



**Universidade do Minho**

João André de Sousa Pereira

**Estudo e Implementação de Técnicas de  
Controlo para um Motor BLDC de uma  
Bicicleta Elétrica**

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

Trabalho realizado sob orientação do  
Professor Doutor José Gabriel oliveira Pinto  
e coorientação do  
Professor Doutor José Augusto Afonso

Janeiro de 2017

# DECLARAÇÃO

João André de Sousa Pereira

Endereço eletrónico: a61999@alunos.uminho.pt Telefone: 911976681

Número do Bilhete de Identidade: 14107750

Título da Dissertação:

## **Estudo e Implementação de Técnicas de Controlo para um Motor BLDC de uma Bicicleta Elétrica**

Orientador:

Doutor José Gabriel Oliveira Pinto

Coorientador:

Doutor José Augusto Afonso

Ano de conclusão: 2017

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: \_\_\_\_\_

*À Winda.*



# Agradecimentos

A realização do trabalho aqui apresentado teve a contribuição de algumas pessoas, às quais transmito os meus mais sinceros agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao meu orientador Doutor José Gabriel Oliveira Pinto, pela disponibilidade que sempre demonstrou quando solicitado a ajudar.

Em segundo lugar, gostaria de agradecer ao meu coorientador Doutor José Augusto Afonso, pela disponibilidade apresentada.

Em seguida gostaria de agradecer a todo o grupo de trabalho do laboratório de Eletrónica de Potência e Energia e em especial ao Mestre Delfim Duarte Rolo Pedrosa pela ajuda dada, quando solicitada.

Gostaria de agradecer todos os colegas e amigos que realizaram a dissertação de mestrado no laboratório do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia, por o companheirismo demonstrado e pelo excelente ambiente proporcionado.

Quero demonstrar o meu eterno agradecimento à Afonsina, a Tuna de Engenharia da Universidade do Minho, por todos os momentos que me proporcionou ao longo dos anos que nunca irão ser esquecidos.

Em seguida quero agradecer a todos os meus amigos pelo apoio nos momentos mais complicados no meu percurso académico.

Por fim, mas mais importante que tudo, quero agradecer aos meus pais, José Augusto Gomes Pereira e Maria do Carmo Correia Dias de Sousa Pereira, à minha irmã Albertina Marina de Sousa Pereira, à minha avó Ana Correia de Sousa, às minhas tias e tio, Cristina Maria Dias Correia de Sousa, João Carlos Correia de Sousa, Maria Adelina Silva Covelo de Sousa e Maria de Fátima Pereira e por fim ao meu afillhado, João Afonso Covelo de Sousa, pela motivação constante e apoio incondicional.

A todos, muito obrigado.



# Resumo

Desde os tempos remotos da sua história o homem sentiu necessidade de desenvolver e aperfeiçoar meios de transporte para uma maior segurança, conforto e diminuição do tempo de viagem. No entanto, esta evolução levou a que os mesmos se tornassem nas maiores fontes de libertação de poluentes atmosféricos que, por conseguinte, causam o aquecimento global.

Nas grandes metrópoles dos países desenvolvidos, medidas têm vindo a ser implementadas de modo a reduzir tanto o número de veículos que nelas circulam assim como o grau de poluição que esses meios acarretam para o ambiente. Deste modo, a necessidade de criar uma alternativa séria, que vise substituir os veículos movidos a combustíveis fósseis, e viável a curto prazo, torna-se mais evidente.

No Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho, tem-se apostado no programa da mobilidade elétrica, e é nesse âmbito que foi proposto o desenvolvimento de uma bicicleta elétrica que tenha várias funcionalidades de acordo com o desejo do utilizador.

Nesta Dissertação de Mestrado, foram estudados o motor de corrente contínua (CC) e o motor *Brushless Direct Current* (BLDC), as duas soluções mais utilizadas no mercado para aplicações de bicicletas elétricas, concluindo-se que o motor BLDC apresenta mais vantagens em relação àquilo que é o conceito de bicicleta elétrica.

No que diz respeito às simulações computacionais, estas permitiram a validação dos algoritmos propostos e estudar o comportamento do motor BLDC sob diferentes condições e parâmetros. Com esse objetivo, foram simulados controlos de velocidade, binário e métodos de travagem regenerativa, assim como sistemas de proteção da bateria elétrica.

Relativamente à implementação, foi desenvolvido hardware que visou a validação dos algoritmos que foram propostos e simulados nesta Dissertação de Mestrado, sendo que ficou comprovado com sucesso, através de resultados experimentais presentes neste documento, o controlo de binário e método travagem regenerativa propostos.

**Palavras-Chave:** Meios de Transporte, Poluentes Atmosféricos, Combustíveis Fósseis, Mobilidade Elétrica, Bicicleta Elétrica, Travagem Regenerativa, Algoritmos de Controlo, BLDC.





# Abstract

Since ancient times in its history the man felt the need to develop and improve transport for greater safety, comfort and reduced travel time. However, this development led to the same becoming the largest source of release of pollutants, consequently causing global warming.

In the large cities of developed countries, measures have been implemented in order to reduce the number of vehicles circulating in them and the degree of pollution that these means entail for the environment. Thus, the need to create a serious alternative, which aims to replace vehicles powered by fossil fuels, and feasible in the short term, becomes more evident.

In the Group of Energy and Power Electronics (GEPE) of the University of Minho, research has been done in the electric mobility program, and in this context it was proposed the development of an electric bicycle that has several features according to the desire of the user.

In the scope of this Master Thesis, the direct current (DC) motor and the Brushless DC (BLDC) motor were studied, being the most attractive solutions for electric bicycle applications. It was concluded that the BLDC motor is advantageous over the DC motor in the referred context.

Concerning the computational simulations, these ones allowed the proposed algorithms validation and the study of the BLDC motor under different parameters and operating conditions. With this purpose, speed control, torque control and regenerative braking systems were simulated, as well as protection circuits for the electric battery.

Regarding the implementation, hardware was developed that validated the proposed and simulated algorithms for this Master Thesis work. The proposed torque control and regenerative braking system were successfully validated through experimental results presented in this document.

**Keywords:** Means of Transport, Air Pollutants, Fossil Fuels, Electric Mobility, Electric Bicycle, Regenerative Braking, Control Algorithms, BLDC.



# 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>Nomenclatura</b> .....	<b>xxi</b>
<b>CAPÍTULO 1 Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1. Importância das Bicicletas Elétricas para a Sociedade .....	1
1.2. Motivações .....	5
1.3. Objetivos e Contribuições .....	6
1.4. Organização e Estrutura da Dissertação .....	6
<b>CAPÍTULO 2 Elementos Constituintes da Bicicleta Elétrica</b> .....	<b>8</b>
2.1. Introdução .....	8
2.2. Sensores de Posição .....	8
2.2.1. Sensor da Pedaleira.....	8
2.2.2. Sensores de Efeito de Hall do Motor BLDC.....	10
2.3. Baterias Eletroquímicas .....	11
2.3.1. Baterias de Chumbo-Ácido .....	11
2.3.2. Baterias de Níquel-Cádmio .....	12
2.3.3. Baterias de Níquel-Hidreto Metálico.....	12
2.3.4. Baterias de Lítio .....	12
2.4. Motores Elétricos.....	13
2.4.1. Motor de Corrente Contínua.....	13
2.4.2. Motor Brushless Direct Current (BLDC) .....	19
2.5. Conclusão.....	25
<b>CAPÍTULO 3 Conversores de Potência e Algoritmos de Controlo de Motores</b> .....	<b>27</b>
3.1. Introdução .....	27
3.2. Conversores de Potência e Algoritmos de Controlo para Motores CC .....	27
3.2.1. Conversores CA/CC .....	27
3.2.2. Conversores CC/CC .....	29
3.2.3. Algoritmos de Controlo para Conversores CC/CC.....	33
3.3. Conversores de Potência e Algoritmos de Controlo para Motores BLDC.....	34
3.3.1. Conversor de Meia Ponte .....	35
3.3.2. Conversor Ponte H .....	35
3.3.3. Inversor Trifásico .....	36
3.3.4. Algoritmos de Controlo para Motores BLDC.....	37
3.4. Travagem Regenerativa .....	40
3.5. Conclusão.....	42
<b>CAPÍTULO 4 Simulações Computacionais</b> .....	<b>43</b>
4.1. Introdução .....	43
4.2. Circuito de Eletrónica de Potência .....	43
4.3. Controlador .....	44
4.4. Resultados de Simulação .....	45
4.4.1. Resultados com o Motor em Vazio.....	45
4.4.2. Controlo de Velocidade .....	48
4.4.3. Controlo de Binário (DTC).....	51
4.4.4. Bateria Elétrica e Proteção .....	54
4.4.5. Travagem Regenerativa .....	56
4.5. Conclusão.....	58
<b>CAPÍTULO 5 Desenvolvimento do Protótipo de Controlador para um Motor BLDC</b> .....	<b>60</b>
5.1. Introdução .....	60
5.2. Primeira Versão do Controlador .....	60
5.2.1. Circuito de Potência da Primeira Versão .....	61

5.2.2.	Circuito Digital de Controlo da Primeira Versão .....	66
	Condicionamento de Sinal.....	67
5.3.	Segunda Versão do Controlador.....	69
5.3.1.	Circuito de Potência da Segunda Versão .....	69
5.3.2.	Circuito Digital de Controlo da Segunda Versão .....	74
5.4.	Versão Final do Controlador .....	75
5.4.1.	Circuito de Potência da Versão Final .....	76
5.4.2.	Circuito Digital de Controlo da Versão Final.....	77
5.5.	Conclusões .....	79
<b>CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais .....</b>		<b>81</b>
6.1.	Introdução .....	81
6.2.	Bancada de Ensaios.....	81
6.3.	Características do Motor BLDC.....	82
6.4.	Ensaio do motor em Vazio .....	83
6.5.	Controlo de Velocidade.....	84
6.6.	Direct Torque Control .....	88
6.7.	Travagem Regenerativa.....	94
6.8.	Conclusões .....	96
<b>CAPÍTULO 7 Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro.....</b>		<b>98</b>
7.1.	Conclusão.....	98
7.2.	Sugestões e Trabalho Futuro .....	101
<b>Referências.....</b>		<b>103</b>

# Lista de Figuras

Figura 1.1 – Número total de vendas de bicicletas elétricas no ano de 2014 e 2015 nos Estados Unidos da América. ....	2
Figura 1.2 – Vendas totais de bicicletas elétricas na região da União Europeia entre os anos de 2006 e 2014. ....	3
Figura 1.3 – Percentagem de vendas de bicicletas elétricas em 2015 por região. ....	3
Figura 2.1 – Diferentes tipos de sensores de binário: (a) Sensor de acoplamento à pedaleira[12]; (b) Sensor de pedaleira[12]; (c) Sensor na roda da corrente[12]. ....	10
Figura 2.2 - Estados dos sinais de saída dos sensores de efeito de Hall para um ciclo elétrico. ....	11
Figura 2.3 - Bateria de lítio polímero 36 V, 10 Ah, utilizada na bicicleta elétrica. ....	13
Figura 2.4 – Diagrama de blocos de um sistema eletromagnético simples. ....	13
Figura 2.5 – Estrutura de um motor CC convencional [27]. ....	14
Figura 2.6 - Circuito equivalente para o motor de corrente contínua. ....	15
Figura 2.7 - Criação de fluxo magnético em motores de corrente contínua (a) Imanes permanentes; (b) Bobinas de campo [27]. ....	16
Figura 2.8 - Diagrama simplificado de um motor CC de dois polos com um enrolamento único de armadura ilustrando a função do anel comutador onde em: (a) A corrente flui de a para b; (b) A corrente flui de b para a. ....	17
Figura 2.9 - Circuito equivalente para uma ligação em paralelo do motor CC. ....	18
Figura 2.10 - Circuito equivalente para uma ligação série no motor CC: (a) com ambos os enrolamentos da armadura e campo representados; (b) com o equivalente dos enrolamentos representado. ....	18
Figura 2.11 - Circuito equivalente para uma ligação composta para um motor CC. ....	19
Figura 2.12 - Rotor de um motor BLDC. ....	20
Figura 2.13 - Estator de um motor BLDC. ....	21
Figura 2.14 – Formas de onda ideais da força contraelectromotriz e corrente numa fase do motor BLDC. ....	21
Figura 2.15 - Binário total produzido por um motor BLDC. ....	22
Figura 2.16 - Sensores de efeito de Hall embutidos no motor BLDC. ....	22
Figura 2.17 - Estados de excitação dos enrolamentos do motor BLDC. ....	23
Figura 2.18 – Modelo elétrico equivalente do motor BLDC. ....	24
Figura 3.1 - Esquemático geral de controlo de um motor CC independente. ....	28
Figura 3.2 - Conversor monofásico totalmente controlado para acionar um motor CC independente. ....	28
Figura 3.3 - Conversor trifásico totalmente controlado para acionar um motor CC. ....	29
Figura 3.4 – Conversor CC/CC de um quadrante. ....	29
Figura 3.5 - Lógica de controlo para um conversor CC/CC de um quadrante. ....	30
Figura 3.6 – Conversor CC/CC de dois quadrantes. ....	30
Figura 3.7 – Estados de operação do conversor CC/CC de dois quadrantes: (a) $V_t > 0$ e $I_a < 0$ ; (b) $V_t > 0$ e $I_a > 0$ ; (c) $V_t = 0$ e $I_a > 0$ ; (d) $V_t = 0$ e $I_a < 0$ . ....	31
Figura 3.8 – Conversor CC/CC de quatro quadrantes. ....	32

Figura 3.9 - Estados de operação do conversor CC/CC de quatro quadrantes: (a) $V_t > 0$ e $I_a > 0$ ; (b) $V_t < 0$ e $I_a > 0$ ; (c) $V_t < 0$ e $I_a < 0$ ; (d) $V_t > 0$ e $I_a < 0$ .....	32
Figura 3.10 - Controlo de velocidade para motor CC com conversor CC/CC fonte de tensão.....	33
Figura 3.11 - Controlo de velocidade em malha fechada para um conversor CC/CC fonte de corrente. .....	34
Figura 3.12 - Esquema geral de um algoritmo de controlo para motores BLDC.....	34
Figura 3.13 - Conversor de meia ponte para motores BLDC.....	35
Figura 3.14 - Conversor de ponte completa para motores BLDC.....	36
Figura 3.15 - Inversor fonte de tensão aplicado ao motor BLDC.....	36
Figura 3.16 - Controlo de velocidade para um motor BLDC.....	37
Figura 3.17 - Esquema geral de FOC aplicável a motores BLDC.....	38
Figura 3.18 - Esquema geral de DTC aplicável a motores BLDC.....	39
Figura 3.19 - Estados de operação do inversor durante o processo de travagem regenerativa quando o sensor de efeito de Hall da fase a se encontra ativo, sendo que em: (a) A corrente flui por $S_2$ e $D_4$ ; (b) A corrente flui por $D_1$ e $D_4$ .....	41
Figura 4.1 - Circuito de eletrónica de potência implementado para simulações computacionais.....	44
Figura 4.2 - Representação do motor BLDC na ferramenta de simulação PSIM.....	44
Figura 4.3 - Bloco DLL para implementação dos algoritmos de controlo.....	45
Figura 4.4 - Formas de onda das tensões compostas para motor BLDC.....	46
Figura 4.5 - Formas de onda de corrente para motor BLDC.....	46
Figura 4.6 - Velocidade estimada e velocidade real.....	47
Figura 4.7 - Sequência de sinais dos sensores de efeito de Hall.....	47
Figura 4.8 - Estimação do ângulo elétrico sobre o ângulo mecânico.....	47
Figura 4.9 - Estimação do ângulo elétrico corrigido sobre o ângulo mecânico.....	48
Figura 4.10 - Diagrama de blocos para o controlo de velocidade constante.....	49
Figura 4.11 - Velocidade do motor em relação à velocidade de referência.....	49
Figura 4.12 - Velocidade do motor em relação à referência.....	50
Figura 4.13 - Correntes nas três fases do motor durante as diferentes referências de velocidade.....	50
Figura 4.14 - Forma de onda da tensão da fase a durante as diferentes referências de velocidade.....	50
Figura 4.15 - Diagrama do DTC implementado na simulação em malha fechada.....	51
Figura 4.16 - Estado dos sensores de efeito de Hall para três estados de binário de referência.....	52
Figura 4.17 - Formas de onda das correntes das três fases do motor BLDC para os diferentes valores de binário de referência.....	53
Figura 4.18 - Formas de onda do binário produzido pelo motor (azul) e o binário estimado pelo controlador (vermelho).....	53
Figura 4.19 - Formas de onda do binário produzido pelo motor BLDC (azul) e estimado pelo controlador (vermelho) para: (a) Onda completa com referência de 0,5 Nm; (b) Visão amplificada da referência de 0,5 Nm; (c) Onda completa com referência de 2 Nm; (d) Visão amplificada da referência de 2 Nm; (e) Onda completa com referência de 5 Nm; (f) Visão amplificada da referência de 5 Nm;.....	54
Figura 4.20 - Circuito de proteção contra sobretensões.....	55
Figura 4.21 - Formas de onda da tensão e corrente na resistência de dissipação de energia de travagem, antes e depois da proteção ativar.....	55

## Lista de Figuras

Figura 4.22 - Modelo de simulação do inversor trifásico: (a) Circuito equivalente do motor BLDC; (b) Circuito com o motor BLDC.....	56
Figura 4.23 - Forma de onda da corrente extraída, versus duty cycle aplicado, para a bateria elétrica do: (a) Circuito equivalente do motor BLDC; (b) Circuito com o motor BLDC.....	56
Figura 4.24 – Formas de onda obtidas para quatro variações de duty cycle no modo de travagem regenerativa: (a) Corrente na bateria elétrica com duty cycle de 30%; (b) Binário de travagem no motor BLDC com duty cycle de 30%; (c) Corrente na bateria elétrica com duty cycle de 40%; (d) Binário de travagem no motor BLDC com duty cycle de 40%; (e) Corrente na bateria elétrica com duty cycle de 50%; (f) Binário de travagem no motor BLDC com duty cycle de 50%; (g) Corrente na bateria elétrica com duty cycle de 60%; (h) Binário de travagem no motor BLDC com duty cycle de 60%.....	58
Figura 5.1 - Circuito de proteção de gate do MOSFET.....	61
Figura 5.2 - Circuito limitador de corrente de gate do MOSFET.....	62
Figura 5.3 - Pico de corrente de gate no instante de comutação do MOSFET limitada com resistência de gate de 12 $\Omega$ .....	62
Figura 5.4 – Pinout do driver MIC4604 utilizado para a comutação do inversor trifásico.....	63
Figura 5.5 - Circuito implementado do MIC4604 para ligação a um braço do inversor de potência.....	63
Figura 5.6 - Conversor CC/CC adquirido para a alimentação do circuito de controlo na primeira implementação.....	64
Figura 5.7 - Circuito implementado para o funcionamento do sensor de corrente ACS712-20A.....	65
Figura 5.8 - Divisor resistivo para a obtenção da tensão instantânea das baterias elétricas.....	66
Figura 5.9 - C2000 Piccolo LAUNCHXL-F28027 da Texas Instruments.....	66
Figura 5.10 - Diagrama de blocos do microcontrolador F28027 [61].....	67
Figura 5.11 - Circuito de condicionamento de sinal para os sensores de efeito de Hall.....	67
Figura 5.12 - Circuito do regulador de tensão linear de 5 V.....	68
Figura 5.13 - Circuito do regulador de tensão linear de 3,3 V.....	68
Figura 5.14 - Segunda versão da placa de controlo do motor BLDC.....	69
Figura 5.15 -Driver ADUM3223 utilizado para a comutação do inversor trifásico.....	70
Figura 5.16 - Circuito de bootstrap implementado para o ADUM3223.....	71
Figura 5.17 - Placa desenvolvida para o driver ADUM3223.....	72
Figura 5.18 - Circuito implementado para o funcionamento do conversor CC/CC.....	73
Figura 5.19 - Conversor CC/CC usado na alimentação do circuito digital de controlo da segunda versão do controlador.....	73
Figura 5.20 - Circuito do regulador de tensão linear de 3,3 V.....	74
Figura 5.21 - Circuito do regulador de tensão linear de 5 V.....	74
Figura 5.22 - Circuito do filtro passa-baixo implementado.....	75
Figura 5.23 – Versão final do circuito de controlo do motor BLDC.....	76
Figura 5.24 - Circuito digital do sensor da pedaleira presente na bicicleta elétrica.....	78
Figura 5.25 - Circuito digital do sensor de travagem presente na bicicleta elétrica.....	79
Figura 5.26 – Painel de comando e interface com o utilizador construído para o controlo do sistema.....	79
Figura 6.1 - Bancada de ensaios para motores do GEPE.....	81
Figura 6.2 – Formas de onda das correntes nos enrolamentos do motor BLDC, das tensões compostas e dos sinais dos sensores de efeito de Hall.....	83

Figura 6.3 – Resultados obtidos no ensaio do motor BLDC em vazio: (a) Tensão composta ab no motor BLDC e tensão no barramento CC, (b) Tensões compostas ab, bc e ca do motor BLDC; (c) Corrente da fase a do motor BLDC e corrente no barramento CC; (d) Correntes nas fases a, b e c do motor BLDC.....	84
Figura 6.4 - Algoritmo de controlo de velocidade. ....	84
Figura 6.5 – Resultados obtidos para controlo de velocidade do motor BLDC sem carga: (a) Tensões compostas ab, bc e ca para uma referência de 50 rpm; (b) Correntes nas fases a, b e c para uma referência de 50 rpm; (c) Tensões compostas ab, bc e ca para uma referência de 100 rpm; (d) Correntes nas fases a, b e c para uma referência de 100 rpm; (e) Tensões compostas ab, bc e ca para uma referência de 180 rpm; (f) Correntes nas fases a, b e c para uma referência de 180 rpm. ....	85
Figura 6.6 - Resultados obtidos para controlo de velocidade do motor BLDC com carga: (a) Tensões compostas ab, bc e ca para uma referência de 70 rpm; (b) Correntes nas fases a, b e c para uma referência de 70 rpm; (c) Tensões compostas ab, bc e ca para uma referência de 100 rpm; (d) Correntes nas fases a, b e c para uma referência de 100 rpm; (e) Tensões compostas ab, bc e ca para uma referência de 150 rpm; (f) Correntes nas fases a, b e c para uma referência de 150 rpm. ....	87
Figura 6.7 - Forma de onda da corrente no barramento CC e tensão e corrente nas três fases do motor com binário de referência de 1 Nm (a) Corrente na fase a, b e c com $F_s = 5$ kHz, (b) Corrente na fase a, b e c com $F_s = 20$ kHz, (c) Tensões compostas ab, bc e ca com $F_s = 5$ kHz, (d) Tensão composta ab, bc e ca com $F_s = 20$ kHz, (e) Corrente no barramento CC com $F_s = 5$ kHz, (f) Corrente no barramento CC com $F_s = 20$ kHz. ....	90
Figura 6.8 - Forma de onda da corrente no barramento CC e tensão e corrente nas três fases do motor com binário de referência de 2 Nm (a) Corrente na fase a, b e c com $F_s = 5$ kHz, (b) Corrente na fase a, b e c com $F_s = 20$ kHz, (c) Tensões compostas ab, bc e ca com $F_s = 5$ kHz, (d) Tensão composta ab, bc e ca com $F_s = 20$ kHz, (e) Corrente no barramento CC com $F_s = 5$ kHz, (f) Corrente no barramento CC com $F_s = 20$ kHz. ....	91
Figura 6.9 - Forma de onda da corrente no barramento CC e tensão e corrente nas três fases do motor BLDC com binário de referência de 3 Nm (a) Corrente na fase a, b e c com $F_s = 5$ kHz, (b) Corrente na fase a, b e c com $F_s = 20$ kHz, (c) Tensões compostas ab, bc e ca com $F_s = 5$ kHz, (d) Tensão composta ab, bc e ca com $F_s = 20$ kHz, (e) Corrente no barramento CC com $F_s = 5$ kHz, (f) Corrente no barramento CC com $F_s = 20$ kHz. ....	92
Figura 6.10 - Forma de onda da corrente no barramento CC e tensão e corrente nas três fases do motor com binário de referência de 4 Nm (a) Corrente na fase a, b e c com $F_s = 5$ kHz, (b) Corrente na fase a, b e c com $F_s = 20$ kHz, (c) Tensões compostas ab, bc e ca com $F_s = 5$ kHz, (d) Tensão composta ab, bc e ca com $F_s = 20$ kHz, (e) Corrente no barramento CC com $F_s = 5$ kHz, (f) Corrente no barramento CC com $F_s = 20$ kHz. ....	93
Figura 6.11 – Formas de onda da corrente durante o processo de travagem regenerativa pontual: (a) Na bateria elétrica; (b) Nos enrolamentos do motor BLDC. ....	95
Figura 6.12 – Forma de onda das tensões compostas ab, bc e ca do motor BLDC antes e depois de se iniciar o processo de travagem regenerativa pontual. ....	95
Figura 6.13 - Formas de onda da corrente durante o processo de travagem regenerativa constante: (a) Na bateria elétrica; (b) Nos enrolamentos do motor BLDC. ....	96
Figura 6.14 - Forma de onda das tensões compostas ab, bc e ca do motor BLDC antes e depois de se iniciar o processo de travagem regenerativa constante. ....	96



## Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Sequência de estados para comutação a 120° do inversor fonte de tensão. ....	23
Tabela 3.1 - Tabela de estados para DTC [52].....	40
Tabela 4.1 - Valor do angulo elétrico para cada cruzamento de sector.....	48
Tabela 6.1 - Características elétricas e mecânicas do motor BLDC. ....	82



## Lista de Siglas e Acrónimos

BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DLL	<i>Dynamic Linked Library</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
GEPE	Grupo Eletrónica de Potência e Energia
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
PAS	<i>Pedal Assist System</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PID	<i>Proportional Integral Derivative</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RPM	Rotações por Minuto
SOC	<i>State of Charge</i>
SV	Sensor de Velocidade
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>



# Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
$E_a$	Força contraelectromotriz gerada na armadura	V
$E_{as}, E_{bs}, E_{cs}$	Tensões instantâneas das forças contraelectromotrizes por fase num motor BLDC	V
$I_a$	Corrente de armadura	A
$I_f$	Corrente de campo	A
$L_a$	Indutância dos enrolamentos de armadura	H
$L_{as}, L_{bs}, L_{cs}$	Indutância por fase nos enrolamentos de um motor BLDC	H
$L_f$	Indutância dos enrolamentos de campo	H
$L_s$	Indutância equivalente série do motor CC	H
$R_a$	Resistência dos enrolamentos da armadura	$\Omega$
$R_{as}, R_{bs}, R_{cs}$	Resistência por fase nos enrolamentos de um motor BLDC	$\Omega$
$R_f$	Resistência dos enrolamentos de campo	$\Omega$
$R_s$	Resistência equivalente série do motor CC	$\Omega$
$V_{brush}$	Queda de tensão nas escovas do motor CC	V
$V_f$	Tensão de campo	V
$V_t$	Tensão de armadura	V
$v_{\alpha}, v_{\beta}, v_0$	Tensões instantâneas no sistema de coordenadas $\alpha$ - $\beta$ -0	V
$\theta_e$	Ângulo elétrico	rad

## Nomenclatura

---

$\theta_r$	Ângulo mecânico	rad
$\Phi$	Fluxo magnético	Wb
$\Omega$	Resistência elétrica	$\Omega$
$\omega_e$	Velocidade de rotação elétrica	rad/s
$\omega_r$	Velocidade de rotação mecânica	rpm
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	Correntes que atravessam os enrolamentos do motor BLDC	A
$T$	Binário produzido por uma máquina elétrica	Nm

# CAPÍTULO 1

## Introdução

### 1.1. Importância das Bicicletas Elétricas para a Sociedade

As vantagens oferecidas pelos motociclos, tais como a flexibilidade de transporte e o seu baixo custo, fizeram com que estes se tornassem a principal escolha de mobilidade nos países em desenvolvimento tal como a Tailândia, Índia, Brasil e Indonésia [1]. No entanto, a falta de regulamentação nesses países e a grande utilização de mecanismos menos sofisticados tornaram estes veículos em grandes emissores de gases de efeito de estufa.

Os poluentes mais presentes nos motociclos são as partículas de combustível (*Particulate Matter* - PM), hidrocarbonetos (*Hydrocarbons* - HC), compostos orgânicos voláteis (*Volatile Organic Compounds* - VOC), óxido de azoto (*Nitrogen Oxides* - NOx), chumbo (*Lead* - Pb) e dióxido de carbono (*Carbon Dioxide* - CO<sub>2</sub>). Quando combinados, estes compostos afetam com gravidade a saúde humana. Alguns destes exemplos são [2]:

- Sintomas tais como garganta, olhos e nariz irritados, alergias, enjoos e capacidade pulmonar reduzida, afetam de forma drástica os seres humanos, levando a doenças e infeções respiratórias ou até a mortes prematuras;
- Doenças cardiovasculares são derivadas na sua maioria pelas emissões de partículas de combustível (PM). Estas partículas, ao serem emitidas na atmosfera, levam a ataques cardíacos, sendo que a população mais afetada é a mais idosa e aquela onde já existem registos de doenças cardíacas.
- Doenças mentais ocorrem devido à inalação de chumbo. Em países em que o combustível à base de chumbo ainda é usado, a sua utilização por veículos leva a que grandes quantidades de chumbo sejam lançadas para o ar, que por sua vez é inalado pelos seres vivos, envenenando-os. Além de este causar envenenamento por inalação, que leva a casos de paranoias e danos no sistema nervoso central, pode também causar cancro em certos casos clínicos [3].

Estima-se que a poluição atmosférica seja responsável por 2-6% dos casos registados de doenças em países desenvolvidos, sendo que nos países em desenvolvimento o número sobe para 13%. Relativamente a motociclos motorizados, são várias as modificações que podem ser levadas a cabo de modo a reduzir as emissões até 90%. Exemplos como a utilização obrigatória por lei de catalisadores de oxidação, em vez dos regulares, podem reduzir emissões poluentes entre 50-80%. Outra mudança técnica capaz de melhorar a emissão de gases passa por adotar o método de injeção de ar secundário, capaz de reduzir até 25% das emissões. A injeção automática de óleo lubrificante é outro exemplo de medidas que as regiões dos EUA, EU, Japão e partes do leste da Ásia adotaram como obrigatórias por lei para ajudar a combater as emissões para a atmosfera de gases nocivos para a saúde [3].

Por todos os motivos apresentados, foi preciso encontrar uma alternativa capaz de combater os motociclos motorizados. Neste impulso, marcas notórias da indústria automóvel, como a Ford e a Mercedes, depressa se interessaram por desenvolver os seus próprios modelos de bicicletas elétricas[4], [5].

Na Figura 1.1 pode ver-se o número total de vendas de bicicletas elétricas nos Estados Unidos da América nos anos civis de 2014 e 2015.

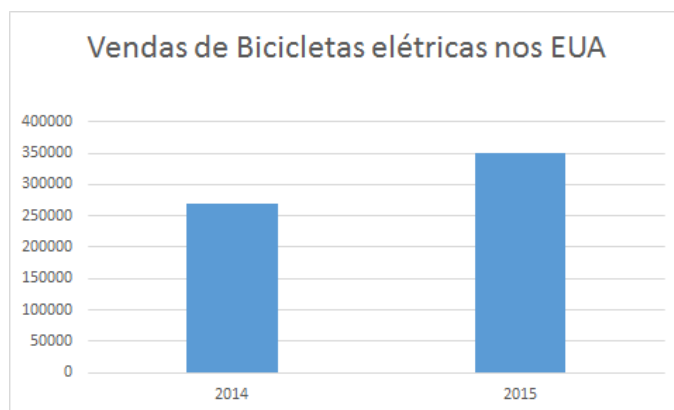


Figura 1.1 – Número total de vendas de bicicletas elétricas no ano de 2014 e 2015 nos Estados Unidos da América.

Na Figura 1.2 é possível ver as vendas totais de bicicletas elétricas na região da União Europeia entre os anos de 2006 e 2014.



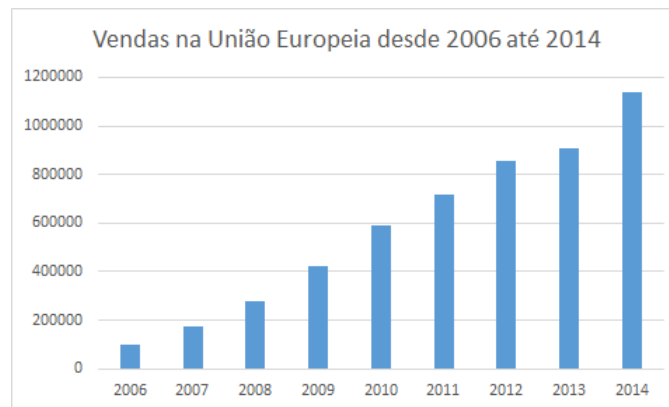


Figura 1.2 – Vendas totais de bicicletas elétricas na região da União Europeia entre os anos de 2006 e 2014.

Na Figura 1.3 pode ver-se a percentagem de vendas de bicicletas elétricas em 2015 por região.

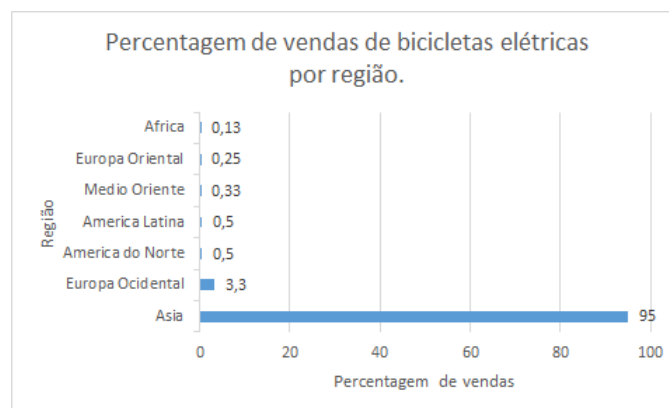


Figura 1.3 – Percentagem de vendas de bicicletas elétricas em 2015 por região.

Pela análise das informações dos gráficos, pode observar-se que regiões como a América Latina, África, América do Norte e Médio Oriente, sendo que estas duas últimas regiões se tratam de países em desenvolvimento, têm índices de compra de bicicletas elétricas muito baixos, comparados com os europeus. Se uma analogia for feita entre o gráfico da Figura 1.1 e o gráfico da Figura 1.3, pode estimar-se que em todo o continente americano apenas foram vendidas cerca de 700 000 bicicletas elétricas, um valor muito baixo e preocupante, uma vez que a solução encontrada nos países de menor poder económico são os motociclos motorizados que, como já foi referido acima, trazem muitas desvantagens e perigos para a saúde humana, bem como para o meio ambiente.

Observando os gráficos acima, pode constatar-se a evolução de vendas ao longo dos anos em diferentes regiões do globo. É notório observar que, no ano de 2015, 95% das vendas de bicicletas elétricas ocorreram na região da Ásia. No entanto, apesar das

diferenças abismais de vendas, comparando a Ásia com o resto do mundo, é perceptível que em todos os mercados se tem registado, ano após ano, um crescente aumento das vendas de bicicletas elétricas [6]–[8].

Se se olhar para o exemplo da Holanda, que tem uma cultura que apoia e protege os cidadãos que circulem através de bicicletas, pode ver-se que, apesar de o mercado ser competitivo e haver muita oferta, a procura continua a aumentar e as vendas de bicicletas elétricas continuam a bater recordes de vendas internos. De acordo com a Associação Industrial Holandesa, no ano de 2015 foram vendidas mais 53 000 bicicletas elétricas que no ano anterior, subindo de 223 000 para 276 000 o número total de vendas por ano [9]. Este facto leva a que se aumente o investimento numa área que tem ainda muito para ser explorada, como se irá constatar ao longo deste trabalho de dissertação.

É, portanto, fácil de compreender que com auxílios de legislações que apoiem cada vez mais os transportes urbanos movidos a energia elétrica, nomeadamente as bicicletas elétricas, é possível reorganizar os meios urbanos, tornando-os mais limpos e menos congestionados. Se tais medidas forem aplicadas, os cidadãos que escolham estes meios para se movimentarem poderão beneficiar de vantagens como:

- Devido à inclusão de um motor elétrico, um trabalhador não chegará ao trabalho suado e com a respiração acelerada, evitando a necessidade de repouso e de um banho.
- O estacionamento torna-se mais simples, evitando perdas de tempo desnecessárias para procurar estacionamento.
- O trânsito deixa de ser uma preocupação e um stress matinal, dando ao trabalhador tempo de relaxe antes de iniciar um dia de trabalho.
- Devido aos grandes congestionamentos de trânsito, uma bicicleta elétrica consegue movimentar-se a velocidades superiores a um transporte público, dando ao seu proprietário uma maior flexibilidade de horários matinais.
- A viagem até ao trabalho ajudará o utilizador a ficar desperto devido à brisa de vento característica deste meio de transporte.
- Apesar de ter um motor elétrico acoplado, o utilizador terá de efetuar algum esforço físico devido à legislação, o que o tornará automaticamente mais ativo fisicamente.
- Após adquirir uma bicicleta elétrica, o utilizador acabará por passar mais tempo fora de casa devido à facilidade de deslocação.

- O baixo custo de energia em relação aos combustíveis fará com que o dinheiro poupado possa ser aplicado noutras áreas.

Como se pode ver, as inúmeras vantagens de uma bicicleta elétrica abrangem as áreas da saúde, financeira e ambiental.

Em Portugal, o projeto *Buga*, na cidade de Aveiro, distribui até 300 bicicletas elétricas gratuitamente mediante apresentação de um documento de identificação durante um período de tempo. Esta é uma iniciativa que pode aliciar a população da cidade a adquirir os seus próprios exemplares e, com sorte, ser o exemplo a seguir por outras cidades ao longo do país [10].

### 1.2. Motivações

Devido às grandes vantagens que as bicicletas elétricas trazem, como a constante atividade física e diminuição dos tempos de transporte, este tema torna-se num assunto de interesse para desenvolver. Para além disso, a utilização de bicicletas elétricas constitui uma mais valia no foro ambiental, uma vez que estas permitem a redução das emissões de gases poluentes para a atmosfera, gases estes que são prejudiciais tanto ao ambiente como à saúde pública.

As bicicletas elétricas são um meio disponível a qualquer faixa etária, daí o desenvolvimento de novos modelos que sejam capazes de satisfazer as necessidades de movimentos do dia-a-dia, em que distâncias elevadas requerem uma maior autonomia e um menor esforço ao utilizador.

Para este trabalho de Dissertação de Mestrado é proposto o desenvolvimento de um algoritmo de controlo de binário, nomeadamente o *Direct Torque Control* (DTC). Este algoritmo permite o controlo direto do binário produzido pelo motor BLDC e a sua implementação é passível de ser efetuada recorrendo a um controlador de baixo custo.

A nível pessoal, a escolha do trabalho de Dissertação de Mestrado consistiu em encontrar um tema de interesse e em que fosse possível aplicar os conhecimentos que foram adquiridos no curso de Eletrónica Industrial e de Computadores nas duas áreas de mestrados escolhidas, nomeadamente as áreas de Eletrónica de Potência e Automação, Controlo e Robótica.

### 1.3. Objetivos e Contribuições

O principal objetivo desta Dissertação de Mestrado é o desenvolvimento de um protótipo de um controlador que seja capaz de auxiliar o utilizador em três níveis de ajuda e que, quando em travagem, consiga armazenar a energia cinética produzida pelo motor, cumprindo os requisitos impostos pela lei portuguesa.

A fim de obter os resultados experimentais desejados, o desenvolvimento deste trabalho passa pelos seguintes objetivos:

- Desenvolver um algoritmo de controlo de velocidade para o motor BLDC;
- Desenvolver um algoritmo de controlo de binário para o motor BLDC;
- Implementar um algoritmo de travagem regenerativa sem hardware adicional de modo a poder redirecionar para a bateria elétrica a energia produzida pelo motor nos momentos de travagem;
- Implementar um sistema de interface com o utilizador de modo a que seja possível a escolha do nível de ajuda, bem como ativar ou desativar todo o sistema;
- Criar um protótipo de um controlador de baixo custo e compacto de modo a permitir a sua instalação numa bicicleta comum.

### 1.4. Organização e Estrutura da Dissertação

Nesta Dissertação de Mestrado, é descrito o desenvolvimento de hardware capaz de cumprir todos os objetivos especificados. Deste modo, este documento encontra-se estruturado em sete capítulos, que são apresentados e descritos de seguida.

Assim, no capítulo 1, denominado “Introdução”, são apresentadas as desvantagens dos motociclos motorizados e o porquê da necessidade do aparecimento das bicicletas elétricas. É também abordado o mercado comercial em várias regiões do globo terrestre.

No capítulo 2, denominado “Elementos Constituintes da Bicicleta Elétrica”, é introduzida a definição de bicicleta elétrica, são analisados os elementos que constituem a bicicleta elétrica e é feita uma análise sobre o motor CC e o motor *Brushless DC*.

No capítulo 3, denominado “Conversores de Potência e Algoritmos de Controlo de Motores”, são explicados os conversores de potência utilizados para acionar os motores estudados nesta dissertação e os respetivos algoritmos de controlo.

No capítulo 4, denominado “Simulações Computacionais”, são apresentadas as simulações efetuadas ao longo desta dissertação, nomeadamente de algoritmos de controlo aplicáveis a motores BLDC e o método de travagem regenerativa.

No capítulo 5, denominado “Desenvolvimento do Protótipo de Controlador para um Motor BLDC”, é explicada a implementação e dimensionamento do hardware final, tanto dos circuitos de potência como dos circuitos de comando.

No capítulo 6, denominado “Resultados Experimentais”, são apresentados os resultados experimentais obtidos do controlo do motor para 3 níveis de ajuda distintos e do motor a funcionar como gerador de energia na travagem regenerativa.

No capítulo 7, denominado “Conclusão”, são apresentadas as conclusões do trabalho realizado, bem como as sugestões de trabalho futuro.

# CAPÍTULO 2

## Elementos Constituintes da Bicicleta Elétrica

### 2.1. Introdução

De acordo com a legislação portuguesa, “Velocípede com motor é o velocípede equipado com motor auxiliar elétrico com potência máxima contínua de 250 W, cuja alimentação é reduzida progressivamente com o aumento da velocidade e interrompida se atingir a velocidade de 25 km/h, ou antes se o ciclista deixar de pedalar” [11].

Assim, para cumprir as exigências legais, o desenvolvimento da bicicleta elétrica tem de obedecer aos seguintes requisitos:

- Motor elétrico de potência contínua máxima de 250 W;
- Sensor de deteção de movimento e de sentido de rotação da pedaleira;
- Não pode possuir um acelerador.

De seguida é explicado cada um dos elementos constituintes da bicicleta elétrica, dando naturalmente mais relevância ao motor elétrico. Assim, é abordado o tema das baterias mais usadas, os motores tipicamente seleccionados para as bicicletas elétricas e os sensores de posição, tanto na pedaleira como os embutidos no próprio motor para saber a sua posição exata de modo a efetuar o controlo em malha fechada.

### 2.2. Sensores de Posição

De modo a saber a posição exata, tanto do motor como da pedaleira, são necessários sensores que consigam realizar essas medições.

#### 2.2.1. Sensor da Pedaleira

Existem dois tipos de sensores que são aplicados na pedaleira de uma bicicleta elétrica: os de cadência e os de binário. A principal diferença entre os dois tipos baseia-se no facto de um sensor de cadência calcular o quão rápido se está a pedalar, enquanto o outro mede o esforço que está a ser efetuado pelo ciclista.

A maior parte dos sistemas de pedal assistido (*Pedal Assistance System* - PAS) atualmente contém sensores de cadência que são mais baratos do que os de binário.

No entanto, para um sistema eficaz e de menor esforço para o utilizador, os sensores de binário são os mais adequados.

Tanto os sensores de binário como os de cadência podem ser usados como sensores para garantir o funcionamento do motor apenas quando o utilizador está a pedalar.

### **Sensores de Cadência**

O sensor de cadência pode ser composto por um conjunto de até quatro dispositivos: um íman de raio, um íman de cadência e dois sensores magnéticos. Como o próprio nome diz, o íman de raio, tanto pode ser colocado no raio da roda traseira ou dianteira, sendo que o íman de cadência é colocado na pedaleira. Os sensores magnéticos costumam ser colocados juntos no quadro da bicicleta, sendo que a sua disposição em separado também é bastante comum. Os dois sensores magnéticos adquirem tanto a velocidade como a cadência da pedaleira. Assim, o sensor de cadência disponibiliza a quantidade de pedaladas por minuto, enquanto o outro sensor dá a velocidade por hora e a distância percorrida [12].

Existem três tipos de sensores de cadência:

- Sensor de velocidade, onde apenas se sabe a velocidade e a distância percorrida com base no diâmetro da roda;
- Sensor de cadência, onde apenas se sabe a frequência com que a pedaleira roda;
- Sensor de cadência e de velocidade, que é o mais utilizado, e que permite os dois tipos de dados para o ciclista [13].

### **Sensores de Binário**

Como já foi referido, os sensores de binário oferecem melhores condições para um controlo eficaz da bicicleta elétrica, proporcionando uma maior satisfação ao utilizador na hora de pedalar.

Na Figura 2.1 (a) é possível visualizar o tipo de sensores mais fiável no mercado atualmente. Colocado no interior da pedaleira, oferece uma leitura eficaz do binário produzido, da velocidade e do sentido da pedaleira [14].

O sensor apresentado na Figura 2.1 (b) é bastante idêntico ao da Figura 2.1 (a), no entanto a sua durabilidade é menor, uma vez que está mais sujeito a resíduos que podem danificar o sensor. As saídas deste sensor usualmente consistem na cadência e no binário aplicado e, em alguns casos, na direção do sentido de roda da pedaleira [12].

O sensor apresentado na Figura 2.1 (c) mede a força exercida pela pressão da correia nele próprio, calculando o binário exercido em si mesmo. Apesar de apenas retornar o binário, este sensor é uma excelente escolha devido à sua construção compacta [12].

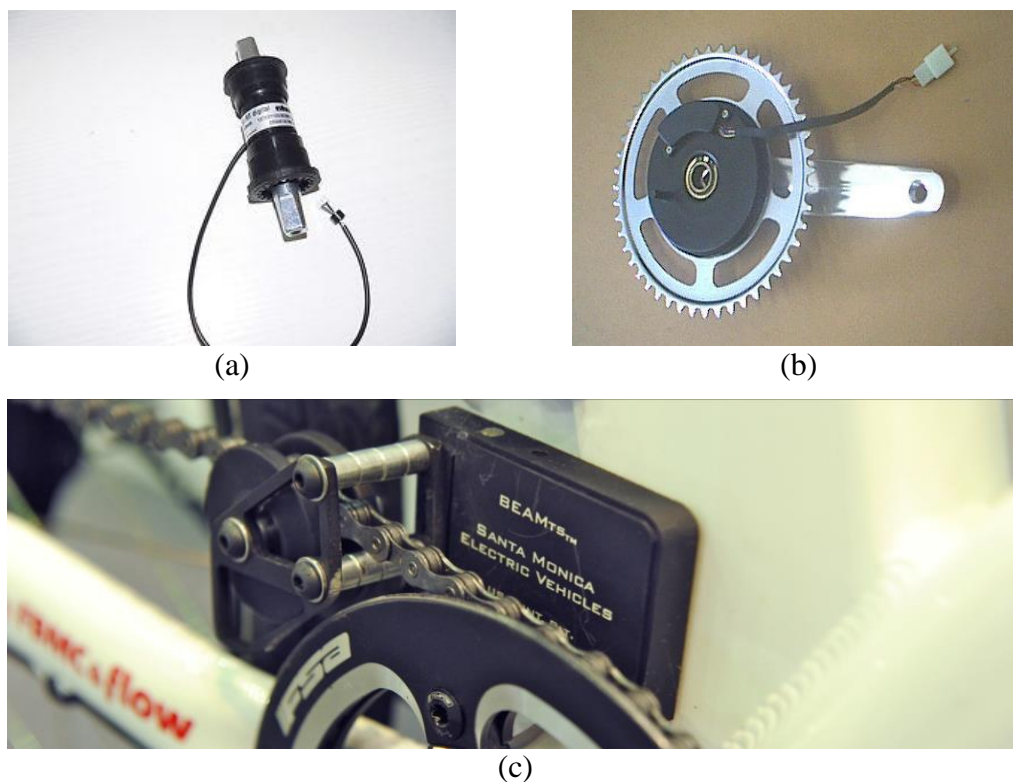


Figura 2.1 – Diferentes tipos de sensores de binário: (a) Sensor de acoplamento à pedaleira [12]; (b) Sensor de pedaleira [12]; (c) Sensor na roda da corrente [12].

### 2.2.2. Sensores de Efeito de Hall do Motor BLDC

Nos sensores de efeito de Hall, quando um condutor elétrico é atravessado por uma corrente elétrica e estiver na presença de um campo magnético perpendicular à direção da corrente, surge uma tensão aos terminais do condutor que pode ser medida [15].

Assim, para o caso de um motor BLDC, sempre que os polos magnéticos do rotor passam perto dos sensores de efeito de Hall, estes emitem um sinal lógico baixo ou alto, indicando que o polo sul ou polo norte estão a passar perto dos sensores. Com a análise dos sinais, pode determinar-se a sequência de alimentação dos enrolamentos do motor.

Baseados na posição física dos sensores de efeito de Hall existem dois tipos de saídas possíveis. Estes sensores podem estar separados uns dos outros  $60^\circ$  ou  $120^\circ$ , cabendo depois ao fabricante definir a sequência de comutação que deve ser seguida para controlar o motor [16]. No motor utilizado nesta aplicação, os sinais de saída dos sensores de efeito de Hall estão separados  $120^\circ$  uns dos outros, como se pode ver na Figura 2.2.



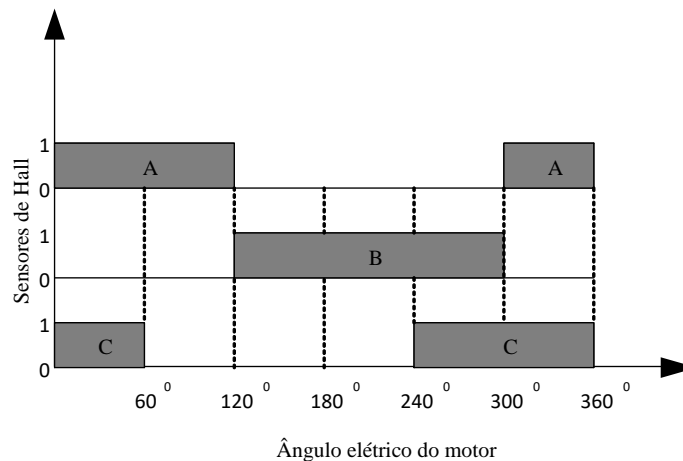


Figura 2.2 - Estados dos sinais de saída dos sensores de efeito de Hall para um ciclo elétrico.

## 2.3. Baterias Eletroquímicas

Nas bicicletas elétricas, a bateria exerce uma função de importância elevada, uma vez que cabe a esta alimentar todo o sistema de assistência elétrica. Assim, é importante escolher a opção que permita uma maior eficiência. Os tipos de baterias mais usados nestes sistemas são:

- Chumbo-ácido (LA);
- Níquel-cádmio (NiCd);
- Níquel-hidreto metálico (NiMh);
- Lítio (Li-ion).

### 2.3.1. Baterias de Chumbo-Ácido

As baterias de chumbo ácido são baratas, fáceis de reciclar e, apesar de já terem surgido há mais de 140 anos, a sua utilidade ainda se estende a aplicações como sistemas fotovoltaicos e de UPS. Estas baterias são muito sensíveis a má gestão de carga, no entanto, se o estado da carga (*State of Charge* - SOC) for bem gerido, é possível atingir um longo período de vida deste tipo de baterias [17]. O seu peso é um ponto contra, uma vez que podem pesar duas vezes mais que as baterias de níquel e três vezes mais que as de lítio.

Apesar de o preço destas em relação a outras ser apelativo, este tipo de baterias não é aconselhável para este tipo de aplicações [18]–[20].

### **2.3.2. Baterias de Níquel-Cádmio**

Este tipo de baterias apresenta um longo ciclo de vida em qualquer estado de carga, sendo que, para além do processo natural de necessidade de recarregamento das baterias, não tem qualquer custo com manutenção adicional. Uma das grandes vantagens deste tipo de design assenta na rápida capacidade de recarregamento das baterias. No entanto, o níquel-cádmio é um material caro e um poluente difícil de reciclar, o que faz com que este tipo de baterias seja cada vez menos usado, sendo cada vez mais substituídas pelas baterias de lítio [19], [20].

### **2.3.3. Baterias de Níquel-Hidreto Metálico**

As baterias de níquel-hidreto metálico são mais eficientes do que as de níquel-cádmio e dominam uma grande parte do mercado de baterias recarregáveis. As aplicações para este tipo de baterias variam entre diversos aparelhos eletrónicos como reprodutores de música MP3, máquinas fotográficas, rádios, brinquedos, etc. Este tipo de bateria elétrica surgiu na necessidade de substituir as baterias de Níquel-Cádmio, uma vez que o cádmio é uma substância bastante poluidora e difícil de reciclar [21]. Assim, este novo tipo de baterias não apresenta na sua constituição os metais pesados encontrados nas baterias vistas anteriormente e apresenta uma maior densidade de energia. Apesar de ter um longo período de vida, para além de uma fácil reciclagem, este tipo de baterias está a perder o seu espaço no mercado devido à entrada em cena das baterias de lítio [19], [20], [22].

### **2.3.4. Baterias de Lítio**

A maior capacidade de carga por volume e a alta eficiência de conversão de energia tornaram as baterias de lítio numa das principais soluções para aplicações portáteis atualmente, sendo os telemóveis e os computadores portáteis os maiores exemplos do seu uso no mercado [23]. Este tipo de baterias domina o mercado em cerca de 90%, sendo que a sua tecnologia relativamente nova é alvo de novos estudos e trabalhos de investigação com vista a melhorar o seu desempenho [24]. A sua durabilidade e a sua capacidade de gerar mais potência em relação ao seu peso fazem com que seja uma escolha de eleição em relação a outras baterias. Apesar de requererem uma eletrónica de controlo complexa para evitar acidentes com a carga e de o seu preço ser elevado, continuam a ser a principal escolha para aplicações de mobilidade elétrica [25], [26].

Na Figura 2.3 pode ver-se a bateria de lítio polímero de 10 Ah e de tensão nominal de 36 V que é utilizada na bicicleta elétrica.



Figura 2.3 - Bateria de lítio polímero 36 V, 10 Ah, utilizada na bicicleta elétrica.

## 2.4. Motores Elétricos

Apesar do objetivo deste trabalho ser a aplicação de um motor numa bicicleta tornando-a elétrica, é importante realçar que os motores elétricos estão presentes no quotidiano da maioria das pessoas. São exemplos disso: bombas de água; as máquinas de furar; aparafusadoras elétricas; serras elétricas; ventiladores e muitos outros equipamentos que realçam a importância que estas máquinas elétricas têm na maior parte das profissões que existem atualmente. Até ao nível dos transportes tem-se o exemplo dos comboios e dos metros, que usam motores desta família. A maior parte das pessoas que usa estes motores não se preocupa com o quão rápido eles têm de rodar ou quanta energia vão consumir para desempenhar a tarefa a que estão atribuídos. Na verdade, uma máquina elétrica não passa de um sistema eletromagnético que transforma energia elétrica em energia mecânica ou vice-versa, como se pode observar na Figura 2.4.

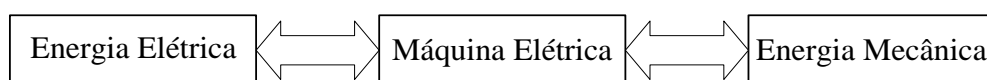


Figura 2.4 – Diagrama de blocos de um sistema eletromagnético simples.

Ao longo desta secção, é explicado o funcionamento base de dois tipos de motores elétricos que podem ser usados na presente aplicação.

### 2.4.1. Motor de Corrente Contínua

O motor de corrente contínua foi até aos anos 80 a principal escolha para aplicações em que a velocidade e o binário eram o principal requisito. Desde sistemas ferroviários,

moinhos, controladores industriais, robôs e impressoras a servos de precisão, a sua ampla utilização era uma grande vantagem e, para além disso, a potência podia variar de poucos watts até muitos megawatts. No entanto, o aparecimento do motor de indução alimentado por um inversor trifásico fez com que a procura deste motor diminuísse. Na Figura 2.5 pode observar-se a base da estrutura de um motor CC. Esta estrutura contém no estator os polos da máquina, sendo formados pelos enrolamentos de campo ou enrolamentos do estator. Faz também parte da composição deste tipo de máquina elétrica o rotor ou a armadura, sendo que os enrolamentos do rotor estão dispostos de forma uniforme nas ranhuras da armadura ao longo da sua superfície. Ligadas ao eixo do rotor estão escovas de carbono que fazem a ligação com um anel comutador composto por dois segmentos semicirculares isolados de cobre, inseridos no eixo do rotor, a que estão ligados os enrolamentos da armadura [27], [28].

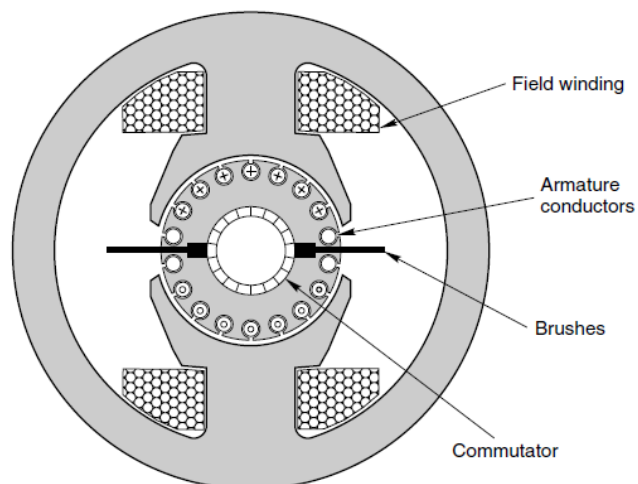


Figura 2.5 – Estrutura de um motor CC convencional [27].

Como em qualquer máquina elétrica, é possível projetar um motor CC para qualquer gama de alimentação desejada. No entanto, não é normal encontrar valores de alimentação de menos de 6 V ou mais de 700 V, exceto aqueles encontrados nos brinquedos: no entanto, estes motores de 3 V em particular apresentam diferenças na sua construção do que aqueles que irão ser estudados [27]. Assim, o valor inferior de alimentação é definido devido à queda de tensão nas escovas, que normalmente apresenta valores entre 0,5 V e 1 V: no entanto, é fácil perceber que não é aconselhável que a maior parte da alimentação do motor esteja nas perdas das escovas. Em relação ao limite superior de tensão, este deve-se ao processo extremamente dispendioso de isolar os segmentos do anel do comutador para tensões de alimentação elevadas [29], [30].

Na Figura 2.6 pode observar-se o circuito equivalente do motor CC. No estator, os enrolamentos estão representados pela resistência do campo,  $R_f$  e pela indutância de campo  $L_f$ , sendo que  $V_f$  e  $I_f$  correspondem à tensão e à corrente de campo, respetivamente. No rotor, os enrolamentos estão representados pela resistência de armadura  $R_a$  e pela indutância de armadura  $L_a$ . Deste modo,  $V_t$  e  $I_a$  correspondem à tensão e corrente de armadura respetivamente. Por fim,  $V_{brush}$  representa a queda de tensão nas escovas de carbono e  $E_a$  é a força contraelectromotriz gerada pela máquina elétrica [31], [32].

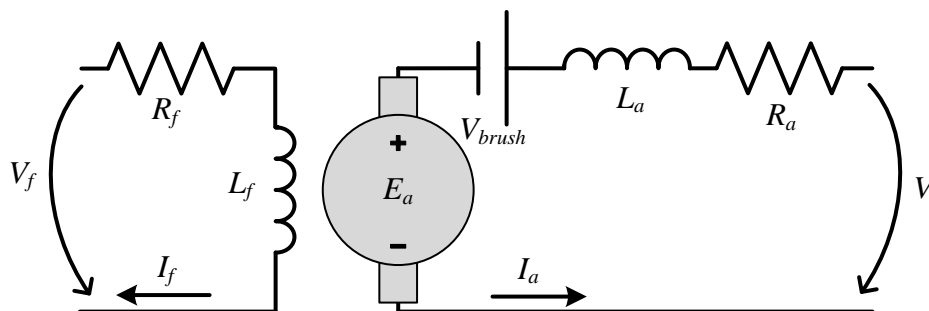


Figura 2.6 - Circuito equivalente para o motor de corrente contínua.

O motor CC com escovas tem vantagens e desvantagens em relação a outras máquinas elétricas. As principais vantagens são:

- O seu desenho é simples e barato;
- Não requer conversores eletrónicos nem sistemas de controlo complexos;
- A sua velocidade é uma função linear direta em relação às forças produzidas entre o estator e o rotor.

No entanto, também contém algumas desvantagens:

- Devido à comutação mecânica através das escovas, este tipo de máquinas requer uma manutenção frequente;
- Os arcos elétricos estão sempre presentes, o que pode causar interferência com a eletrónica que está perto;
- A inércia do rotor pode ser um problema, e o comutador faz o rotor do motor ser maior em relação a outros motores elétricos;
- A constante fricção das escovas no anel comutador a altas velocidades causa um aumento considerável da temperatura [33], [34].

Neste tipo de máquina, o binário é produzido através da interação entre os condutores no rotor e o fluxo magnético radial produzido no estator. Este fluxo no estator pode ser fornecido de duas maneiras distintas: por ímanes permanentes ou através de bobinas de campo. As diferenças de desenho podem ser observadas na Figura 2.7, registando-se as primeiras diferenças no tipo de construção dos motores CC.

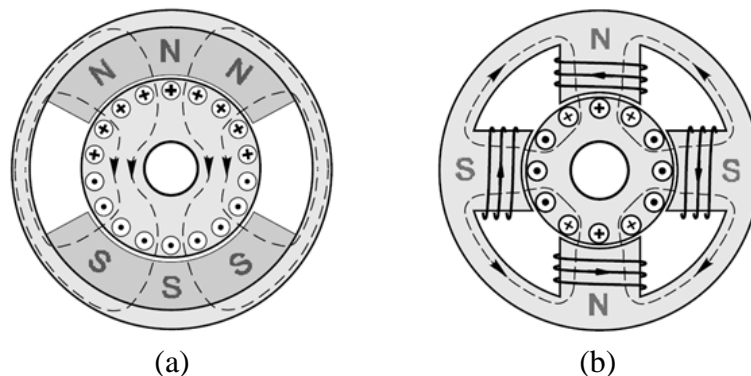


Figura 2.7 - Criação de fluxo magnético em motores de corrente contínua (a) Ímanes permanentes; (b) Bobinas de campo [27].

Nos motores de ímanes permanentes, a potência máxima fornecida tem apenas o alcance de alguns kilowatts, enquanto nos motores com bobinas de campo a potência de saída pode ser elevada (até aos megawatts). A grande vantagem dos ímanes permanentes baseia-se no facto de que não é necessário nenhum tipo de alimentação para que o fluxo magnético seja criado, diminuindo assim o tamanho do motor. Por outro lado, não é possível variar a intensidade do campo magnético criado [27], [35].

Analisadas as duas topologias para a criação do campo magnético, resta aferir o propósito do anel comutador no motor CC. Este anel mecânico é deveras importante, porque assegura que, seja qual for a posição do rotor, a corrente flui sempre de uma escova, atravessando os enrolamentos de armadura que estão ligados ao segmento do anel comutador que está em contacto com uma das extremidades das escovas, até à outra extremidade das escovas. Assim, na Figura 2.8 um diagrama simplificado de um motor CC de dois polos e um enrolamento único de armadura ilustra a função do anel comutador. Deste modo, pode concluir-se na Figura 2.8 (a) que o enrolamento de armadura *a*, que está ligado ao segmento do anel comutador pressionado pela escova e que se encontra afetado pelo campo magnético positivo do estator transportará a corrente numa única direção, assim como o enrolamento *b*, que está ligado ao outro segmento do anel comutador, e que se encontra afetado pelo campo magnético negativo, irá transportar corrente no sentido contrário. Na Figura 2.8 (b) encontra-se ilustrada a situação análoga

da Figura 2.8 (a), onde o enrolamento  $b$ , sob efeito do campo magnético positivo do estator, ligado ao segmento pressionado pela escova, irá transportar corrente no sentido positivo e o enrolamento  $a$ , ligado à extremidade oposta do anel comutador, deixará fluir a corrente apenas no sentido contrário [27].

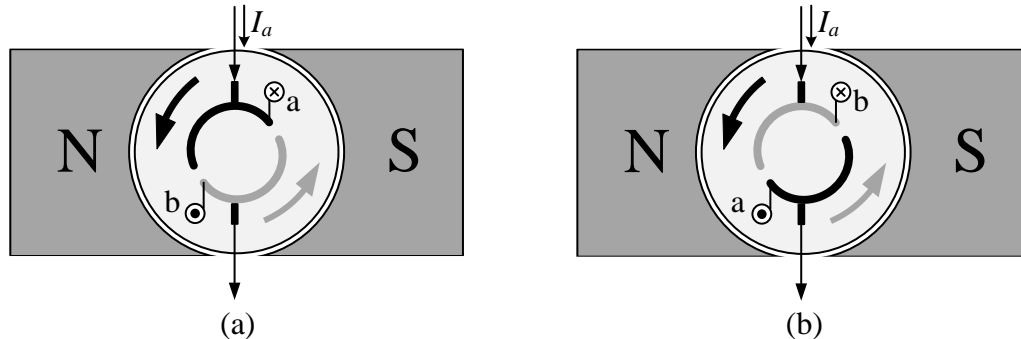


Figura 2.8 - Diagrama simplificado de um motor CC de dois polos com um enrolamento único de armadura ilustrando a função do anel comutador onde em: (a) A corrente flui de a para b; (b) A corrente flui de b para a.

Deste modo, a magnitude do binário produzido no rotor é proporcional ao produto entre a densidade do fluxo magnético produzido e a corrente que atravessa os enrolamentos do rotor, como se pode ver na equação (2.1), onde  $T$  é o binário,  $K_T$  é a constante elétrica do motor,  $I$  é a corrente que flui nos enrolamentos de armadura e  $\Phi$  é o fluxo de campo total produzido.

$$T = K_T \Phi I \quad (2.1)$$

Como na maior parte dos motores o fluxo magnético permanece constante, o binário produzido é proporcional à corrente que atravessa os enrolamentos do rotor, facilitando o controlo do motor [27].

O modo como os enrolamentos do rotor e estator são alimentados varia para cada topologia de motor CC, sendo que os condutores podem ser alimentados a partir de fontes diferentes ou através da mesma fonte. Assim é possível obter diferentes tipos de ligações para máquinas CC:

- Ligação em paralelo;
- Ligação em série;
- Ligação composta.

### Máquina CC em Paralelo

No tipo de ligação em paralelo, a máquina elétrica pode operar facilmente como motor ou como gerador. Na Figura 2.9 pode ver-se o circuito equivalente para uma

ligação em paralelo do motor CC, onde os enrolamentos de campo estão ligados em paralelo com a armadura. No início do movimento de rotação, onde  $E_a = 0$ , a corrente do rotor é limitada apenas pela resistência do rotor [27], [35].

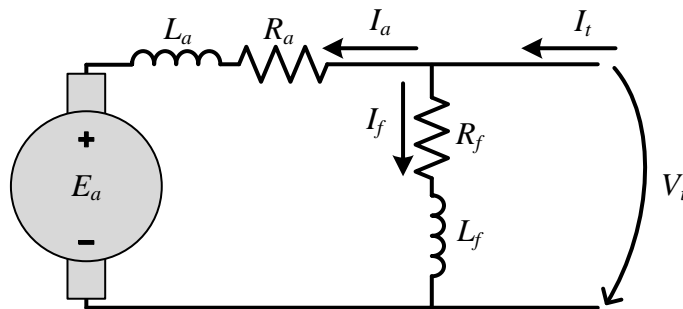


Figura 2.9 - Circuito equivalente para uma ligação em paralelo do motor CC.

### Máquina CC Série

Quando os enrolamentos do estator são ligados em série com os enrolamentos do rotor, a máquina elétrica é chamada motor CC de ligação em série. É importante referir que se a ligação da máquina for ligação em paralelo, as indutâncias de campo têm mais espiras que no caso de uma ligação em série de modo a aumentar a resistência. No caso da ligação série, como as indutâncias de campo estão em série com o rotor, são projetadas de modo a ter a menor queda de tensão possível. Assim, os enrolamentos têm menores espiras e o fio do condutor tende a ser mais grosso, reduzindo a resistência. Na Figura 2.10 pode ver-se o circuito equivalente para uma ligação série no motor CC onde na Figura 2.10 (a) estão representados tanto os enrolamentos de campo como os enrolamentos de armadura, e na Figura 2.10 (b) estão representados os equivalentes dos mesmos, onde  $L_s = L_a + L_f$  e  $R_s = R_a + R_f$ .

Uma vez que para esta ligação do motor CC os enrolamentos estão ligados em série, a corrente de armadura é igual à corrente de campo [27], [28].

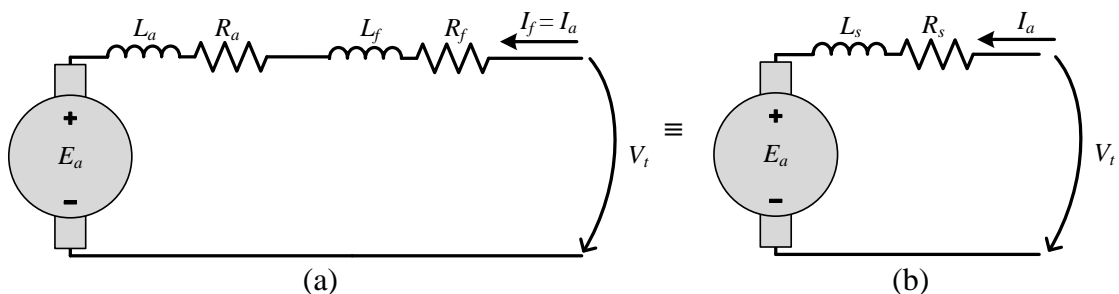


Figura 2.10 - Circuito equivalente para uma ligação série no motor CC: (a) com ambos os enrolamentos da armadura e campo representados; (b) com o equivalente dos enrolamentos representado.



### Máquina CC Composta

Apesar de a máquina elétrica com ligação série não ter grandes aplicações, a sua aplicação é usada em conjunto com a ligação em paralelo, formando uma ligação composta, sendo a mais comum das três ligações que visa incorporar na máquina as características das outras duas. Na Figura 2.11 pode ver-se o circuito equivalente para uma ligação composta para um Motor CC. Na máquina composta, o campo magnético produzido no estator será o conjunto dos campos magnéticos produzidos pelo enrolamento paralelo e pelo enrolamento série. Neste tipo de motor, a ligação em paralelo é a que domina as características de operação, enquanto a ligação série, que é composta por poucos enrolamentos de menor resistência, tem uma influência reduzida [27], [34].

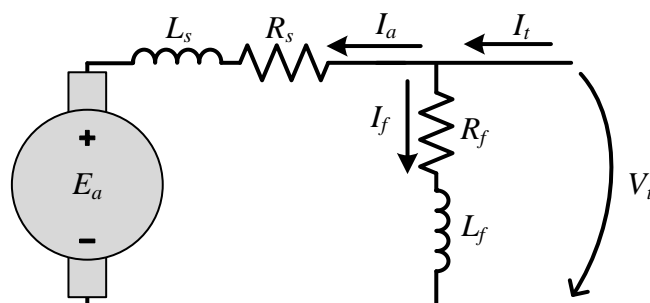


Figura 2.11 - Circuito equivalente para uma ligação composta para um motor CC.

De realçar que, para este tipo de ligação, o campo magnético produzido pelo estator será igual ao somatório dos campos magnéticos produzidos tanto pelo enrolamento paralelo como pelo enrolamento série [27].

#### 2.4.2. Motor *Brushless Direct Current* (BLDC)

O motor *Brushless Direct Current* (BLDC) tem sido amplamente usado em aplicações de controlo de baixa potência. Esta máquina elétrica é alimentada através de um inversor de três braços, que alimenta os enrolamentos do motor com uma tensão com forma de onda trapezoidal e corrente com forma de onda quadrada, onde a frequência de comutação do inversor corresponde à velocidade instantânea do rotor do motor. Este motor pertence à família dos motores síncronos, pelo que o campo magnético gerado gira à mesma velocidade do rotor [16], [31].

Em comparação com o tradicional motor CC, que tem sido o outro motor mais utilizado em bicicletas elétricas, o BLDC apresenta algumas vantagens relevantes [16]:

- Melhor velocidade *versus* binário;
- Elevada resposta dinâmica;

- Eficiência elevada;
- Alta durabilidade e menor manutenção, uma vez que não contém escovas mecânicas;
- Operação sem ruído;
- Maior alcance de velocidade.

As principais desvantagens são:

- Apenas duas fases do motor podem ser energizadas ao mesmo tempo;
- Existência de *ripple* de binário nas comutações;
- Aparecimento de harmónicos de baixa frequência na gama audível;
- Alto custo dos sensores de efeito de Hall, necessários para o bom controlo do motor.

Em relação à construção do motor, pode ver-se na Figura 2.12 o exemplo de um rotor de 8 pares de polos.



Figura 2.12 - Rotor de um motor BLDC.

A densidade desejada no campo magnético permite escolher o material magnético adequado. Tradicionalmente, os ímanes permanentes são feitos a partir de ferrite. Este material é menos dispendioso, mas tem a desvantagem de ter uma baixa densidade de fluxo. Materiais como neodímio (Nd), cobalto de samário (SmCo) e a liga de neodímio, ferrite e boro (NdFeB), são exemplos que podem ser usados para aumentar a densidade de fluxo [16], [36].

Na Figura 2.13 é possível observar o estator de um motor BLDC. O estator é composto por laminações de aço empilhado com enrolamentos colocados em ranhuras que estão na extensão da periferia interna do estator. A maior parte dos motores BLDC

tem os enrolamentos do estator ligados em estrela, cada um composto por inúmeras bobinas interligadas para formar um enrolamento. Cada um dos enrolamentos é distribuído pela periferia do estator de forma a criar um determinado número de polos [37].

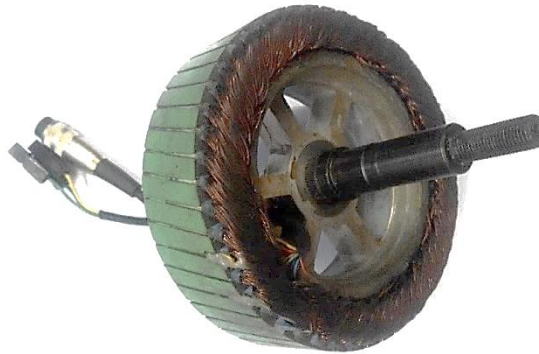


Figura 2.13 - Estator de um motor BLDC.

Existem dois tipos de enrolamentos de estator que visam obter as duas formas de forças contraelectromotriz: sinusoidal e trapezoidal. Esta variação é feita com base na interligação dos enrolamentos do estator. Como consequência, a corrente que atravessa os enrolamentos do estator será sinusoidal para formas de onda de forças contraelectromotrizes sinusoidais ou quadrada para formas de onda de forças contraelectromotrizes trapezoidais. Na Figura 2.14 pode ver-se as formas de onda ideais de tensão e corrente numa fase de um motor BLDC de forma de onda contraelectromotriz trapezoidal [38].

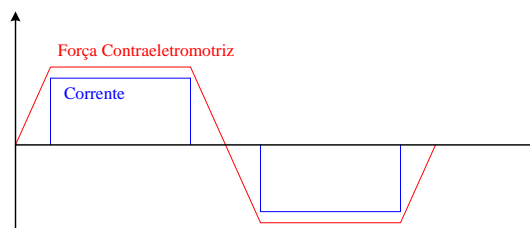


Figura 2.14 – Formas de onda ideais da força contraelectromotriz e corrente numa fase do motor BLDC.

Na Figura 2.15 pode ver-se a forma de onda do binário produzido num motor BLDC, sendo este proporcional à potência fornecida pela força contraelectromotriz. A grande desvantagem do motor BLDC é a sua incapacidade em gerar corrente de forma de onda retangular ideal por fase. Como constatado na Figura 2.14, a corrente necessita de transições instantâneas, no entanto, tal não acontece devido ao desenho do motor. Como resultado, é criado um *ripple* de binário a cada 60° elétricos de rotação do rotor. Este binário é conhecido como *ripple* de binário de comutação. Além deste problema, irá ser

produzido *ripple* no binário sempre que a forma de onda das tensões contraelectromotrizes derivar da sua forma ideal [39].



Figura 2.15 - Binário total produzido por um motor BLDC.

O binário é produzido graças à interação entre o campo magnético gerado pelas bobinas do estator e pelos ímanes permanentes. Idealmente, o pico de binário ocorre quando dois campos magnéticos estão a 90° um do outro e diminui quando se aproximam [40], [41].

Como referido previamente neste capítulo, este tipo de motores, quando não controlado com técnicas *sensorless*, costumam ser controlados através de três sensores de efeito de Hall. Assim, a comutação do motor é controlada eletronicamente. A maior parte dos motores BLDC contém três sensores de efeito de Hall embutidos no estator. Como os enrolamentos do estator têm de ser alimentados numa certa sequência, à medida que os polos do rotor passam perto dos sensores de efeito de Hall, estes devolvem um sinal que pode ser zero ou um, indicando o polo respetivo que pode ser norte ou sul. Com base na sequência dos sensores de efeito de Hall, pode ser determinada a ordem de comutação correta [16]. Na Figura 2.16 pode ver-se assinalado um dos sensores de efeito de Hall que foram utilizados na bicicleta elétrica deste trabalho de Dissertação.



Figura 2.16 - Sensores de efeito de Hall embutidos no motor BLDC.

Em cada sequência de operação, dois dos enrolamentos são energizados, estando o terceiro em aberto. Para manter o motor a rodar, o campo magnético produzido pelo estator deve mudar de posição enquanto o rotor se move para o acompanhar. Como

referido, os estados de excitação dos enrolamentos que se pode observar na Figura 2.17 e na Tabela 2.1 são obtidos através da sequência dos sensores de efeito de Hall [42], [43].

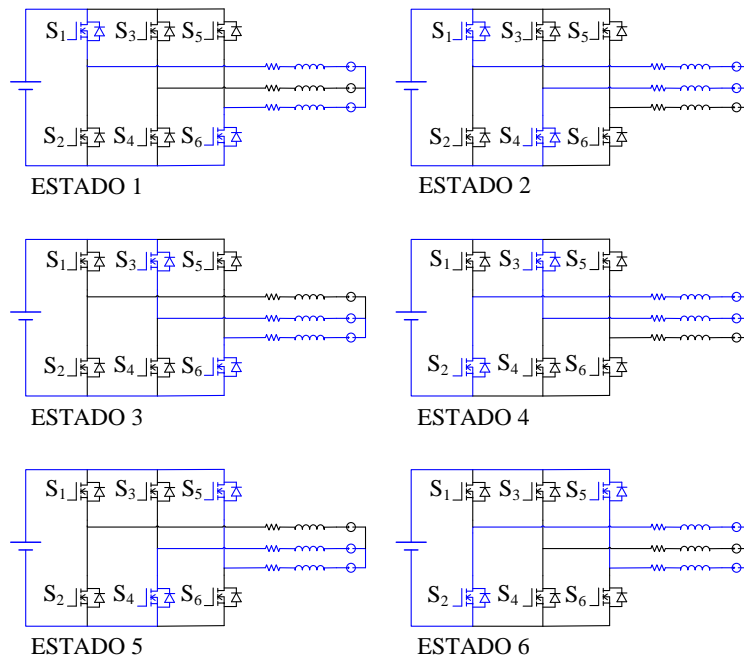


Figura 2.17 - Estados de excitação dos enrolamentos do motor BLDC.

Tabela 2.1 - Sequência de estados para comutação a 120° do inversor fonte de tensão.

<b>Estado</b>	<b>S<sub>1</sub></b>	<b>S<sub>2</sub></b>	<b>S<sub>3</sub></b>	<b>S<sub>4</sub></b>	<b>S<sub>5</sub></b>	<b>S<sub>6</sub></b>	<b>H<sub>A</sub></b>	<b>H<sub>B</sub></b>	<b>H<sub>C</sub></b>
1	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	1	0	0
2	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	1	0	1
3	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON	1	1	0
4	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0	1	0
5	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	0	0	1
6	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF	0	1	1

A cada 60° elétricos um dos sensores de efeito de Hall muda de estado, pelo que apenas 6 passos são necessários para completar cada ciclo elétrico. Assim, o número de ciclos elétricos a serem repetidos durante uma volta mecânica pode ser calculado através da equação (2.2) onde,  $\omega_r$  é a velocidade elétrica do rotor,  $\omega_m$  é a velocidade mecânica, e I é o número de polos do motor BLDC [16].

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.2)$$

Assim, para um motor com oito pares de polos, o caso do motor BLDC usado neste trabalho, tem-se uma velocidade elétrica oito vezes superior à velocidade mecânica.

Matematicamente é possível analisar ao pormenor o modelo do motor BLDC. Como o motor tem três fases, o modelo matemático de cada fase será constituído por uma resistência e uma indutância, correspondentes ao enrolamento do motor, sendo que a resistência representa as perdas no mesmo, e uma fonte de tensão ideal, que corresponde à força contraelectromotriz. O esquema elétrico pode ser visto na Figura 2.18 onde  $L_{as}$ ,  $L_{bs}$ ,  $L_{cs}$  e  $R_{as}$ ,  $R_{bs}$ ,  $R_{cs}$  correspondem à indutância e resistência por fase do motor BLDC, e  $E_{as}$ ,  $E_{bs}$ ,  $E_{cs}$  correspondem às forças contraelectromotrizes geradas por fase do motor BLDC.

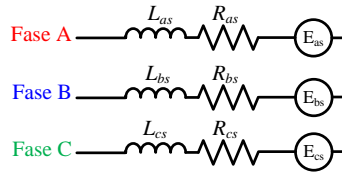


Figura 2.18 – Modelo elétrico equivalente do motor BLDC.

Partindo da equação geral de um motor síncrono de ímanes permanentes, para os enrolamentos do estator têm-se as seguintes equações [31][39]:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{as} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bs} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cs} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{as} \\ E_{bs} \\ E_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Considerando que se trata de um motor de polos não salientes, fases simétricas e correntes equilibradas por fase, tem-se:

$$L_{as} = L_{bs} = L_{cs} = L \quad (2.4)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (2.5)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.6)$$

Assim, para o modelo matemático da equação (2.3), pode substituir-se as equações (2.4), (2.5) e (2.6) obtendo-se a equação (2.7).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{as} \\ E_{bs} \\ E_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

onde  $V_a$ ,  $V_b$  e  $V_c$  são as tensões simples aplicadas por fase no motor BLDC e  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ ,  $i_{cs}$  são as correntes que atravessam cada um dos enrolamentos do estator.

Como referido anteriormente, quando uma corrente atravessa um enrolamento do motor, tomando do princípio o circuito equivalente do motor visto na Figura 2.18, a

energia é dissipada sob a forma de calor pela resistência do enrolamento, e é gerada uma força contraelectromotriz de sinal contrario à da tensão aplicada ao enrolamento do motor. A potência absorvida pelo enrolamento é igual ao produto entre  $E_x$  e  $i_x$ , sendo  $x$  a fase respetiva do motor. De modo a satisfazer a lei da conservação da energia, esta potência absorvida é convertida em energia mecânica, que é dada pelo produto de  $T\omega_r$ . Assim, tem-se:

$$E_x i = T \omega_r \quad (2.8)$$

onde  $T$  é o binário produzido por fase e  $\omega_r$  é a velocidade angular [39].

Quando o motor tem mais de uma fase, aplica-se o princípio da conservação de energia simultaneamente para todas as fases. Assim, para as três fases do motor BLDC tem-se a equação (2.9).

$$T \omega_r = E_{as} i_{as} + E_{bs} i_{bs} + E_{cs} i_{cs} \quad (2.9)$$

## 2.5. Conclusão

Neste capítulo foram abordados os principais tipos de sensores de posição aplicáveis a bicicletas elétricas, nomeadamente na pedaleira e no estator do motor. Foram analisados dois tipos de sensores na pedaleira: sensores de cadência e sensores de binário, sendo que estes últimos apresentam uma maior eficácia e proporcionam melhor qualidade ao sistema de controlo.

No que diz respeito à fonte de alimentação da bicicleta elétrica concluiu-se que as baterias mais eficazes são as de lítio, uma vez que apresentam uma grande capacidade de carga por volume e maior durabilidade que os restantes tipos, com a desvantagem de o preço de compra ser elevado.

Ao nível dos motores, foram analisadas as duas soluções mais utilizadas no mercado, o motor CC e o motor BLDC. No motor CC foram abordadas as suas ligações mais comuns, sendo que para o motor BLDC foi feita uma análise à sua estrutura de modo mais aprofundado sendo mostrado o seu circuito equivalente e estudadas as equações matemáticas que descrevem o seu comportamento.

Concluiu-se que o motor BLDC apresenta mais vantagens em relação ao seu análogo com escovas sendo essa a razão da sua escolha para elaborar o presente trabalho de Dissertação.





# CAPÍTULO 3

## **Conversores de Potência e Algoritmos de Controlo de Motores**

### **3.1. Introdução**

Desde a criação das máquinas elétricas que o Homem sente necessidade de aperfeiçoar o funcionamento e melhorar a performance das mesmas. Inicialmente, com a evolução da eletrónica de potência, foram desenvolvidos conversores capazes de melhorar as funcionalidades dos primeiros motores. Depois, com a evolução da eletrónica digital, e com processadores cada vez mais capazes de efetuar tarefas em tempo real, surgiram os primeiros algoritmos de controlo digital.

### **3.2. Conversores de Potência e Algoritmos de Controlo para Motores CC**

Com o avançar da eletrónica de potência e a consequente evolução dos conversores de potência para os motores de indução e BLDC, os motores CC convencionais têm caído em desuso. No entanto, os motores CC continuam a ter um papel de destaque atualmente.

Inúmeros tipos de conversores CA/CC e CC/CC são usados em controladores de variação de velocidade que alimentam os motores CC. Nos conversores CA/CC, as topologias tipicamente usadas são a ponte retificadora, ponte retificadora semicontrolada e ponte retificadora totalmente controlada. Dependendo da potência necessária, rapidez de resposta, regeneração e tensão reversível e não reversível, o conversor CA/CC é escolhido. No caso dos conversores CC/CC, conversores de operação de um quadrante, dois quadrantes e quatro quadrantes são os mais utilizados [27], [35].

#### **3.2.1. Conversores CA/CC**

Para motores CC, a corrente de armadura pode ser fornecida por uma rede monofásica ou por uma rede trifásica dependendo da potência do motor. Um retificador monofásico adicional é utilizado para alimentar os enrolamentos de campo do motor, uma

vez que a potência para tal é inferior à potência de alimentação de armadura, no entanto para efeitos de simplificação, é considerado que o motor CC apresentado daqui em diante sugere uma ligação independente. Na Figura 3.1 pode ver-se um caso geral de alimentação e controlo de um motor CC independente com o controlo em malha fechada a ser feito por corrente e ou velocidade [27].

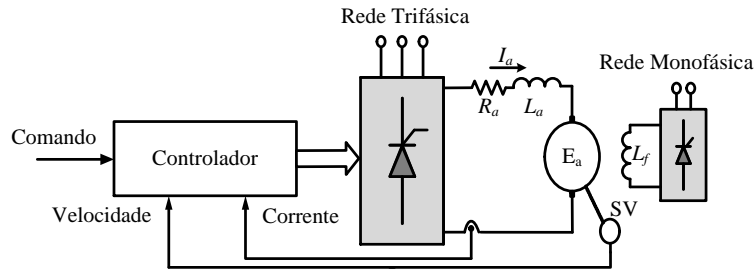


Figura 3.1 - Esquemático geral de controlo de um motor CC independente.

### Ponte Retificadora Monofásica Totalmente Controlada

Uma ponte retificadora monofásica totalmente controlada pode ser usada para acionar um motor CC como se pode ver na Figura 3.2. A tensão de entrada  $V_i$  é retificada pela ponte de tirístores de modo a gerar a tensão de alimentação aos terminais da armadura e,  $l_c$  é a indutância entre a fonte e o conversor controlado, sendo muitas vezes referida como indutância de comutação. Os enrolamentos de campo do motor são alimentados por uma ponte retificadora a díodos não controlada que está também ligada à fonte por uma indutância de comutação,  $L_c$ . Como a indutância de armadura é baixa, a corrente,  $I_a$  tende a ser descontínua, especialmente sobre cargas leves, razão que leva a ser adicionada uma indutância em série à armadura do motor. Esta adição aumenta a indutância, fazendo com que a corrente  $I_a$  tenha um *ripple* de entrada menor.

Serão as comutações dos tirístores que irão definir o valor médio da tensão que é aplicada à armadura do motor, controlando assim a sua velocidade [28].

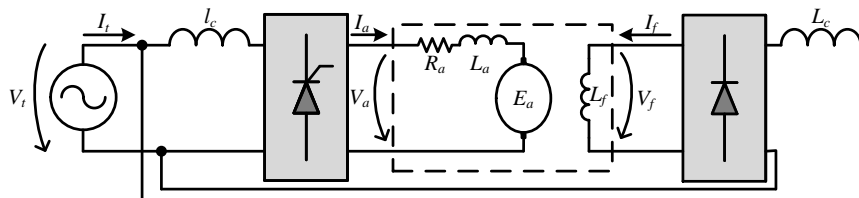


Figura 3.2 - Conversor monofásico totalmente controlado para acionar um motor CC independente.

### Ponte Retificadora Trifásica Totalmente Controlada.

A topologia da Figura 3.3 é idêntica à da Figura 3.2, sendo a única diferença o modo de alimentação, onde a primeira é alimentada pela rede monofásica e a segunda pela rede trifásica. Assim como na construção anterior, as indutâncias  $l_c$  e  $L_c$  representam a indutância de comutação. O motor é alimentado por um retificador trifásico CA/CC totalmente controlado que varia a velocidade através da variação da tensão aplicada à armadura do motor. Os enrolamentos de campo são alimentados por um retificador trifásico CA/CC não controlado secundário [28].

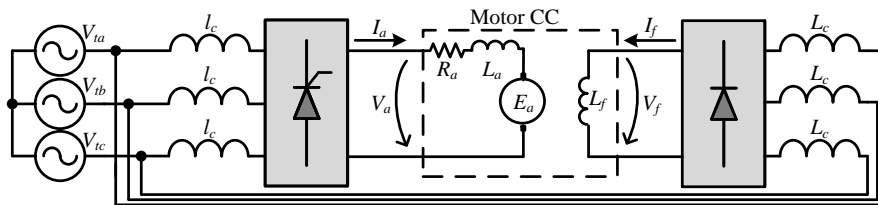


Figura 3.3 - Conversor trifásico totalmente controlado para acionar um motor CC.

### 3.2.2. Conversores CC/CC

Apesar de os conversores CA/CC vistos anteriormente serem uma boa escolha no momento de acionar um motor CC, os conversores tipicamente usados para este fim são os CC/CC. Para esta topologia, é considerado que os motores CC se tratam de uma máquina de ímanes permanentes ou ligação independente, querendo isto dizer que a corrente de campo é constante. Assim, o circuito equivalente de campo do motor CC paralelo não será representado.

#### Conversor CC/CC de um Quadrante

Na Figura 3.4 pode observar-se um conversor CC/CC de um quadrante. Este conversor, também referido como comutador de um quadrante, é unidirecional, sendo a sua corrente e tensão sempre grandezas positivas. O controlo para a comutação do conversor pode ser visto na Figura 3.5.

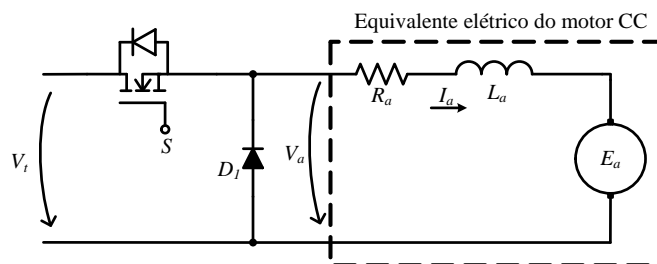


Figura 3.4 – Conversor CC/CC de um quadrante.

Um sintetizador eletrónico produz uma onda triangular dente de serra de período  $T$  e de amplitude unitária. Esta onda é comparada com um valor de *duty cycle*,  $k$ . O semiconductor da Figura 3.4, cujo sinal de *gate* está referenciado com a letra  $S$ , é controlado pela saída do comparador [27], [31].

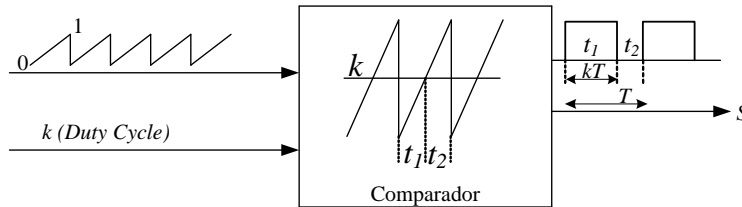


Figura 3.5 - Lógica de controlo para um conversor CC/CC de um quadrante.

### Conversor CC/CC de Dois Quadrantes

Um esquemático de um conversor CC/CC de dois quadrantes pode ser visto na Figura 3.6. Nesta topologia, a tensão aos terminais do motor nunca é negativa, no entanto a corrente no rotor pode ser negativa ou positiva. O circuito é composto por dois interruptores e dois díodos dispostos como se pode ver na Figura 3.6.

A lógica de comutação é gerada pelo controlador da Figura 3.5, onde, sempre que a saída do comparador está no nível logico alto, o interruptor  $S_2$  está aberto e o  $S_1$  está fechado e, quando a saída está no nível logico baixo, o interruptor  $S_1$  está fechado e o  $S_2$  está aberto, considerando sempre os respetivos tempos mortos, de modo a impedir que a fonte entre em curto-circuito [27], [31].

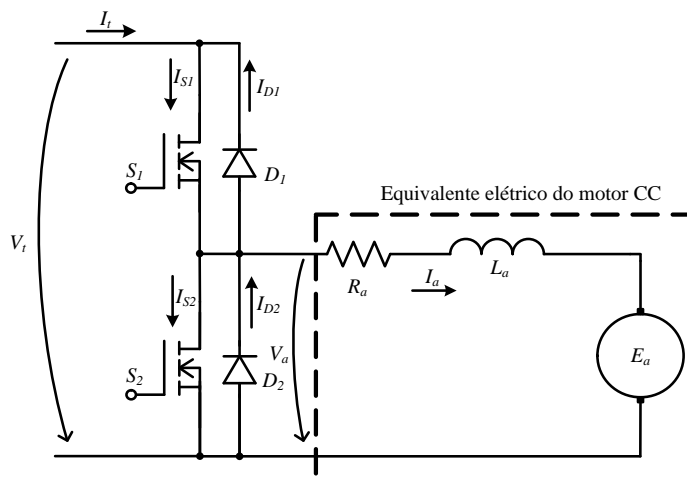


Figura 3.6 – Conversor CC/CC de dois quadrantes.

O modo de funcionamento deste conversor é bastante simples. Na Figura 3.7 pode ver-se os estados de operação do conversor CC/CC de dois quadrantes. Assim, e para o

tempo ativo do *duty cycle* na Figura 3.7 (a),  $S_1$  está fechado e  $S_2$  aberto, tendo-se que para o instante inicial do período, a corrente que atravessa a armadura do motor é negativa devido ao final do *duty cycle* anterior, o que faz com que a corrente apenas flua pelo díodo  $D_1$  até se anular. Na Figura 3.7 (b), a corrente negativa de armadura já se anulou e devido á tensão aplicada ser positiva, a corrente  $I_a$  passa a ser positiva fluindo através do interruptor  $S_1$  até que o tempo ativo do *duty cycle* termine. Quando o intervalo de tempo ativo terminar, o interruptor  $S_1$  abre e o interruptor  $S_2$  fecha, fazendo um curto-circuito ao motor. Assim, para a Figura 3.7 (c) como a corrente  $I_a$  positiva não consegue atravessar  $S_2$ , irá fluir através de  $D_2$  até chegar a zero. Finalmente, quando a corrente se anular pode ver-se na Figura 3.7 (d) a corrente negativa a fluir através de  $S_2$  até ao fim do tempo baixo do *duty cycle* [27], [31].

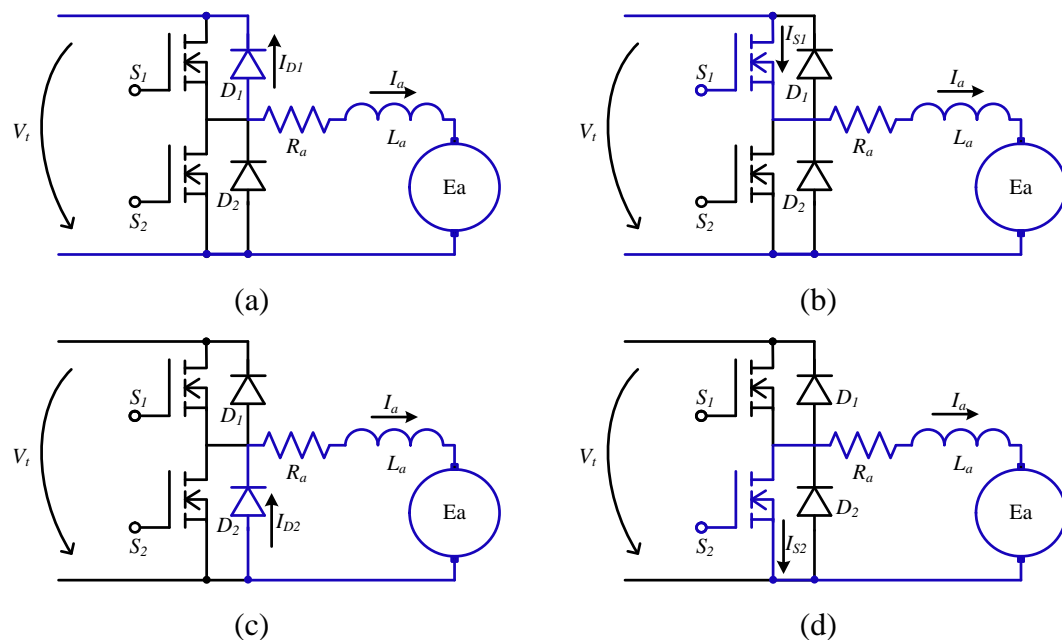


Figura 3.7 – Estados de operação do conversor CC/CC de dois quadrantes: (a)  $V_t > 0$  e  $I_a < 0$ ; (b)  $V_t > 0$  e  $I_a > 0$ ; (c)  $V_t = 0$  e  $I_a > 0$ ; (d)  $V_t = 0$  e  $I_a < 0$ .

### Conversor CC/CC de Quatro Quadrantes

Na Figura 3.8 pode ver-se o conversor CC/CC de quatro quadrantes. Como o nome implica, a operação em quatro quadrantes é possível, querendo isto dizer que os valores instantâneos da corrente e da tensão podem ser positivos ou negativos. No entanto, os valores médios de  $I_a$  e  $V_a$  são positivos e, apesar de se tratar do modo de operação de quatro quadrantes, em termos de valores médios o motor opera no primeiro quadrante se a velocidade é positiva, e no terceiro quadrante se a velocidade for negativa.

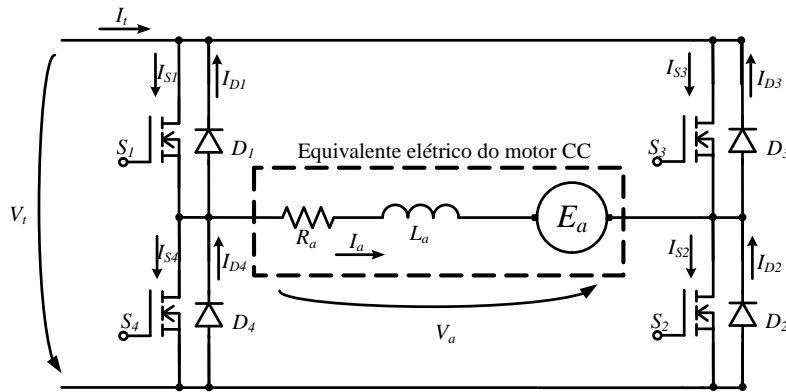


Figura 3.8 – Conversor CC/CC de quatro quadrantes.

É importante distinguir a operação entre quadrantes, assim na Figura 3.9 pode ver-se os quatro modos de operação do conversor CC/CC de quatro quadrantes. Na Figura 3.9 (a), a tensão  $V_a$  é positiva e a corrente  $I_a$  é negativa, assim a operação dá-se no quarto quadrante, sendo que se a velocidade do motor for positiva significa que o mesmo está a atuar como gerador. Para a Figura 3.9 (b), têm-se  $V_a$  e  $I_a$  ambos com valores positivos, e o motor opera no primeiro quadrante. Na Figura 3.9 (c), tem-se  $V_a$  negativo e  $I_a$  positivo estando o motor CC a funcionar no segundo quadrante. Neste caso, se a velocidade do motor for negativa, o motor opera como gerador. Na Figura 3.9 (d), tanto  $V_a$  como  $I_a$  são negativos, tendo-se a operação no terceiro quadrante. No entanto, se a velocidade do motor for negativa, tem-se a operação como motor. De notar que, em todos os casos específicos dos vários conversores, os quadrantes estavam relacionados com  $V_a$  e  $I_a$ . No entanto, também é possível obter o quadrante em que o motor está a trabalhar com uma curva entre  $T_e$  e  $\omega_m$ , sendo,  $T_e$  o binário e  $\omega_m$  a velocidade do motor. Neste caso, o motor opera no modo motor no primeiro e terceiro quadrantes e no modo de gerador no segundo e quarto quadrantes [27], [31].

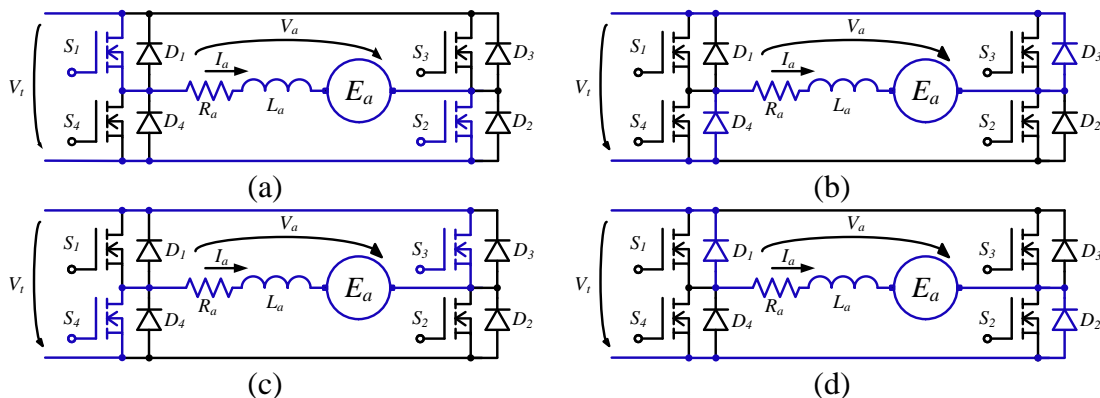


Figura 3.9 - Estados de operação do conversor CC/CC de quatro quadrantes: (a)  $V_t > 0$  e  $I_a > 0$ ; (b)  $V_t < 0$  e  $I_a > 0$ ; (c)  $V_t < 0$  e  $I_a < 0$ ; (d)  $V_t > 0$  e  $I_a < 0$ .

### 3.2.3. Algoritmos de Controlo para Conversores CC/CC

Nesta secção são apresentados alguns algoritmos de controlo aplicáveis a conversores CC/CC para o modo de operação de dois e quatro quadrantes.

#### Controlo de Velocidade para Conversor Controlado por Tensão

Na Figura 3.10 pode observar-se um diagrama de blocos para controlar o motor CC através de um controlo de velocidade constante, onde  $T_e$  e  $T_l$  são o binário produzido pelo motor e o binário da carga respetivamente.

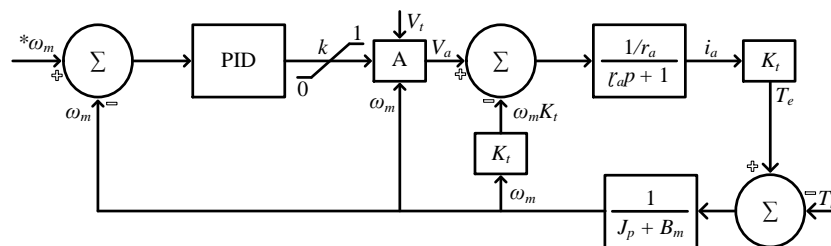


Figura 3.10 - Controlo de velocidade para motor CC com conversor CC/CC fonte de tensão.

O erro calculado na entrada, que diz respeito à velocidade de referência  $*\omega_m$  e à velocidade estimada  $\omega_m$ , é processado por um controlador proporcional integral derivativo (*Proportional Integral Derivative* – PID) gerador de um *duty cycle*,  $k$ , que irá atuar os semicondutores de potência do conversor CC/CC. No bloco A é estimada a tensão aplicada à armadura do motor CC para depois ser calculada a corrente que atravessa a armadura através da função de transferência relativa à tensão e corrente de armadura. Neste cálculo  $r_a$  corresponde à constante de tempo da armadura e  $p$  é a notação escolhida para substituir o operador  $d/dt$ , sendo que em regime permanente  $p=0$ . Para o cálculo final da velocidade,  $J_p$  corresponde á inercia do rotor, e  $B_m$  é o coeficiente de amortecimento associado á rotação mecânica do motor CC. Para o bloco A, e para o cálculo consequente da tensão aplicada à armadura, vai depender o tipo de conversor CC/CC usado, sendo que para cada um dos três conversores CC/CC vistos anteriormente, existem três equações distintas para calcular  $V_a$  [28], [44].

#### Controlo de Velocidade para Conversor Controlado por Corrente

Na Figura 3.11 pode ver-se um controlo em malha fechada de velocidade, para um motor CC alimentado por um conversor CC/CC. Para este algoritmo de controlo a referência é dada por um comando de velocidade,  $*\omega_m$  que vai atuar em um conversor

CC/CC de quatro quadrantes fonte de corrente. De realçar que este algoritmo de controlo é valido apenas para quando a variável  $*i_a$  se mantêm dentro do seu valor de referência, caso contrario, este algoritmo de controlo deixa de ser valido. Assim é importante acrescentar no controlo uma salvaguarda para limitar  $*\omega_m$  para quando o valor de  $*i_a$  não é o desejado [28], [45].

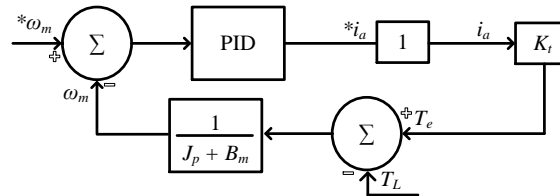


Figura 3.11 - Controlo de velocidade em malha fechada para um conversor CC/CC fonte de corrente.

### 3.3. Conversores de Potência e Algoritmos de Controlo para Motores BLDC

Como já foi referido, os motores BLDC estão a começar a dominar o mercado das bicicletas elétricas devido às suas vantagens em relação aos outros motores. Por isso, torna-se necessário que os mecanismos que levam ao seu funcionamento sejam bem compreendidos para que se consiga aproveitar ao máximo todas as suas potencialidades.

Na Figura 3.12 encontra-se um esquema ilustrativo do funcionamento do controlo de um motor BLDC. Um sistema de controlo contempla um conversor de eletrónica de potência, acoplado à alimentação por um lado e ao motor pelo outro, e um sistema de controlo que interpreta as várias variáveis de entrada, que tanto podem ser leituras de corrente, tensão ou os sinais dos sensores de posição do motor [39], [46].

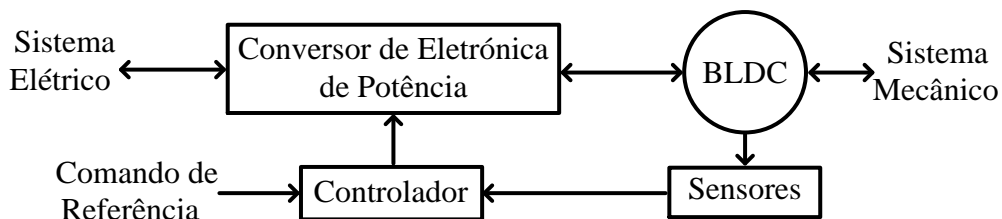


Figura 3.12 - Esquema geral de um algoritmo de controlo para motores BLDC.

Existem dois tipos de conversores para estes motores, os conversores fonte de tensão e fonte de corrente [28].



### 3.3.1. Conversor de Meia Ponte

A topologia da Figura 3.13 corresponde a uma das implementações mais simples aplicáveis a um motor BLDC. Aqui, a corrente que atravessa cada um dos enrolamentos apenas pode ser positiva. No entanto, e derivado de apenas fluir corrente positiva, apenas a forma de onda positiva da força contraelectromotriz pode ser utilizada para produzir binário. A simplicidade desta topologia resulta numa baixa performance do motor, sendo apenas utilizada em aplicações de baixa potência, onde os custos devem ser minimizados, e onde o impacto de baixo binário produzido pelo motor seja pouco significativo. No entanto, de realçar que esta topologia requer acesso ao ponto médio do motor BLDC [39], [47].

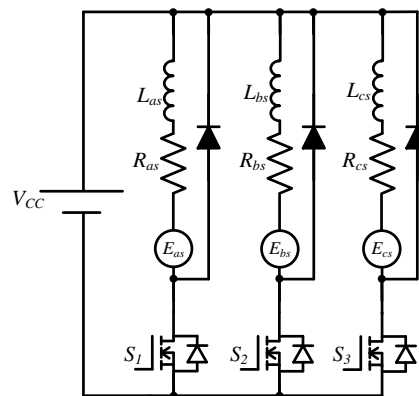


Figura 3.13 - Conversor de meia ponte para motores BLDC.

### 3.3.2. Conversor Ponte H

Na Figura 3.14 está esquematizado um conversor de onda completa para motores BLDC. Aqui, cada enrolamento é alimentado por 4 semicondutores de potência conectados no formato de ponte H. Para cada fase, se  $S_1$  e  $S_3$  estiverem fechados, a corrente que flui no enrolamento é positiva, ao passo que quando  $S_2$  e  $S_4$  estiverem fechados a corrente que flui é negativa. Além desta topologia suportar controlo bipolar, está apta para alimentar qualquer tipo de motores CA de ímanes permanentes. Enquanto este conversor suporta o controlo de corrente por fase independente, o uso de doze interruptores leva a que o custo do controlador seja impeditivo para a maior parte das aplicações [39], [48].

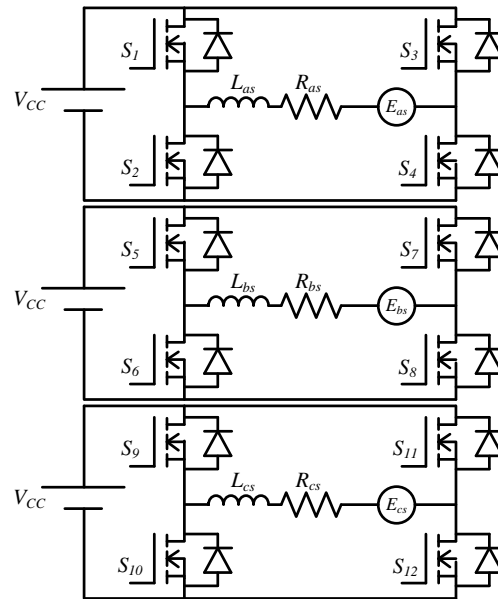


Figura 3.14 - Conversor de ponte completa para motores BLDC.

### 3.3.3. Inversor Trifásico

A topologia de inversor trifásico utiliza seis semicondutores de potência totalmente controlados, normalmente MOSFETs, sendo o conversor mais comum para controlar os motores BLDC, como se pode ver na Figura 3.15.

A corrente flui da fonte para o motor ligando um ou mais interruptores da parte superior do inversor e um ou mais interruptores da parte inferior. Se apenas um interruptor for ligado tanto na parte superior como inferior do inversor, apenas duas fases do motor são alimentadas por ciclo, enquanto se um ou mais interruptores forem ligados passa a alimentar-se todas as fases do motor [39].

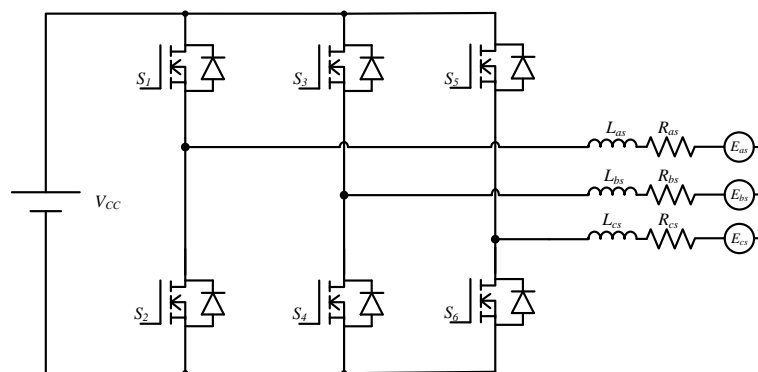


Figura 3.15 - Inversor fonte de tensão aplicado ao motor BLDC.

### 3.3.4. Algoritmos de Controlo para Motores BLDC

Da mesma maneira que para os motores CC existem vários tipos de controlo possíveis, para os motores BLDC também é assim. Cada algoritmo de controlo desenvolvido pode controlar variáveis como tensão, corrente, velocidade e binário. Tomando por base a posição mecânica do rotor, existem dois tipos de controlo que podem ser aplicados, com sensores e sem sensores (*sensorless*). Assim, nesta secção são apresentados alguns desses mecanismos de controlo.

#### Controlo de Velocidade

Na Figura 3.16 encontra-se representado o algoritmo de controlo de velocidade em malha fechada. O sistema toma como variável de referência a velocidade, que é comparada com a velocidade real do motor e depois processada pelo bloco PID. Este bloco gera uma referência de binário que irá servir para calcular uma corrente de referência, através da equação do binário. No bloco gerador de referência, é analisada a posição do rotor, que em conjunto com o valor de referência de corrente dado anteriormente, irá retornar que fases do motor tem de ser alimentadas. Posteriormente, no bloco do controlador, as referências de corrente são comparadas com as correntes medidas em cada fase do motor gerando os sinais de comutação dos semicondutores de potência através de um controlo por histerese. De notar que para é necessário medir apenas duas das correntes que atravessam cada fase do motor, sendo a terceira calculada a partir dessas duas. Nesta topologia, apenas duas fases do motor são alimentadas em cada ciclo de comutação, ou seja,  $60^\circ$  elétricos do rotor [39], [49].

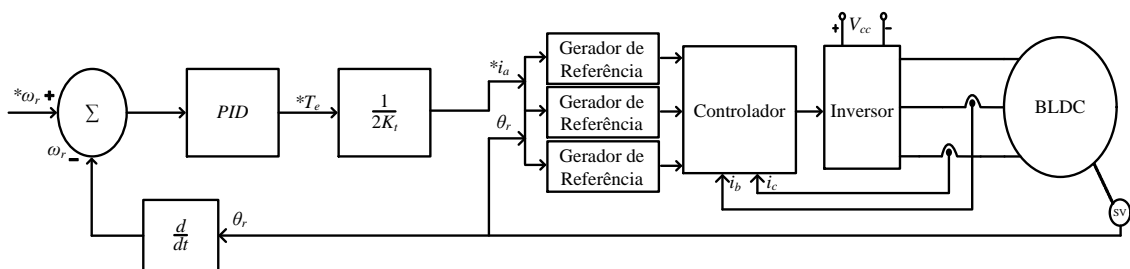


Figura 3.16 - Controlo de velocidade para um motor BLDC.

#### Field Oriented Control (FOC)

O controlo *Field Oriented Control* é dos algoritmos de controlo usados que apresenta dos melhores resultados no que à diminuição de *ripple* de binário diz respeito, e o seu esquemático está apresentado na Figura 3.17. Neste algoritmo, duas das três

correntes de fase do motor são lidas, sendo a terceira obtida através da relação dada na equação (2.6), de modo a convertê-las para o plano de dois eixos usando a transformada de Park.

O valor de referência de  $I_d$  é usualmente mantido a zero para motores de ímanes permanentes, enquanto o valor de  $I_q$  é gerado a partir do comando de binário. Estes dois valores são comparados com os valores calculados que geram dois comandos de erro nas duas entradas dos blocos PID. Estes blocos geram dois comandos de tensão que são convertidos novamente para o eixo estacionário de referência usando a transformada inversa de Park. Os valores resultantes de tensão são usados para gerar os pulsos de PWM que acionam o inversor [50], [51].

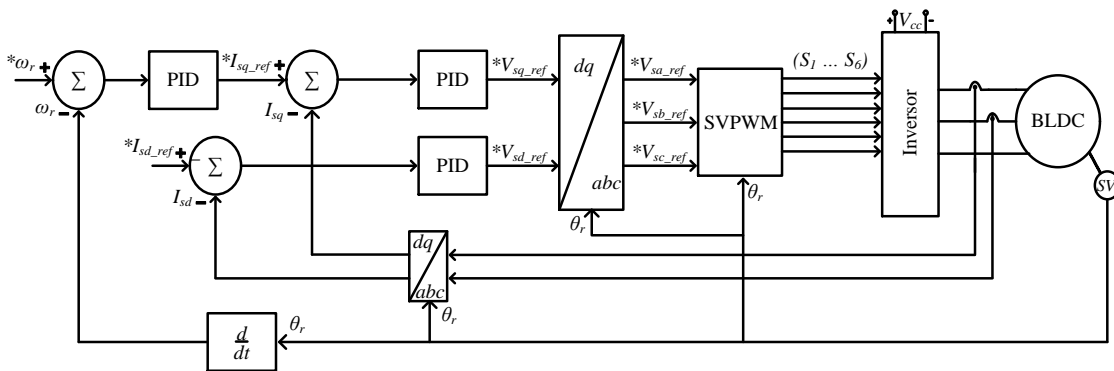


Figura 3.17 - Esquema geral de FOC aplicável a motores BLDC.

### **Direct Torque Control**

Na Figura 3.18 encontra-se o esquema geral do *Direct Torque Control* (DTC). O segredo para um correto funcionamento deste algoritmo está na estimação correta do parâmetro  $T_{em}$  que corresponde ao binário eletromagnético do motor.

Os comandos de binário e fluxo são obtidos através da comparação dos valores reais estimados com os valores de referência, sendo depois processados num bloco de histerese. Após obtidos os valores de comando, estes servem de entrada a uma tabela que retorna um vetor de estado para os interruptores do inversor. Para ser feita a escolha do vetor, é necessário saber a posição do motor que, para controlo com sensores, é dada por três sensores de efeito de Hall como já foi referido e, para controlo sem sensores, é estimada através das forças contraelectromotrizes [51]–[53]. Na Tabela 3.1 pode ver-se os estados aplicados ao inversor trifásico para o algoritmo de DTC.

No bloco de estimador de fluxo e binário, tem-se que  $R_s$  e  $L_s$  representam a resistência e a indutância de cada fase do motor BLDC e  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $i_{sa}$  e  $i_{sb}$  são as tensões e

correntes respetivamente aplicadas ao estator do motor BLDC traduzidas para o plano  $\alpha\beta$ .  $\varphi_{sa}$  e  $\varphi_{s\beta}$  correspondem ao fluxo no estator no plano  $\alpha\beta$ , e  $\varphi_s$  corresponde ao fluxo total no estator do motor BLDC. Por fim,  $T_{em}$  é o binário do motor BLDC e  $\theta_e$  corresponde ao ângulo elétrico do rotor, que pode ser estimado através das equações do fluxo, através da integração da velocidade do motor ou medida através dos sensores de efeito de Hall presentes no motor BLDC.

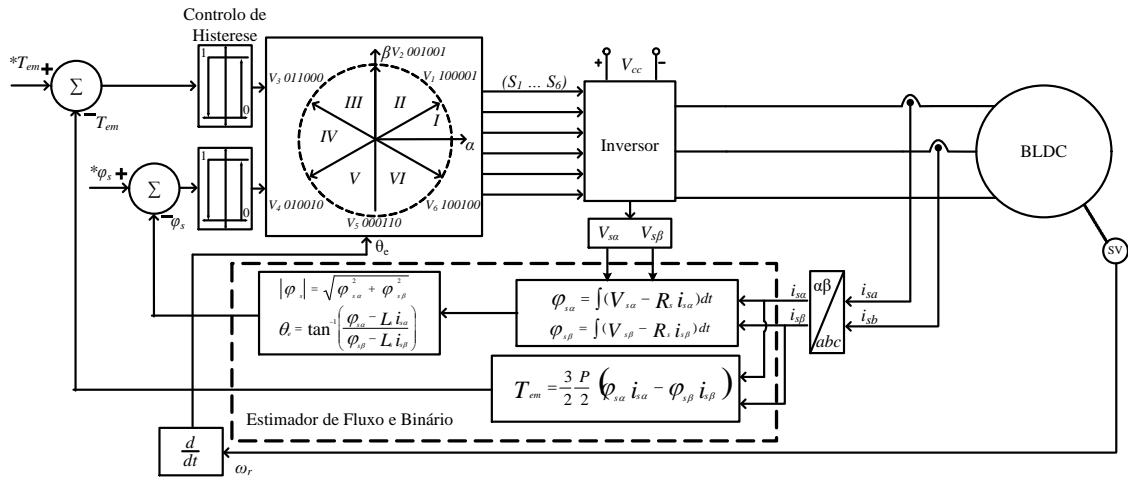


Figura 3.18 - Esquema geral de DTC aplicável a motores BLDC.

Neste algoritmo de controlo é possível ver a fórmula de cálculo do binário eletromagnético, no entanto a mesma pode ser calculada de acordo com a equação (2.9). Neste caso, as forças contraelectromotrizes podem ser estimadas através da consulta de uma tabela através da posição do rotor. Assim, o cálculo de cada força é efetuado através da equação (3.1) [54].

$$e_x = k_e f_e(\theta) \omega_e \quad (3.1)$$

onde  $k_e$  é a constante elétrica do motor,  $f_e(\theta)$  é a forma de onda da força contraelectromotriz e  $\omega_e$  é a velocidade elétrica do rotor.

Quando o binário é calculado através das forças contraelectromotrizes, é assumido que a relação entre as forças contraelectromotrizes e a velocidade elétrica é linear e constante.

As vantagens do DTC são inúmeras em relação a outros métodos de controlo e, se a opção recair sobre um controlo sem sensores, ainda é possível otimizar os custos do controlador. Assim, as vantagens mais salientes deste algoritmo de controlo são:

- Controlo independente de binário e fluxo;
- Resposta rápida de fluxo e binário;

- Controlo eficiente a baixas frequências;
- Grande precisão de controlo de velocidade em regime permanente.

No entanto, este algoritmo apresenta também algumas desvantagens:

- A frequência de comutação é variável e depende da velocidade elétrica do rotor, da carga acoplada ao motor e da variação da banda de histerese definida;
- Como o estado do inversor trifásico apenas é alterado a cada período de amostragem se os valores estimados ultrapassarem os valores de histerese definidos, o binário e o fluxo do motor iram apresentar um *ripple* considerável;
- Medições de corrente e tensão afetadas por condições adversas como a temperatura, ruído ou *offsets* impostas por o condicionamento de sinal, levam a que a estimação de binário seja incorreta, o que pode levar o sistema a ficar instável.

É possível compreender que um controlo de DTC se adequa às exigências de uma bicicleta elétrica, uma vez que é possível obter controlo de binário instantâneo com reduzido *ripple* no binário [52].

Tabela 3.1 - Tabela de estados para DTC [52].

Binário $T_{em}$	Fluxo $\Phi$	Setor					
		I	II	III	IV	V	VI
1	1	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
	0	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	-1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
0	1	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
	0	$V_0$	$V_0$	$V_0$	$V_0$	$V_0$	$V_0$
	-1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$

### 3.4. Travagem Regenerativa

Métodos de travagem regenerativa melhoram a eficiência de uma bicicleta elétrica na medida em que permitem que durante as travagens mecânicas a energia que geralmente é dissipada como calor seja reaproveitada para recarregar a bateria elétrica. Deste modo com os avanços na área das baterias elétricas e supercondensadores a eficiência do processo de travagem regenerativa pode ser otimizada levando a melhores rácios de energia aproveitada [55].

A travagem regenerativa no motor BLDC obtém-se quando o motor funciona como um gerador, redirecionando a corrente produzida pelos enrolamentos do motor de volta para a bateria elétrica. Deste modo, e sem a inclusão de hardware adicional, o mesmo inversor de três braços que é utilizado para controlar o motor, pode ser usado, recorrendo a técnicas de controlo apropriadas, para recarregar as baterias elétricas. Assim, recorrendo à indutância interna do motor, e comutando apenas os semicondutores de potência da parte inferior do inversor, deixando os da parte de cima desligados, é possível obter um circuito de *step-up* para cada fase do motor que irá elevar a tensão gerada pelo motor para poder recarregar as baterias elétricas [55], [56].

Uma vez que para o motor em questão apenas são alimentadas duas das suas fases em cada instante, o processo de travagem regenerativa pode ser analisado substituindo o inversor de três braços por um inversor em ponte H no modelo. Como tal, na Figura 3.19 foi ilustrado apenas para uma fase do motor os estados de operação do inversor durante o processo de travagem regenerativa. Assim, e recorrendo aos estados dos sensores de efeito de Hall presentes no motor, é aplicado ao MOSFET inferior de cada braço um sinal PWM de *duty cycle, k*, variável e que está diretamente relacionado com o binário de travagem produzido pelo motor BLDC.

Na Figura 3.19 apresentam-se os estados de operação do inversor trifásico durante o processo de travagem regenerativa quando o sensor de efeito de Hall da fase *a* se encontra ativo. Na Figura 3.19 (a) o MOSFET da parte inferior encontra-se ligado, sendo que a corrente flui nos enrolamentos *a* e *b* acumulando energia nos mesmos. Na Figura 3.19 (b) todos os MOSFETs se encontram desligados e a corrente flui do enrolamento para o barramento CC e para a bateria elétrica, carregando-a [55], [56].

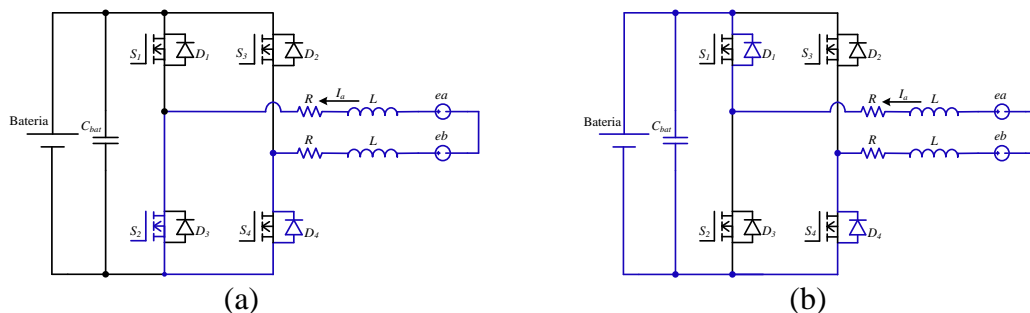


Figura 3.19 - Estados de operação do inversor durante o processo de travagem regenerativa quando o sensor de efeito de Hall da fase *a* se encontra ativo, sendo que em: (a) A corrente flui por  $S_2$  e  $D_4$ ; (b) A corrente flui por  $D_1$  e  $D_4$ .

### 3.5. Conclusão

Neste capítulo foram descritos os conversores e algoritmos de controlo mais comuns para os motores CC e BLDC.

Inicialmente foram descritos os algoritmos de controlo para os motores CC com escovas e em seguida para os motores BLDC. Neste ponto foram analisadas vantagens e desvantagens dos vários conversores e também os pontos fortes dos vários algoritmos de controlo.

Foi possível perceber que, em termos de resposta de binário e simplicidade de algoritmo, o DTC se apresenta como uma boa alternativa para a mobilidade elétrica.

Foi também revisto um método de travagem regenerativa sem custos adicionais, que visa aumentar a eficiência nos sistemas de bicicleta elétrica.



# CAPÍTULO 4

## Simulações Computacionais

### 4.1. Introdução

Aquando do desenvolvimento de sistemas eletrónicos, um erro de design pode causar problemas muito graves a todo um projeto. No caso específico dos sistemas de eletrónica de potência, onde as elevadas tensões são uma constante, esses erros podem ser ainda mais devastadores.

A simulação de um sistema é uma fase muito importante no desenvolvimento de um projeto, sendo que esta permite a deteção de erros em fases iniciais, fazendo com que os mesmos sejam detetados e suprimidos nas fases finais. Para além disso, trata-se de uma forma de validação dos elementos integrantes do projeto.

Para o desenvolvimento da bicicleta elétrica foi necessário recorrer fundamentalmente à ferramenta de simulação PSIM, de modo a validar e otimizar os elementos constituintes do projeto. Para simular todos os algoritmos de controlo programados em linguagem C, foi utilizado em paralelo com a ferramenta PSIM o *Visual Studio* da *Microsoft*.

O PSIM foi a ferramenta escolhida na medida em que se trata de um programa completo e com uma grande aproximação da realidade, o que para operações eletrónicas é uma excelente vantagem. Além disso, é uma ferramenta utilizada há muito tempo pelo Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho.

O *Visual Studio* foi utilizado como uma extensão do PSIM uma vez que o bloco C, uma funcionalidade do PSIM para implementação de código de programação, apresenta um visual pouco desenvolvido e sem o ambiente de programação habitual.

Como tal, ao longo deste capítulo são apresentadas todas as simulações efetuadas ao longo deste trabalho de dissertação.

### 4.2. Circuito de Eletrónica de Potência

Apesar de neste capítulo serem apresentados vários algoritmos de controlo, o circuito de eletrónica de potência para cada tipo de controlo é análogo a todos. Assim,

seja qual for o algoritmo utilizado, o conversor de eletrônica de potência utilizado será o inversor trifásico. Este conversor, visível na Figura 4.1, é constituído por três braços, cada um com dois semicondutores de potência, perfazendo um total de 6 semicondutores necessários para todo o conversor. São também incluídos os respetivos circuitos de *snubber* por cada braço do circuito. Acoplado ao inversor estará o motor BLDC, visível na Figura 4.2, representado no PSIM com o seu modelo, e a bateria será representada por uma fonte ideal de tensão para propósitos de simulação.

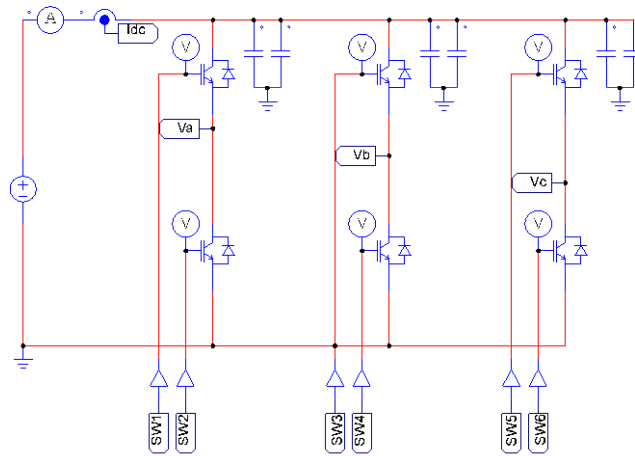


Figura 4.1 - Circuito de eletrônica de potência implementado para simulações computacionais.

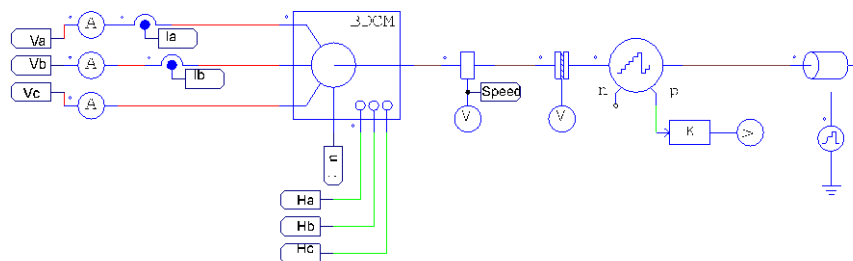


Figura 4.2 - Representação do motor BLDC na ferramenta de simulação PSIM.

Na Figura 4.2 são visíveis dois sensores de corrente de efeito de Hall nas fases *a* e *b*, três saídas do motor (representam os sensores de Hall), sensores de velocidade, binário e posição. Os sensores são usados para efeitos de comparação com os valores calculados nos vários algoritmos de controlo. Por fim, uma carga encontra-se acoplada ao motor para permitir uma simulação mais realista.

### 4.3. Controlador

Para simular o controlador implementado na bicicleta elétrica, utilizou-se a funcionalidade do bloco DLL. Este bloco procura numa pasta do computador o ficheiro *.obj* que corresponde ao código que é compilado e produzido pelo utilizador no

*Visual Studio*. Na Figura 4.3 pode ver-se o bloco DLL com as variáveis de entrada à esquerda, como a corrente e velocidade do motor, estando à direita no canto inferior as saídas de PWM para o inversor e, em cima, as saídas para *debug* da simulação.

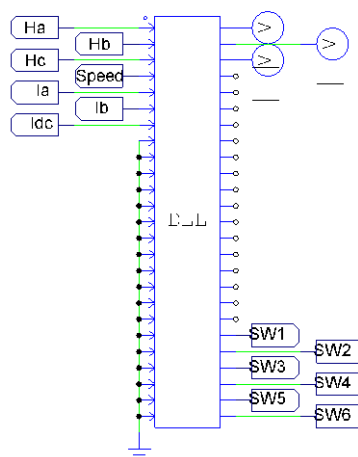


Figura 4.3 - Bloco DLL para implementação dos algoritmos de controlo.

#### 4.4. Resultados de Simulação

Nesta secção são apresentados os resultados de simulação para os vários tipos de controlo implementados. Inicialmente são apresentadas simulações que permitiram entender e validar tanto os sensores de efeito de Hall como todo o tipo de variáveis do motor, necessárias à implementação dos algoritmos de controlo. Por fim, são incluídas simulações com o modelo da bateria, de modo a validar o modo de travagem regenerativa.

De notar que os parâmetros do motor real não são utilizados na simulação devido a problemas em obter um funcionamento correto do mesmo, por isso, foi utilizado como base nas simulações um modelo de um motor BLDC fornecido pelo PSIM.

##### 4.4.1. Resultados com o Motor em Vazio

Esta simulação tem o propósito de validar algoritmos de estimação de velocidade e posição do rotor através dos sensores de efeito de Hall. Foi também retirado o setor do rotor para cada valor de ângulo, de modo a facilitar o controlo de binário.

Na Figura 4.4 e Figura 4.5 podem visualizar-se as formas de onda das tensões compostas e das correntes nas fases, respetivamente, quando o motor BLDC, a rodar em vazio, é alimentado com a sua tensão nominal.

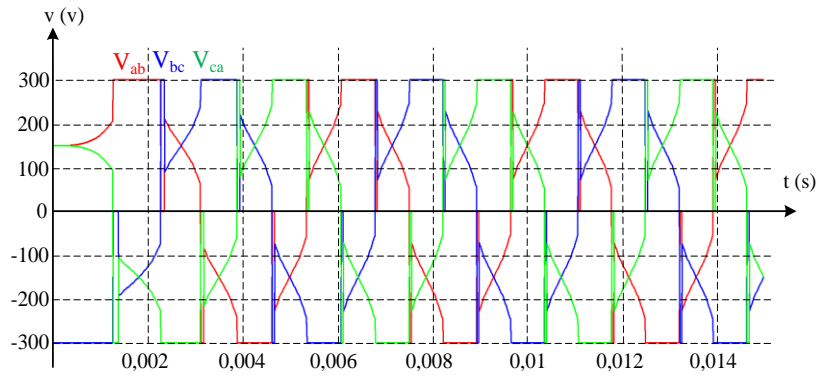


Figura 4.4 - Formas de onda das tensões compostas para motor BLDC

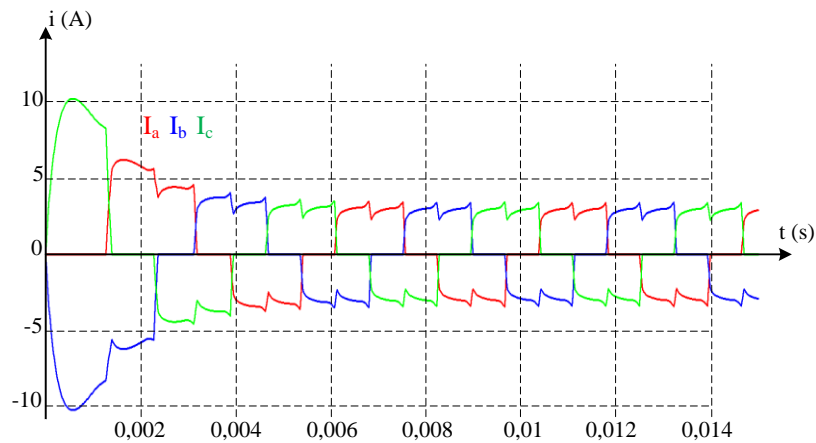


Figura 4.5 - Formas de onda de corrente para motor BLDC.

Na Figura 4.6 pode aferir-se a estimação da velocidade. Nessa figura em vermelho está representada a velocidade estimada e em azul a velocidade real do motor. Na Figura 4.7 estão representados os sinais de saída dos sensores de efeito de Hall.

A velocidade estimada é obtida através da mudança de estado dos sinais dos sensores. Assim, cada vez que existe uma mudança de estado, um contador vai a zero, pelo que na mudança de estado seguinte a contagem é convertida em velocidade através da equação (4.1).

$$V_{est} = \frac{1}{Contador} \frac{2}{P} \frac{60}{2\pi} \quad (4.1)$$

Deste modo,  $V_{est}$  é a velocidade mecânica do motor, onde  $P$  corresponde ao número de pares de polos do motor.

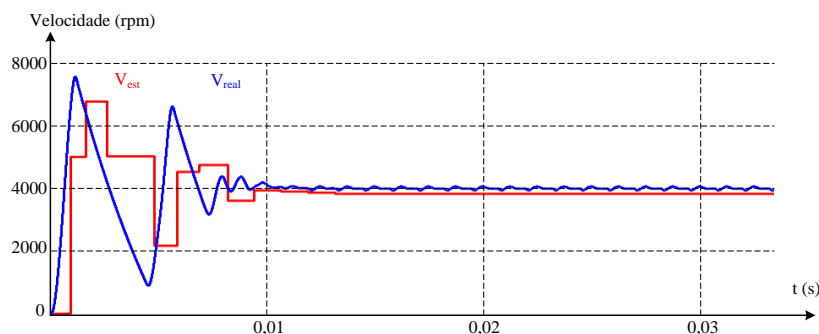


Figura 4.6 - Velocidade estimada e velocidade real.

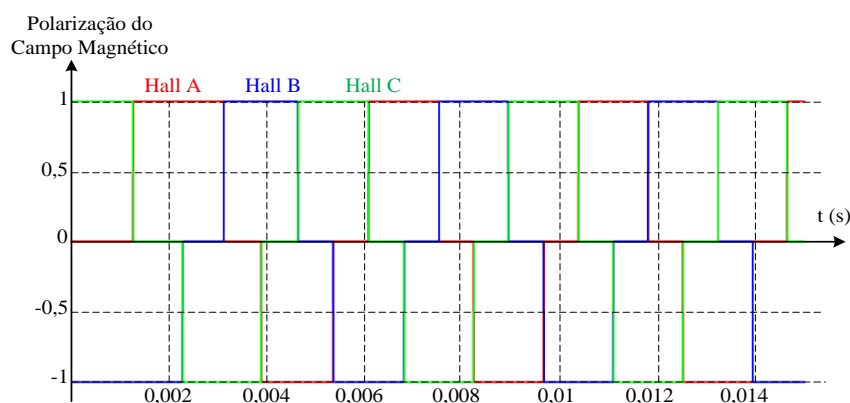


Figura 4.7 - Sequência de sinais dos sensores de efeito de Hall.

Outro parâmetro importante para o sistema de controlo consiste na posição do rotor. Existem dois modos de obter o estado em que o rotor se encontra, nomeadamente através do ângulo elétrico do rotor ou através dos sensores de efeito de Hall. Assim, resta apenas estimar o ângulo elétrico do rotor, o que constitui um procedimento importante também para estimar as forças contraelectromotrizes. Na Figura 4.8 pode visualizar-se o ângulo mecânico do motor e o ângulo elétrico estimado sem qualquer correção.

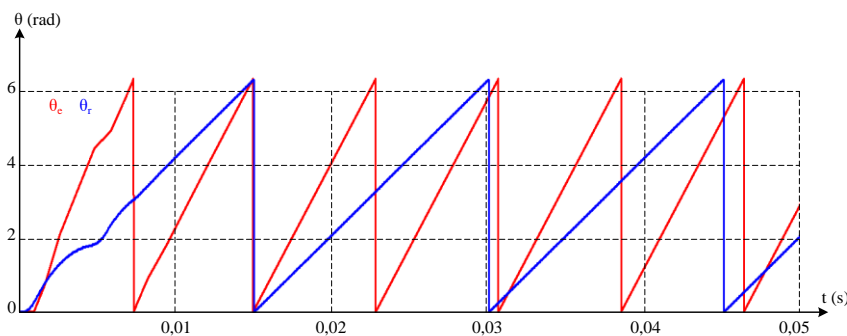


Figura 4.8 - Estimativa do ângulo elétrico sobre o ângulo mecânico.

É importante referir que nas simulações foi utilizado um motor com quatro pares de polos. Assim, uma vez que a velocidade elétrica é duas vezes superior à velocidade

mecânica, o ângulo elétrico é do mesmo modo duas vezes superior ao seu correspondente mecânico. É possível observar o erro que resulta da estimação do ângulo apenas integrando a velocidade que é obtida pela equação (4.1). Deste modo, foi necessário introduzir uma correção na estimação do ângulo. Na Figura 4.9 é possível observar a nova estimação com as correções efetuadas no algoritmo de controlo.

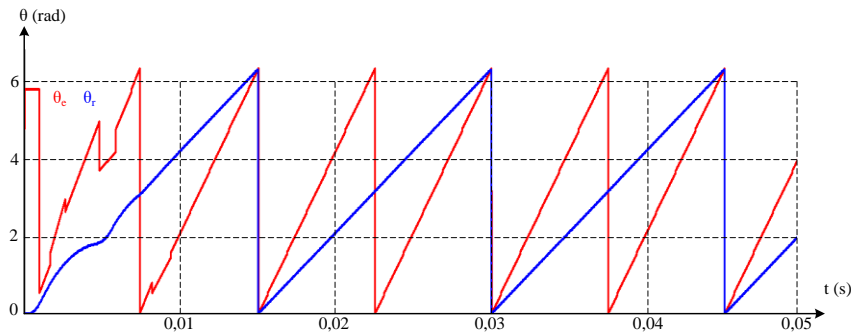


Figura 4.9 - Estimação do ângulo elétrico corrigido sobre o ângulo mecânico.

Para corrigir o erro causado pela estimação da velocidade e pelo não-conhecimento da posição inicial do motor, anotou-se o valor do ângulo para cada cruzamento de setores do motor. Assim, sempre que o contador que estima a velocidade recomeça a contagem, o ângulo que é calculado a partir dessa velocidade é ajustado de acordo com o seu valor real, obtendo-se uma estimação precisa.

Tabela 4.1 - Valor do ângulo elétrico para cada cruzamento de sector.

Setor	Ângulo (rad)
1	0,53
2	1,58
3	2,62
4	3,67
5	4,73
6	5,76

Com estes resultados, foi possível validar os cálculos e estimações que são necessários para a implementação dos próximos algoritmos de controlo.

#### 4.4.2. Controlo de Velocidade

O diagrama de blocos referente ao controlo utilizado no controlo de velocidade constante está visível na Figura 4.10.

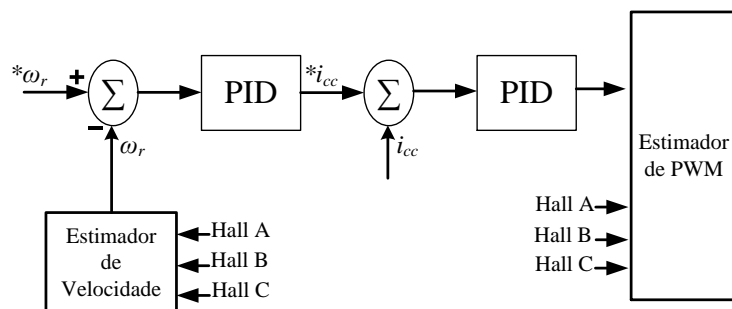


Figura 4.10 - Diagrama de blocos para o controlo de velocidade constante.

Neste controlo o sistema apenas tem cinco entradas, sendo estas a corrente do barramento CC ( $i_{cc}$ ) e os três sinais dos sensores de efeito de Hall (Hall A, Hall B, Hall C). O último bloco de PID gera o *duty cycle* do sistema e os sensores de efeito de Hall definem que interruptores têm de ser ativados para comutar o motor.

Na Figura 4.11 pode ver-se a entrada de referência e a velocidade real do motor a rodar sem nenhuma carga acoplada.

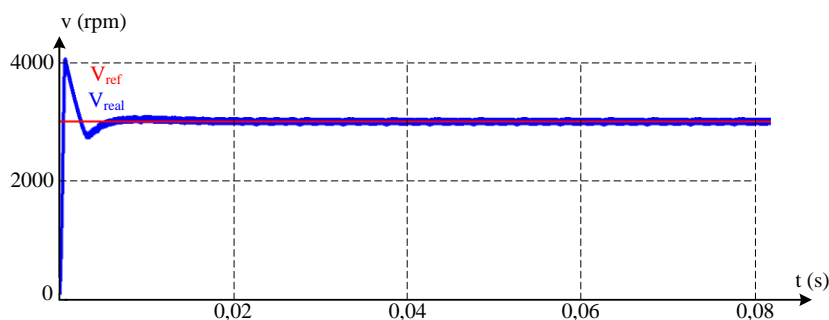


Figura 4.11 - Velocidade do motor em relação à velocidade de referência.

Para continuar a validação do algoritmo de controlo, foi aplicada ao motor uma carga de 1 N m e foram inseridos três degraus de referência para a velocidade. Assim, pelos resultados obtidos na Figura 4.12 é possível comprovar que o motor roda à velocidade pretendida, apesar de existir alguma variação em torno da referência. Os valores de referência utilizados foram 1000 rpm, 2000 rpm e 3000 rpm.

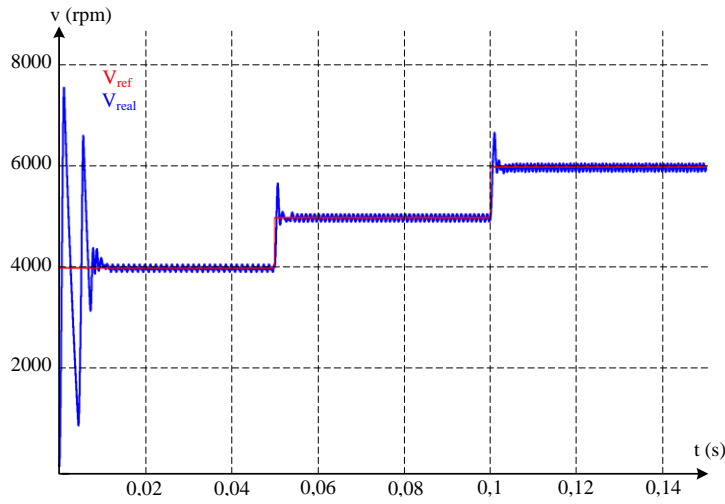


Figura 4.12 - Velocidade do motor em relação à referência.

Na Figura 4.13 são apresentadas as correntes para os três degraus de referência de velocidade. Os picos de corrente ocorrem na mudança da velocidade de referência. É também possível observar na Figura 4.14 a forma de onda da tensão para a fase *a* do motor.

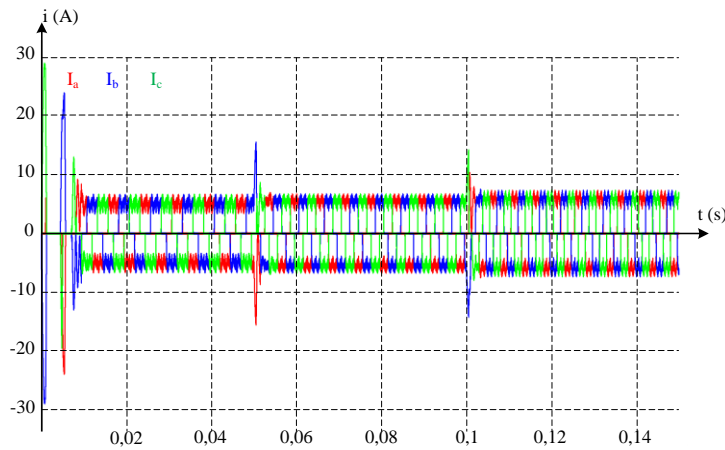


Figura 4.13 - Correntes nas três fases do motor durante as diferentes referências de velocidade.

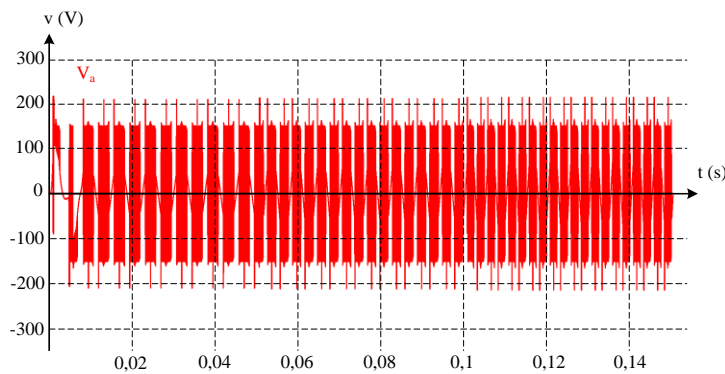


Figura 4.14 - Forma de onda da tensão da fase *a* durante as diferentes referências de velocidade.



### 4.4.3. Controlo de Binário (DTC)

O controlo de binário em malha fechada DTC (*Direct Torque Control*) implementado está descrito na Figura 4.15. Importa notar que neste algoritmo não se considerou a estimação do fluxo, admitindo que o mesmo se mantém constante, eliminando assim o seu cálculo no esquema da

Figura 3.18. Considerando então que a variável de comando do fluxo é sempre zero na

Tabela 3.1.

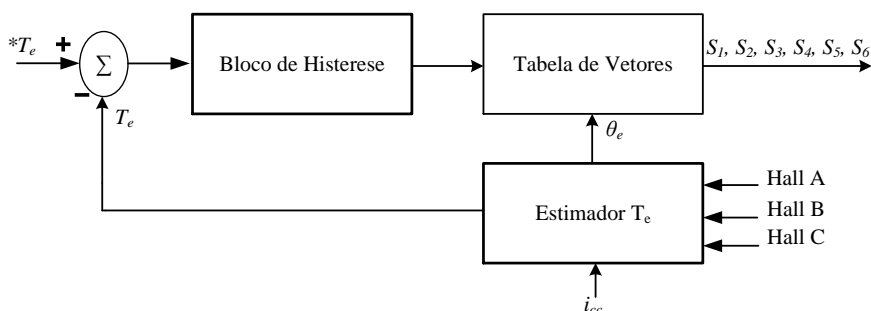


Figura 4.15 - Diagrama do DTC implementado na simulação em malha fechada.

Ao valor de binário de referência é subtraído o binário estimado, resultante do bloco do estimador. A estimação de binário é realizada através da forma de onda das forças contraelectromotrizes de acordo com a equação (3.1). Cada uma das forças é estimada através da posição do rotor para cada instante. Assim, a forma da onda da força contraelectromotriz pode ser descrita através das equações (4.2), (4.3) e (4.4).

$$f_{sa} = \begin{cases} 1 & 0 < \theta_e < \frac{\pi}{3} \\ \left(\frac{\pi}{2} - \theta_e\right) \frac{6}{\pi} & \frac{\pi}{3} < \theta_e < \frac{2\pi}{3} \\ -1 & \frac{2\pi}{3} < \theta_e < \pi \\ 1 & \pi < \theta_e < \frac{4\pi}{3} \\ \left(\theta_e - \frac{3\pi}{2}\right) \frac{6}{\pi} & \frac{4\pi}{3} < \theta_e < \frac{5\pi}{3} \\ 1 & \frac{5\pi}{3} < \theta_e < 2\pi \end{cases} \quad (4.2)$$

$$f_{sb} = f_{sa}\left(\theta_e + \frac{3\pi}{2}\right) \quad (4.3)$$

$$f_{sc} = f_{sa}\left(\theta_e - \frac{3\pi}{2}\right) \quad (4.4)$$

É pela necessidade de estimar corretamente as forças contraelectromotrizes que o cálculo da posição elétrica do motor, revisto na Figura 4.9, é tão importante.

Após a passagem pelo primeiro bloco (Figura 4.15), o erro do binário entra no bloco de histerese. Aqui, através da imposição dos limites superior e inferior, a saída indica se o binário está acima ou abaixo do valor especificado. Consoante o resultado, é escolhida a sequência de comutação de acordo com a

Tabela 3.1.

Na simulação descrita de seguida, foram aplicados ao motor três degraus de binário de referência de 0.5 N m, 2 N m e 5 N m.

Na Figura 4.16 pode ver-se os estados dos sensores de efeito de Hall para os degraus de binário de referência.

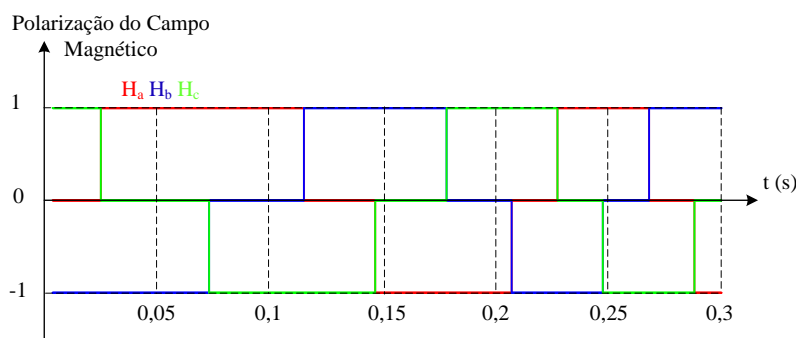


Figura 4.16 - Estado dos sensores de efeito de Hall para três estados de binário de referência.

Na Figura 4.16, sempre que o estado do sensor é 1, o sensor encontra-se polarizado positivamente, ao passo que quando é -1 se encontra polarizado negativamente, tendo uma polarização nula quando o estado é 0.

Na Figura 4.17 pode ver-se as formas de onda das correntes das três fases do motor BLDC para cada degrau de referência de binário. De notar que o binário aumenta em degrau de forma ascendente como se pode visualizar na Figura 4.18. Assim, é possível constatar que, à medida que o binário aumenta, as correntes de fase também aumentam.

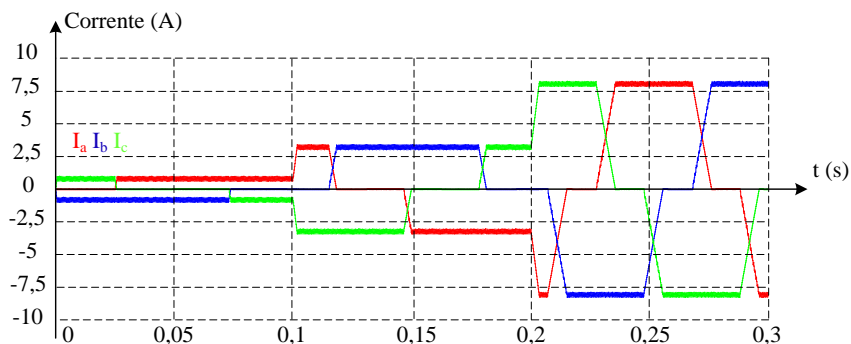


Figura 4.17 - Formas de onda das correntes das três fases do motor BLDC para os diferentes valores de binário de referência.

Na Figura 4.18 pode ver-se as formas de onda do binário produzido pelo motor (azul) e o binário estimado pelo controlador (vermelho). Pela análise do gráfico, pode constatar-se que o motor reage de forma rápida a mudanças na referência de binário, comprovando que para a aplicação desejada, o controlo de binário com histerese se torna numa boa solução.

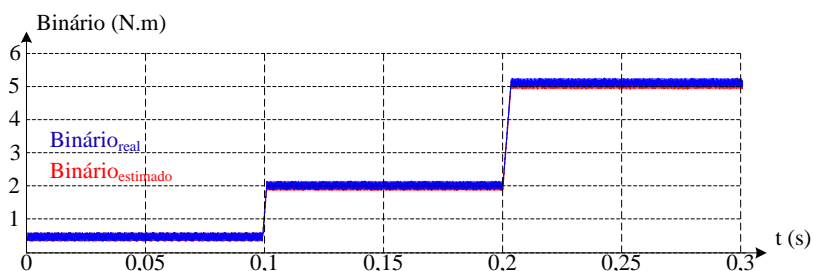


Figura 4.18 - Formas de onda do binário produzido pelo motor (azul) e o binário estimado pelo controlador (vermelho).

Na Figura 4.19 pode visualizar-se as formas de onda do binário produzido pelo motor e do binário estimado, para três valores de referência diferentes. Assim, na Figura 4.19 (a), Figura 4.19 (c) e Figura 4.19 (e) têm-se, em azul, as formas de onda do binário no motor BLDC e, em vermelho, o binário estimado para três referências de binário (0,5, 2 e 5 Nm). Na Figura 4.19 (b), Figura 4.19 (d) e Figura 4.19 (f), têm-se a visão ampliada para cada uma das formas de onda das figuras anteriores.

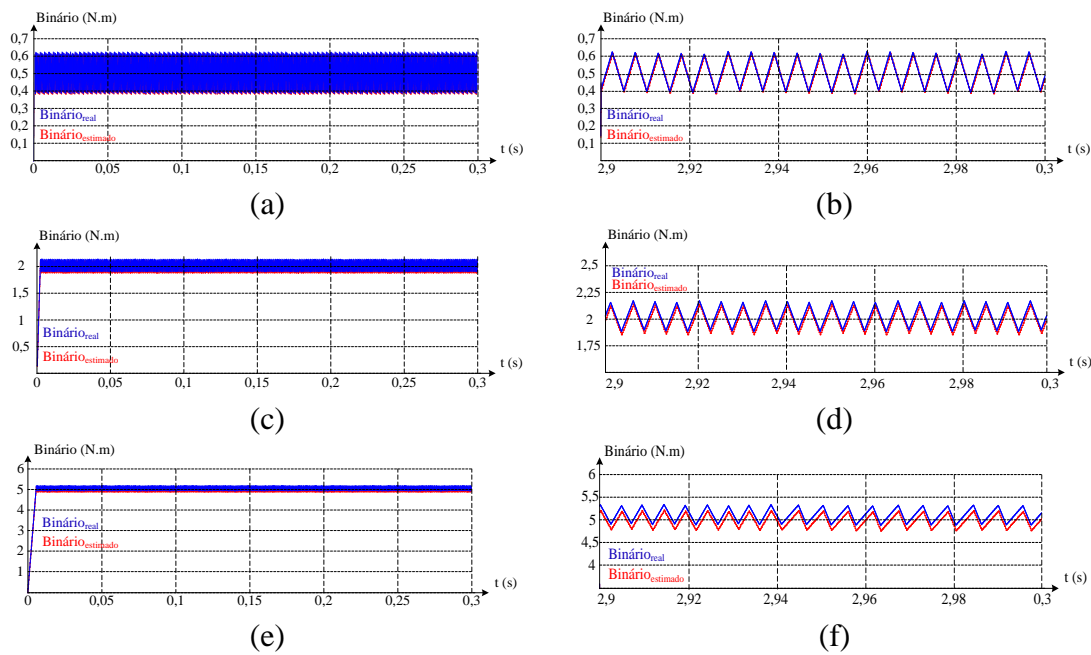


Figura 4.19 – Formas de onda do binário produzido pelo motor BLDC (azul) e estimado pelo controlador (vermelho) para: (a) Onda completa com referência de 0,5 Nm; (b) Visão ampliada da referência de 0,5 Nm; (c) Onda completa com referência de 2 Nm; (d) Visão ampliada da referência de 2 Nm; (e) Onda completa com referência de 5 Nm; (f) Visão ampliada da referência de 5 Nm;

A partir da análise dos gráficos, é possível constatar que, para o método de estimação de binário implementado, e à medida que a referência de binário é aumentada, o binário produzido pelo motor tende a ser ligeiramente superior ao estimado pelo controlador. No entanto, pode considerar-se que o erro apresentado nos resultados é bastante aceitável pelo que não se procedeu a qualquer alteração no controlador.

#### 4.4.4. Bateria Elétrica e Proteção

Para evitar que a corrente que é fornecida pelo motor BLDC nos momentos em que o mesmo funciona como gerador, foi dimensionado um circuito capaz de redirecionar a energia em excesso para ser dissipada numa resistência de potência. Circuitos de proteção com redirecionamento de energia para uma resistência de potência são cruciais na aplicação em questão por duas razões essenciais. Quando a bateria elétrica se encontra totalmente carregada, estes circuitos de proteção permitem que o seu carregamento seja interrompido, não deixando que a mesma seja danificada. Para além disso, quando a bateria elétrica se encontra no estado de carga máximo, os circuitos de proteção referidos permitem que a energia produzida em excesso seja dissipada numa resistência de potência, não deixando que este excesso seja prejudicial ao resto do circuito elétrico. Assim, na Figura 4.20 pode ver-se o circuito de proteção utilizado contra sobretensões,

cujas aplicabilidade é empregue quando a tensão de entrada ultrapassa o valor máximo definido.

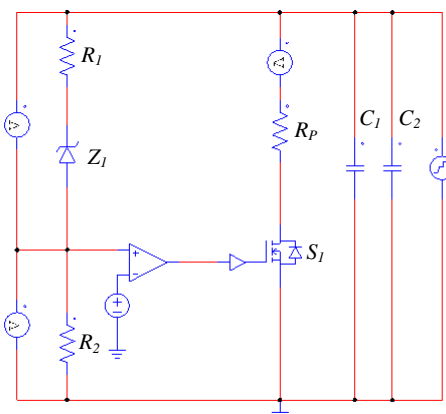


Figura 4.20 - Circuito de proteção contra sobretensões.

O comparador e a fonte linear representam a tensão de *threshold* do MOSFET  $S_1$ , sendo neste caso igual a 3 V, o que corresponde a um valor aproximado dos valores tipicamente existentes para esta grandeza em MOSFETs de potência. De notar que neste circuito o MOSFET  $S_1$  é ativado com os níveis lógicos 1 e 0, resultantes do comparador, sendo que, como se trata de uma simulação, não é necessário implementar um circuito de comando para ligar e desligar o MOSFET  $S_1$ . O diodo *zener*, representado por  $Z_1$ , tem uma tensão de *zener* de 24 V e  $R_1$  e  $R_2$  estão dimensionadas de modo a que, quando a tensão da fonte ultrapassar o valor de 40 V, a proteção seja acionada e a energia comece a ser dissipada pela resistência de potência  $R_P$ . Os condensadores  $C_1$  e  $C_2$  constituem o barramento CC e a fonte de tensão em paralelo com os mesmos representa uma subida de tensão que visa simular um aumento na tensão no barramento CC. Na Figura 4.21 pode comprovar-se a entrada em funcionamento da proteção contra sobretensões.

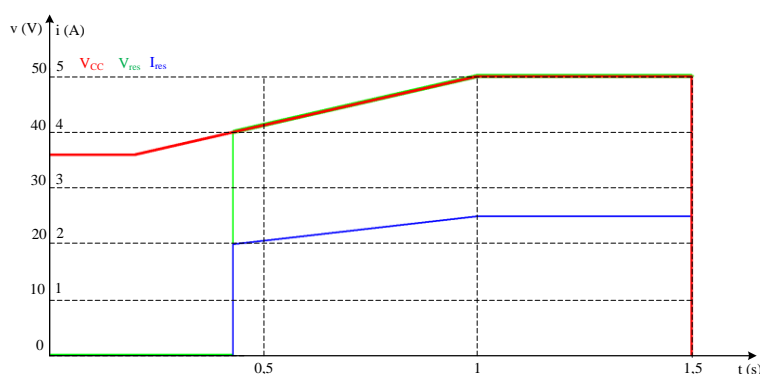


Figura 4.21 - Formas de onda da tensão e corrente na resistência de dissipação de energia de travagem, antes e depois da proteção ativar.

#### 4.4.5. Travagem Regenerativa

Para implementar a travagem regenerativa foi inicialmente simulada uma variação linear do *duty cycle* aplicado aos MOSFETs da parte inferior do inversor de potência de modo a perceber para que valores de *duty cycle* a potência extraída do motor é máxima, sendo por fim implementado o algoritmo de travagem regenerativa revisto no capítulo anterior.

Na Figura 4.22 é possível ver os modelos de simulação implementados para simular o método de travagem regenerativa onde na Figura 4.22 (a) está representado o circuito equivalente do motor BLDC e na Figura 4.22 (b) está o circuito com o motor BLDC.

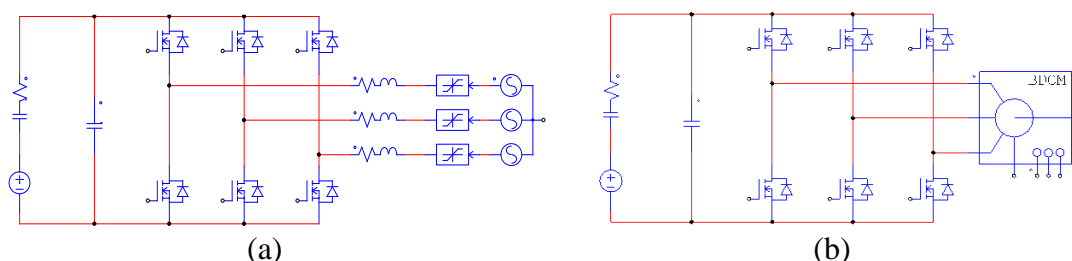


Figura 4.22 - Modelo de simulação do inversor trifásico: (a) Circuito equivalente do motor BLDC; (b) Circuito com o motor BLDC.

Na Figura 4.23 pode ver-se a forma de onda da corrente na bateria elétrica, versus *duty cycle* aplicado. Assim na Figura 4.23 (a) pode ver-se a relação a partir do modelo equivalente do motor BLDC, e na Figura 4.23 (b) pode ver-se a relação para o modelo real do motor BLDC.

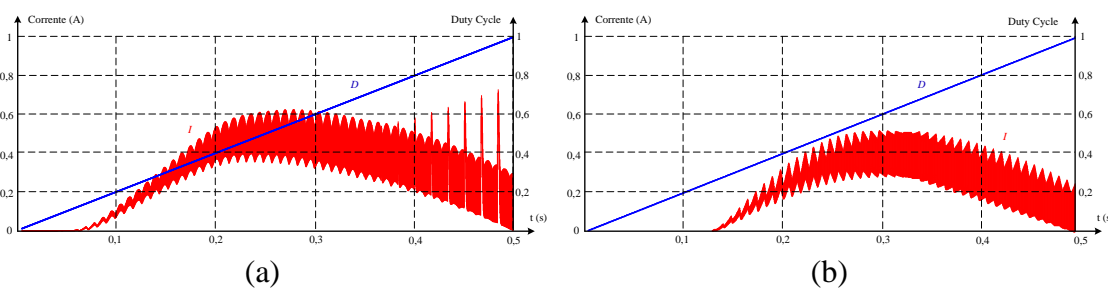


Figura 4.23 - Forma de onda da corrente extraída, versus *duty cycle* aplicado, para a bateria elétrica do: (a) Circuito equivalente do motor BLDC; (b) Circuito com o motor BLDC.

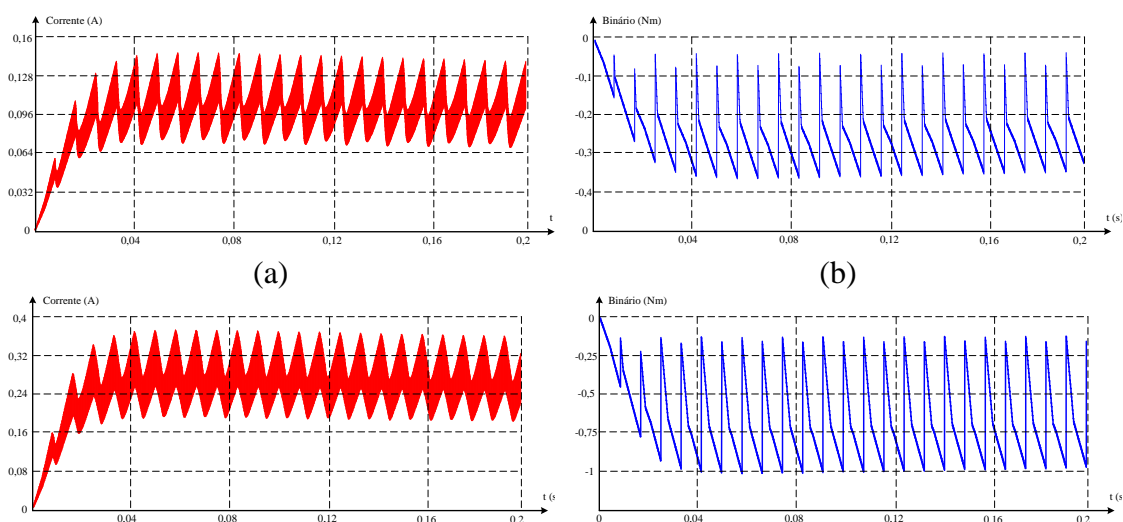
Pela análise da Figura 4.23 pode ver-se que tanto para o modelo equivalente como para o modelo real do motor BLDC, o *duty cycle* capaz de extrair máxima potência do motor durante o processo de travagem situa-se entre os 50% e os 60%. A utilização de dois modelos de simulação permitiu uma melhor observação do comportamento da indutância interna do motor BLDC e compreender o seu comportamento, sendo depois

mais fácil fazer a transição para o modelo real do motor BLDC, uma vez que no modelo equivalente é possível escolher de forma mais assertiva as tensões internas geradas pelo motor e variar parâmetros de modo mais simplificado.

Devido às suas características, o motor BLDC apresenta uma relação linear entre a corrente do estator e o binário de travagem produzido, deste modo, quanto maior for esse binário, maior será a corrente extraída a partir do motor, no entanto e por consequente, o motor irá demorar menos tempo a travar. Assim, é possível compreender que podem existir dois tipos de travagem: uma travagem constante, para momentos em que a bicicleta elétrica está em movimento de descida, e uma travagem pontual, em que apenas uma pequena desaceleração é desejada. Deste modo diferentes valores de *duty cycle* serão utilizados dependendo da funcionalidade desejada.

Apesar das vantagens de se ter utilizado no início um modelo equivalente para o motor BLDC, as simulações descritas a partir deste ponto foram realizadas utilizando o modelo real do motor BLDC.

Na Figura 4.24 pode ver-se as formas de onda obtidas para quatro variações de *duty cycle*, onde no primeiro caso foi utilizado um *duty cycle* de 30%, estando representada na Figura 4.24 (a) a corrente na bateria elétrica e na Figura 4.24 (b) o binário de travagem do motor BLDC. Na Figura 4.24 (c) e Figura 4.24 (d) encontram-se as formas de onda análogas para um *duty cycle* de 40%. Na Figura 4.24 (e) encontra-se representada a corrente na bateria elétrica desta feita para um *duty cycle* de 50%, estando ilustrado na Figura 4.24 (f) o binário de travagem do motor BLDC. Por fim, para um *duty cycle* de 60%, as formas de onda da corrente na bateria elétrica e do binário de travagem do motor BLDC encontram-se expostas, respetivamente, na Figura 4.24 (g) e Figura 4.24 (h).



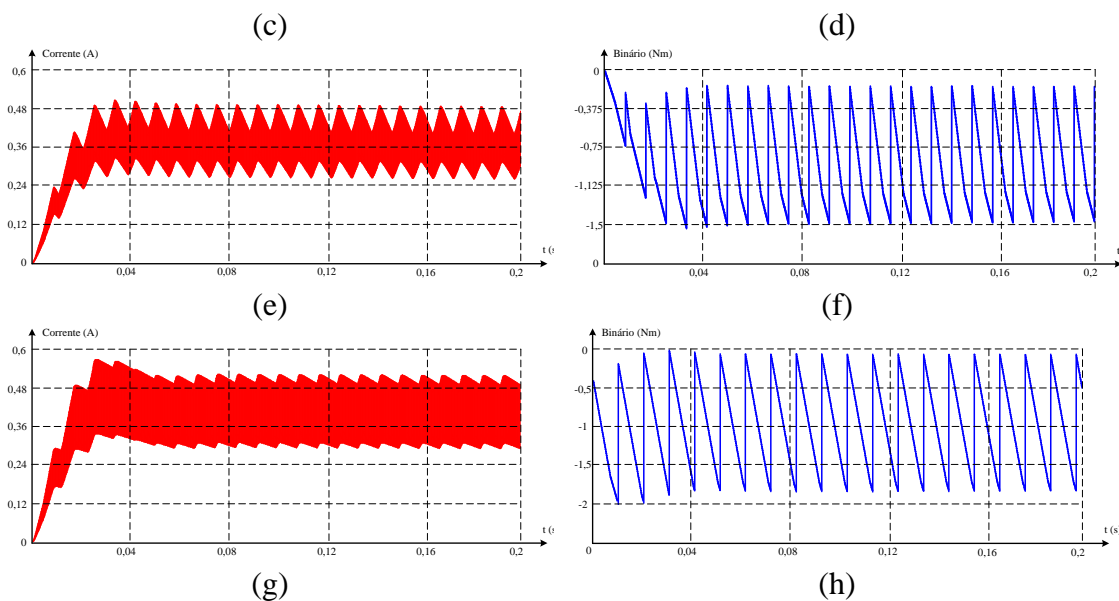


Figura 4.24 – Formas de onda obtidas para quatro variações de *duty cycle* no modo de travagem regenerativa: (a) Corrente na bateria elétrica com *duty cycle* de 30%; (b) Binário de travagem no motor BLDC com *duty cycle* de 30%; (c) Corrente na bateria elétrica com *duty cycle* de 40%; (d) Binário de travagem no motor BLDC com *duty cycle* de 40%; (e) Corrente na bateria elétrica com *duty cycle* de 50%; (f) Binário de travagem no motor BLDC com *duty cycle* de 50%; (g) Corrente na bateria elétrica com *duty cycle* de 60%; (h) Binário de travagem no motor BLDC com *duty cycle* de 60%.

Pelos resultados obtidos na Figura 4.24 pode comprovar-se que à medida que se vai incrementado o *duty cycle* a corrente fornecida à bateria elétrica aumenta e, por conseguinte, aumenta também o binário de travagem do motor BLDC, comprovando o que foi referido anteriormente.

#### 4.5. Conclusão

Neste capítulo foi descrito o modelo de simulação do sistema desenvolvido e os resultados obtidos em diversas condições de operação. Depois de apresentado o modelo do andar de potência no software PSIM, contendo o inversor trifásico e o motor BLDC, foram expostos os algoritmos de estimação da velocidade e da posição do motor. Numa primeira fase, foram efetuadas simulações com o motor em vazio, onde se pôde verificar que a simples integração da velocidade do mesmo induz um erro na estimação deste parâmetro, pelo que foi introduzida a correção necessária à mitigação do desvio constatado.

Uma vez validados os processos de estimação da velocidade e da posição do motor, procedeu-se à simulação do algoritmo de controlo de velocidade, acoplando para o efeito uma carga ao motor. Foi testada a resposta do motor perante três degraus de referência, comprovando-se o bom funcionamento do algoritmo de controlo de velocidade. De notar



que, apesar de o motor ser trifásico, o controlador apenas necessita de um sensor de corrente de efeito de Hall para o seu correto funcionamento. O mesmo foi verificado para o controlo de binário, pelo que foi possível concluir que ambos os algoritmos de controlo implementados obtêm respostas rápidas aos degraus de referência, seja esse degrau em binário ou em velocidade.

De modo a proteger a bateria elétrica, foi acrescentado ao modelo de simulação um circuito de proteção contra sobretensões, podendo constatar-se que este entra em funcionamento sempre que a tensão da bateria ultrapassa um valor pré-estabelecido. Adicionalmente, uma vez que é inevitável a presença de *ripple* na tensão, foi acrescentado um mecanismo de proteção do MOSFET do circuito referido, impedindo que o mesmo comute a frequências muito elevadas. Este mecanismo foi implementado recorrendo a um condensador conectado entre os terminais de *gate* e *source* do MOSFET, impedindo que a tensão nestes terminais, responsável por ativar e desativar o MOSFET, sofra variações bruscas.

Por último, foram simulados métodos de travagem regenerativa, sem recorrer a hardware auxiliar, de modo a extrair o máximo de energia possível do motor BLDC.

# CAPÍTULO 5

## Desenvolvimento do Protótipo de Controlador para um Motor BLDC

### 5.1. Introdução

Neste capítulo é descrita a implementação do hardware necessário ao controlo do motor BLDC. Numa primeira fase será apresentado o hardware desenvolvido ao longo desde trabalho de dissertação, sendo depois demonstrado o resultado final do protótipo desenvolvido.

Durante o trabalho de implementação foram desenvolvidas três versões do controlador proposto, sendo todas elas constituídas por um circuito de potência e um circuito digital de controlo. O circuito de potência é composto por um inversor trifásico constituído por MOSFETs, pelos circuitos de *driver* dos MOSFETs, os circuitos de *snubber* dos MOSFETs, os circuitos de proteção de *gate* dos MOSFETs, condensadores do barramento CC, uma fonte comutada para alimentar o circuito digital de controlo, o sensor de corrente de efeito de Hall e um divisor resistivo para medir a tensão da bateria. O circuito digital de controlo é composto pelo DSP, pelo circuito de condicionamento de sinal, pelo sensor de corrente de efeito de Hall, por um divisor resistivo para medir a tensão da bateria, por um regulador de tensão que gera a alimentação do DSP e por outro regulador de tensão que gera a alimentação do sensor de corrente de efeito de Hall.

A implementação do controlador foi efetuada recorrendo à ferramenta *Altium Design*. O fabrico das placas de circuito impresso foi realizado nas oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial da Universidade do Minho, ficando a sua montagem a cargo do autor.

### 5.2. Primeira Versão do Controlador

Como foi referido, cada uma das versões desenvolvidas apresenta um circuito de potência e um circuito digital de controlo.

### 5.2.1. Circuito de Potência da Primeira Versão

Para o circuito de potência, os vários elementos que foram utilizados na sua constituição estão apresentados em seguida.

#### Semicondutores de Potência

Para a construção do inversor trifásico, foi necessária a obtenção de seis semicondutores de potência. Assim, a escolha recaiu nos MOSFETs do fabricante *Infineon Technologies* com a referência *IPP50R280CE*, uma vez que foram conseguidas amostras destes MOSFETs em tempo útil.

Apesar de ligeiramente sobredimensionados, devido ao facto de a escolha de amostras ser reduzida, estes MOSFETs são uma boa escolha para a aplicação desenvolvida, uma vez que apresentam uma capacidade de *gate-source* reduzida, o que melhora a performance do sistema como é mostrado de seguida.

Algumas das características deste semicondutor de potência são [57]:

- Resistência *drain-source* igual a  $0,28\Omega$ ;
- Tensão máxima *drain-source* igual a 550 V;
- Corrente contínua máxima *drain-source* igual a 18,1 A.

Sempre que se desenvolve um conversor de potência torna-se necessário proteger tanto os circuitos de *driver* como os próprios MOSFETs. Assim, é necessário desenvolver proteções capazes de assegurar tanto o funcionamento normal do sistema como a proteção dos elementos mais sensíveis. Deste modo, pode ver-se na Figura 5.1 o circuito de proteção de *gate* implementado.

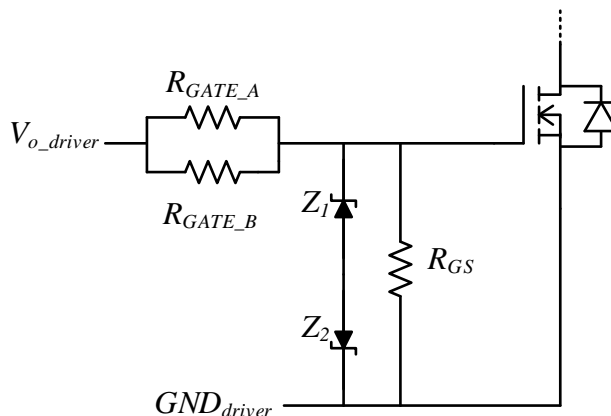


Figura 5.1 - Circuito de proteção de *gate* do MOSFET.

Para dimensionar as resistências de *gate* do MOSFET, simulou-se em PSIM o circuito equivalente da *gate* do semiconductor de modo a averiguar qual a sua corrente máxima aquando da comutação. Assim, foi possível dimensionar as resistências para os valores mais apropriados para o sistema. De notar que se utilizaram duas resistências em paralelo de modo diminuir a potência dissipada em cada resistência. Na Figura 5.2 pode ver-se o circuito simulado em PSIM para avaliar o comportamento da *gate* do MOSFET, estando na Figura 5.3 exposto o gráfico com o pico de corrente limitado pelas resistências  $R_{g1}$  e  $R_{g2}$  em paralelo, tendo sido selecionado o valor de  $24\ \Omega$  para cada, perfazendo uma resistência total de  $12\ \Omega$ .

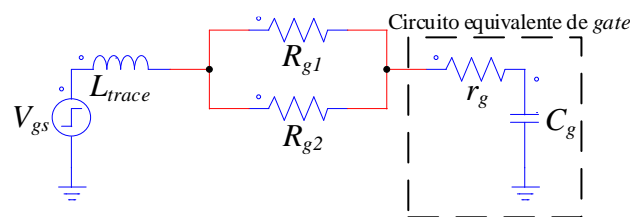


Figura 5.2 - Circuito limitador de corrente de *gate* do MOSFET.

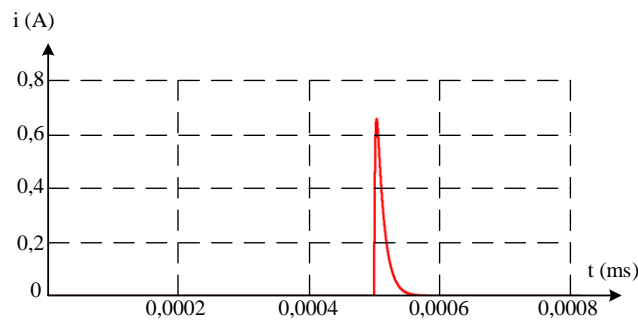


Figura 5.3 - Pico de corrente de *gate* no instante de comutação do MOSFET limitada com resistência de *gate* de  $12\ \Omega$ .

Como os pinos de saída do *MIC4604* conseguem fornecer um pico de corrente máximo de  $1,5\ \text{A}$ , o valor registado encontra-se perfeitamente dentro dos limites. Para efetuar esta simulação foi necessário encontrar os valores de resistência e capacidade de *gate* do MOSFET ( $r_g$  e  $C_g$ , respetivamente) de modo a efetuar uma simulação segura. Assim, os valores utilizados na simulação foram retirados do *datasheet* dos MOSFETs e são de  $3\ \Omega$  para  $r_g$  e  $773\ \text{nF}$  para  $C_g$ . Para simular a indutância parasita ( $L_{trace}$ ) introduzida pelas pistas e pelas patas dos MOSFETs, utilizou-se o valor de  $20\ \text{nH}$ .

### Circuitos de *Driver* dos MOSFETs

Na construção do inversor trifásico, torna-se essencial comutar os 6 semicondutores que o compõe. Assim, para o acionamento dos MOSFETs do inversor foi escolhido para a primeira versão do controlador o *driver MIC4604* do fabricante *Micrel* que suporta uma tensão máxima de 85 V entre os lados superior e inferior do andar de potência. O *driver* inclui *bootstrap* interno, ou seja, não necessita de uma fonte de alimentação adicional para as saídas, sendo apenas necessário colocar um condensador externo. Para além disso, o *MIC4604* gera *deadtimes* de 39 ns. Além de ser um *driver* de baixo consumo (máximo de 200  $\mu$ A à entrada), é também um dispositivo robusto e rápido. Na Figura 5.4 é possível observar o *pinout* do circuito de *driver MIC4604* utilizado para a comutação do inversor trifásico [58].

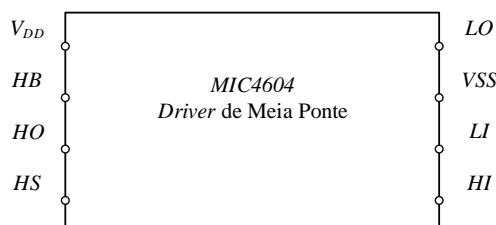


Figura 5.4 – *Pinout* do *driver MIC4604* utilizado para a comutação do inversor trifásico.

Devido às entradas dos pinos *LI* e *HI* suportarem níveis de tensão a partir de 2,2 V, este tipo de *driver* torna-se bastante interessante do ponto de vista do DSP, uma vez que as saídas digitais do mesmo possuem lógica transístor-transístor (*Transistor-Transistor Logic* – TTL) de 3,3 V. Os pinos *VDD* e *VSS* constituem a alimentação do circuito de *driver* com valores admissíveis de 5,5 V até 16 V. As saídas *HO* e *LO* acionam as *gates* dos MOSFETs do inversor de potência. O pino *HS* é ligado no ponto médio do braço do inversor para criar uma referência isolada para a *source* no semicondutor superior.

Na Figura 5.5 pode ver-se o circuito implementado do *MIC4604* para ligação a um braço do inversor de potência no lado de alta tensão.

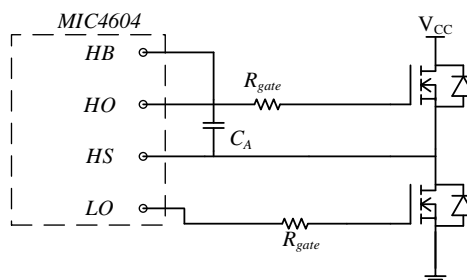


Figura 5.5 - Circuito implementado do *MIC4604* para ligação a um braço do inversor de potência.

### **Circuito de Alimentação do Sistema Digital de Controlo**

Para efetuar a alimentação do circuito digital de controlo foi utilizado o conversor CC/CC *LM2596 HV* de 15 W. O conversor CC/CC *LM2596 HV* possui valores de entrada compreendidos entre 3 V e 57 V, sendo que a tensão de entrada tem de ser sempre 2 V superior à tensão de saída para o correto funcionamento do mesmo. Além de apresentar uma eficiência bastante elevada, este conversor possui uma corrente máxima de saída de 2,5 A e uma tensão de saída ajustável entre 1,25 V e 30 V.

Na Figura 5.6 é possível observar o conversor CC/CC adquirido para a alimentação do circuito de controlo na primeira implementação desta dissertação.

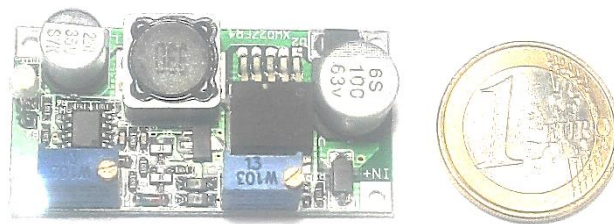


Figura 5.6 - Conversor CC/CC adquirido para a alimentação do circuito de controlo na primeira implementação.

### **Sensor de Efeito de Hall de Corrente**

Para efetuar as medições de corrente necessárias ao controlo do motor BLDC foi utilizado o sensor *ACS712-20A* produzido pela *Allegro* [59].

Esta solução, precisa e económica, disponibiliza medições de corrente tanto em CA como em CC. Para além disso, trata-se de uma solução compacta, uma vez que este sensor é um dispositivo de montagem superficial (*Surface Mounted Device* – SMD). Este sensor é tipicamente usado em aplicações como controlo de motores, fontes de energia e sistemas de proteção contra sobrecorrentes.

Além do preço de aquisição ser uma das razões que levaram à escolha deste sensor, também as suas características foram apelativas para o projeto. Com funcionamento à base do efeito de Hall, este sensor é capaz de ler correntes na ordem dos -20 A até aos 20 A. Também a boa linearidade, baixo *offset* de saída, grande largura de banda e a boa imunidade a interferências eletromagnéticas, o que para o caso específico é uma boa vantagem, contribuíram para a escolha.

Na Figura 5.7 pode ver-se o circuito que foi utilizado para implementar o sensor de corrente *ACS712-20A*.

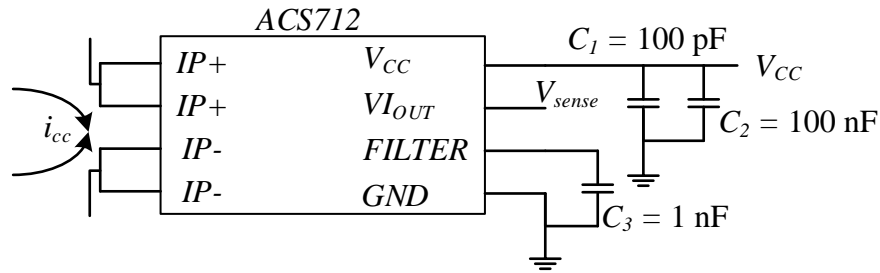


Figura 5.7 - Circuito implementado para o funcionamento do sensor de corrente ACS712-20A.

Para este sensor, a corrente flui através dos pinos  $IP+$  e  $IP-$  como se pode comprovar na Figura 5.7. Para se obter uma relação mais exata entre a tensão de saída do sensor e a corrente medida recorreu-se à ferramenta *Excel* da *Microsoft*, sendo registados vários valores de corrente e a respetiva tensão de saída. Na equação (5.1) encontra-se a expressão da reta que retorna o valor da corrente medida em função da tensão de saída do pino  $VI_{out}$ .

$$y = 0,0975x + 2,5496 \quad (5.1)$$

onde  $y$  corresponde à tensão de saída do sensor e  $x$  corresponde à corrente que atravessa os pinos  $IP+$  e  $IP-$ .

De salientar que devido ao tipo de controlo utilizado, em que apenas duas fases do motor estão a ser alimentadas por ciclo, apenas um sensor de corrente no barramento CC é necessário para a implementação global do sistema.

### Sensor de Tensão

Para medir a tensão das baterias utilizou-se um divisor resistivo em paralelo com os condensadores do barramento CC. Deste modo, através da equação (5.2) e da equação (5.3) é possível obter a tensão instantânea das baterias de maneira simples e eficaz, reduzindo a complexidade do sistema e tornando-o conseqüentemente mais barato.

Na Figura 5.8 pode ver-se o circuito implementado do divisor resistivo com as resistências a assumir os valores de  $R_1 = 43 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 680 \text{ k}\Omega$ .

$$V_{OUT} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.2)$$

$$V_{OUT} = 0,05947 V_{CC} \quad (5.3)$$

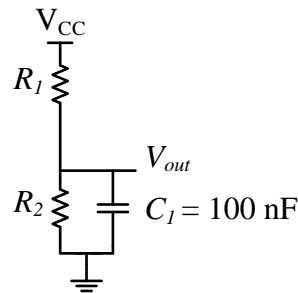


Figura 5.8 - Divisor resistivo para a obtenção da tensão instantânea das baterias elétricas.

### 5.2.2. Circuito Digital de Controlo da Primeira Versão

Para o circuito digital de controlo, os vários elementos que foram utilizados na sua constituição estão apresentados em seguida.

#### Plataforma Digital de Controlo

Para efetuar todo o processamento necessário ao sistema foi utilizada uma plataforma de desenvolvimento baseada num DSP da *Texas Instruments* com a referência *TMS320F28027*.

Toda a programação do DSP foi efetuada no ambiente de programação *Code Composer Studio*, que permite a compilação do código desenvolvido, bem como fazer *debug* ao sistema em tempo real.

Na Figura 5.9 encontra-se uma imagem do microcontrolador utilizado no sistema de controlo da bicicleta elétrica. A placa de desenvolvimento possui um processador de 32 bits com um *clock* interno de 60 MHz, 7 canais de ADC de 12 bits, 12 kB de memória RAM, 32 kB de memória *flash* e 4 canais de PWM de alta resolução.



Figura 5.9 - *C2000 Piccolo LAUNCHXL-F28027* da *Texas Instruments*.

Na Figura 5.10 pode ver-se um diagrama de blocos do microcontrolador utilizado [60].



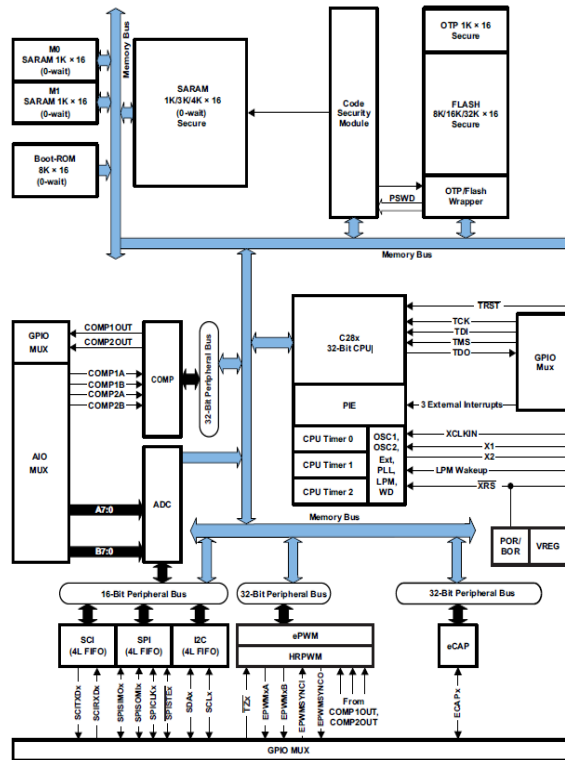


Figura 5.10 - Diagrama de blocos do microcontrolador F28027 [61].

### Condicionamento de Sinal

Para efetuar a leitura dos sensores de efeito de Hall presentes no motor da bicicleta elétrica, foi necessário proceder à implementação de um circuito de condicionamento de sinal. Deste modo, e sabendo que a saída dos sensores apresenta apenas dois valores possíveis e é feita em coletor aberto, é necessário colocar uma resistência de *pull-up* à saída dos sinais de modo a obter-se um sinal de saída correspondente a um valor lógico alto com um valor definido de tensão. Na Figura 5.11 pode observar-se as ligações para o circuito. O valor escolhido para a resistência de *pull-up* foi de 1 k $\Omega$ .

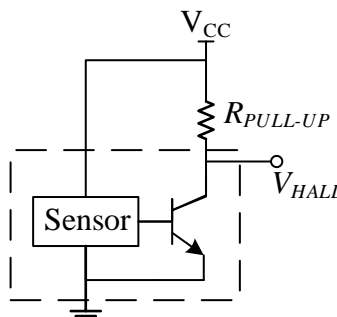


Figura 5.11 - Circuito de condicionamento de sinal para os sensores de efeito de Hall.

### Reguladores de Tensão

Como referido, o DSP necessita de 3,3 V de alimentação para funcionar e o sensor de corrente de efeito de Hall necessita de 5 V. Deste modo, foram usados nas diferentes placas desenvolvidas nesta dissertação diferentes tipos de regulador linear de tensão que irão ser explicados de seguinte.

O *ADP3367* é um regulador linear de tensão ajustável com valores de entrada de tensão compreendidos entre 6 V e 16,5 V. Este regulador linear apresenta uma corrente máxima de saída de 300 mA. Assim, na Figura 5.12 é possível ver o circuito do regulador de tensão linear de 5 V.

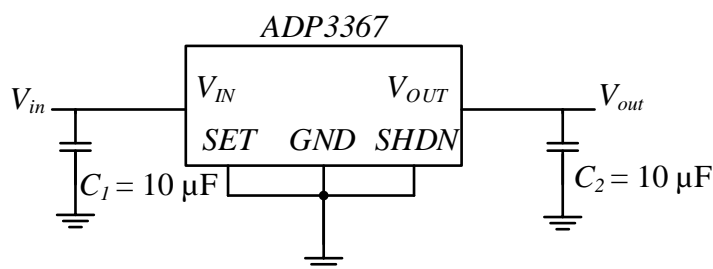


Figura 5.12 - Circuito do regulador de tensão linear de 5 V.

Os pinos *SET* e *SHDN* servem para ajustar a tensão de saída do regulador de tensão. No entanto, a saída, que por defeito é situada nos 5 V, apenas necessita da ligação dos mesmos à massa [62].

O *ADP7104* é um regulador linear de tensão ajustável entre 1,22 V e 9 V. Com uma entrada compreendida entre 3,3 V e 20 V, este regulador linear permite uma corrente máxima de saída de 500 mA. Na Figura 5.13 é possível ver o circuito do regulador de tensão linear de 3,3 V.

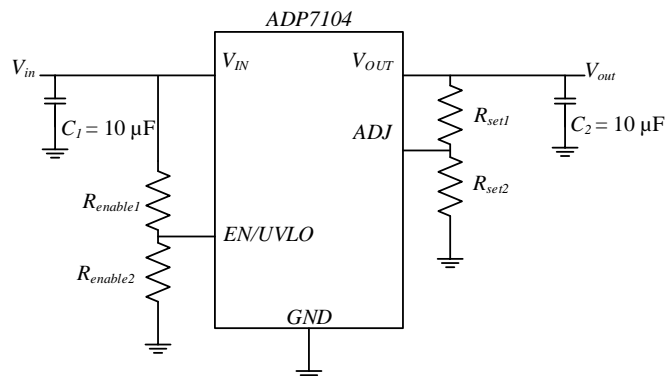


Figura 5.13 - Circuito do regulador de tensão linear de 3,3 V.

O pino *EN/UVLO* funciona como um *enable* ao regulador de tensão e deve ser ligado ao ponto de maior potencial através de um divisor resistivo, e o pino *ADJ* regula a tensão de saída para os valores definidos através de um divisor resistivo [63].

### 5.3. Segunda Versão do Controlador

Aquando da finalização da primeira versão do controlador e conseguinte início dos testes à placa, foram detetados alguns erros de desenho, desempenho insuficiente de alguns componentes e mesmo a danificação permanente de outros componentes que, conduziram ao desenvolvimento de uma segunda versão.

Posto isto, do mesmo modo que a primeira versão do controlador estava separada pelo circuito de potência e pelo circuito digital de comando, a segunda versão possui a mesma arquitetura. Na Figura 5.14 pode ver-se a placa desenvolvida para a segunda versão do controlador do motor BLDC.



Figura 5.14 - Segunda versão da placa de controlo do motor BLDC.

#### 5.3.1. Circuito de Potência da Segunda Versão

Aquando dos testes efetuados com a primeira versão do controlador, os circuitos de *driver* dos MOSFETs *MIC4604* e o conversor *CC/CC LM2596 HV* ficaram permanentemente danificados, tendo por isso havido necessidade de substituir os mesmos por componentes iguais ou por componentes capazes de executar a mesma tarefa. Como não foi possível obter os mesmos em tempo útil, optou-se por efetuar a substituição dos componentes danificados. Assim, devido às limitações impostas pelo conversor *CC/CC* utilizado, o nível de tensão de 12 V necessário para a comutação dos MOSFETs

foi garantido recorrendo a uma fonte externa existente no laboratório do GEPE. Foi também adicionado um barramento CC composto por dois condensadores de capacidade nominal de 4700  $\mu\text{F}$  cada de modo a conferir proteção ao controlador, armazenando a energia fornecida pelo motor quando este está a funcionar como gerador.

### Semicondutores de Potência

Para a construção do inversor trifásico, foi necessária a obtenção de 6 semicondutores de potência. Assim, mais uma vez a escolha recaiu nos MOSFETs do fabricante *Infineon Technologies* com a referência *IPP50R280CE*.

### Circuitos de *Driver* dos MOSFETs

Na construção do inversor trifásico, torna-se essencial comutar os seis semicondutores que o compõe. Assim, para o acionamento dos MOSFETs do inversor foi escolhido o circuito de *driver ADUM3223* do fabricante *Analog Devices* [64].

O circuito de *driver ADUM3223* oferece isolamento até 3000 V e tem a característica de conseguir controlar dois semicondutores. Na Figura 5.15 pode ver-se o *driver ADUM3223* utilizado para a comutação do inversor trifásico.

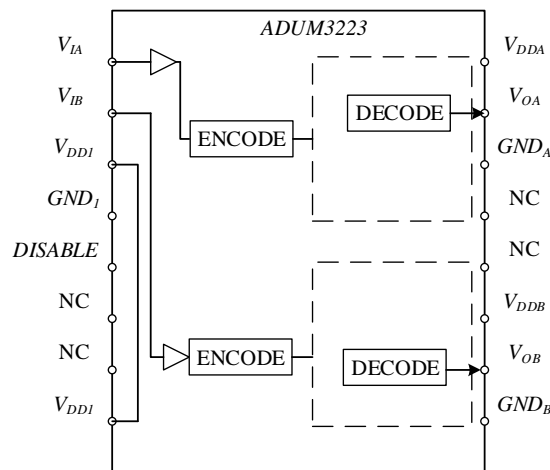


Figura 5.15 -*Driver ADUM3223* utilizado para a comutação do inversor trifásico.

Uma das grandes vantagens da utilização deste *driver* depara-se com o pino de *disable*, cuja função é parar imediatamente as comutações e colocar ambas as saídas em nível baixo quando um sinal de nível lógico alto é aplicado. Outra das grandes vantagens baseia-se na entrada digital dos pinos de sinal  $V_{IA}$  e  $V_{IB}$  aceitar valores de 3,3 V. Ora, como a maior parte dos DSPs tem as saídas de PWM nestes valores, nenhuma lógica adicional é necessária entre o microcontrolador e o circuito de *driver* dos MOSFETs.

Os pinos  $V_{DDA}$  e  $V_{DDB}$  são geralmente alimentados separadamente por duas fontes isoladas, no entanto neste trabalho optou-se por utilizar apenas uma fonte para a alimentação do pino  $V_{DDB}$ , incorporando um circuito de *bootstrap* para alimentar o circuito que controla a comutação do MOSFET superior. Na Figura 5.16 pode ver-se o circuito implementado.

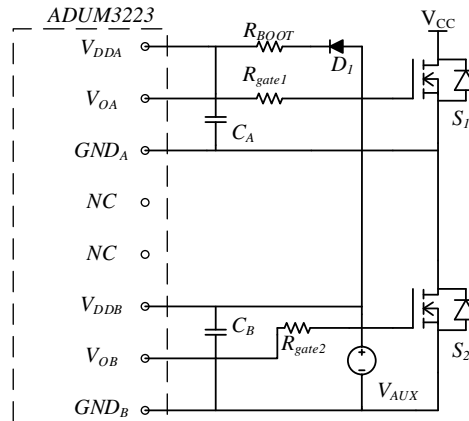


Figura 5.16 - Circuito de *bootstrap* implementado para o ADUM3223.

Antes de se proceder à demonstração dos cálculos necessários para o dimensionamento do *bootstrap*, é importante referir que o díodo da Figura 5.16 escolhido foi o *IN4148* uma vez que se trata de um díodo rápido que suporta tensões na ordem dos 100 V e uma corrente pico de 450 mA [65]. Posto isto, torna-se necessário dimensionar o condensador de *bootstrap* de modo a permitir efetuar a alimentação da parte superior do ADUM3223 para a frequência de comutação desejada e para o MOSFET utilizado. Assim, o dimensionamento inicia-se com o cálculo total da carga que será entregue pelo condensador  $C_A$ , cálculo este que se encontra expresso na equação (5.4).

$$Q_{CA} = Q_G + (D T_s I_B) \quad (5.4)$$

Para o correto dimensionamento deve considerar-se a operação do MOSFET na situação de *duty cycle* máximo. Pelos dados dos *datasheets* do ADUM3223 para  $I_B$  e dos semicondutores utilizados (sendo expostos na secção seguinte) para  $Q_G$ , pela equação (5.4) tem-se que, para um *duty cycle* de 90% e uma frequência de comutação mínima de 2 kHz, o valor de  $Q_{CA}$  será de 1149,8 nC. Isto significa que o condensador  $C_A$  terá de fornecer 1149,8 nC de carga durante a comutação e conseqüente tempo ativo do semicondutor da parte superior do inversor.

Através da equação (5.5) pode calcular-se o valor do condensador  $C_A$  para efetuar o *bootstrap* do circuito de *drive*.

$$C_A = \frac{Q_{CA}}{\Delta V_{CA}} \quad (5.5)$$

Assim, a equação indica que o valor da capacidade do condensador é igual ao quociente entre o valor da carga e o valor máximo de *ripple* de tensão permitido. Deste modo, para um valor máximo de *ripple* de 5%, sendo  $V_{CA}$  igual a 12 V, tem-se que o valor de  $C_A$  deverá ser no mínimo de 1,92  $\mu\text{F}$ . Deste modo escolheu-se um valor *standard* de 10  $\mu\text{F}$  para o circuito implementado [66].

Para dimensionar a resistência  $R_{BOOT}$  foi tido em conta o pico máximo de corrente suportável pelo diodo rápido. Sendo que este valor corresponde a 450 mA, optou-se por colocar uma resistência de 10  $\Omega$ . Na Figura 5.17 é possível observar a placa desenvolvida para o *driver ADUM3223*.

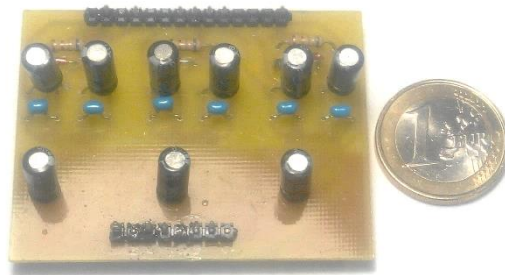


Figura 5.17 - Placa desenvolvida para o *driver ADUM3223*.

### Circuito de Alimentação do Sistema Digital de Controlo

Devido ao tempo demasiado longo que acarretaria a aquisição de um conversor CC/CC igual ao que foi utilizado na primeira versão do controlador, optou-se por utilizar um conversor CC/CC já existente no laboratório do GEPE. Posto isto, para efetuar a alimentação do circuito digital de controlo foi utilizado o conversor CC/CC *PTB78560* de 30 W, e o conversor CC/CC *LM2596 HV* de 15 W.

O *PTB78560* é produzido pela *Texas Instruments* e algumas das suas características são:

- Tensão de entrada entre 18 V e 60 V;
- Tensão de saída entre 3,6 V e 5,5 V;
- Proteção contra sobrecorrentes;
- Rendimento até 88%;

- Oclusão por sobreaquecimento;
- Isolamento elétrico até 1500 V.

O circuito dimensionado para o funcionamento do conversor CC/CC está representado na Figura 5.18, sendo que na Figura 5.19 encontra-se uma fotografia do conversor utilizado na segunda implementação prática.

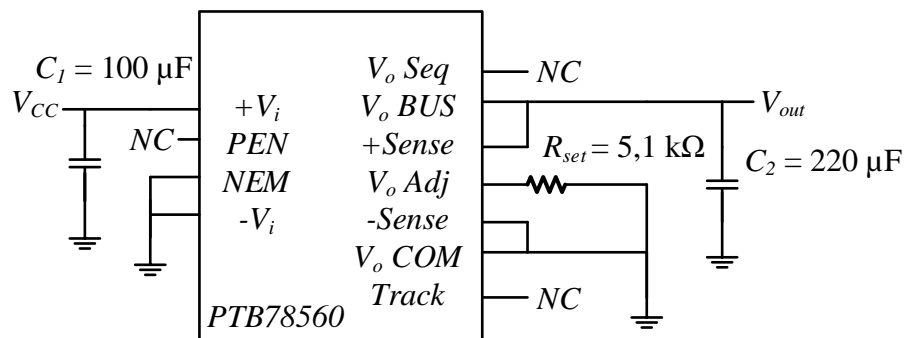


Figura 5.18 - Circuito implementado para o funcionamento do conversor CC/CC.



Figura 5.19 - Conversor CC/CC usado na alimentação do circuito digital de controlo da segunda versão do controlador.

Como se pode constatar, o parâmetro  $R_{set}$  ajusta a saída para 5 V do conversor CC/CC. Os dois condensadores situados na entrada e na saída do conversor visam filtrar e manter uma entrada e saída de valor de tensão constante [67].

### Sensor de Corrente de Efeito de Hall

Para efetuar as medições de corrente necessárias ao controlo do motor BLDC foi utilizado mais uma vez o sensor ACS712-20A produzido pela *Allegro*.

### Sensor de Tensão

Para controlar a tensão das baterias utilizou-se um divisor resistivo em paralelo com os condensadores do barramento CC, sendo que o seu dimensionado já foi revisto anteriormente.

### 5.3.2. Circuito Digital de Controlo da Segunda Versão

O circuito digital de controlo da segunda versão apresenta alterações na utilização dos reguladores de tensão, uma vez que tanto o regulador *ADO3367* e o *ADP7104* apresentaram deficiências de performance relativamente àquilo que eram as exigências do controlador. Na segunda versão foram também incluídos dois filtros passa-baixo de modo a poder filtrar as componentes de alta frequência nas leituras do sensor de corrente de efeito de Hall e do sensor de tensão.

#### Reguladores de Tensão

O *LM1117* é um regulador linear de tensão e foi usado para regular a tensão nos 3,3 V necessários ao circuito de controlo [68]. Assim, na Figura 5.20 pode ver-se um esquemático do regulador e o circuito implementado.

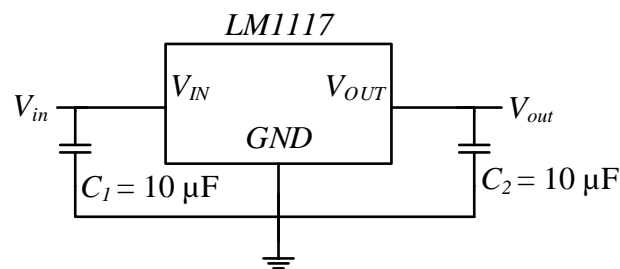


Figura 5.20 - Circuito do regulador de tensão linear de 3,3 V.

O *LM7805* é um regulador linear de tensão usado para obter o nível de tensão de 5 V no circuito de controlo. Este é um regulador de tensão simples que necessita apenas de dois condensadores aos seus terminais de entrada e saída,  $V_{IN}$  e  $V_{OUT}$ , respetivamente [69]. Na Figura 5.21 é possível observar o circuito do regulador de tensão linear de 5 V.

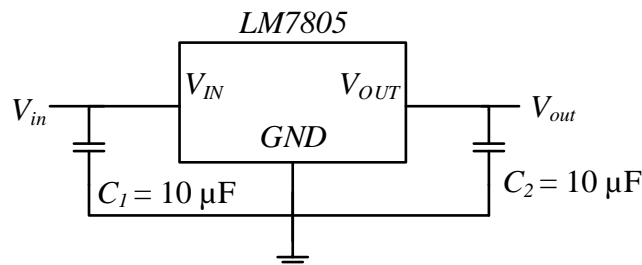


Figura 5.21 - Circuito do regulador de tensão linear de 5 V.



### Condicionamento de Sinal

Para efetuar o controlo do motor BLDC torna-se necessário proceder à implementação de um circuito de condicionamento de sinal. Deste modo, para efetuar a leitura dos sensores de efeito de Hall presentes no motor, usou-se o circuito presente na Figura 5.11 sendo que a explicação do mesmo já se encontra documentada. Foi ainda acrescentado ao condicionamento de sinal dois filtros passa-baixo para melhorar a leitura tanto do sensor de corrente de efeito de Hall como do sensor de tensão. Na Figura 5.22 pode ver-se o circuito do filtro passa-baixo implementado.

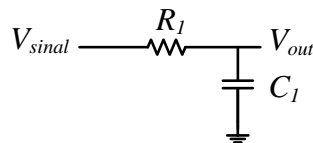


Figura 5.22 - Circuito do filtro passa-baixo implementado.

Para efetuar o dimensionamento dos componentes  $R_l$  e  $C_l$  recorreu-se à equação (5.6). Deste modo, e para o dimensionamento do filtro passa-baixo do sensor de tensão, optou-se por uma frequência de corte de 1 kHz e fixou-se o valor de  $C_l$  em 100 nF, obtendo-se um valor de  $R_l$  de aproximadamente 1600  $\Omega$ . Para o filtro passa-baixo do sensor de corrente de efeito de Hall, optou-se por fazer o seu dimensionamento para uma frequência de corte de 10 kHz e fixou-se o valor de  $C_l$  em 100 nF, obtendo-se um valor de  $R_l$  de 160  $\Omega$ .

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C_1 f} \quad (5.6)$$

### 5.4. Versão Final do Controlador

Como delineado nos objetivos deste trabalho de dissertação, a versão final do controlador do motor BLDC teria de permitir a sua integração numa bicicleta elétrica. Deste modo, foram efetuadas alterações na segunda versão que possibilitaram o cumprimento desse objetivo. Na Figura 5.23 é possível observar a versão final da integração conjunta dos elementos necessários para o controlo do motor BLDC.

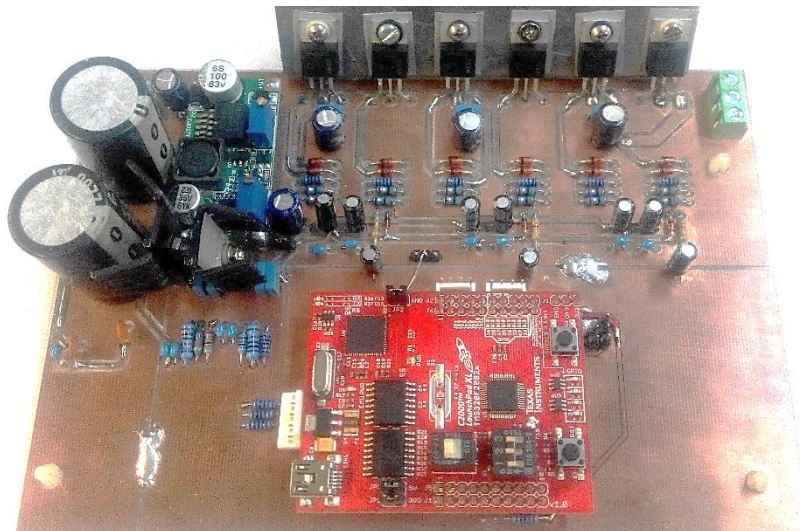


Figura 5.23 – Versão final do circuito de controlo do motor BLDC.

#### 5.4.1. Circuito de Potência da Versão Final

Para a versão final do controlador optou-se por substituir os semicondutores de potência utilizados nas duas versões anteriores, uma vez que os MOSFETs *IPP50R280CE*, quando em condições de teste do motor BLDC com uma carga elevada, apresentavam problemas de aquecimento excessivo que eventualmente levariam à sua danificação em caso de utilização prolongada. Deste modo a sua substituição tornou-se necessária. No barramento CC utilizou-se dois condensadores de capacidade nominal de 2200  $\mu\text{F}$  cada.

##### Semicondutores de Potência

Devido aos problemas de aquecimento elevado encontrado nos semicondutores de potência utilizados anteriormente, foi necessário substituir os seis semicondutores de potência previamente utilizados. Assim, a escolha recaiu nos MOSFETs do fabricante *STMicroelectronics* com a referência *STP60NF06*, uma vez que se enquadram naquilo que é pretendido, possuindo uma resistência *drain-source* bastante menor que os MOSFETs previamente utilizados.

Os MOSFETs *STP60NF06* apresentam-se como uma boa solução para aplicações de motores elétricos uma vez que permitem correntes *drain-source* de valor elevado e a sua capacidade de *gate-source* apresenta um valor aceitável.

Algumas das características deste semicondutor de potência são [70]:

- Resistência *drain-source* igual a 0,016  $\Omega$ ;
- Tensão máxima *drain-source* igual a 60 V;

- Corrente contínua máxima *drain-source* igual a 60 A.

Para proteger tanto os circuitos de *driver* como os próprios MOSFETs foi necessário desenvolver proteções capazes de assegurar tanto o funcionamento normal do sistema como a proteção dos elementos mais sensíveis. No entanto, as proteções previamente vistas na Figura 5.1 podem ser reaproveitadas, não existindo necessidade de implementar qualquer circuito adicional nem efetuar mudanças nos componentes calculados para esse fim uma vez que os circuitos implementados se enquadram com as características dos novos semicondutores de potência.

### **Circuitos de *Driver* dos MOSFETs**

Para a comutação do inversor trifásico, optou-se novamente pelo circuito de *driver* ADUM3223 do fabricante *Analog Devices*.

### **Circuito de Alimentação do Sistema Digital de Controlo**

Para efetuar a alimentação do circuito digital de controlo da versão final do controlador foi utilizado o conversor CC/CC LM2596 HV de 15 W.

### **Sensor de Corrente de Efeito de Hall**

Para efetuar as medições de corrente necessárias ao controlo do motor BLDC foi utilizado o sensor ACS712-20A produzido pela *Allegro*[59][59].

### **Sensor de Tensão**

Para medir a tensão das baterias utilizou-se um divisor resistivo em paralelo com os condensadores do barramento CC, sendo que o seu dimensionado já foi revisto anteriormente.

#### **5.4.2. Circuito Digital de Controlo da Versão Final**

Uma vez que o controlador desenvolvido se tratou de uma versão final, em relação aos circuitos de condicionamento de sinal presentes na segunda versão do controlador foram acrescentados circuitos digitais para fazer a leitura do sensor da pedaleira e o sensor de travagem da bicicleta elétrica. Foi ainda construído um sistema de interface com o utilizador de modo a poder selecionar níveis de ajuda à mobilidade, informação sobre o estado de carga da bateria elétrica e um interruptor para poder ligar e desligar o sistema.

### Reguladores de Tensão

Devido ao bom desempenho obtido na segunda versão do controlador, o regulador linear de tensão usado para regular a tensão nos 3,3 V, necessários ao circuito de controlo, foi o *LM1117*, sendo que para fazer a alimentação de 5 V do sensor de corrente de efeito de Hall foi usado o *LM7805*. Ambos os circuitos dos dois reguladores já se encontram documentados nesta Dissertação.

### Condicionamento de Sinal

Os circuitos de condicionamento de sinal da totalidade dos sensores utilizados são análogos aos que foram implementados na segunda versão do controlador, sendo que as únicas alterações que foram efetuadas foram a integração dos circuitos de condicionamento de sinal para o sensor de travagem e para o sensor da pedaleira da bicicleta elétrica. O sensor da pedaleira necessita de uma alimentação externa de 3,3 V e, como a sua saída é em coletor aberto, é necessário inserir uma resistência de *pull-up*. Na Figura 5.24 pode ver-se o circuito digital do sensor da pedaleira presente na bicicleta elétrica.

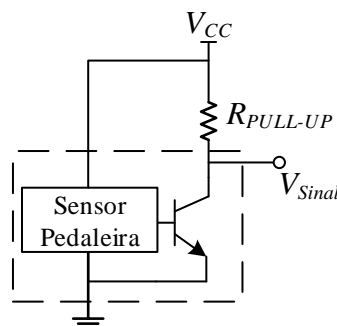


Figura 5.24 - Circuito digital do sensor da pedaleira presente na bicicleta elétrica.

Os sensores de travagem que se encontram presentes na bicicleta elétrica funcionam como interruptores normalmente fechados. Assim sendo, no momento em que o utilizador pressiona o travão mecânico da bicicleta, o contacto do sensor abre e o DSP recebe um sinal de nível logico alto. Por outro lado, no momento em que o utilizador deixa de pressionar o travão mecânico, o contacto do sensor fecha e o DSP recebe um sinal de nível logico baixo. Na Figura 5.25 pode ver-se o circuito digital do sensor de travagem presente na bicicleta elétrica.

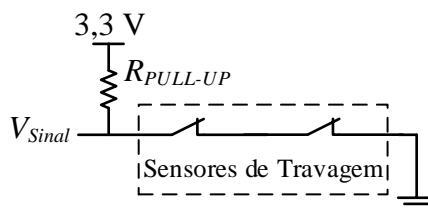


Figura 5.25 - Circuito digital do sensor de travagem presente na bicicleta elétrica.

### Painel de Comando e Interface com o Utilizador

O painel de comando construído permite efetuar o *enable* do controlador implementado e fornece informação sobre o nível de carga da bateria elétrica e seleção do nível de ajuda pretendido pelo utilizador. Na Figura 5.26 pode ver-se o painel de comando e interface com o utilizador construído para o controlo do sistema.



Figura 5.26 – Painel de comando e interface com o utilizador construído para o controlo do sistema.

## 5.5. Conclusões

Ao longo deste capítulo foram descritos os componentes e analisados os circuitos de controlo digital que fazem parte do controlador criado no âmbito desta dissertação.

Inicialmente, foram testados todos os circuitos desenvolvidos e os vários estágios de dimensionamento efetuados, sendo que apenas depois da validação de cada elemento é que foi iniciado o desenvolvimento de uma PCB que contemplasse todos os dispositivos.

Para o circuito digital de controlo, foi apresentado o condicionamento de sinal dos sensores de efeito de Hall, do sensor de corrente de efeito de Hall, dos sensores de tensão, pedaleira e travão, assim como o conversor CC/CC usado para alimentar os reguladores de tensão lineares que fornecem tensão para todo o andar de controlo e potência.

Para o circuito de potência foram apresentados os MOSFETs utilizados e dimensionadas todas as proteções para os mesmos, sendo também implementados os circuitos de *driver* do inversor trifásico recorrendo a cálculos e resultados de simulação através da ferramenta PSIM.

Para a realização das placas de circuito impresso, foi necessária a aprendizagem da ferramenta *Altium Design*, o que acabou por ser produtivo uma vez que é um dos softwares de desenvolvimento de PCBs mais utilizado no mercado de trabalho.

Também as habilidades com o ferro de soldar foram melhoradas, uma vez que todos os componentes que estão presentes na implementação final foram soldados pelo autor.

Torna-se necessário perceber que, apesar de não serem usados na implementação final, os circuitos de *driver* mais adequados à aplicação são os *MIC4604*, no entanto e como explicado anteriormente, não foi possível obter mais exemplares tendo-se optado pelos *ADUM3223* fornecidos como amostras pela empresa *Analog Devices*.

É importante realçar que a placa desenvolvida engloba a totalidade do sistema, facilitando as ligações e possíveis trabalhos futuros, e apresenta-se como uma solução final de baixo custo.

# CAPÍTULO 6

## Resultados Experimentais

### 6.1. Introdução

Neste capítulo são descritos e apresentados os resultados experimentais obtidos para o protótipo desenvolvido de controlador para um motor BLDC. Inicialmente é mostrada a bancada de teste utilizada para testar o hardware desenvolvido e são apresentados os parâmetros do motor utilizado para a aplicação desenvolvida. Posteriormente, são apresentados os sinais dos sensores de efeito de Hall, bem como os valores de tensão e corrente nas fases *a*, *b* e *c*, para uma velocidade constante e binário constante.

### 6.2. Bancada de Ensaio

Para se poder validar os algoritmos implementados foi necessário recorrer a uma bancada de ensaios que se encontra disponível no laboratório do GEPE. Esta bancada é composta por um freio eletromagnético que permite definir através de um variac a força exercida no motor elétrico acoplado. Na Figura 6.1 pode ver-se a bancada de ensaios para motores do GEPE.



Figura 6.1 - Bancada de ensaios para motores do GEPE.

### 6.3. Características do Motor BLDC

Para a implementação dos algoritmos de controlo foi necessário saber alguns parâmetros do motor, tais como o número de polos, velocidade e tensões nominais e resistência e indutância por fase. Assim, e partindo do trabalho efetuado anteriormente, sabe-se que, para o motor acoplado à bicicleta elétrica, têm-se as seguintes características [71].

Tabela 6.1 - Características elétricas e mecânicas do motor BLDC.

<b>Características</b>	<b>Valor</b>
Potência Nominal	250 W
Ligação dos enrolamentos do estator	Estrela (Y)
Tensão Nominal	36 V
Corrente Nominal	6,94 A
Binário Nominal	6,63 N/m
Frequência Nominal	36,4 Hz
Número de polos do motor	16
Resistência do estator por fase	0,453 $\Omega$
Indutância do estator por fase	206 mH
Sensores de Hall	Sim

Devido aos ensaios feitos ao motor BLDC foi possível também obter as formas de onda das tensões compostas e das correntes por enrolamento em relação ao respetivo sinal dos sensores de efeito de Hall. Esta informação é essencial para o funcionamento correto do motor BLDC pois permite que o seu controlo seja efetuado com critério. Deste modo, na Figura 6.2 estão as formas de onda das correntes nos enrolamentos do motor BLDC, das tensões compostas e dos respetivos sinais dos sensores de efeito de Hall.



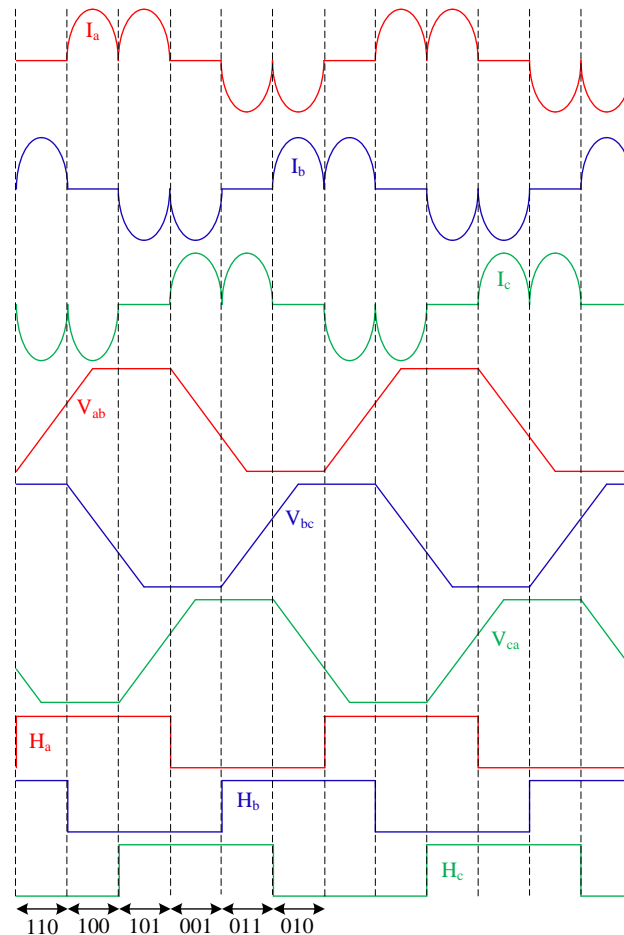


Figura 6.2 – Formas de onda das correntes nos enrolamentos do motor BLDC, das tensões compostas e dos sinais dos sensores de efeito de Hall.

#### 6.4. Ensaio do motor em Vazio

O grande objetivo do ensaio do motor em vazio foi validar os sinais lidos e a sequência de comando a enviar para o inversor. A validação do sistema também era importante, apesar de, nesta fase, erros de design como o espaçamento entre pistas e sobreaquecimento de componentes ainda não serem perceptíveis. No entanto, foi despistada a existência de curto-circuitos pelo que foi possível alimentar o sistema e dar início aos testes.

Na Figura 6.3 pode ver-se a forma de onda das tensões compostas do motor BLDC e a tensão no barramento CC. De acordo com o que foi estudado e referido anteriormente, é possível confirmar que as formas de onda que foram obtidas com o ensaio do motor em vazio são semelhantes às obtidas nas simulações computacionais.

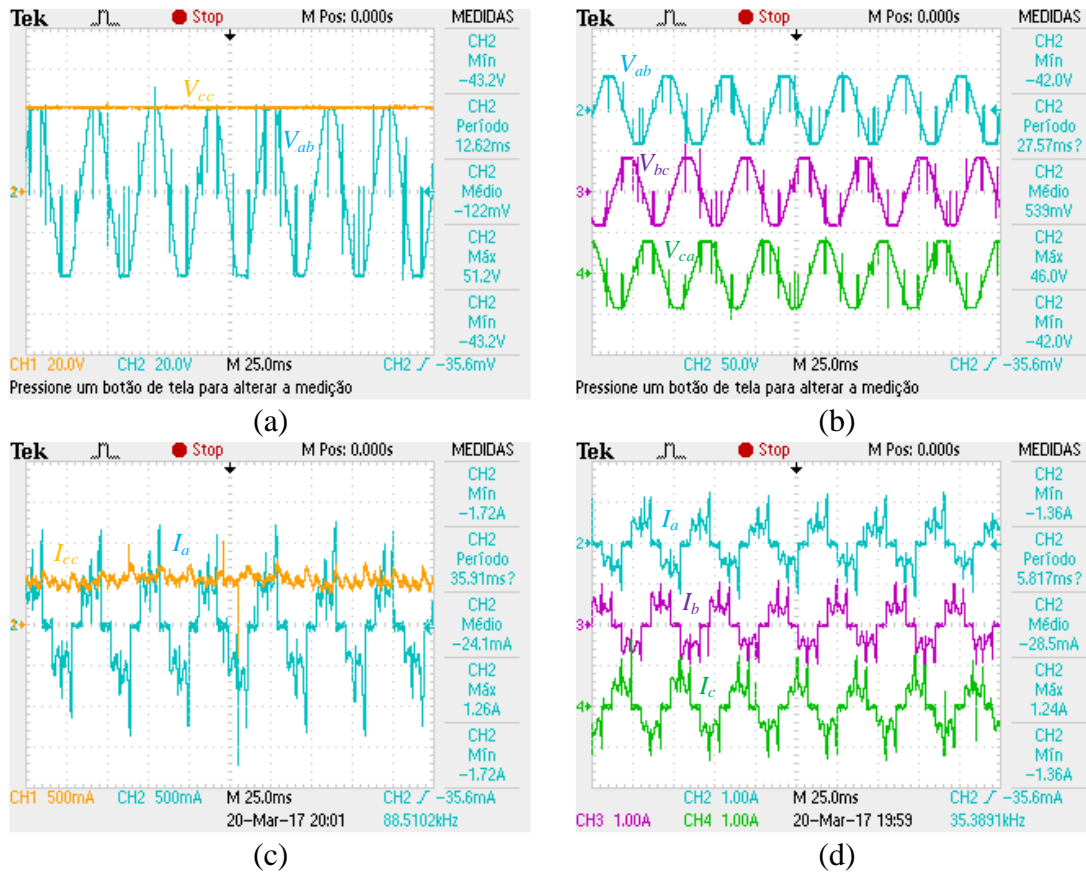


Figura 6.3 – Resultados obtidos no ensaio do motor BLDC em vazio: (a) Tensão composta  $ab$  no motor BLDC e tensão no barramento CC, (b) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  do motor BLDC; (c) Corrente da fase  $a$  do motor BLDC e corrente no barramento CC; (d) Correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  do motor BLDC.

### 6.5. Controlo de Velocidade

Na Figura 6.4 pode ver-se o algoritmo de controlo de velocidade que foi implementado. De notar que, em relação à Figura 4.10 o segundo bloco de controlo PID, que corresponde ao controlo da corrente, foi eliminado para minimizar os cálculos no DSP.

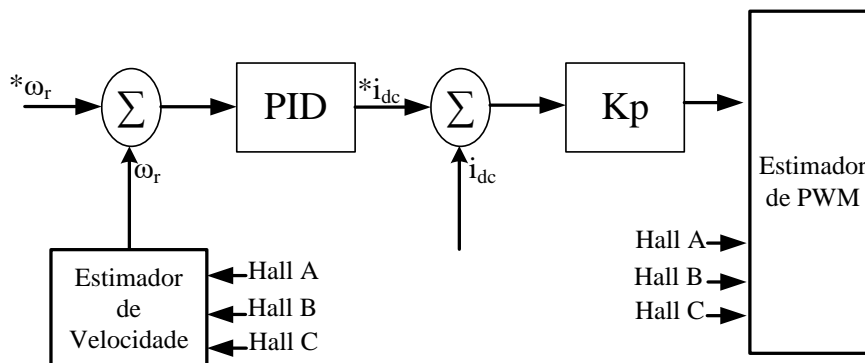


Figura 6.4 - Algoritmo de controlo de velocidade.

**Motor em Vazio**

Com o motor sem qualquer carga acoplada, foram aplicadas três velocidades de referência com uma tensão de entrada de 42 V. Na Figura 6.5 pode ver-se as formas de onda das tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  e as correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  do motor para velocidades de referência de 50 rpm, 100 rpm e 180 rpm.

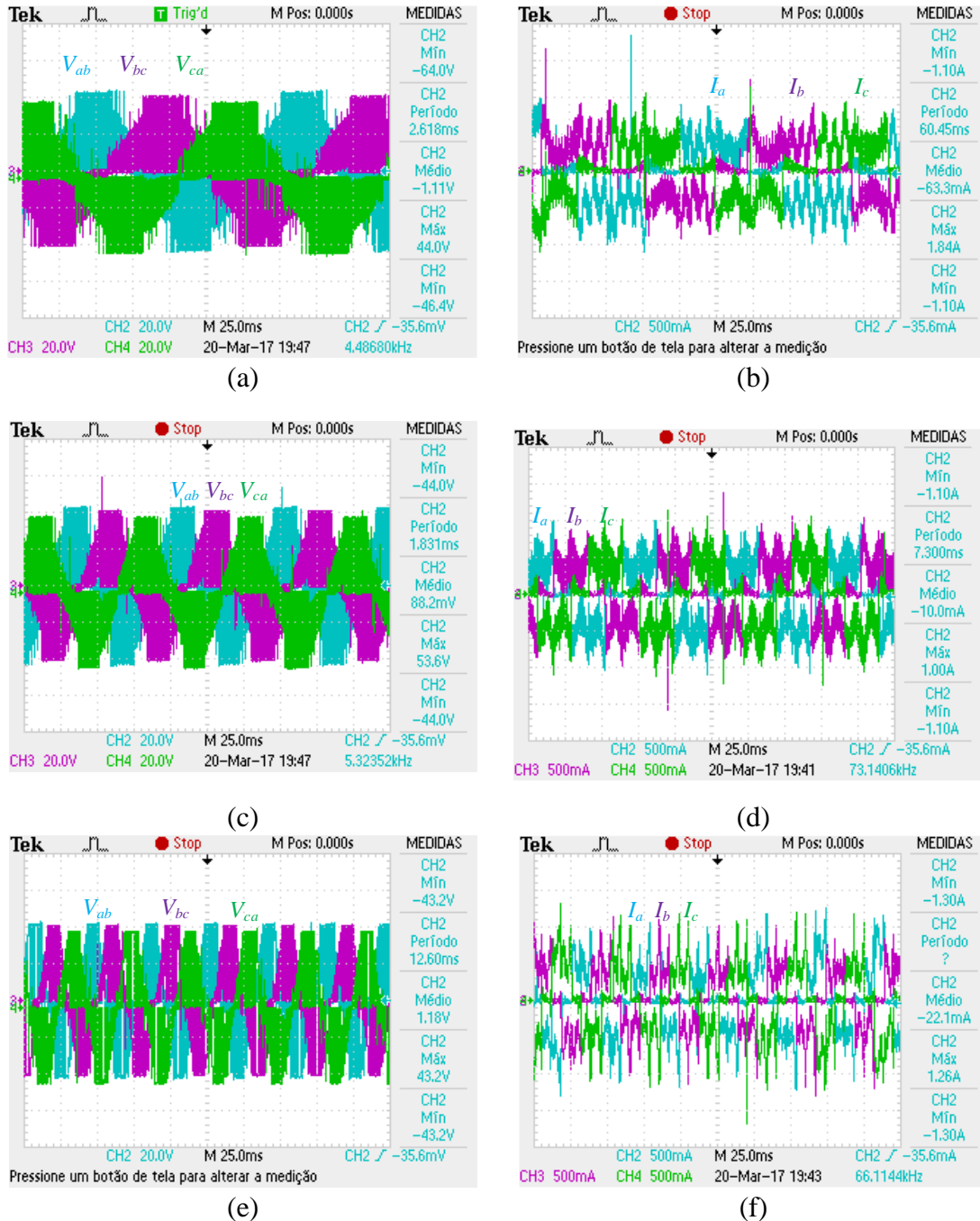


Figura 6.5 – Resultados obtidos para controlo de velocidade do motor BLDC sem carga: (a) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  para uma referência de 50 rpm; (b) Correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  para uma referência de 50 rpm; (c) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  para uma referência de 100 rpm; (d) Correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  para uma referência de 100 rpm; (e) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  para uma referência de 180 rpm; (f) Correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  para uma referência de 180 rpm.

A partir da análise dos resultados obtidos na Figura 6.5 pode concluir-se que o valor de corrente nos enrolamentos do motor BLDC aumenta com a velocidade de rotação deste. É possível verificar também que, à medida que se aumenta a velocidade de referência, aumenta também a frequência das formas de onda obtidas. Para se verificar que o motor BLDC respondia à velocidade de referência imposta pelo controlo, utilizou-se um tacómetro digital disponível no laboratório do GEPE. A partir desta medição verificou-se que a velocidade real do motor BLDC correspondia a: 52 rpm para uma referência de velocidade de 50 rpm, equivalendo a um erro de 4%, 105 rpm para uma referência de velocidade de 100 rpm, equivalendo a um erro de 5% e 181 rpm para uma referência de velocidade de 180 rpm, equivalendo a um erro de 0,055%. Posto isto, se uma análise à frequência da forma de onda da Figura 6.5 (e) for efetuada, uma vez que é o resultado onde o período das formas de onda pode ser analisado de forma mais precisa, pode ver-se que o período medido das tensões compostas se situa nos 42 ms, o que equivale a uma frequência de 23,8 Hz. Como a frequência ( $f$ ) diz respeito a rotações por segundo, será necessário efetuar a conversão para rotações por minuto, recorrendo a um fator de 60 para o efeito. Sabendo que a razão entre a velocidade elétrica e a velocidade mecânica ( $N_m$ ) é dada pela equação (2.2), sendo  $p$  o número de pares de polos do motor BLDC.

$$N_m = \frac{60 f}{p} \quad (6.1)$$

Substituindo os valores obtidos na equação acima, obtém-se o valor de 178,5 rpm para a velocidade mecânica. Sendo que para a Figura 6.5 (e), a velocidade de referência era de 180 rpm, o erro resultante é de 0,83%.

### **Motor com Carga de 3 Nm**

Com o acoplamento de uma carga de 3 Nm foram aplicadas três velocidades de referência com uma tensão de entrada de 42 V. Na Figura 6.6 pode ver-se as formas de onda das tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  e as correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  do motor para velocidades de referência de 50 rpm, 100 rpm e 180 rpm.

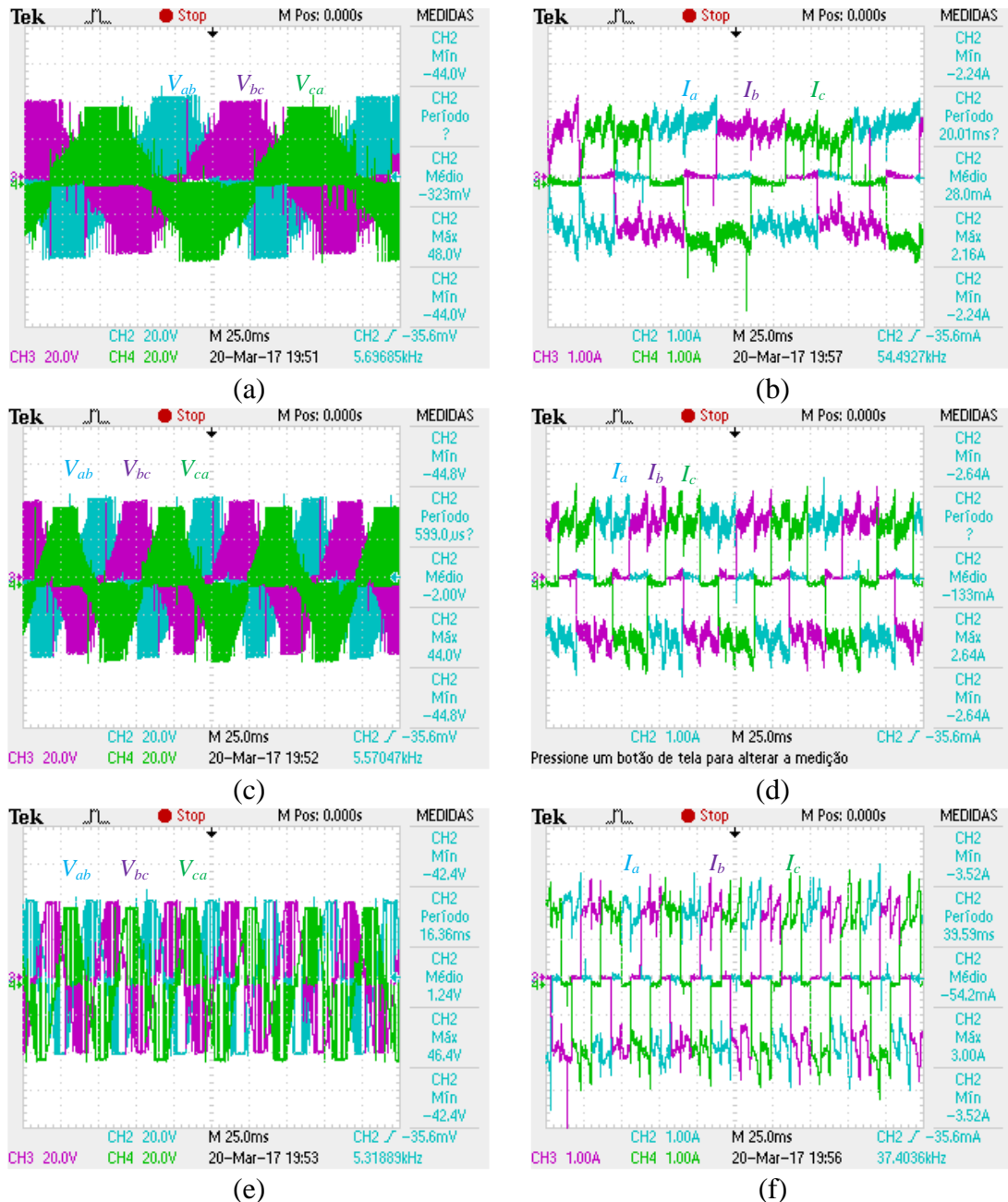


Figura 6.6 - Resultados obtidos para controlo de velocidade do motor BLDC com carga: (a) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  para uma referência de 70 rpm; (b) Correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  para uma referência de 70 rpm; (c) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  para uma referência de 100 rpm; (d) Correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  para uma referência de 100 rpm; (e) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  para uma referência de 150 rpm; (f) Correntes nas fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  para uma referência de 150 rpm.

Para os resultados obtidos para o controlo de velocidade com carga de 3 Nm acoplada ao motor BLDC, pode ser feita uma análise semelhante em relação ao caso anterior. Em relação aos resultados do tacómetro digital, pode concluir-se que para velocidades de referência menores, o algoritmo de controlo implementado apresenta um maior erro, sendo que a sua precisão aumenta à medida que a velocidade de referência aumenta. Se for efetuada uma comparação com os resultados obtidos com o motor sem

carga, pode verificar-se que a situação também se verificava. Usando o mesmo critério de escolha da situação anterior, foi medido o período da forma de onda da Figura 6.6, obtendo-se um valor de aproximadamente 72 ms. Deste modo, recorrendo à equação (6.1) obtêm-se uma velocidade de rotação de 104 rpm. Este valor corresponde a um erro em relação à velocidade de referência de 4%.

Após a apresentação dos resultados experimentais foi possível validar tanto os resultados obtidos na simulação como o hardware implementado para a obtenção destes resultados. Concluiu-se então que o algoritmo proposto para o controlo da velocidade pode ser implementado para a aplicação em estudo.

### 6.6. *Direct Torque Control*

Para poder controlar o esforço feito pelo utilizador optou-se pelo algoritmo de DTC. Como foi dito nos capítulos anteriores, este método controla diretamente o binário produzido pelo motor BLDC, sendo que, para a aplicação em estudo, este método acaba por ser mais eficaz que o método de controlo de velocidade.

Ao contrário do que foi aplicado nas simulações, para a obtenção dos resultados experimentais optou-se por realizar algumas simplificações no algoritmo de estimação do binário no motor, tendo-se conseguido obter os resultados pretendidos sem necessitar de estimar o ângulo do motor e assumindo as forças contraelectromotrizes com forma de onda retangular ao invés da sua forma padrão trapezoidal. Deste modo, ao contrário do que indicam as equações (4.2), (4.3) e (4.4), a forma de onda das forças contraelectromotrizes não varia entre o valor de 1 e -1, mas toma sim apenas o valor de 1 e -1, dependendo da sequência lida dos sensores de efeito de Hall.

Estas simplificações, associadas ao facto de a corrente que passa nos enrolamentos que estão a ser alimentados ser igual à corrente que passa no barramento CC, permite que o binário produzido pelo motor possa ser calculado como apresentado na equação (6.2).

$$T_{em} = 2I_{dc}k_e \quad (6.2)$$

onde  $k_e$  é a constante elétrica do motor e  $I_{dc}$  é a corrente do barramento CC.

A equação (6.2) permite eliminar da estimação do binário tanto o cálculo do ângulo elétrico do motor como o cálculo das formas de onda das forças contraelectromotrizes sem implicar uma diminuição da performance do algoritmo.

Os resultados apresentados de seguida foram obtidos através do acoplamento de uma carga de binário constante. Esta carga, que emulou uma força de atrito a que o motor

vai estar submetido, contou com um valor de referência de 10 Nm que visou simular as forças de atrito a que o motor BLDC irá estar sujeito. Com a carga acoplada, o motor BLDC foi então controlado de modo a produzir distintos valores de binário. Os resultados apresentados de seguida foram obtidos com dois valores de frequência de amostragem ( $F_s$ ) da tensão ( $V_{cc}$ ) e corrente do barramento CC ( $I_{cc}$ ), 5 kHz e 20 kHz de modo a evidenciar o impacto que a rapidez do processamento digital implica no algoritmo proposto.

### **Motor a 1 Nm**

Com uma referência de binário de 1 Nm, na Figura 6.7 pode ver-se a forma de onda da corrente que flui no barramento CC e as formas de onda das tensões e corrente no motor BLDC. Fazendo uma análise aos resultados obtidos do motor a produzir 1 Nm de binário, torna-se perceptível como primeira avaliação as diferenças evidenciadas entre os resultados obtidos com  $F_s = 5$  kHz e  $F_s = 20$  kHz, sendo que os melhores resultados foram obtidos para o segundo caso. Esta evidência torna-se clara uma vez que a forma de onda da corrente no barramento CC na Figura 6.7 (f) apresenta menor *ripple* do que a forma da corrente no barramento CC da Figura 6.7 (e). Se a frequência das formas de onda obtidas para  $F_s = 5$  kHz e  $F_s = 20$  kHz forem comparadas recorrendo à equação (6.1) verifica-se que para a Figura 6.7 (a) tem-se uma velocidade de 60 rpm e para a Figura 6.7 (b) se obtém uma velocidade de 50 rpm.

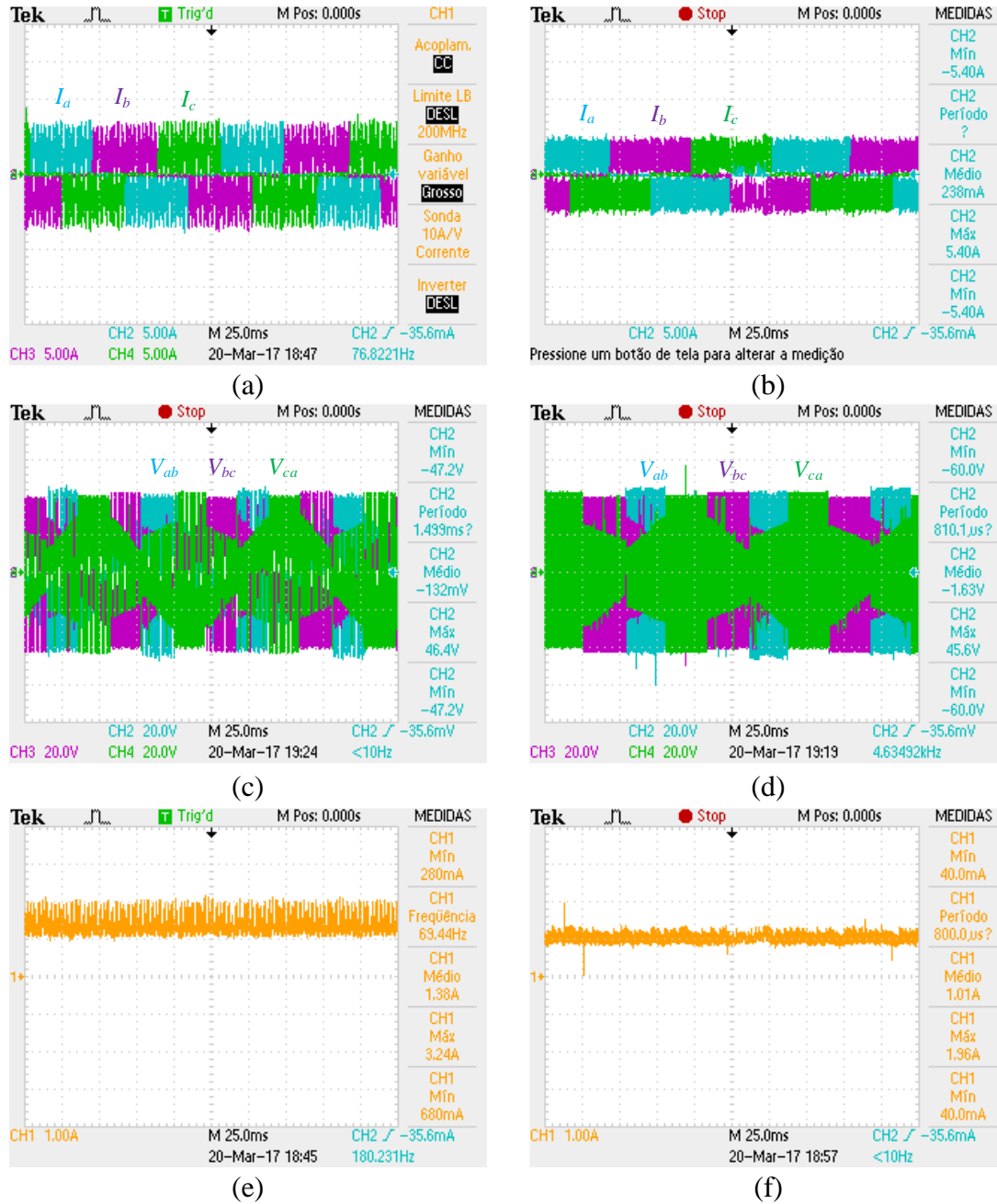


Figura 6.7 - Forma de onda da corrente no barramento CC e tensão e corrente nas três fases do motor com binário de referência de 1 Nm (a) Corrente na fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  com  $F_s = 5$  kHz, (b) Corrente na fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  com  $F_s = 20$  kHz, (c) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  com  $F_s = 5$  kHz, (d) Tensão compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  com  $F_s = 20$  kHz, (e) Corrente no barramento CC com  $F_s = 5$  kHz, (f) Corrente no barramento CC com  $F_s = 20$  kHz.

### Motor a 2 Nm

Com uma referência de binário de 2 Nm, na Figura 6.8 pode ver-se a forma de onda da corrente que flui no barramento CC e as formas de onda das tensões e corrente no motor BLDC.



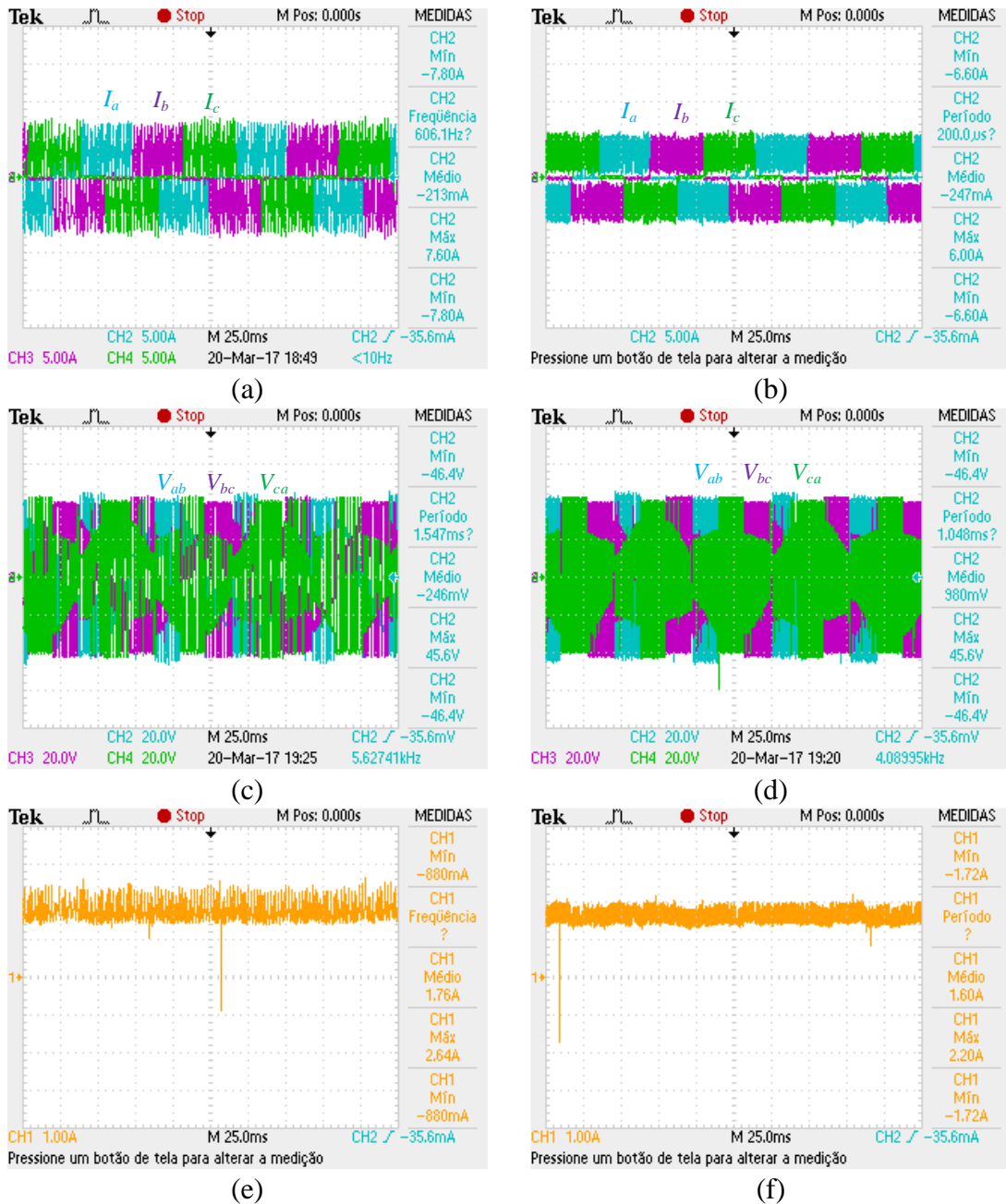


Figura 6.8 - Forma de onda da corrente no barramento CC e tensão e corrente nas três fases do motor com binário de referência de 2 Nm (a) Corrente na fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  com  $F_s = 5$  kHz, (b) Corrente na fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  com  $F_s = 20$  kHz, (c) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  com  $F_s = 5$  kHz, (d) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  com  $F_s = 20$  kHz, (e) Corrente no barramento CC com  $F_s = 5$  kHz, (f) Corrente no barramento CC com  $F_s = 20$  kHz.

Os resultados obtidos com o motor BLDC a produzir um binário de 2 Nm revelaram novamente a importância da frequência de amostragem no algoritmo proposto uma vez que se voltou a comprovar que com uma amostragem superior, se conseguem obter valores inferiores de *ripple* na forma de onda da corrente no barramento CC. Foi calculado recorrendo à equação (6.1) para  $F_s = 5$  kHz uma velocidade de 70 rpm e para  $F_s = 20$  kHz uma velocidade de 71 rpm.

### Motor a 3 Nm

Com uma referência de binário de 3 Nm, na Figura 6.9 pode ver-se a forma de onda da corrente que flui no barramento CC e as formas de onda das tensões e corrente no motor BLDC.

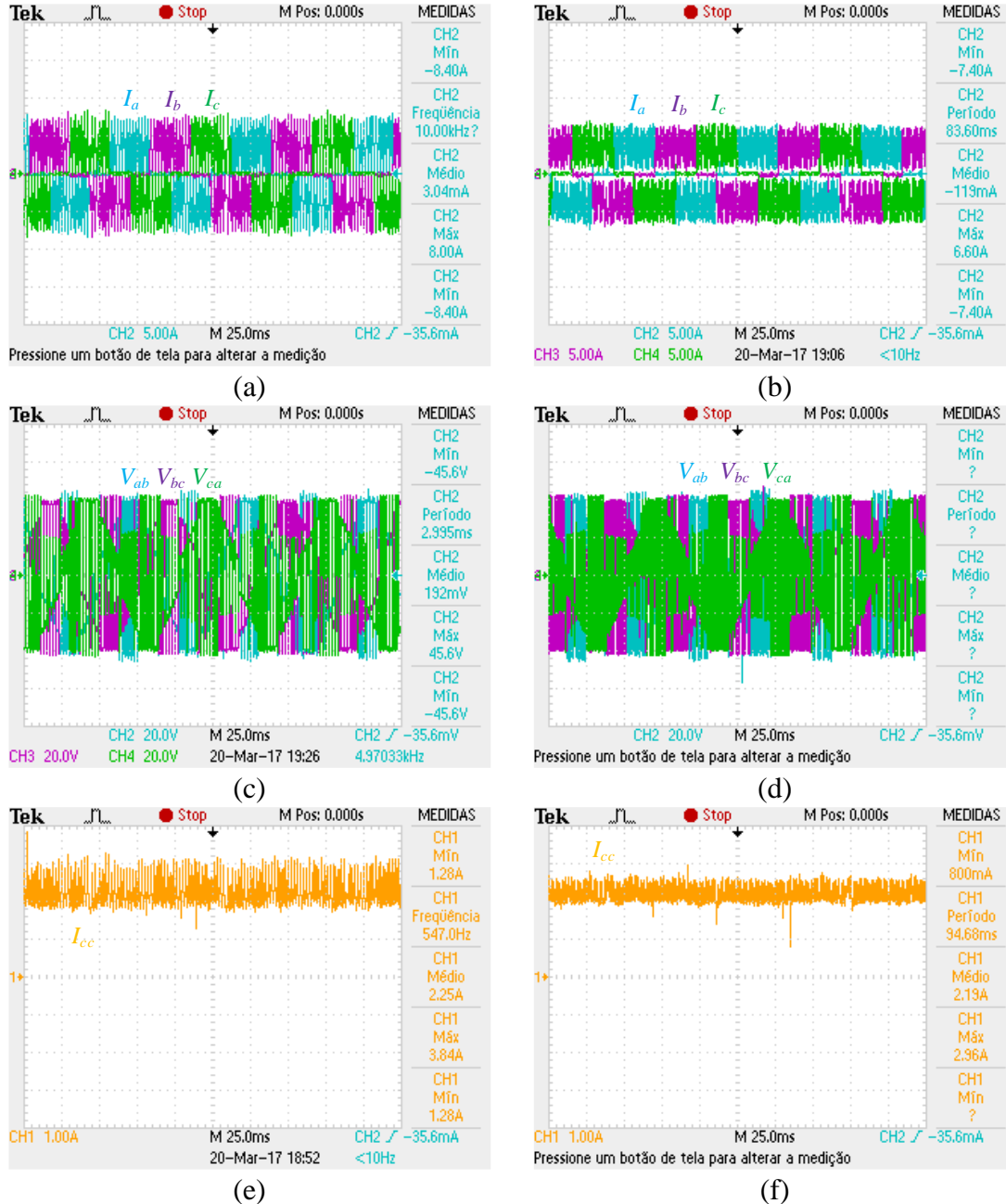


Figura 6.9 - Forma de onda da corrente no barramento CC e tensão e corrente nas três fases do motor BLDC com binário de referência de 3 Nm (a) Corrente na fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  com  $F_s = 5$  kHz, (b) Corrente na fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  com  $F_s = 20$  kHz, (c) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  com  $F_s = 5$  kHz, (d) Tensão compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  com  $F_s = 20$  kHz, (e) Corrente no barramento CC com  $F_s = 5$  kHz, (f) Corrente no barramento CC com  $F_s = 20$  kHz.

Através da equação (6.1) foi calculado para  $F_s = 5$  kHz uma velocidade de 92 rpm e para  $F_s = 20$  kHz uma velocidade de 93 rpm. Analogamente aos resultados anteriores,

também para uma referência de binário de 3 Nm, os melhores resultados são obtidos quando  $F_s = 20$  kHz.

### Motor a 4 Nm

Com uma referência de binário de 4 Nm, na Figura 6.10 pode ver-se a forma de onda da corrente que flui no barramento CC e as formas de onda das tensões e corrente no motor BLDC.

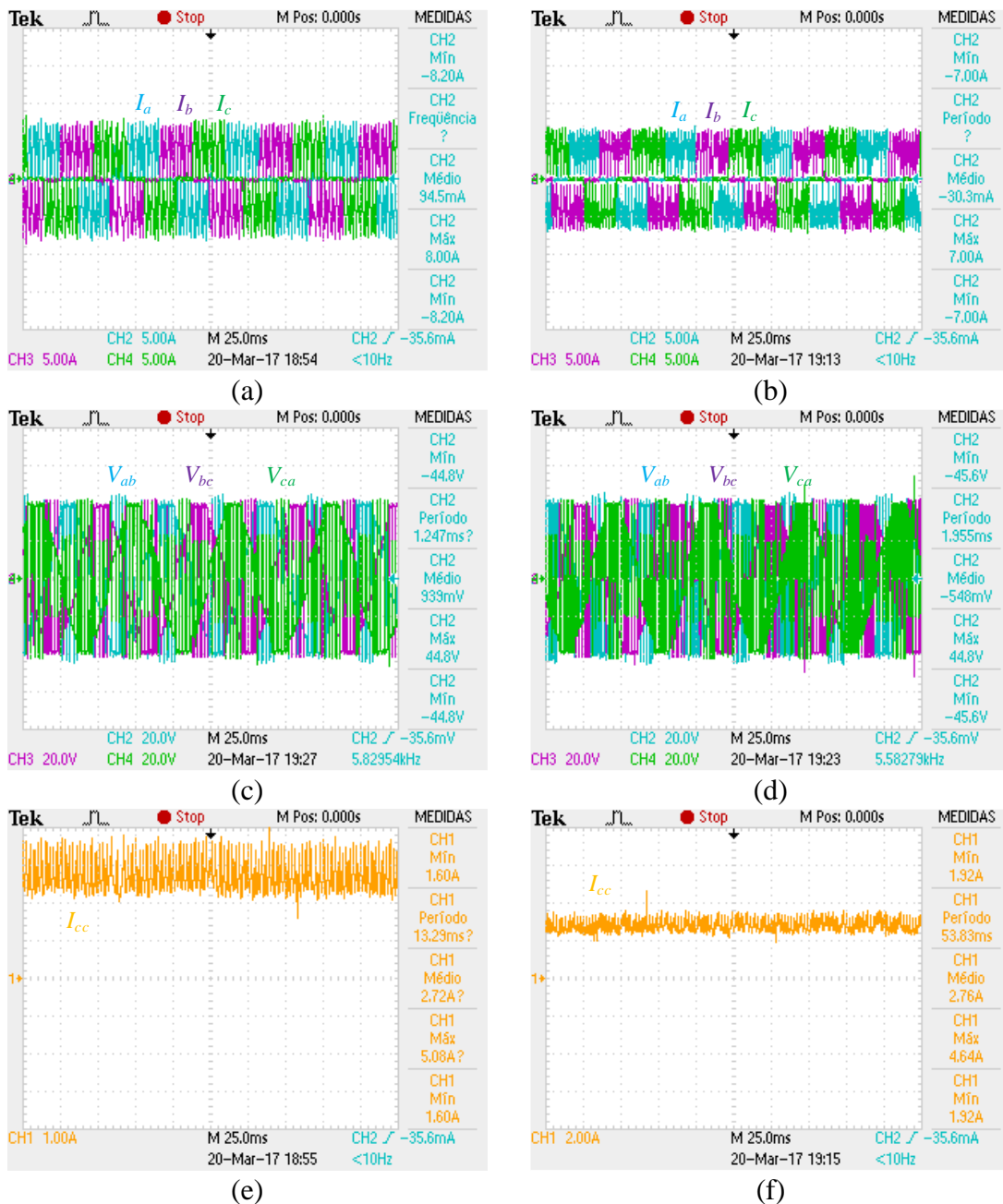


Figura 6.10 - Forma de onda da corrente no barramento CC e tensão e corrente nas três fases do motor com binário de referência de 4 Nm (a) Corrente na fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  com  $F_s = 5$  kHz, (b) Corrente na fase  $a$ ,  $b$  e  $c$  com  $F_s = 20$  kHz, (c) Tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  com  $F_s = 5$  kHz, (d) Tensão compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  com  $F_s = 20$  kHz, (e) Corrente no barramento CC com  $F_s = 5$  kHz, (f) Corrente no barramento CC com  $F_s = 20$  kHz.

Por fim foram analisados os resultados do motor BLDC a produzir um binário de 4 Nm reiterando que o melhor desempenho ocorre quando  $F_s = 20$  kHz. Foi também recorrendo à equação (6.1) calculado para  $F_s = 5$  kHz uma velocidade de 115 rpm e para  $F_s = 20$  kHz uma velocidade de 115 rpm.

### 6.7. Travagem Regenerativa

Como foi referido no capítulo anterior, para efetuar a travagem regenerativa, optou-se por manter os MOSFETs da parte superior do inversor trifásico desligados e comutar os MOSFETs da parte inferior de acordo com o método de travagem pretendido, que tanto pode ser, ou uma travagem constante ou uma travagem pontual. É importante realçar que o método de travagem constante não implica que existam sensores de efeito de Hall incorporados no motor BLDC, o que apesar de ser uma limitação em termos de opções de travagem, torna o sistema desenvolvido menos dispendioso. No entanto, como no motor adquirido para este trabalho de dissertação já se encontram disponíveis sensores de efeito de Hall, os dois métodos de travagem foram implementados e os seus resultados registados.

#### Travagem Pontual

Como foi referido anteriormente, para efetuar uma travagem pontual do motor BLDC, apenas dois dos MOSFETs da parte inferior do inversor são comutados. Sendo estes, o MOSFET da fase cujo sensor de efeito de Hall se encontrava ativo no estado anterior, e o MOSFET da fase cujo sensor de efeito de Hall se encontra ativo no estado atual.

Posto isso, na Figura 6.11 pode ver-se as formas de onda da corrente durante o processo de travagem regenerativa pontual na bateria elétrica e nos enrolamentos do motor BLDC, sendo que, como se esperava, na Figura 6.11 (b) se pode comprovar que durante este processo de travagem, apenas duas das três fases do motor BLDC produzam energia elétrica para a bateria elétrica. De acordo com o que foi previamente simulado, é espectável que as tensões compostas do motor BLDC sofram um aumento derivado do processo de elevação de tensão que visa retornar a energia da travagem para a bateria elétrica. Deste modo, na Figura 6.12 pode ver-se a forma de onda das tensões compostas do motor BLDC antes e depois de se iniciar o processo de travagem regenerativa pontual, comprovando o que era esperado.

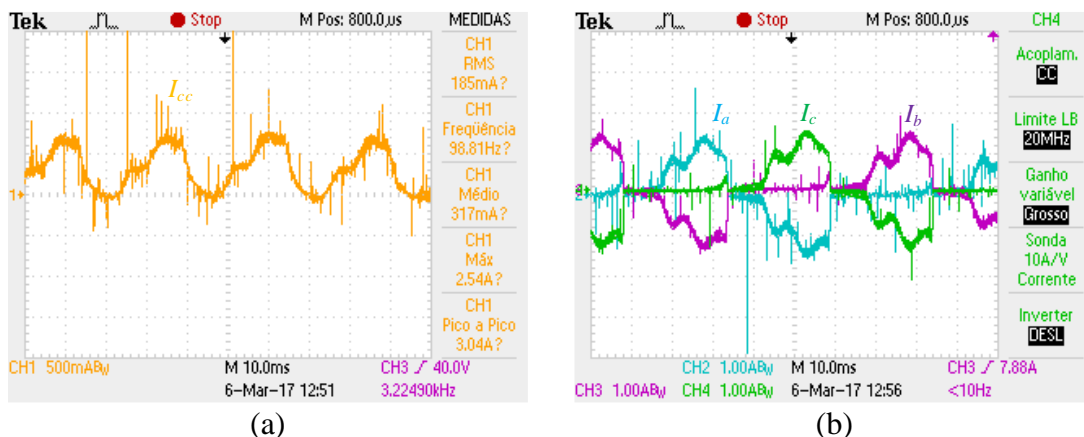


Figura 6.11 – Formas de onda da corrente durante o processo de travagem regenerativa pontual: (a) Na bateria elétrica; (b) Nos enrolamentos do motor BLDC.

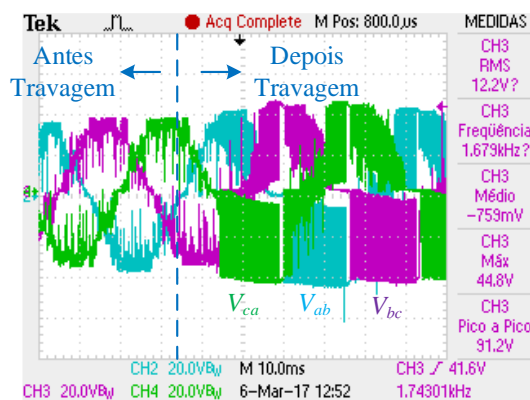


Figura 6.12 – Forma de onda das tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  do motor BLDC antes e depois de se iniciar o processo de travagem regenerativa pontual.

### Travagem Constante

O processo de travagem regenerativa constante não necessita de saber a posição do rotor do motor BLDC uma vez que todos os MOSFETs da parte inferior do inversor são comutados durante o mesmo período e simultaneamente, permitindo um fluxo de corrente constante para a bateria elétrica e, por conseguinte, um binário de travagem constante. Deste modo, na Figura 6.13 pode ver-se as formas de onda da corrente durante o processo de travagem regenerativa na bateria elétrica e nos enrolamentos do motor BLDC. As formas de onda obtidas na Figura 6.13 comprovam que este método é capaz de coordenar um fluxo de energia constante para a bateria elétrica. Na Figura 6.14 pode ver-se a forma de onda das tensões compostas do motor BLDC antes e depois de se iniciar o processo de travagem regenerativa constante, sendo possível visualizar a elevação da tensão composta do motor BLDC, que permite o redirecionamento da corrente para a bateria elétrica.

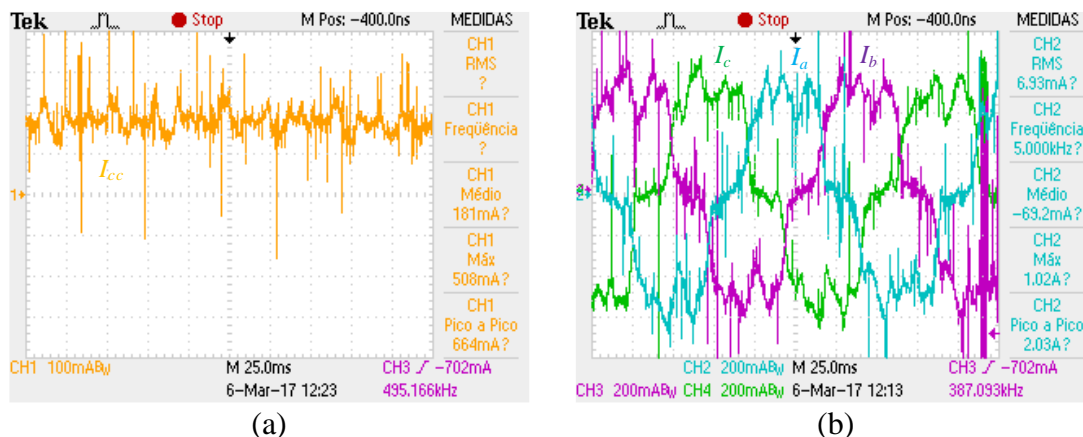


Figura 6.13 - Formas de onda da corrente durante o processo de travagem regenerativa constante: (a) Na bateria elétrica; (b) Nos enrolamentos do motor BLDC.

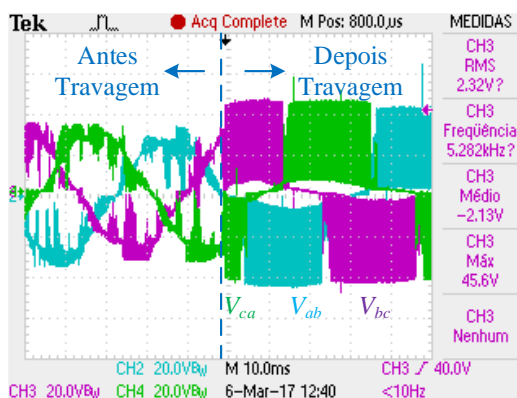


Figura 6.14 - Forma de onda das tensões compostas  $ab$ ,  $bc$  e  $ca$  do motor BLDC antes e depois de se iniciar o processo de travagem regenerativa constante.

## 6.8. Conclusões

Neste capítulo, foram apresentados os resultados obtidos com o hardware de controlo do motor BLDC desenvolvido nesta dissertação de mestrado e que foi descrito no capítulo anterior. Foi planeado um conjunto de ensaios ao motor BLDC e depois foram analisados os comportamentos dos algoritmos de controlo propostos através dos resultados experimentais obtidos.

Pela análise dos resultados experimentais, é possível concluir que resultados os ensaios do motor em vazio foram de encontro ao que se esperava. Foi possível fazer a validação dos dois algoritmos de controlo implementados nesta dissertação, com as formas de onda obtidas de acordo com o que se esperava. Para a validação do controlo de velocidade foi utilizado o cálculo estimado da velocidade pelo DSP, através dos sensores de feito de Hall validado através de um tacómetro digital disponível no laboratório do GEPE. Após a comparação de resultados, foi possível constatar que a velocidade atingida

pelo motor BLDC ia de encontro àquilo que era a velocidade de referência imposta pelo algoritmo de controlo, e que o cálculo da estimação da velocidade apresentava resultados semelhantes àqueles mostrados pelo tacómetro digital. Foi também calculada a velocidade de rotação do motor através da análise às formas de onda tanto das tensões compostas do motor BLDC como das correntes nos enrolamentos do mesmo, tendo-se constatado que também para este método de validação, os resultados do cálculo da velocidade são semelhantes àqueles obtidos no DSP e pela leitura manual do tacómetro digital.

No algoritmo de controlo do DTC, foram obtidos resultados com duas frequências de amostragem do DSP distintas,  $F_s = 5$  kHz e  $F_s = 20$  kHz. Foi constatado através da análise das formas de onda da corrente no barramento CC que os melhores resultados são obtidos para  $F_s = 20$  kHz uma vez que estes apresentam menos *ripple* nas formas de onda analisadas. Uma célula de carga foi usada para medir o binário do motor, no entanto, devido à sua gama de medida ser demasiado elevada comparada com a aplicação desenvolvida, os resultados obtidos, não foram conclusivos e optou-se por não apresentar esses resultados. Foi feita uma análise à velocidade de rotação do motor BLDC, através das formas de onda obtidas semelhante àquela feita anteriormente, concluindo-se que para  $F_s = 5$  kHz a binários de referência baixos, a velocidade é inferior àquela obtida para  $F_s = 20$  kHz, sendo que para valores mais elevados de binário de referência, as velocidades obtidas permanecem semelhantes.

Nos resultados obtidos no processo de travagem regenerativa, foi possível constatar que, mesmo sem a adição de qualquer eletrónica extra é possível devolver para a bateria elétrica a energia fornecida pelo motor BLDC durante a travagem, permitindo a rentabilização do protótipo desenvolvido. Durante os ensaios experimentais tanto os métodos de travagem regenerativa pontual, como o método de travagem regenerativa constante, apresentam bons resultados, sendo que no protótipo desenvolvido, a junção dos dois métodos permite uma boa performance e um bom aproveitamento da energia elétrica proveniente do motor BLDC.

Após a demonstração destes resultados, pode ver-se que qualquer um dos algoritmos implementados pode ser empregue numa aplicação de mobilidade elétrica.

# CAPÍTULO 7

## Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

### 7.1. Conclusão

Ao longo desta dissertação foi apresentado e descrito o desenvolvimento de um circuito para controlo de motor BLDC para aplicação numa bicicleta com assistência elétrica. Inicialmente são apresentadas as desvantagens dos motociclos motorizados e o porquê da necessidade do aparecimento das bicicletas elétricas. É efetuada uma contextualização da necessidade das bicicletas elétricas, bem como os perigos que os modelos não desenvolvidos de motociclos motorizados trazem à saúde pública. É também abordado o mercado comercial em várias regiões do globo terrestre.

No capítulo 2 foram descritos os vários elementos constituintes de uma bicicleta elétrica. Foram abordados os vários tipos de sensores mais comuns nas aplicações de bicicletas elétricas sendo explicado a base do seu funcionamento. Foram apresentadas as baterias elétricas existentes no mercado e fez-se uma análise das vantagens e desvantagens de cada uma delas em relação ao tema da mobilidade elétrica, concluindo-se que as baterias mais eficazes são as de lítio, uma vez que apresentam uma grande capacidade de carga por volume e maior durabilidade que os restantes tipos, com a desvantagem de o preço de compra ser elevado. No que diz respeito aos sistemas de tração elétrica foi dada uma maior ênfase aos motores que são tipicamente usados para estas aplicações, o motor de corrente contínua e o motor BLDC, uma vez que se trata do tema principal desta dissertação de mestrado. Em cada um dos motores, foi explicada a sua estrutura e o seu princípio de funcionamento. Para o motor usado, o BLDC, foi feita uma análise mais pormenorizada sobre as equações que descrevem o seu comportamento. Foi concluído que o motor BLDC apresenta mais vantagens em relação ao seu análogo com escovas sendo essa a razão da sua escolha para elaborar o presente trabalho de dissertação.

No capítulo 3 foram apresentados conversores de potência para acionamento de motores CC e para motores BLDC. Foi realizada uma pequena explicação do modo de funcionamento de cada um dos conversores que são usados e elaborado um resumo das



vantagens e desvantagens de cada tipo de conversor. Foram também descritos os algoritmos de controlo mais utilizados para cada um dos motores estudados, e mais uma vez, foi feito um resumo das vantagens e desvantagens de cada tipo de algoritmo, tendo sido passível de entender que, em termos de resposta de binário e simplicidade de algoritmo, o DTC se apresenta como uma boa alternativa para a mobilidade elétrica. Foi explicado um método de travagem regenerativa sem custos adicionais em hardware que visa aumentar a autonomia do sistema, armazenando na bateria elétrica a energia cinética do motor BLDC em descidas e travagens.

No capítulo 4 foram mostradas as simulações computacionais efetuadas para o controlo do motor BLDC recorrendo ao modelo fornecido pelo PSIM. Foram descritos os algoritmos implementados de estimação de velocidade e ângulo elétrico do motor, e de seguida foram mostradas as cinco etapas elaboradas nas simulações. Na primeira etapa estudou-se o motor em vazio, tendo sido registadas as formas de onda do motor a rodar sem carga e sem nenhum controlo específico, sendo de seguida implementado um controlo de velocidade constante através da computação da velocidade estimada e da corrente no barramento CC. Durante a estimação da velocidade, pôde verificar-se que a simples integração da velocidade do mesmo induz um erro na estimação deste parâmetro, pelo que foi introduzida a correção necessária à mitigação do desvio constatado. Ainda para o algoritmo de controlo de velocidade, foi testada a resposta do motor perante três degraus de referência, comprovando-se o bom funcionamento do algoritmo de controlo de velocidade. Posteriormente foi simulado o controlo de binário constante através do método DTC estimando o binário produzido pelo motor BLDC. Foi verificado tanto para o controlo de binário como para o controlo de velocidade que ambos os algoritmos de controlo implementados obtêm respostas rápidas aos degraus de referência, seja esse degrau em binário ou em velocidade. De modo a proteger a bateria elétrica, foi acrescentado ao modelo de simulação um circuito de proteção contra sobretensões, podendo constatar-se que este entra em funcionamento sempre que a tensão da bateria ultrapassa um valor pré-estabelecido. Por fim foi simulado um método de travagem regenerativa capaz de acumular energia nas baterias elétricas aproveitando a energia cinética do motor BLDC, sem recorrer a hardware auxiliar.

No capítulo 5 foi descrita a implementação das diversas versões da placa do sistema desenvolvido. Foram mostrados os vários componentes eletrónicos que foram utilizados ao longo deste trabalho, tendo-se dado ênfase às características, modos de operação e

vantagens e desvantagens de cada um. Foram apresentadas as razões que levaram a que se tivesse optado por utilizar outro tipo de componente nas diferentes implementações tendo em conta os problemas que foram surgindo relacionados com os mesmos. Foram apresentadas as três placas desenvolvidas e as principais razões que fomentaram a alteração do desenho das mesmas de modo a corrigir falhas que foram surgindo. O desenvolvimento do trabalho presente neste capítulo resultou no melhoramento das habilidades com o ferro de soldar, uma vez que todos os componentes que estão presentes na implementação final foram soldados pelo autor. Apesar de não serem usados na implementação final, os circuitos de *driver* mais adequados à aplicação são os *MIC4604*, no entanto e como explicado, não foi possível obter mais exemplares tendo-se optado pelos *ADUM3223* fornecidos como amostras pela empresa *Analog Devices*. A placa desenvolvida engloba a totalidade do sistema e apresentando-se como uma solução final de baixo custo.

No capítulo 6 foram apresentados os resultados experimentais que foram obtidos com o protótipo de circuito de controlo do motor BLDC desenvolvido. Foram implementados os dois algoritmos propostos, controlo de velocidade e controlo de binário e os resultados obtidos com cada um deles foram apresentados sequencialmente ao longo do capítulo. Para a validação do controlo de velocidade foi utilizado o cálculo estimado da velocidade pelo DSP inicialmente, através dos sensores de feito de Hall sendo posteriormente validado através de um tacómetro digital disponível no laboratório do GEPE. A comparação de resultados obtidos permitiu constatar que a velocidade atingida pelo motor BLDC ia de encontro àquilo que era a velocidade de referência imposta pelo algoritmo de controlo, e que o cálculo da estimação da velocidade apresentava resultados semelhantes àqueles mostrados pelo tacómetro digital. No algoritmo de controlo do DTC, foram obtidos resultados com duas frequências de amostragem do DSP distintas,  $F_s = 5 \text{ kHz}$  e  $F_s = 20 \text{ kHz}$ . Foi constatado através da análise das formas de onda da corrente no barramento CC que os melhores resultados são obtidos para  $F_s = 20 \text{ kHz}$  uma vez que estes apresentam menos *ripple* nas formas de onda analisadas. Nos resultados obtidos no processo de travagem regenerativa, foi possível constatar que, mesmo sem a adição de qualquer eletrónica extra é possível devolver para a bateria elétrica a energia fornecida pelo motor BLDC durante a travagem, permitindo a rentabilização do protótipo desenvolvido. A demonstração destes resultados deixa claro que qualquer um dos algoritmos implementados pode ser empregue numa aplicação de mobilidade elétrica.

Através da execução deste trabalho de dissertação de mestrado conseguiu-se concluir com êxito a implementação dos algoritmos de controlo do motor BLDC propostos e conseguiu-se armazenar com sucesso a energia elétrica fornecida pelo motor BLDC em momentos de travagem. No entanto, pelos resultados obtidos no algoritmo do DTC torna-se possível observar a existência de um *ripple* elevado na corrente do barramento CC sendo que este problema é oriundo do processamento de sinal implementado e do sensor de corrente proposto e utilizado nesta dissertação, uma vez que este apresenta oscilações elevadas devido ao ruído presente na placa implementada. Na conclusão deste trabalho faltou ainda testar os algoritmos propostos na bicicleta elétrica.

Do ponto de vista pessoal esta dissertação permitiu melhorar os mecanismos de escrita e de pesquisa bibliográfica. Foram também melhoradas as componentes práticas de desenvolvimento de circuitos eletrónicos, em especial o desenho e a montagem de PCBs. A realização da dissertação de mestrado no laboratório do GEPE permitiu o acesso e utilização de um conjunto diversificado de instrumentos de medição e experimentação, tais como osciloscópios digitais com canais isolados, pinças de corrente, pacómetros digitais, câmara térmica e bancada com freio eletromagnético para ensaios para motores. Ao longo deste trabalho foi também possível por em prática vários conhecimentos obtidos ao longo do curso, nomeadamente, programação, algoritmia, análise de circuitos, sistemas digitais, controlo de sistemas e eletrónica de potência.

### 7.2. Sugestões e Trabalho Futuro

Apesar de se ter construído uma versão final da placa, existem algumas lacunas que podem ser já consideradas como trabalho futuro:

- Como primeira sugestão fica o teste em condições reais dos algoritmos implementados na bicicleta elétrica de modo a auferir o que necessita de ser ajustado para melhorar o conforto do utilizador;
- Apesar de a placa desenvolvida mostrar sinais de robustez, seria importante reduzir o seu tamanho para algo mais compacto e de fácil acondicionamento na bicicleta elétrica;
- Melhorar o condicionamento de sinal dos sensores de modo a tentar reduzir os níveis de ruído presentes nos valores medidos, visando melhorar a performance do algoritmo de controlo implementado;

- Efetuar um estudo sobre ruído eletromagnético de modo a reduzir o impacto do mesmo no sistema;
- Incluir na implementação um sistema de *soft-start* de modo a reduzir o pico de corrente na bateria elétrica;
- Efetuar testes à bateria de modo a aferir a sua autonomia com carga e implementar um sistema BMS (*Battery Management System*), para obter uma maior autonomia do sistema e prolongar o tempo de vida da bateria;
- Desenvolver uma interface gráfica de modo ao utilizador ter acesso a dados estatísticos de distâncias percorridas e velocidades médias e incluir estes dados no sistema de interface com o utilizador de modo a este ter acesso a informação mais detalhada de níveis de ajuda e estado de carga da bateria elétrica.

## Referências

- [1] E. Vasconcelos, “A crise do planeamento de transportes nos países em desenvolvimento: Reavaliando pressupostos e Alternativas,” *Revista Transportes*, pp. 7–26, 1995.
- [2] “Poluentes Atmosféricos.” [Online]. Available: <http://www.mma.gov.br/cidades-sustentaveis/qualidade-do-ar/poluentes-atmosfericos>.
- [3] E. Tobish, “Cleaner motorcycles,” 2010.
- [4] “Ford apresenta E-Bike, uma bicicleta eléctrica para a cidade.” [Online]. Available: <http://www.autoportal.iol.pt/noticias/geral/ford-apresenta-e-bike-uma-bicicleta-electrica-para-a-cidade/>.
- [5] “Ford Embraces Car-Sharing And Electric Bikes On A Crowded Planet.” [Online]. Available: <http://www.forbes.com/sites/joannmuller/2015/06/24/ford-embraces-car-sharing-and-electric-bikes-on-a-crowded-planet/#4fad86b59bd8>.
- [6] “• E-bikes - U.S. sales forecast 2016 | Statista,” *Statista*, 2016. [Online]. Available: <https://www.statista.com/statistics/326124/us-sales-of-electric-bicycles/>.
- [7] “• E-bikes - worldwide sales by region 2015 | Statista,” *Statista*, 2016. [Online]. Available: <https://www.statista.com/statistics/255658/worldwide-sales-of-electric-bicycles-by-region/>.
- [8] “• Electric bicycle sales EU 2006-2014 | Statista,” *Statista*, 2016. [Online]. Available: <https://www.statista.com/statistics/397765/electric-bicycle-sales-in-the-european-union-eu/>.
- [9] Jack Oortwijn, “E-Bike Sales Shows Double-Digit Growth in Main Markets - Bike Europe,” 2016. [Online]. Available: <http://www.bike-eu.com/sales-trends/nieuws/2016/5/e-bike-sales-shows-double-digit-growth-in-main-markets-10126236>. [Accessed: 13-Oct-2016].
- [10] “BUGAs – Bicicletas Gratuitas de Aveiro • Centro de Portugal.” [Online]. Available: <http://www.visitcentrodeportugal.com.pt/pt/bugas-bicicletas-gratuitas-de-aveiro/>.
- [11] M. D. A. INTERNA, “Decreto-Lei n.o 44/2005,” *DIÁRIO DA REPÚBLICA*, pp. 1554–1625, 2005.
- [12] “Torque Sensors on Electric Bikes | ELECTRICBIKE.COM.” [Online]. Available: <https://www.electricbike.com/torque-sensors/>.
- [13] “Bike Speed Sensor and Cadence Sensor | Garmin.” [Online]. Available: <https://buy.garmin.com/en-US/US/shop-by-accessories/fitness-sensors/bike-speed-sensor-and-cadence-sensor/prod146897.html>.
- [14] “TDCM | BB Torque Sensor Installation & Operation Guide | 2015 CONTENTS TDCM COMPANY INFORMATION.”
- [15] E. Ramsden, “Hall Effect Sensors, Theory and Application,” *Hall Eff. Sensors Theory Appl.*, no. I, 2006.
- [16] P. Yedamale and M. T. Inc., “Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals,” pp. 1–20, 2003.
- [17] J. F. Araujo Leão, L. V. Hartmann, M. B. R. Corrêa, and A. M. N. Lima, “Lead-acid battery modeling and state of charge monitoring,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2010, pp. 239–243.
- [18] R. Hadda, A. E. L. Shahat, and Y. Kalaani, “Lead Acid Battery Modeling for Photovoltaic Applications,” *J. Electr. Eng.*, vol. 15, no. 2, 2015.
- [19] R. C. Ambrosio and E. A. Ticianelli, “Baterias de níquel-hidreto metálico, uma alternativa para as baterias de níquel-cádmio,” *Quim. Nova*, vol. 24, no. 2, pp. 243–246, 2001.
- [20] G. M. Ehrlich, *Handbook of Batteries 3rd Edition*. 2002.
- [21] A. Urbano, J. Scarminio, C. R. Appoloni, R. Floriano, F. L. Melquíades, and A. Oliveira, “Estudo do desempenho elétrico e da composição química de baterias de Ni-HM original e falsificada Electrical performance and chemical composition studies on original and falsified Ni-MH batteries,” *Semin. Ciências Exatas e tecnológicas*, vol. 31, no. 2, pp. 181–190, 2010.

- [22] H. O. F. Batteries, D. E. Library, and T. M. Companies, *Handbook of batteries*. 2004.
- [23] J. B. Goodenough and Y. Kim, “Challenges for rechargeable Li batteries,” *Chemistry of Materials*, vol. 22, no. 3. pp. 587–603, 09-Feb-2010.
- [24] J. M. Tarascon and M. Armand, “Issues and challenges facing rechargeable lithium batteries.,” *Nature*, vol. 414, no. 6861, pp. 359–67, 2001.
- [25] “Electric Bike Lithium Battery Primer | ELECTRICBIKE.COM.” [Online]. Available: <https://www.electricbike.com/lithium-battery/>.
- [26] “Electric Bike Batteries: How to Choose the Right Type and Get the Most out of It - Electric Bikes Blog.” [Online]. Available: <http://electricbikeblog.com/electric-bike-batteries/>.
- [27] A. Hughes, “Electric Motors and Drives Fundamentals, Types and Applications,” *Elsivier*, vol. 3rd ed., pp. 1–441, 2013.
- [28] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, “Analysis of Electric Machinery and Drive Systems,” *Power Eng.*, pp. 1–65, 2002.
- [29] T. J. Nicholson, “DC & AC traction motors,” *IET Prof. Dev. Course Electr. Tract. Syst.*, pp. 39–51, 2010.
- [30] J. Griffin, “DC motors,” *Electron. Power*, vol. 28, no. i, p. 109, 1982.
- [31] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press, 2002.
- [32] A. B. Yildiz, “Electrical Equivalent Circuit Based Modeling and Analysis of Direct Current Motors,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 43, no. 1, pp. 1043–1047, 2012.
- [33] ON Semiconductor, “DC Motor Driver Fundamentals,” 2014.
- [34] J. G. W. West, “DC, induction, reluctance and PM motors for electric vehicles,” *Power Eng. J.*, vol. 8, no. 2, pp. 77–88, 1994.
- [35] S. J. Chapman, “Electric Machinaery Fundamentals,” *McGraw-Hill*, p. 746, 2003.
- [36] D. Circuits and E. Circuit, “Chapter 12 . Brushless DC Motors,” *Technology*, vol. 22, no. 10, pp. 1–14, 2009.
- [37] W. Rippel, “Induction Versus DC Brushless Motors,” *Tesla Motors*. pp. 1–5, 2007.
- [38] D. Baker, “Brushless dc motors,” *Technology*, vol. 20152, no. January, pp. 335–335, 1975.
- [39] D. C. Hanselman, *Brushless permanent magnet motor design*. 2006.
- [40] B. Singh, “Recent advances in permanent magnet brushless DC motors,” *Sadhana*, vol. 22, no. 6. pp. 837–853, 1997.
- [41] R. Crowder, “Brushless motors and controllers,” *Electr. Drives Electromechanical Syst.*, vol. 5, pp. 13–15, 2006.
- [42] S. Ogasawara and H. Akagi, “An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless dc Motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 928–933, 1991.
- [43] A. Kusko and S. M. Peeran, “Definition of the brushless DC motor,” *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. 1988.
- [44] W. Yan, D. Wang, P. Jia, and W. Li, “The PWM speed regulation of DC motor based on intelligent control,” *Syst. Eng. Procedia*, vol. 3, no. 2011, pp. 259–267, 2012.
- [45] T. Thanh-Phong and T. Quoc-Cuong, “Speed Control of Dc Motor By PWM Method Using Microcontroller,” *Bull. Sci. Technol. Tien Giang Univ.*, vol. 2, no. ISSN 1859-4530, 2012.
- [46] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. 2001.
- [47] M. Lu and Y. Li, “New design for sensorless BLDC motor using half-bridge driver circuit,” in *2010 International Conference on E-Product E-Service and E-Entertainment, ICEEE2010*, 2010.
- [48] K. D. Wilkie, D. A. Stone, M. P. Foster, and C. M. Bingham, “A cascaded H-bridge BLDC drive incorporating battery management,” in *2007 European Conference on Power Electronics and*

- Applications, EPE, 2007.*
- [49] R. Kandiban and R. Arulmozhiyal, “Speed Control of BLDC Motor Using Adaptive Fuzzy PID Controller,” *Procedia Eng.*, vol. 38, pp. 306–313, 2012.
- [50] B. P. Kumar, “Comparative Study of Different Control Algorithms on Brushless DC Motors,” pp. 1–5, 2016.
- [51] M. Lazor and M. Stulrajter, “Modified field oriented control for smooth torque operation of a BLDC motor,” in *10th International Conference, ELEKTRO 2014 - Proceedings*, 2014, pp. 180–185.
- [52] Y. Liu, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Commutation torque ripple minimization in direct torque controlled PM brushless DC drives,” in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 2006, vol. 4, pp. 1642–1648.
- [53] S. B. Ozturk and H. a. Toliyat, “Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Non-sinusoidal Back-EMF,” *2007 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, pp. 165–171, 2007.
- [54] W.-S. Yan, H. Lin, and H. Li, “Sensorless direct torque controlled drive of brushless DC motor based on fuzzy logic,” *2009 4th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, no. 4, pp. 3411–3416, 2009.
- [55] X. Nian, F. Peng, and H. Zhang, “Regenerative braking system of electric vehicle driven by brushless DC motor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 10, pp. 5798–5808, 2014.
- [56] P. B. Bobba and K. R. Rajagopal, “Compact regenerative braking scheme for a PM BLDC motor driven electric two-wheeler,” in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2010 and 2010 Power India*, 2010.
- [57] Infineon, “Ipw50r280ce, ipp50r280ce,” pp. 1–14, 2016.
- [58] Micrel, “MIC4604-85V Half Bridge MOSFET Drivers with up to 16V Programmable Gate Drive,” 2013. [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MIC4604.pdf>. [Accessed: 23-Jan-2017].
- [59] A. MicroSystems, “Acs712,” *Datasheet*, pp. 1–15, 2012.
- [60] T. Instruments, “TMS320F2802x Piccolo™ Microcontrollers,” 2016.
- [61] “TMS320F28035 | Piccolo F2802x/3x/5x/6x/7x | Real-time Control | Description & parametrics.” [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/tms320f28035>.
- [62] I. Analog Devices, “+5 V Fixed, Adjustable Regulator, Low-Dropout Linear Voltage,” 2013. [Online]. Available: <http://www.analog.com/en/products/power-management/linear-regulators/adp3367.html>. [Accessed: 24-Jan-2017].
- [63] A. Devices, “20 V, 500 mA, Low Noise, CMOS LDO,” 2015. [Online]. Available: <http://www.analog.com/en/search.html?q=adp7104>. [Accessed: 24-Jan-2017].
- [64] A. Devices, “Isolated , Precision Half-Bridge Driver , 4 A Output,” *Change*, pp. 1–12, 2007.
- [65] N. X. P. Semiconductors, “1N4148; 1N4448 High-speed diodes,” pp. 1–9, 2004.
- [66] S. Labs, “AN486 : High-Side Bootstrap Design Using ISODrivers in Power Delivery Systems,” pp. 0–9.
- [67] T. Instruments, “30-W , 24-V / 48-V INPUT DC / DC CONVERTERS WITH AUTO-TRACK™ SEQUENCING PTB78560A , PTB78560B PTB78560C,” no. June, 2005.
- [68] National Semiconductor, “LM1117 / LM1117I 800mA Low-Dropout Linear Regulator 800mA Low-Dropout Linear Regulator,” no. February 2000, 2001.
- [69] F. S. Corporation, “MC78XX/LM78XX/MC78XXA 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator,” 2001. [Online]. Available: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/LM7805.pdf>. [Accessed: 24-Jan-2017].
- [70] STMicroelectronics, “N-channel 60V 0.014Ω - 60A TO-220 STripFET II™ Power MOSFET,” 2007. [Online]. Available: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/f6/e5/f2/7a/32/96/43/49/CD00002318.pdf/files/CD00002318.pdf/jcr:content/translations/en.CD00002318.pdf>. [Accessed:

- 16-Mar-2017].
- [71] R. Araujo, “Desenvolvimento de uma Bicicleta Elétrica,” Dissertação na Universidade do Minho, 2012.