a referência  $i_{qref}$  muda o seu valor de 0 A para aproximadamente 21 A, fazendo com que a corrente  $i_q$  acompanhe a sua referência para o mesmo valor. Porém, no instante de tempo  $t_2$ , a corrente  $i_q$  começa a reduzir o seu valor para um valor médio de 1,5 A, uma vez que neste instante o momento angular do motor tende a ficar com valor nulo e o motor apenas tem que produzir um binário capaz de contrariar o binário resistente inerente ao sistema. Este binário resistente provém do atrito existente no sistema, tal como o atrito do ar e o atrito do eixo do motor.

No instante de tempo  $t_3$ , a referência volta a ter valor nulo, ou seja, o binário requerido é igual a zero. Visto que  $i_{qref}$  mudou o seu valor, a corrente  $i_q$  acompanha a sua referência e verifica-se que, entre o instante  $t_3$  e o instante  $t_4$ , o *ripple* da corrente  $i_q$  vai diminuindo até ser praticamente nulo. A partir do instante de tempo  $t_4$ , o motor fica parado.

#### 5.4.2. Motor a Operar em Carga

Neste teste o motor opera em carga, ou seja, tem uma carga acoplada ao seu eixo, carga essa que possui um binário resistivo de 40 N.m. Na Figura 5.12 são apresentadas as tensões compostas e as correntes de fase do motor utilizado. As leituras efetuadas foram sujeitas a um filtro passa-baixo digital (realizado pelo osciloscópio) com uma frequência de corte de 500 Hz.

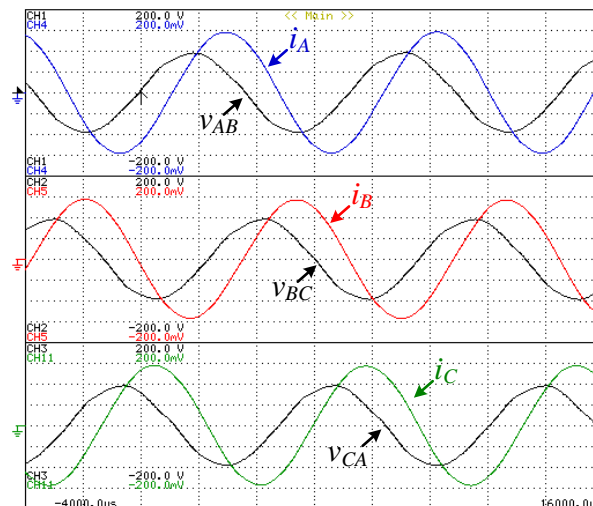


Figura 5.12 – Tensões (50 V/div) e correntes (50 A/div) do motor a operar com carga de 40 N.m.

Analisando as tensões compostas e correntes de fase do motor a operar com uma carga de 40 N.m conclui-se que, a uma velocidade de aproximadamente 2057 rpm o valor eficaz das tensões e correntes é igual a 66,3 V e 101,7 A, respetivamente. Neste caso, as formas de onda das tensões compostas são praticamente sinusoidais,

apresentando uma pequena deformação. No entanto, as correntes de fase do motor têm uma forma de onda sinusoidal com um pequeno *ripple* associado às mesmas.

Na Figura 5.13 são apresentadas as formas de onda da variável de controlo  $t_a$  e a corrente  $i_A$ , com o objetivo de analisar o desfasamento existente entre os dois sinais. Tal como acontece na Figura 5.10, a variável  $t_a$  é utilizada em vez da tensão  $v_A$ , uma vez que as duas formas de onda ( $v_A$  e  $t_a$ ) estão sempre em fase.

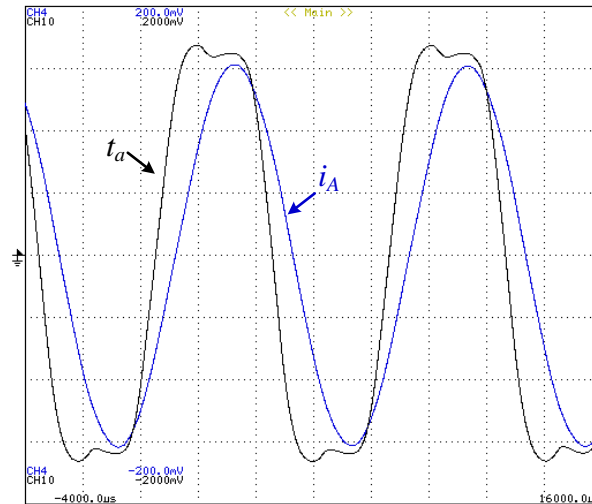


Figura 5.13 – Desfasamento entre a variável de controlo  $t_a$  (acoplamento CA) e corrente da fase A (acoplamento CC) do motor a operar com uma carga de 40 N.m.

Analisando o desfasamento entre as duas formas de onda observa-se que este é aproximadamente igual a  $26^\circ$ . Este é o valor de desfasamento necessário para que um binário de 40 N.m, somado ao valor do binário resistente inerente ao sistema, seja produzido pelo motor controlado.

Realizou-se um outro teste ao Controlador do motor com a mesma carga de 40 N.m, com o objetivo de analisar o comportamento do binário produzido pelo motor,  $T$ . Este teste consistiu na análise da evolução da variável  $i_q$  ao longo do tempo, considerando que esta é diretamente proporcional a  $T$  e que  $i_{qref}$  é diretamente proporcional ao binário de referência,  $T_{ref}$ .

Na Figura 5.14 são apresentadas as formas de onda das correntes  $i_{qref}$  e  $i_q$  referentes ao teste efetuado, onde a escala de tempo utilizada é de 1 s/div. É possível observar que são apresentados quatro instantes de tempo ( $t_1$  a  $t_4$ ), que marcam a ocorrência de alterações nas variáveis  $i_{qref}$  e  $i_q$ , as quais são provocadas por mudanças no sistema (motor mais carga).

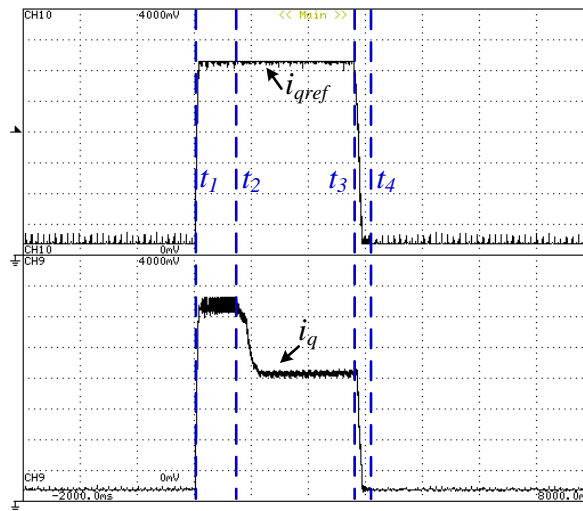


Figura 5.14 – Corrente  $i_q$  e  $i_{qref}$  (30,3 A/div) com o motor a operar com uma carga de 40 N.m.

No instante de tempo  $t_1$  a referência  $i_{qref}$ , que antes possuía um valor nulo, aumenta o seu valor em 200 A (valor máximo permitido pelo Controlador), provocando uma resposta quase instantânea por parte do Controlador, assim como do binário produzido pelo motor.

A variável  $i_q$  mantém o seu valor médio igual a 200 A até ao instante de tempo  $t_2$ , momento em que a corrente  $i_q$  tende para um valor de aproximadamente 119 A. Este instante ocorre quando o momento angular do motor tende para zero e, devido a esta alteração, o binário produzido pelo motor passa a ser definido pela soma do valor do binário da carga aplicada com o valor do binário resistente do sistema mecânico (proveniente das forças de atrito inerentes do mesmo).

No instante de tempo  $t_3$  a referência  $i_{qref}$  volta a ter valor nulo, momento no qual a corrente  $i_q$  acompanha a sua referência, embora oscile em torno de zero até o instante de tempo  $t_4$ . Este último instante caracteriza-se por ser o momento em que o motor fica com velocidade de rotação igual a zero, ou seja, o motor para de girar.

#### 5.4.3. Resposta do Controlador a uma Referência em Degrau

Recorrendo à premissa que indica que o binário de referência,  $T_{ref}$ , e o binário produzido pelo motor,  $T$ , são diretamente proporcionais às correntes  $i_{qref}$  e  $i_q$ , respetivamente, o teste efetuado neste item tem como propósito analisar a resposta de  $T$  quando sujeito a uma referência em degrau.

Assim, utilizou-se uma ferramenta do ambiente integrado de desenvolvimento *Code Composer* da *Texas Instruments* (apresentado no item 4.2.1), que permite visualizar num gráfico a forma de onda de uma variável (vetor de posições) selecionada pelo utilizador. No entanto, para que os dados obtidos fossem apresentados com melhor

clareza, os valores contidos na variável selecionada foram exportados para o software *Microsoft Excel*, sendo efetuado o tratamento dos dados neste.

Na Figura 5.15 são apresentados os resultados da resposta da corrente  $i_q$ , quando é aplicado um degrau à corrente de referência  $i_{qref}$ . Os diferentes degraus de referência aplicados ao Controlador foram codificados e compilados juntamente com o programa que estava contido no DSP, no momento da realização do respetivo teste.

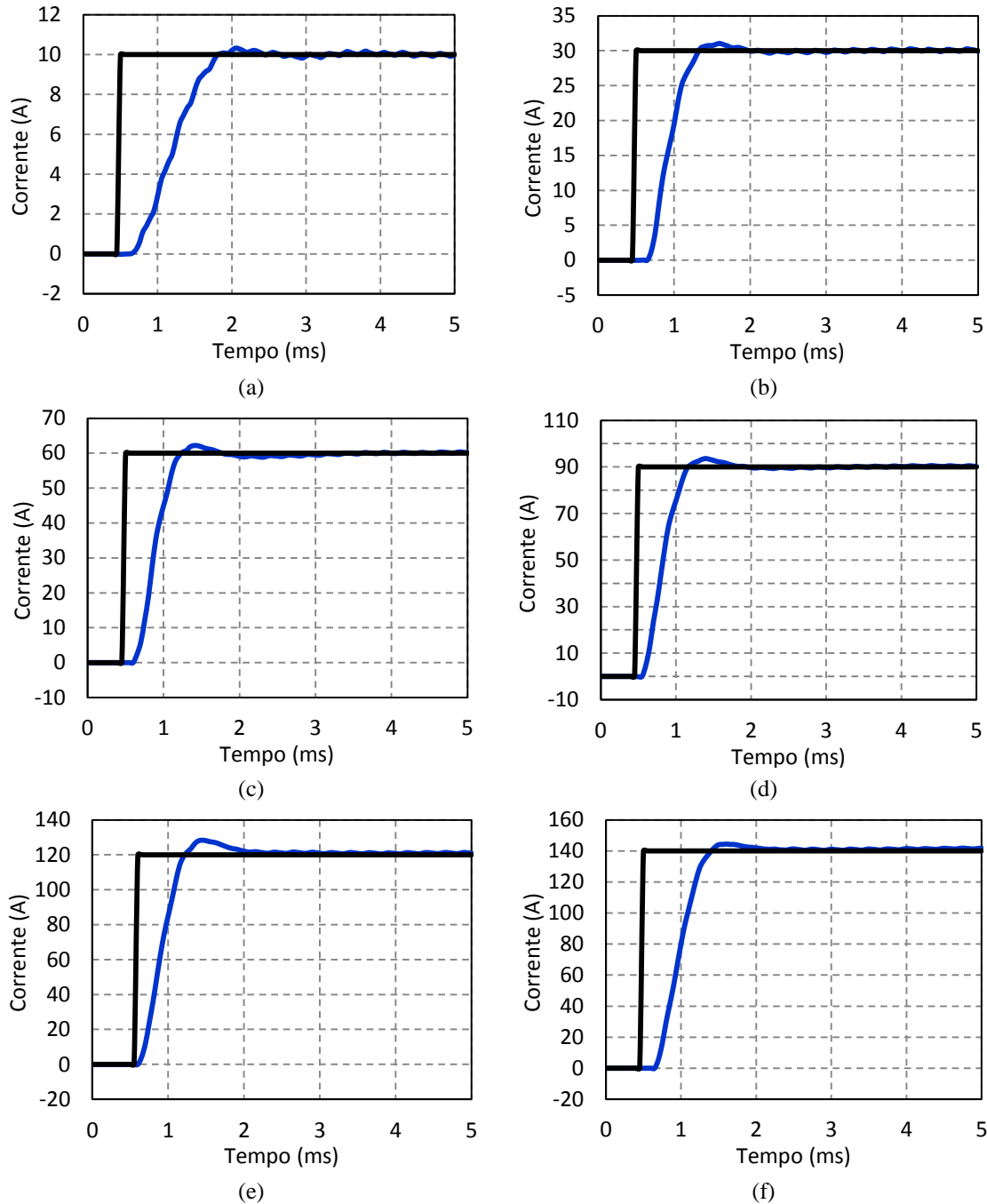


Figura 5.15 - Resposta da corrente  $i_q$  (a azul) a uma referência em degrau  $i_{qref}$  (a preto) com valor de: (a) 10 A; (b) 30 A; (c) 60 A; (d) 90 A; (e) 120 A; (f) 140 A.

Analisando as diferentes respostas do sistema face a diferentes degraus de referência, verifica-se que o tempo de estabilização é semelhante em quase todos os

casos, sendo que no caso de 10 A (alínea (a)), o sistema demora um pouco mais a estabilizar. No que diz respeito à sobre-elongação da corrente  $i_q$ , verifica-se que esta é diminuta, relativamente ao valor de referência, à exceção do caso de 120 A (alínea (e)).

#### 5.4.4. Travagem Regenerativa

O método de controlo FOC permite que seja efetuada a travagem regenerativa da máquina que se está a controlar modificando apenas o sinal e amplitude do binário de referência do Controlador. Ou seja, se o motor está a girar e é colocada a referência de binário com um valor negativo, a máquina PMSM, que até ao momento estava a operar como motor, passa a operar como gerador produzindo tensões e correntes em oposição de fase. Na Figura 5.16 são apresentados dois dos testes efetuados ao sistema de travagem regenerativa da máquina PMSM, onde no canal que apresenta a tensão  $V_{CC}$  foi utilizado o acoplamento CA, retirando a componente contínua da forma de onda.

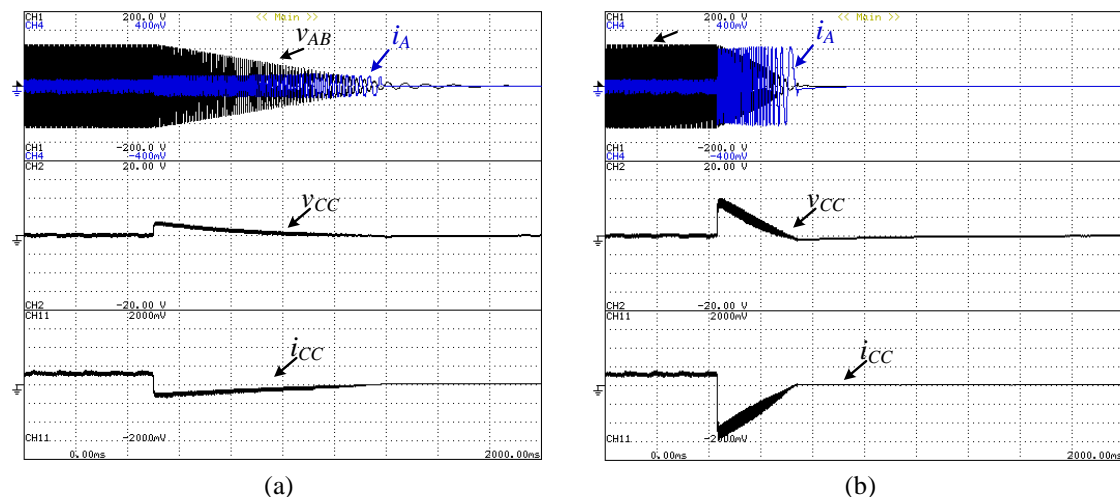


Figura 5.16 – Formas de onda da tensão composta (50 V/div) e da corrente de fase (10 A/div), da tensão do barramento CC (5 V/div) e da corrente da fonte de alimentação (5 A/div): (a) 1,7 N.m; (b) 6,7 N.m.

Analisando as formas de onda presentes na Figura 5.16 verifica-se que a corrente de fase mantém a sua amplitude constante, enquanto que o controlador efetua a travagem regenerativa. Verifica-se também que quanto maior for a amplitude da corrente de fase (diretamente proporcional ao binário requerido), mais rapidamente o motor desacelera.

### 5.5. Conclusões

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos nos testes realizados ao Controlador do motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*), desenvolvido nesta Dissertação.

Em primeiro lugar são apresentados os testes de linearidade efetuados aos sensores utilizados, nomeadamente: um sensor de tensão e três sensores de corrente, onde se verifica a linearidade das leituras por estes efetuadas.

Posteriormente são apresentados os ensaios efetuados ao inversor que consistem em verificar se o sistema de acionamento do motor opera da forma pretendida. Ou seja, é verificada a frequência de comutação de 8 kHz e o *deadtime* de 5  $\mu$ s nos sinais PWM (*Pulse Width Modulation*) de um braço do inversor trifásico. Também são validadas as transformadas de Clarke, Park e Inversa de Park, bem como a técnica de modulação vetorial (SVPWM – *Space Vector PWM*).

Por último é testado o Controlo por Orientação de Campo (FOC – *Field Oriented Control*) implementado com o PMSM a operar em vazio (sem carga acoplada) e com uma carga mecânica de 40 N.m aplicada ao seu eixo. Neste item são apresentadas as tensões compostas e correntes de fase do motor, bem como o desfasamento que existe entre a tensão simples e a corrente de fase do PMSM, onde se verifica uma boa resposta em regime permanente. É também analisada a resposta do binário produzido pelo motor, quando sujeito a uma referência em degrau, verificando-se uma boa resposta no regime transitório do sistema.

Neste item é testado o sistema de travagem regenerativa da máquina PMSM, onde se verificou um comportamento satisfatório do Controlador, permitindo assim armazenar parte da energia proveniente das travagens do veículo elétrico (CEPIUM).

Em suma, o Controlador implementado foi validado sendo necessário realizar alguns ajustes nos controladores Proporcionais-Integrais (PI), de forma que a corrente  $i_q$  tenha menos oscilações e, conseqüentemente, se verifique uma melhoria das formas de onda das tensões e correntes do PMSM.

# CAPÍTULO 6

## Conclusão

### 6.1. Conclusões

Esta Dissertação de Mestrado teve como objetivo o desenvolvimento de um Controlador para um motor síncrono de fluxo axial. Este Controlador pode ser dividido em dois sistemas: controlo e acionamento. O sistema de controlo tem por base a realização da aquisição dos sinais, a aplicação da estratégia de controlo do motor e, conseqüentemente, o cálculo dos novos valores de comando a fornecer ao sistema de acionamento. Por sua vez, o sistema de acionamento tem como objetivo acionar o motor de acordo com os sinais de referência, através da utilização de um conversor de potência CC-CA (Corrente Contínua – Corrente Alternada).

Inicialmente é realizado um levantamento bibliográfico (Capítulo 2) acerca dos elementos que constituem o sistema implementado, onde são apresentados os diferentes tipos e configurações de motores de fluxo axial, bem como os três tipos de sensores de posição tipicamente utilizados neste tipo de aplicações (sensor ótico, *resolver* e sensor magnético).

Adicionalmente são apresentados os métodos de controlo V/f constante, controlo direto do binário (DTC – *Direct Torque Control*) e controlo por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*). O FOC foi a estratégia de controlo selecionada pois apresenta as melhores características de funcionamento, tais como, uma resposta mais rápida a variações de carga (comparando com o controlo V/f) e uma frequência de comutação fixa (comparando com o DTC).

Em relação ao sistema de acionamento do motor são apresentadas duas configurações de conversores de potência CC-CA, nomeadamente o Inversor Fonte de Tensão e o Inversor Fonte de Corrente, optando-se pela primeira configuração uma vez que é mais compacta, mais leve e implica um menor gasto financeiro. São também apresentadas as duas técnicas de modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) passíveis de serem implementadas neste Controlador. Estas denominam-se de PWM sinusoidal (SPWM) e modulação vetorial (SVPWM – *Space Vector PWM*), tendo sido

implementada a segunda pois apresenta uma melhor utilização da tensão do barramento CC.

Posteriormente, no Capítulo 3, são apresentadas as simulações efetuadas ao Controlador no software de simulação *PSIM*. Inicialmente são validados os parâmetros inseridos no modelo do motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM – *Permanent Magnet Synchronous Motor*) utilizado, onde se verificou um desvio de 1% nas tensões e correntes nominais, comparando com os valores presentes no *datasheet* do motor (ver Tabela 3.2). Em seguida, para além da validação das transformas de Clarke, Park e inversa de Park, também é validada a técnica de modulação SVPWM. Por último, o Controlador é simulado em dois cenários de funcionamento do motor: sem carga (em vazio) e com carga nominal aplicada ao seu eixo. Com isto, verificou-se que o método de controlo FOC aplicado ao PMSM tem uma boa resposta em regime transiente, assim como em regime permanente.

No Capítulo 4 é descrito o processo de desenvolvimento e implementação do sistema de controlo e acionamento do motor PMSM. Em primeiro lugar são apresentados os elementos utilizados para codificar, em linguagem C, o sistema de controlo, nomeadamente a plataforma de desenvolvimento DSP *TMS320F28335* e o ambiente integrado de desenvolvimento *Code Composer*, ambos da *Texas Instruments*. De seguida são apresentados os sensores necessários à realização da aquisição de sinais do sistema a controlar, bem como da placa de circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*) que efetua a conversão dos sinais analógicos para digitais (placa de condicionamento de sinal). No que diz respeito ao sistema de acionamento é apresentado o conversor de potência CC-CA implementado, o motor utilizado nesta Dissertação e são apresentadas as diferentes fontes de alimentação do barramento CC utilizadas, bem como as respetivas proteções contra sobretensões. Por último, são apresentados os dispositivos que permitem ao utilizador interagir com o Controlador do motor, como por exemplo o painel de monitorização, que permite colocar o motor a andar no sentido dos ponteiros do relógio (estado “F” no *display*) ou no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio (estado “R” no *display*).

No Capítulo 5 são apresentados os resultados experimentais obtidos através da realização de ensaios aos sensores de tensão e de corrente, ao inversor trifásico e ao Controlador FOC. As leituras efetuadas pelos sensores de tensão e de corrente apresentam linearidade ao longo da gama total medida, garantindo assim uma boa amostragem do sistema a controlar. No ensaio realizado ao conversor de potência verifica-se, em primeiro lugar, que a técnica de modulação SVPWM é executada



corretamente e, em segundo lugar, que as tensões sintetizadas pelo inversor trifásico são geradas corretamente aos terminais de saída do mesmo.

Numa primeira fase, os testes ao Controlador foram realizados em bancada de ensaios, por razões de segurança, mas a aplicação final consistiu na integração do sistema implementado no CEPIUM (Carro Elétrico *Plug-In* da Universidade do Minho) com a função de efetuar o sistema de tração deste Veículo Elétrico.

Foi testado o sistema de travagem regenerativa da máquina PMSM, onde se verificou um comportamento satisfatório do Controlador, permitindo assim armazenar parte da energia proveniente das travagens do veículo elétrico.

Em suma, o Controlador implementado responde rapidamente às variações de referência de binário, tendo como contrapartida algumas deformações nas formas de onda das tensões e correntes em regime permanente, que podem ser atenuadas com uma otimização dos ganhos dos controladores Proporcionais-Integrais.

É importante realçar que para além dos conhecimentos adquiridos na área da Eletrónica de Potência, também foram adquiridos inúmeros conhecimentos na área de Engenharia Mecânica, uma vez que, o desenvolvimento do Controlador foi realizado tendo sempre em consideração o comportamento do sistema mecânico do CEPIUM.

## 6.2. Sugestões para Trabalho Futuro

Os testes realizados ao Controlador do motor síncrono de ímanes permanentes permitiram verificar que o sistema está a funcionar corretamente, mas é necessário realizar mais testes ao sistema. Para isto é necessário elevar a tensão da fonte de alimentação do barramento CC, de forma que o seu valor seja igual ou superior a 340 V.

Tendo como pressuposto a melhoria da fonte de alimentação para o valor acima descrito, podem ser efetuados os seguintes testes ao Controlador:

- Atingir uma velocidade de 6000 rpm com uma carga mecânica de 47,7 N.m, de forma a verificar quais os valores eficazes das correntes e tensões do motor nas suas condições nominais;
- Realizar um teste exaustivo onde o valor do binário da carga é variado ao longo do tempo, simulando assim um percurso rodoviário;
- Colocar o motor a operar com uma carga acoplada ao seu eixo com um binário de 80 N.m (valor máximo de binário produzido pelo motor).

Em todos os testes acima referidos é necessário ter em atenção o comportamento térmico do motor, assim como dos componentes que constituem o sistema de acionamento, com especial atenção aos semicondutores de potência.

Para reduzir o espaço que o Controlador ocupa no CEPIUM, é necessário agrupar as PCBs que constituem o sistema de controlo numa única PCB, e substituir os três dissipadores que estão implementados no sistema de acionamento por um dissipador com refrigeração a água, para que a transferência de calor seja efetuada de uma forma mais eficaz.

É de extrema relevância implementar o Controlador do CEPIUM utilizando o método de controlo DTC-SVPWM (*Direct Torque Control – Space Vector PWM*), de forma a comparar os resultados obtidos com o método de controlo FOC.

Por fim é importante realizar um estudo sobre os diferentes sistemas de travagem regenerativa existentes e implementar o que apresentar os melhores resultados.

## Referências

- [1] D. Pedrosa, "Desenvolvimento de um Veículo Eléctrico", Mestrado em Engenharia Electrónica Industrial e Computadores, Universidade do Minho, 2010.
- [2] M. H. Westbrook, *The Electric Car: Development and Future of Battery, Hybrid and Fuel-Cell Cars*, 2001, Institute of Engineering & Technology, ISBN: 9780852960134.
- [3] "Electric Vehicles History Part III", Acedido em 21 de Fevereiro de 2013, disponível em: <http://www.electricvehiclesnews.com/History/historyearlyIII.htm>.
- [4] "Imagem do veículo La Jamais Contente", Acedido em 13 de Janeiro de 2013, disponível em: <http://blog.hemmings.com/index.php/tag/la-jamais-contente>.
- [5] Z. Jeffries, "Charles Franklin Kettering 1876-1958", National Academy of sciences, 1960.
- [6] G. O. Collantes, "The California Zero-Emission Vehicle Mandate: A Study of the Policy Process, 1990-2004", Doctor of Philosophy in Transportation Technology and Policy, Institute of Transportation Studies, University of California - Davis, 2005.
- [7] "Imagem do GM EVI", Acedido em 28 de fevereiro de 2013, disponível em: <http://carrocultura.files.wordpress.com/2010/11/ev1-1.jpg>.
- [8] F. Profumo, Z. Zheng, e A. Tenconi, "Axial flux machines drives: a new viable solution for electric cars", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, pp. 39-45, 1997, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/41.557497.
- [9] B. J. Chalmers, W. Wu, e E. Spooner, "An axial-flux permanent-magnet generator for a gearless wind energy system", em *Proceedings of the 1996 International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth 1996*, pp. 610-616, DOI: 10.1109/PEDES.1996.539682.
- [10] H. Surong, L. Jian, F. Leonardi, e T. A. Lipo, "A comparison of power density for axial flux machines based on general purpose sizing equations", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, pp. 185-192, 1999, ISSN: 0885-8969, DOI: 10.1109/60.766982.
- [11] S. Kahourzade, A. Mahmoudi, N. A. Rahim, e P. Hew Wooi, "Sizing equation and Finite Element Analysis optimum design of axial-flux permanent-magnet motor for electric vehicle direct drive", em *IEEE International Power Engineering and Optimization Conference Melaka*, Malásia, 2012, pp. 1-6, DOI: 10.1109/PEOCO.2012.6230826.
- [12] J. F. Gieras, R. J. Wang, e M. J. Kamper, *Axial flux permanent magnet brushless machines*, 2008, Springer London, ISBN: 9781402082276.
- [13] T. A. Lipo, S. Huang, e M. Aydin, "Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review", University of Wisconsin-Madison, 2004.
- [14] "Sinais de saída de um sensor ótico incremental", Acedido em 4 de Fevereiro de 2013, disponível em: [http://mechatronics.mech.northwestern.edu/design\\_ref/sensors/increment.jpg](http://mechatronics.mech.northwestern.edu/design_ref/sensors/increment.jpg).
- [15] "Sensor ótico absoluto", Acedido em 4 de Fevereiro de 2013, disponível em: [http://julioterra.com/journal/wp-content/uploads/2013/01/encoder\\_body\\_2.png](http://julioterra.com/journal/wp-content/uploads/2013/01/encoder_body_2.png).

- [16] "Encoders Absolutos", Acedido em 6 de Fevereiro de 2013, disponível em: [http://www.avagotech.com/pages/en/motion\\_control\\_encoder\\_products/absolute\\_encoders](http://www.avagotech.com/pages/en/motion_control_encoder_products/absolute_encoders).
- [17] X. Zhang e J. Tang, "Study of the constant speed control of motor for insulin pump based on optical encoder", em *International Conference on Electric Information and Control Engineering* 2011, pp. 3615-3617, DOI: 10.1109/ICEICE.2011.5778293.
- [18] "Imagem do resolver AMCI H25 ", Acedido em 3 de Março de 2013, disponível em: <http://www.automatedcontrol.com.au/page14262/AMCIProductpage.aspx>.
- [19] F. Semiconductor, "56F80x Resolver Driver and Hardware Interface Signal Controllers - Application Note", 2005, Acedido em 18 de Março de 2013, disponível em: <http://www.freescale.com/files/product/doc/AN1942.pdf>.
- [20] H. Shuanghui, L. Yong, e H. Minghui, "Study on a novel absolute magnetic encoder", em *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, 2009, pp. 1773-1776, DOI: 10.1109/ROBIO.2009.4913270.
- [21] RLS, "Datasheet do AM4096", Acedido em 19 de Fevereiro de 2013, disponível em: <http://www.rls.si/media/pdf/en/f561e08953f947859a6a58f2ab3b4173.pdf>.
- [22] RLS, "OnAxis™ encoder technology", Acedido em 22 de Fevereiro de 2013, disponível em: <http://resources.renishaw.com/download.aspx?lang=en&data=12555>.
- [23] RLS, "Datasheet do AM8192B", Acedido em 19 de Fevereiro de 2013, disponível em: <http://www.rls.si/media/pdf/en/f47c9d32a5e64dab8c9afce239839adf.pdf>.
- [24] RLS, "Datasheet do RMB28", Acedido em 19 de Fevereiro de 2013, disponível em: <http://www.rls.si/media/pdf/en/24050c3062b140808a38b7a98048e719.pdf>.
- [25] S. Marek, H. Valéria, e F. Marek, "Permanent Magnets Synchronous Motor Control Theory", *Journal of Electrical Engineering*, vol. 58, pp. 79-84, 2007, ISSN: 1335-3632.
- [26] G. Andreescu, C. E. Coman, A. Moldovan, e I. Boldea, "Stable V/f control system with unity power factor for PMSM drives", em *2012 13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, 2012, pp. 432-438, ISBN: 1842-0133, DOI: 10.1109/OPTIM.2012.6231937.
- [27] M. Kiuchi, T. Ohnishi, H. Hagiwara, e Y. Yasuda, "V/f control of permanent magnet synchronous motors suitable for home appliances by DC-link peak current control method", em *2010 International Power Electronics Conference* 2010, pp. 567-573, DOI: 10.1109/IPEC.2010.5543306.
- [28] E. Simon, "Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F240", Texas Instruments, 1999, Acedido em 7 de Fevereiro de 2013, disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/spra588/spra588.pdf>.
- [29] Y. Li e D. Gerling, "The Comparison of Control Strategies for the Interior PMSM Drive used in the Electric Vehicle ", em *The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition*, Shenzhen, China, 2010.
- [30] J. Singh, B. Singh, S. P. Singh, e M. Naim, "Investigation of performance parameters of PMSM drives using DTC-SVPWM technique", em *Students Conference on Engineering and Systems*, 2012, pp. 1-6, DOI: 10.1109/SCES.2012.6199092.

- [31] S. De-xi, L. Yan-cheng, S. Fan-jin, e Z. Hai-yan, "Study on DTC-SVM of PMSM based on propeller load characteristic", em *7th World Congress on Intelligent Control and Automation*, Chongqing, China, 2008, pp. 6445-6449, DOI: 10.1109/WCICA.2008.4593905.
- [32] H. Akagi, "Active Harmonic Filters", *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, pp. 2128-2141, 2005, ISSN: 0018-9219, DOI: 10.1109/JPROC.2005.859603.
- [33] S. Pettersson, M. Salo, e H. Tuusa, "Four-Wire Current Source Active Power Filter with an Open-Loop Current Control", em *Power Conversion Conference*, Nagoya, Indonésia, 2007, pp. 542-549, DOI: 10.1109/PCCON.2007.373019.
- [34] M. Routimo, M. Salo, e H. Tuusa, "Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 636-643, 2007, ISSN: 0885-8993, DOI: 10.1109/TPEL.2006.890005.
- [35] C. A. Luongo, "Superconducting storage systems: an overview", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 32, pp. 2214-2223, 1996, ISSN: 0018-9464, DOI: 10.1109/20.508607.
- [36] J. I. Itoh, T. Iida, e A. Odaka, "Realization of High Efficiency AC link Converter System based on AC/AC Direct Conversion Techniques with RB-IGBT", em *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 1703-1708, ISBN: 1553-572X, DOI: 10.1109/IECON.2006.347947.
- [37] K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John, e D. S. S. Kumar, "Simulation and Comparison of SPWM and SVPWM Control for Three Phase Inverter", *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences* vol. 5, 2010, ISSN: 1819-6608.
- [38] S. Tunyasrirut, S. Srilad, e T. Suksri, "Comparison power quality of the voltage source inverter type SVPWM and SPWM technique for induction motor drive", em *SICE Annual Conference*, 2008, pp. 241-246, DOI: 10.1109/SICE.2008.4654659.
- [39] D. Pedrosa, H. Gonçalves, B. Exposto, J. S. Martins, e J. L. Afonso, "A Simplified Methodology for Parameters Measurement of an Axial Flux Permanent Magnet Motor Without Neutral Point", em *38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON2012*, Montreal, Canada, pp. 1628-1633, ISBN: 978-1-4673-2420-5.
- [40] PowerSim, "PSIM User Guide", Março de 2010, Acedido em 3 de Dezembro de 2012, disponível em: [http://www.myway.co.jp/products/psim/dlfiles/pdf/PSIM\\_User\\_Manual\\_V9.0.2.pdf](http://www.myway.co.jp/products/psim/dlfiles/pdf/PSIM_User_Manual_V9.0.2.pdf).
- [41] T. Instruments, "Datasheet do DSP TMS320F28335", Acedido em 18 de Outubro de 2013, disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>.
- [42] "Hall Effect Voltage Sensor CYHVS025A", Acedido em 14 de Outubro de 2013, disponível em: <http://www.chenyang-ism.com>.
- [43] LEM, "Datasheet do LA 200-P", Acedido em 14 de Outubro de 2013, disponível em: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/lem/LA200-P.pdf>.
- [44] Semikron, "Datasheet do SKM300GB126D", Acedido em 18 de Outubro de 2013, disponível em: [http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKM300GB126D\\_22890633.pdf](http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKM300GB126D_22890633.pdf).

- [45] P. Motor, "High efficient, brushless AC-Synchronous Disc-Motors with Patented Rotor Technology", Acedido em 12 de Setembro de 2013, disponível em: [https://redmine.fe.up.pt/attachments/download/2592/Overview\\_PMS.pdf](https://redmine.fe.up.pt/attachments/download/2592/Overview_PMS.pdf).
- [46] POWER, "WCG-UI", Acedido em 17 de Outubro de 2013, disponível em: <http://www.powerfactorinc.com/Batteries/wcgu1.htm>.
- [47] POWER, "*Imagem da bateria WCG-UI*", Acedido em 17 de Outubro de 2013, disponível em: <http://www.tayna.co.uk/Power-Batteries-S344-1.html>.
- [48] R. Pereira, "Desenvolvimento de um Sistema de Aquisição e Controlo de Binário e Velocidade para um Freio Electromagnético", Mestrado em Engenharia Electrónica Industrial e Computadores, Universidade do Minho, 2011.