



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Nova Topologia de Conversor Bidirecional Unificado para Sistema de Tração e Carregamento de Baterias em Veículos Elétricos

Delfim Duarte Rolo Pedrosa

Delfim Duarte Rolo Pedrosa

Nova Topologia de Conversor Bidirecional Unificado para Sistema de Tração e Carregamento de Baterias em Veículos Elétricos

FCT Fundação para a Ciência e a Tecnologia

MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E ENSINO SUPERIOR



UMinho | 2018

janeiro de 2018



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Delfim Duarte Rolo Pedrosa

Nova Topologia de Conversor Bidirecional
Unificado para Sistema de Tração e
Carregamento de Baterias em Veículos
Elétricos

Tese de Doutoramento
Engenharia Eletrónica e de Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do
Doutor João Luiz Afonso

e coorientação do
Doutor Henrique Nuno Baptista Gonçalves

DECLARAÇÃO

Delfim Duarte Rolo Pedrosa

Endereço eletrónico: delfimpedrosa@gmail.com

Título da Tese:

Nova Topologia de Conversor Bidirecional Unificado para Sistema de Tração e Carregamento de Baterias em Veículos Elétricos

Orientador:

Doutor João Luiz Afonso

Coorientador:

Doutor Henrique Nuno Baptista Gonçalves

Tese submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de

Doutor em Engenharia Eletrónica e de Computadores

Na especialidade de Eletrónica de Potência e Energia

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: _____

Delfim Duarte Rolo Pedrosa

DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter atuado com integridade na elaboração da presente tese. Confirmando que em todo o trabalho conducente à sua elaboração não recorri à prática de plágio ou a qualquer forma de falsificação de resultados.

Mais declaro que tomei conhecimento integral do Código de Conduta Ética da Universidade do Minho.

Universidade do Minho, ____ de _____ de _____

Nome completo: Delfim Duarte Rolo Pedrosa

Assinatura: Delfim Duarte Rolo Pedrosa

Aos meus pais.

“Não temos nas nossas mãos as soluções para todos os problemas do mundo, mas diante de todos os problemas do mundo temos as nossas mãos”

Friedrich Schiller

Agradecimentos

A realização desta tese de doutoramento não seria possível sem o apoio e a contribuição de algumas pessoas que não poderia deixar de referir, às quais transmito os meus mais sinceros agradecimentos:

Em primeiro lugar, ao meu orientador Doutor João Luiz Afonso, pelos conselhos, disponibilidade, incentivos e compreensão demonstrados ao longo do meu percurso no seio do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE).

Ao meu coorientador Doutor Henrique Nuno Baptista Gonçalves, pela aceitação da coorientação, pelos conselhos, disponibilidade e incentivos transmitidos ao longo desta tese de doutoramento. Assim como a revisão atenta do documento final elaborado.

Ao Doutor Gabriel Pinto, pela abertura, disponibilidade e conhecimentos partilhados ao longo destes anos que estive no GEPE.

Ao Doutor José Borges de Almeida, pela disponibilidade demonstrada, recomendações e troca de conhecimentos trocados ao longo da realização desta tese de doutoramento.

Aos meus colegas de doutoramento, Bruno Exposto e Vitor Monteiro, com os quais partilhei o laboratório do GEPE, pelo convívio, amizade, e conhecimentos trocados ao longo dos últimos anos, sem nunca esquecer o ambiente de companheirismo e boa disposição proporcionados.

Aos alunos de mestrado que passaram pelo laboratório, que diretamente ou indiretamente também contribuíram para o desenvolvimento desta tese de doutoramento. Pois a ajuda que lhes fui proporcionando foi fundamental na minha formação, sendo que muitas das questões por eles colocadas acabaram por mais tarde surgir durante o desenvolvimento desta tese de doutoramento. E pelo ambiente de respeito e de amizade que proporcionaram.

Aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, Carlos Torres, Joel Almeida e Ângela Macedo que prestaram sempre o seu apoio com o maior empenho e simpatia.

A todas as pessoas não mencionadas, que ajudaram diretamente e indiretamente na elaboração desta tese de doutoramento.

Aos meus pais, Manuel e Albertina, pelos incentivos, apoio e estabilidade proporcionados ao longo deste percurso académico.

E por fim, não menos importante, à Fundação para a Ciência e a Tecnologia (FCT) que permitiu a continuidade dos meus estudos com o financiamento da bolsa de doutoramento SFRH/BD/86628/2012.



Resumo

Os veículos elétricos são cada vez mais uma realidade dos nossos dias. Contudo, a introdução dos veículos elétricos no mercado tem sido constringida por várias condicionantes tecnológicas que limitam o seu desempenho e que inflacionam o seu custo. Por outro lado, a introdução dos veículos elétricos traz novas oportunidades, nomeadamente a sua integração nos sistemas elétricos como elemento estabilizador, podendo ainda contribuir para o aumento da eficiência energética.

A eletrónica de potência associada aos sistemas de tração em veículos elétricos possui uma complexidade acrescida, originando questões técnicas e económicas mais relevantes que as da própria máquina elétrica. Deste modo, o controlador da máquina elétrica desempenha um papel vital, sendo uma peça essencial em termos de desempenho e eficiência energética global do sistema de tração.

Por sua vez, a utilização de sistemas bidirecionais para o carregamento das baterias eletroquímicas dos veículos elétricos possibilita o armazenamento de energia, produzida em horas de vazio, para posterior devolução à rede elétrica em horas de pico de consumo. Esta funcionalidade permite uma melhor gestão da carga do sistema, sempre que seja necessário. Assim, estes sistemas bidirecionais surgem como uma mais-valia para os sistemas elétricos.

Tendo em consideração as diversas oportunidades existentes, não só no desenvolvimento dos sistemas de tração, mas também dos sistemas de carregamento das baterias dos veículos elétricos, existe uma forte aposta no desenvolvimento tecnológico para a mobilidade elétrica. Deste modo, foi identificado um espaço para a conceção de uma nova topologia de conversor de eletrónica de potência que integra o sistema de tração e o sistema de carregamento de baterias. Consequentemente, esta nova topologia contribui para uma melhoria do desempenho global do veículo, através da redução do peso e do custo, e de um aumento de funcionalidades, com benefícios para o utilizador e para a rede elétrica.

Assim, esta tese de doutoramento tem como objetivo conceber, desenvolver e testar uma nova topologia de conversor bidirecional unificado que integra o sistema de tração e o sistema de carregamento de baterias. Tradicionalmente, o veículo elétrico possui um conversor de eletrónica de potência que aciona a máquina elétrica responsável pela tração. Adicionalmente, existe um segundo conversor de eletrónica de potência para o carregamento das baterias. Pode constatar-se a existência de semelhanças entre estes conversores, permitindo antever uma convergência entre eles num único

conversor de potência. Este conversor é controlado para que em cada momento execute as funcionalidades implementadas, de tração ou de carregamento de baterias. Quando o veículo elétrico se encontra em andamento, o conversor de eletrónica de potência opera bidirecionalmente para efeito de tração e de travagem regenerativa. Analogamente, quando o veículo elétrico se encontra imobilizado e acoplado à rede elétrica, o conversor de eletrónica de potência pode também operar bidirecionalmente, tendo a função de controlar a transferência de energia entre a rede elétrica e as baterias, efetuando a carga ou descarga das mesmas.

Ao longo desta tese foi possível realizar a validação da nova topologia de conversor bidirecional unificado proposto, bem como dos algoritmos de controlo necessários. Deste modo, numa fase inicial, e com o auxílio de ferramentas de simulação computacionais, foi possível obter resultados que fundamentam o correto funcionamento do sistema proposto. Em seguida, procedeu-se à implementação prática do protótipo laboratorial, onde foi possível obter, de forma análoga, resultados do funcionamento do protótipo desenvolvido. Com base nesses resultados experimentais, comparados com as simulações, foi possível comprovar o correto funcionamento da nova topologia proposta.

Palavras-Chave: Veículos Elétricos, Conversores de Potência Bidirecionais, Sistemas de Carregamento de Baterias, Sistemas de Tração.

Abstract

Electric vehicles are increasingly a reality of our days. However, the introduction of the electric vehicles in the market has been constrained by several technical constrictions, limiting their performance and increasing their cost. On the other hand, the introduction of electric vehicles brings new opportunities, namely their integration into the electrical power systems as a stabilizing element, and also contributing to improve energy efficiency.

The power electronics associated with the powertrain systems for electric vehicles has increased complexity, which brings technical and economic issues more relevant than those of the electric machine. In this way, the controller of the electrical machine has vital importance, being an essential part in terms of performance and overall powertrain system energy efficiency.

On the other hand, the use of bidirectional systems for charging the electric vehicles electrochemical batteries allows the storage of energy produced during low consumption hours, for later return to the power grid during peak consumption hours. This feature can allow a better load system management whenever needed. These bidirectional systems can appear as an asset for the electrical power systems.

Taking into consideration the existing opportunities, not only in the development of powertrain systems, but also on the charging systems of the electric vehicle batteries, there is a strong investment in technological development for electric mobility. Therefore, it was identified space for the creation of a new topology of power electronics converter that integrates the powertrain system and the batteries charging system. Consequently, this new topology contributes to increase the overall performance of the vehicle, reducing weight, space occupation and costs, and adding new functionalities which benefits the users of the electric vehicles and also the electrical power grid.

The research work proposed in this PhD Thesis aims to design, develop and test a new topology of bidirectional converter that integrates the powertrain and the battery charging system. Traditionally, an Electric Vehicle has a power converter that drives the electric machine responsible for the traction. Additionally, there is a second power electronics converter used to charge the batteries. It can be observed similarities between these two power converters that allow foreseeing a convergence between them in a single power converter. This power converter is controlled at each moment to execute the implemented functionalities, as powertrain or as battery charging system. When the electric vehicle is running, the power electronics converter operates bidirectionally for traction and regenerative braking. Similarly, when the electric vehicle is immobilized and connected to the power grid, the power

electronics converter can also operate bidirectionally, having the function of controlling the energy flow between the power grid and the batteries, during the charging or discharging.

During this PhD Thesis it was possible to perform the validation of the new proposed unified bidirectional converter topology, as well as the verification of the necessary control algorithms. In an initial phase, with the aid of computational simulation tools, it was possible to obtain simulation results to support the correct operation of the proposed system. Then, the laboratory prototype was implemented, and it was possible to obtain the operation results with the developed prototype. Based on these experimental results, and comparing with those obtained on the simulations, it was possible to prove the correct operation of the new proposed topology.

Keywords: Electric Vehicles, Bidirectional Power Converters, Battery Charging Systems, Powertrain Systems.

ÍNDICE

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xxv
Acrónimos e Siglas	xxvii
Nomenclatura	xxix
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Enquadramento.....	1
1.2 Veículos Elétricos	2
1.3 Principais Elementos Constituintes de um Veículo Elétrico.....	4
1.3.1 Máquinas Elétricas	5
1.3.2 Elementos Armazenadores de Energia	5
1.3.3 Conversores de Potência	8
1.4 Motivações.....	9
1.5 Objetivos e Contribuições	9
1.6 Organização da Tese	10
Capítulo 2 Conversores de Potência para Veículos Elétricos	13
2.1 Introdução.....	13
2.2 Sistemas de Carregamento de Baterias	13
2.2.1 Conversores de Potência para Carregamento Unidirecional de Baterias.....	17
2.2.2 Conversores de Potência para Carregamento Bidirecional de Baterias	21
2.3 Conversores de Potência para Tração	25
2.3.1 Conversores de Potência do Tipo Fonte de Tensão.....	25
2.3.2 Conversores de Potência do Tipo Fonte de Corrente.....	27
2.4 Conversores de Potência Unificados	29
2.5 Conclusões	43
Capítulo 3 Algoritmos de Controlo para Tração e Carregamento de Baterias em Veículos Elétricos	45
3.1 Introdução.....	45
3.2 Máquinas Elétricas para Tração de Veículos Elétricos	45
3.2.1 Tipos e Topologias de Máquinas de Fluxo Axial com Ímanes Permanentes	47

3.2.2	Máquina Elétrica Utilizada	47
3.2.3	Modelo da Máquina de Corrente Contínua sem Escovas (<i>Brushless DC Motor</i>)	48
3.3	Controlo da Máquina de Fluxo Axial	51
3.3.1	Controlo por Orientação de Campo	52
3.3.2	Controlo Direto de Binário.....	56
3.3.3	Controlo de Corrente	59
3.4	Controlo do Conversor de Potência CC-CC Bidirecional	62
3.5	Controlo dos Retificadores Ativos	65
3.5.1	Sincronização com a Rede Elétrica	66
3.5.2	Algoritmos de Controlo de Corrente	69
	Controlo de Corrente por Amostragem Periódica.....	69
	Controlo de Corrente por Histerese.....	70
	Controlo de Corrente Proporcional-Integral.....	72
3.5.3	Controlo de Corrente Baseado no Referencial Síncrono	73
3.5.4	Controlo Direto de Potência Baseado no Modelo do Controlo Preditivo.....	75
3.6	Conclusões	80
Capítulo 4	Simulações Computacionais do Sistema Unificado Proposto.....	83
4.1	Introdução.....	83
4.2	Modelo Dinâmico da Bateria.....	84
4.3	Parâmetros da Máquina Elétrica	88
4.4	Dimensionamento da Bobina do Conversor CC-CC.....	92
4.5	Controlo do Conversor CC-CC.....	94
4.5.1	Funcionamento Durante o Modo de Tração.....	95
4.5.2	Funcionamento Durante o Modo de Carregamento	97
4.6	Sistema de Tração.....	98
4.6.1	Validação das Transformadas	99
4.6.2	Validação da Modulação por Vetores Espaciais	102
4.6.3	Controlo por Orientação de Campo	104
4.7	Sistema de Carregamento	109
4.7.1	Sincronização com a Rede Elétrica	109
4.7.2	Modo de Carregamento Lento.....	111
4.7.3	Modo de Carregamento Rápido.....	114
4.8	Conclusões	118
Capítulo 5	Implementação do Sistema Unificado Proposto.....	121
5.1	Introdução.....	121
5.2	Modificações Realizadas à Máquina Elétrica.....	122
5.3	Implementação do Modo de Acionamento.....	124
5.3.1	Conversor de Potência.....	125

5.3.2	Circuito de Ataque	129
5.3.3	Barramento CC	130
5.3.4	Baterias	131
5.4	Sistema de Controlo	133
5.4.1	Unidade Central	135
5.4.2	Sensores	137
5.4.3	Conversor Digital Analógico	141
5.4.4	Condicionamento de Sinal	142
5.4.5	Placa de Comando	144
5.4.6	Placa de Relés.....	145
5.5	Acoplamento à Rede Elétrica	145
5.6	Interface com o Utilizador.....	147
5.6.1	Mostrador de Cristal Líquido.....	148
5.6.2	Aplicação em Qt	149
5.7	Conclusões	152
Capítulo 6	Resultados Experimentais do Sistema Unificado Proposto	155
6.1	Introdução.....	155
6.2	Ensaio Realizados à Máquina Elétrica.....	156
6.3	Ensaio Realizados aos Sensores.....	159
6.3.1	Sensores de Posição	159
6.3.2	Sensores de Tensão	160
6.3.3	Sensores de Corrente	160
6.4	Conversor de Potência.....	162
6.5	Sistema de Tração.....	163
6.6	Sistema de Carregamento	169
6.6.1	Modo de Carregamento Lento das Baterias.....	170
6.6.2	Modo de Carregamento Rápido das Baterias.....	174
6.7	Conclusões	178
Capítulo 7	Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro	181
7.1	Introdução.....	181
7.2	Conclusões Gerais.....	181
7.3	Sugestões de Trabalho Futuro	186
Lista de Referências	189

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Veículo elétrico desenvolvido por Ayrton e Perry [2].....	3
Figura 1.2 - Veículo elétrico: La Jamais Contente [4].	3
Figura 1.3 - Veículo elétrico: EV1 [7].	4
Figura 1.4 – Veículo elétrico: <i>Tesla Model S P100D</i> [8].	4
Figura 1.5 - Veículo elétrico: <i>Lightning GT</i> [13].	5
Figura 1.6 - Célula de combustível com membrana de polímero eletrolítico (mecanismo de produção de energia) (baseado em [16]).	7
Figura 1.7 - Estrutura básica de um volante de inércia, com gerador elétrico acoplado (baseado em [16]).	8
Figura 2.1 - Carregamento em modo 1.	15
Figura 2.2 - Carregamento em modo 2.	16
Figura 2.3 - Carregamento em modo 3.	16
Figura 2.4 - Carregamento em modo 4.	17
Figura 2.5 - Diagrama de blocos do sistema de carregamento de baterias.	18
Figura 2.6 - Conversor de potência unidirecional monofásico.	18
Figura 2.7 - Conversor de potência unidirecional monofásico com controlo do fator de potência.	18
Figura 2.8 - Conversor de potência unidirecional monofásico <i>interleaved</i>	19
Figura 2.9 - Conversor de potência unidirecional monofásico multinível (baseado em [23]).	19
Figura 2.10 - Conversor de potência unidirecional trifásico.	20
Figura 2.11 - Conversor de potência unidirecional trifásico - Retificador de <i>Vienna</i> (baseado em [39]).	20
Figura 2.12 - Conversor de potência CC-CC unidirecional: (a) Sem isolamento; (b) Com isolamento.	21
Figura 2.13 - Conversor de potência monofásico bidirecional: (a) Meia ponte; (b) Ponte completa (baseado em [23]).	22
Figura 2.14 - Conversor de potência CC-CC bidirecional (baseado em [41]).	22
Figura 2.15 - Conversor de potência CC-CC bidirecional intervalado (baseado em [42]).	22
Figura 2.16 - Conversor de potência CC-CC bidirecional isolado (baseado em [23]).	23
Figura 2.17 - Conversor de potência trifásico bidirecional.	24
Figura 2.18 - Conversor de potência trifásico bidirecional multinível (baseado em [23]).	24
Figura 2.19 - Conversor de potência trifásico do tipo fonte de corrente (baseado em [44]).	25
Figura 2.20 - Conversor de potência para o controlo de máquinas de corrente contínua.	26
Figura 2.21 - Conversor de potência trifásico.	26
Figura 2.22 - Conversor de potência clássico para a máquina de relutância (baseado em [16]).	27

Figura 2.23 - Conversor de potência de condensador dividido para a máquina de relutância (baseado em [16]).	27
Figura 2.24 - Conversor de potência <i>Miller</i> para a máquina de relutância (baseado em [16]).	28
Figura 2.25 - Conversor de potência trifásico do tipo fonte de corrente (baseado em [45]).	28
Figura 2.26 - Topologia de conversor de potência unificado, trifásico não-isolado, baseada na desconexão da máquina elétrica (baseada em [29]).	30
Figura 2.27 - Topologia de conversor de potência unificado, trifásico não-isolado, baseada em máquinas elétricas sem acesso ao ponto neutro (baseada em [29]).	30
Figura 2.28 - Topologia de conversor de potência unificado trifásico isolado, baseada na desconexão da máquina elétrica (baseada em [55]).	31
Figura 2.29 - Topologia de conversor de potência unificado, monofásico não-isolado, baseada em máquinas elétricas sem acesso ao ponto neutro (baseada em [54]).	32
Figura 2.30 - Topologia de conversor de potência unificado, trifásico, baseada em máquinas elétricas com acesso a todos os terminais dos enrolamentos (baseada em [60]).	32
Figura 2.31 - Topologia de conversor de potência unificado, monofásico, baseado na desconexão da máquina elétrica (baseada em [61]).	33
Figura 2.32 - Topologia de conversor de potência unificado baseada na máquina elétrica com acesso aos pontos intermédios dos enrolamentos (baseada em [28]).	34
Figura 2.33 - Topologia de conversor de potência unificado, monofásico, baseada no ponto neutro da máquina elétrica (baseada em [64]).	34
Figura 2.34 - Topologia de conversor de potência unificado monofásico bidirecional (baseada em [42]).	35
Figura 2.35 - Topologia de conversor de potência unificado baseado na máquina elétrica com 5 fases (baseada em [50]).	36
Figura 2.36 - Topologia de conversor de potência unificado, monofásico, baseada numa máquina síncrona de ímãs permanentes com duplo enrolamento (baseada em [53]).	36
Figura 2.37 - Topologia de conversor de potência unificado, trifásico, baseada numa máquina síncrona de ímãs permanentes com enrolamentos divididos (baseada em [52]).	37
Figura 2.38 - Topologia de conversor de potência unificado baseado numa máquina de indução de rotor bobinado (baseada em [31]).	38
Figura 2.39 - Topologia de conversor de potência unificado baseado no funcionamento da máquina síncrona de ímãs permanentes como transformador rotativo: (a) Modo de tração; (b) Modo de carregamento (baseada em [67]).	39
Figura 2.40 - Topologia de conversor de potência unificado baseado numa máquina síncrona de ímãs permanentes com enrolamentos divididos e dois conversores de potência (baseada de [49]).	40
Figura 2.41 - Topologia de conversor de potência unificado baseado numa máquina de relutância comutada (baseada de [51]).	41
Figura 2.42 - Topologia de conversor de potência unificado baseado numa máquina de relutância comutada, configuração no modo de carregamento (adaptado de [51]).	42
Figura 2.43 - Topologia de conversor de potência unificado baseado no conversor fonte de corrente (baseada de [45]).	43
Figura 3.1 - Máquina elétrica <i>HPM-20KW</i> da empresa <i>Golden Motors</i> [73].	48

Figura 3.2 - Diagrama de blocos do controlo por orientação de campo (baseado em [86]).	53
Figura 3.3 - Sistema de eixos usado no controlo por orientação de campo (baseado em [87]).	53
Figura 3.4 - Representação de espaço de vetores para o conversor de potência trifásico.	54
Figura 3.5 - Diagrama de blocos do controlo direto de binário tradicional (baseado em [90]).	57
Figura 3.6 - Comparadores de histerese: (a) Fluxo do estator, (b) Binário da máquina elétrica.	58
Figura 3.7 - Fluxo do estator no referencial $\alpha\beta$ e vetores de comutação para o conversor de potência trifásico de dois níveis (baseado em [90]).	58
Figura 3.8 - Máquina de corrente contínua sem escovas: (a) Circuito elétrico; (b) Circuito elétrico equivalente entre duas fases (baseado em [70]).	60
Figura 3.9 - Formas de onda da tensão e da corrente na máquina de corrente contínua sem escovas (<i>brushless DC motor</i>) no modo: (a) Motor elétrico; (b) Gerador elétrico (baseado em [70]).	61
Figura 3.10 - Diagrama de blocos do controlo de corrente para a máquina de corrente contínua sem escovas (<i>brushless DC motor</i>) com um único sensor de corrente (baseado em [70]).	62
Figura 3.11 - Diagrama de blocos do controlo de corrente desacoplado (baseado em [70]).	62
Figura 3.12 - Topologia de conversor CC-CC bidirecional de meia ponte.	63
Figura 3.13 - Diagrama de blocos para o controlo do conversor CC-CC bidirecional no modo de tração (adaptado de [26]).	63
Figura 3.14 - Processo de carregamento recomendado para as baterias de lítio (adaptado de [94]).	64
Figura 3.15 - Diagrama de blocos do controlo do conversor CC-CC bidirecional no modo de carregamento de baterias (adaptado de [26]).	64
Figura 3.16 - Diagrama de blocos do controlo do conversor CC-CC bidirecional no modo de devolução de energia das baterias para a rede elétrica (adaptado de [26]).	66
Figura 3.17 - Estrutura típica da malha de captura de fase (adaptado de [104]).	67
Figura 3.18 - Malha de captura de fase para sistemas monofásicos (adaptado de [109]).	68
Figura 3.19 - Malha de captura de fase melhorada proposta por <i>Karimi-Ghartemani et al.</i> (adaptado de [111]).	68
Figura 3.20 - Malha de captura de fase para sistemas trifásicos (adaptado de [102]).	69
Figura 3.21 - Diagrama de blocos do controlo de corrente por amostragem periódica.	70
Figura 3.22 - Referência da corrente e corrente produzida pelo controlo de histerese.	71
Figura 3.23 - Diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese.	72
Figura 3.24 - Diagrama de blocos do controlo de corrente PI.	72
Figura 3.25 - Circuito equivalente para a regulação da tensão do barramento CC com recurso aos enrolamentos da máquina elétrica.	73
Figura 3.26 - Diagrama de blocos do controlo de corrente baseado no referencial síncrono (baseado em [123]).	74
Figura 3.27 - Diagrama de blocos do controlo de corrente baseado no referencial síncrono alterado para compensar os desequilíbrios do sistema (baseado em [60]).	75
Figura 3.28 - Diagrama de blocos do controlo direto de corrente baseado no modelo do controlo preditivo com modulação vetorial (baseado em [129]).	76

Figura 3.29 - Princípio de operação do <i>Finite Control Set Model Predictive Control</i> (baseado em [126]).	76
Figura 3.30 - Diagrama de blocos do controlo direto de potência baseado no modelo do controlo preditivo proposto (baseado em [130]).	79
Figura 3.31 - Circuito equivalente do sistema unificado proposto, no modo de carregamento lento das baterias.	79
Figura 3.32 - Diagrama de blocos para a corrente de referência do carregamento lento das baterias (baseado em [26]).	79
Figura 3.33 - Diagrama de blocos para a corrente de referência durante a devolução de parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica (baseado em [26]).	80
Figura 4.1 - Modelo dinâmico da bateria (adaptado de [132]).	84
Figura 4.2 - Curva de descarga da bateria de lítio <i>WN100AH</i> (adaptado de [133]).	87
Figura 4.3 - Resultado de simulação da curva de descarga obtida com o modelo da bateria implementado, para a associação de 32 baterias em série.	88
Figura 4.4 - Relação entre o ângulo elétrico e o ângulo mecânico do rotor da máquina elétrica (Tensões: 20 V/div; Tempo: 2 ms/div).	89
Figura 4.5 - Largura de pulso de condução dos sensores de posição do rotor da máquina elétrica (Tensões: 10 V/div; <i>Hall</i> : 2 V/div; Tempo: 2 ms/div).	90
Figura 4.6 - Força contra-electromotriz produzida em cada estator da máquina elétrica a uma velocidade de rotação de 1000 rpm (Tensões: 10 V/div; Tempo: 2 ms/div).	91
Figura 4.7 - Força contra-electromotriz produzida com os estatores da máquina elétrica ligados em série a uma velocidade de rotação de 1000 rpm (Tensões: 20 V/div; Tempo: 2 ms/div).	91
Figura 4.8 - Modelo de simulação implementado para o conversor CC-CC.	95
Figura 4.9 - Forma de onda da tensão do barramento CC (v_{CC}) e respetiva referência (v_{CC_ref}), com o conversor CC-CC a fornecer uma potência de 25 kW, durante o modo de tração.	96
Figura 4.10 - Forma de onda da corrente fornecida ao barramento CC (i_{CC}) pelas baterias durante o modo de tração, para uma potência de 25 kW.	96
Figura 4.11 - Pormenor da ondulação da corrente do barramento CC (i_{CC}) e do sinal de porta (S_{14}) que está a ser aplicado ao semiconductor totalmente controlável, durante o modo de tração.	97
Figura 4.12 - Formas de onda da corrente e da tensão nas baterias durante o carregamento lento das mesmas.	98
Figura 4.13 - Formas de onda da corrente e da tensão nas baterias durante o carregamento rápido das baterias.	99
Figura 4.14 - Diagrama de blocos do controlo por orientação de campo implementado.	100
Figura 4.15 - Transformada de Clarke: (a) Componentes de entrada; (b) Componentes de saída.	101
Figura 4.16 - Transformada de Park: (a) Componentes de entrada; (b) Componentes de saída. ...	102
Figura 4.17 - Transformada inversa de Park: (a) Componentes de entrada; (b) Componentes de saída.	102
Figura 4.18 - Modulação por vetores espaciais: (a) Componentes de entrada (v_{α} , v_{β}); (b) Componentes de saída (t_{a_ref} , t_{b_ref} , t_{c_ref}); (c) Setor do vetor referência.	105

Figura 4.19 - Modelo de simulação implementado para o controlo da máquina elétrica.	105
Figura 4.20 - Binário de referência e binário produzido pela máquina elétrica para diferentes valores de carga mecânica.....	106
Figura 4.21 - Sinais de controlo I_{q_ref} e I_q para diferentes valores de carga mecânica aplicada à máquina elétrica.	106
Figura 4.22 - Evolução da velocidade de rotação da máquina elétrica a operar com diferentes valores de carga mecânica.....	107
Figura 4.23 - Tensão simples e corrente absorvida pela máquina elétrica quando aciona diferentes valores de carga mecânica.....	107
Figura 4.24 - Tensões simples e correntes absorvidas pela máquina quando aciona uma carga de 50 Nm.....	108
Figura 4.25 - Desfasamento existente entre a variável de referência e a corrente absorvida pela máquina elétrica quando aciona a carga nominal.	108
Figura 4.26 - Tempo morto existente entre as portas dos semicondutores totalmente controláveis do mesmo braço.	109
Figura 4.27 - Resposta em frequência do enrolamento da fase a da máquina elétrica: (a) Impedância; (b) Fase; (c) Indutância; (d) Resistência.	110
Figura 4.28 - Resultados de simulação da PLL com a tensão da rede elétrica distorcida: (a) Tensão da rede elétrica e a saída da PLL; (b) Evolução do ângulo ωt	111
Figura 4.29 - Pormenor do sincronismo entre a tensão da rede elétrica e a saída da PLL.....	111
Figura 4.30 - Modelo de simulação implementado para o sistema de carregamento lento das baterias.....	112
Figura 4.31 - Diagrama de blocos do algoritmo de controlo implementado para o sistema de carregamento lento das baterias.	112
Figura 4.32 - Tensão do barramento CC durante o carregamento lento das baterias, modo G2V..	113
Figura 4.33 - Tensão, corrente de referência e corrente à entrada do conversor de potência durante o carregamento lento das baterias, modo G2V.	114
Figura 4.34 - Tensão, corrente de referência e corrente fornecida à rede elétrica pelo veículo elétrico, modo V2G.	114
Figura 4.35 - Diagrama de blocos do algoritmo de controlo implementado para o sistema de carregamento rápido das baterias.	115
Figura 4.36 - Carregamento rápido das baterias: (a) Tensões e correntes; (b) Potência ativa e reativa com respetivas referências.....	116
Figura 4.37 - Tensão do barramento CC durante o carregamento rápido das baterias.....	116
Figura 4.38 - Compensação da potência reativa durante o carregamento rápido das baterias: (a) Tensão e corrente na fase a ; (b) Potência ativa e reativa com respetivas referências.....	117
Figura 4.39 - Resultados de simulação para a devolução de parte da energia armazenadas nas baterias à rede elétrica: (a) Tensão e corrente da fase a ; (b) Potências ativa e reativa e respetivas referências.	118
Figura 4.40 - Compensação da potência reativa durante o fornecimento de energia à rede elétrica: (a) Tensão e corrente na fase a ; (b) Potência ativa e reativa com respetivas referências.....	119

Figura 5.1 - Visão geral do sistema unificado desenvolvido.	122
Figura 5.2 - Máquina elétrica escolhida: (a) Aspeto inicial de um dos estatores; (b) Rotor.....	122
Figura 5.3 - Ligações de cada estator da máquina elétrica: (a) Antes das modificações; (b) Depois das modificações.	123
Figura 5.4 - Disposição inicial dos enrolamentos do estator: (a) Estator 1; (b) Estator 2.	123
Figura 5.5 - Disposição final dos enrolamentos do estator: (a) Estator 1; (b) Estator 2.....	124
Figura 5.6 - Alteração das ligações internas da máquina elétrica (num dos estatores): (a) Acesso a todos os terminais dos enrolamentos; (b) Aspeto final após amarração.....	124
Figura 5.7 - Circuito elétrico, simplificado, do sistema de acionamento.....	126
Figura 5.8 - Módulo de IGBTs <i>MG12150W-XN2MM</i> . (a) Aspeto exterior; (b) Ligações internas.....	127
Figura 5.9 - <i>PADS</i> da placa de circuito impresso desenvolvida para integrar os dois conversores de potência e os respetivos circuitos de ataque e proteção dos semicondutores totalmente controláveis.	127
Figura 5.10 – Projeto gráfico em <i>PADS</i> da placa de circuito impresso desenvolvida para integrar os dois conversores de potência trifásicos e os respetivos circuitos de ataque e proteção dos semicondutores totalmente controláveis.....	128
Figura 5.11 - Aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para integrar os dois conversores de potência trifásicos e os respetivos circuitos de ataque e proteção dos semicondutores totalmente controláveis.	128
Figura 5.12 - Circuito de proteção das portas dos IGBTs.	129
Figura 5.13 - Esquema de ligações entre o circuito de ataque <i>HCPL-316J</i> e o semicondutor totalmente controlável.	129
Figura 5.14 – Aspeto final dos condensadores do barramento CC.	130
Figura 5.15 - Aspeto final do circuito de proteção do barramento CC.....	131
Figura 5.16 - Bateria <i>WN100AH</i> de lítio ferro fosfato comercializada pela empresa <i>GWL Power</i>	132
Figura 5.17 - Disposição e esquema de ligações da associação série das 32 baterias <i>WN100AH</i> . 132	
Figura 5.18 - Exemplo de utilização do sistema de gestão de baterias da empresa <i>123electric</i>	133
Figura 5.19 - Sistema de gestão de baterias da empresa <i>123electric</i> : (a) Interface com o utilizador; (b) Menu de configuração.....	134
Figura 5.20 - Máquina de estados implementada para o sistema de controlo.....	134
Figura 5.21 - Kit de desenvolvimento: (a) Placa de controlo <i>TMDSCNCD28335</i> ; (b) Base <i>TMDSDOCK28335</i>	136
Figura 5.22 - Aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para a interface entre a placa de controlo <i>TMDSCNCD28335</i> e os restantes circuitos.	136
Figura 5.23 - Aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para os sensores de tensão <i>CYHVS5-25A</i> da <i>ChenYang Technologies</i>	137
Figura 5.24 - Esquema de ligação do sensor de tensão <i>CYHVS5-25A</i> da <i>ChenYang Technologies</i> . 138	
Figura 5.25 - Aspeto final das placas de circuito impresso desenvolvidas para os sensores de corrente da <i>LEM</i> : (a) <i>LA 100-P</i> ; (b) <i>LA 200-P</i>	139
Figura 5.26 - Esquema de ligação dos sensores de corrente da <i>LEM</i>	139
Figura 5.27 - Sensor de posição do rotor <i>AM512B</i> da <i>RLS</i> , aplicado na máquina elétrica.....	140

Figura 5.28 - Aspeto final das placas de circuito impresso desenvolvidas para o condicionamento de sinal do sensor de posição do rotor: (a) Lado do sensor de posição; (b) Lado do DSC.	140
Figura 5.29 - Interior do acelerador eletrónico utilizado.....	141
Figura 5.30 - Aspeto final do acelerador eletrónico utilizado.....	141
Figura 5.31 - Placa de circuito impresso com o conversor digital analógico.....	142
Figura 5.32 - Aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para o condicionamento de sinal.....	143
Figura 5.33 - Aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para comando.....	144
Figura 5.34 - Aspeto final da placa de relés.....	145
Figura 5.35 - Esquema elétrico do circuito de potência implementado.....	146
Figura 5.36 - Circuito de comando implementado.....	146
Figura 5.37 - Contactores, disjuntores, lâmpada sinalizadora e botão de emergência no protótipo desenvolvido.....	147
Figura 5.38 - Contactor do barramento CC.....	148
Figura 5.39 - Mostrador de cristal líquido.....	148
Figura 5.40 - Separador “Tacómetros” da aplicação gráfica desenvolvida em <i>Qt</i>	150
Figura 5.41 - Separador “Gráficos” da aplicação gráfica desenvolvida em <i>Qt</i>	151
Figura 5.42 - Separador “Estado Variáveis” da aplicação gráfica desenvolvida em <i>Qt</i>	151
Figura 5.43 - Separador “Configurações” da aplicação gráfica desenvolvida em <i>Qt</i>	152
Figura 6.1 - Aspeto final do acoplamento entre a máquina elétrica e o motor de indução com respetivo sistema de acionamento elétrico.....	156
Figura 6.2 - Tensões produzidas aos terminais de cada estator da máquina elétrica: (a) Desfasamento inicial após as alterações efetuadas; (b) Desfasamento final alcançado após a compensação (Tensões: 10 V/div; Tempo: 2 ms/div).....	157
Figura 6.3 - Tensões produzidas em cada estator da máquina elétrica a uma velocidade de rotação de 1000 rpm (Tensões: 10 V/div; Tempo: 2 ms/div).....	158
Figura 6.4 - Tensões e correntes produzidas em cada estator da máquina elétrica a uma velocidade de rotação de 1000 rpm, com carga resistiva de 26 Ω (Tensões: 20 V/div; Correntes: 0,5 A/div; Tempo: 2 ms/div).....	158
Figura 6.5 - Tensões produzidas quando os estatores da máquina elétrica se encontram ligados em série e velocidade de rotação de 1000 rpm (Tensões: 20 V/div; Tempo: 2 ms/div).....	158
Figura 6.6 - Saida dos sensores de efeito <i>Hall</i> em cada estator (Tensões: 10 V/div; <i>Hall</i> : 2 V/div; Tempo: 2 ms/div).....	159
Figura 6.7 - Tensões e posição do rotor da máquina elétrica: (a) Sem compensação do sensor de posição; (b) Com calibração do sensor de posição (Tensões: 20 V/div; θ_{mec} : 1 V/div; Tempo: 10 ms/div).....	160
Figura 6.8 - Relação entre a tensão medida e o valor lido pelo conversor analógico digital do sensor de tensão do barramento CC.....	161
Figura 6.9 - Relação entre a tensão medida e o valor lido pelo conversor analógico digital do sensor de corrente do barramento CC.....	161

Figura 6.10 - Sinais de referência sintetizados para verificar o correto funcionamento dos conversores de potência, com filtro passa-baixo de 500 Hz: (a) Conversor 1; (b) Conversor 2 (Tensões: 5 V/div; Tempo: 1 ms/div).....	162
Figura 6.11 – Sinais MLI aplicados aos semicondutores totalmente controláveis, superior e inferior, de um dos braços dos conversores de potência (Tensão: 5 V/div; Tempo: 5 μ s/div). ..	163
Figura 6.12 - Tensões simples e correntes produzidas pelos conversores de potência: (a) Conversor 1; (b) Conversor 2 (Tensão: 10 V/div; Corrente: 5 A/div; Tempo: 1 ms/div).	163
Figura 6.13 - Tensão e corrente do barramento CC (Tensão: 20 V/div; Corrente: 1 A/div; Tempo: 5 ms/div).....	164
Figura 6.14 – Conjunto composto pela bancada de ensaios, máquina elétrica e sistema de refrigeração em conjunto com a máquina elétrica e a bancada de ensaios.....	164
Figura 6.15 - Sinais de referência aplicados aos braços do conversor de potência quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 9 Nm (Tensão: 5 V/div; Tempo: 5 ms/div). 165	165
Figura 6.16 - Tensões simples e correntes fornecidas à máquina elétrica quando aciona uma carga mecânica de 9 Nm (Tensão: 20 V/div; Corrente: 20 A/div; Tempo: 5 ms/div).	165
Figura 6.17 - Sinal de referência e corrente da fase α quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 9 Nm (Tensão: 5 V/div; Corrente: 50 A/div; Tempo: 5 ms/div).....	166
Figura 6.18 - Sinais de referência aplicados aos braços do conversor de potência quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 28 Nm (Tensão: 5 V/div; Tempo: 5 ms/div).....	167
Figura 6.19 - Tensões simples e correntes fornecidas à máquina elétrica quando aciona uma carga mecânica de 28 Nm (Tensão: 20 V/div; Corrente: 20 A/div; Tempo: 5 ms/div).....	167
Figura 6.20 - Sinal de referência e corrente da fase α quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 28 Nm (Tensão: 5 V/div; Corrente: 50 A/div; Tempo: 5 ms/div).	168
Figura 6.21 - Sinais de referência aplicados aos braços do conversor de potência quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 45 Nm (Tensão: 2 V/div; Tempo: 10 ms/div).....	168
Figura 6.22 - Tensões simples e correntes fornecidas à máquina elétrica quando aciona uma carga mecânica de 45 Nm (Tensão: 20 V/div; Corrente: 20 A/div; Tempo: 10 ms/div)....	169
Figura 6.23 - Sinal de referência e corrente da fase α quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 45 Nm (Tensão: 2 V/div; Corrente: 20 A/div; Tempo: 10 ms/div).....	169
Figura 6.24 - Transformadores monofásicos de 11 kVA usados na obtenção dos resultados experimentais do sistema de carregamento.....	170
Figura 6.25 - Esquema elétrico do circuito limitador de corrente implementado para o <i>inrush</i> inicial dos transformadores.	170
Figura 6.26 - Formas de onda do processo de sincronização com a rede elétrica no modo de carregamento lento das baterias: (a) Regime transitório (Tensão: 1 V/div; Tempo: 10 ms/div); (b) Regime permanente (Tempo: 5 ms/div).	171
Figura 6.27 - Tensão do barramento CC no modo de carregamento lento das baterias (Tensão: 20 V/div; Tempo: 200 ms/div).	172
Figura 6.28 - Resultados experimentais obtidos durante o carregamento lento das baterias, sem indutância extra de acoplamento à rede elétrica: (a) Corrente e corrente de referência; (b) Tensão do barramento CC (Corrente: 2 A/div; Tensão: 20 V/div; Tempo: 5 ms/div).....	172

Figura 6.29 - Resultados experimentais obtidos durante o carregamento lento das baterias: (a) Corrente e sua referência; (b) Tensão do barramento CC (Corrente: 2 A/div; Tensão: 20 V/div; Tempo: 5 ms/div)..... 173

Figura 6.30 - Espectro harmónico da corrente de entrada no modo de carregamento lento das baterias. 173

Figura 6.31 - Resultados experimentais obtidos para o modo de operação V2G (Corrente: 2 A/div; Tensão: 20 V/div; Tempo: 5 ms/div)..... 173

Figura 6.32 - Espectro harmónico da corrente no modo de operação V2G. 174

Figura 6.33 - Tensão do barramento CC no modo de carregamento rápido das baterias (Tensão: 50 V/div; Tempo: 50 ms/div). 174

Figura 6.34 - Resultados experimentais durante o modo de carregamento rápido das baterias: (a) Potência ativa e reativa, e respetivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div). 175

Figura 6.35 - Espectro harmónico da corrente de entrada em cada fase no modo de carregamento rápido das baterias: (a) Fase *a*; (b) Fase *b*; (c) Fase *c*. 176

Figura 6.36 - Resultados experimentais durante o modo de carregamento rápido das baterias com consumo de potência reativa indutiva da rede elétrica: (a) Potência ativa e reativa, e respetivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div)..... 177

Figura 6.37 - Resultados experimentais durante o modo de carregamento rápido das baterias com consumo de potência reativa capacitiva da rede elétrica: (a) Potência ativa e reativa, e respetivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div)..... 177

Figura 6.38 - Resultados experimentais durante o modo de operação V2G: (a) Potência ativa e reativa, e respetivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div)..... 178

Figura 6.39 - Resultados experimentais durante o modo de operação V2G com injeção de potência reativa indutiva para a rede elétrica: (a) Potência ativa e reativa, e respetivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div). 178

Figura 6.40 - Resultados experimentais durante o modo de operação V2G com injeção de potência reativa capacitiva para a rede elétrica: (a) Potência ativa e reativa, e respetivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div). 179

Lista de Tabelas

Tabela 3.1. Parâmetros da máquina elétrica <i>HPM-20KW</i> [73].	48
Tabela 3.2. Níveis da tensão de saída para o conversor de potência trifásico em função dos estados de comutação.	55
Tabela 3.3. Estado dos semicondutores de potência para cada vetor.	55
Tabela 3.4. Tabela de pesquisa clássica para o controlo direto de binário (baseado em [90]).	59
Tabela 3.5. Estados dos semicondutores totalmente controláveis do sistema unificado proposto, no modo de carregamento lento das baterias.	79
Tabela 4.1. Especificações da bateria <i>WN100AH</i> .	86
Tabela 4.2. Parâmetros do modelo da bateria para a associação de 32 baterias em série.	88
Tabela 4.3. Resistência do estator da máquina elétrica.	90
Tabela 4.4. Indutância do estator da máquina elétrica.	90
Tabela 4.5. Indutância mútua do estator da máquina elétrica.	91
Tabela 4.6. Valor de pico e eficaz da força contra-electromotriz produzida em cada estator da máquina elétrica.	92
Tabela 4.7. Valor de pico e eficaz da força contra-electromotriz produzida com os estatores da máquina elétrica ligados em série.	92
Tabela 4.8. Parâmetros da máquina elétrica com os estatores ligados em série.	93
Tabela 4.9. Parâmetros do conversor CC-CC usados no modo de tração.	96
Tabela 4.10. Localização do setor do vetor de referência.	103
Tabela 4.11. Atribuição dos tempos, t_1 e t_2 , de acordo com o setor do vetor referência.	103
Tabela 4.12. Atribuição das variáveis (t_{a_ref} , t_{b_ref} e t_{c_ref}) de acordo com o setor do vetor referência.	104
Tabela 4.13. Parâmetros de simulação usados no modo G2V.	113
Tabela 4.14. Características das correntes absorvidas da rede elétrica durante o carregamento rápido do veículo elétrico para uma potência ativa de 20 kW e uma potência reativa nula.	116
Tabela 4.15. Características das correntes fornecidas à rede elétrica.	118

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AFPM	<i>Axial Flux Permanent Magnet</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
CA	Corrente Alternada
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CC	Corrente Contínua
CCS-MPC	<i>Continuous Control Set MPC</i>
CEPIUM	Carro Elétrico <i>Plug-In</i> da Universidade do Minho
CMOS	<i>Complementary Metal–Oxide–Semiconductor</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DCC-SRF	<i>Direct Current Control based on Synchronous Reference Frame</i>
DIMM	<i>Dual Inline Memory Module</i>
DPC-MPC	<i>Direct Power Control based on Model Predictive Control</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
EPLL	<i>Enhanced Phase-Locked-Loop</i>
f.c.e.m.	Força contra-electromotriz
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
G2V	<i>Grid-to-Vehicle</i>
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia

GM	<i>General Motors</i>
GPL	<i>General Public License</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LGPLv3	<i>Lesser General Public License v3.0</i>
LiFePO ₄	Bateria de lítio ferro fosfato
Li-ion	lão de Lítio
Li-poly	Polímero de Lítio
MLI	Modulação de Largura de Impulso
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
NEDC	<i>New European Driving Cycle</i>
Ni-MH	Níquel-Hidreto Metálico
Pb	Chumbo-ácido
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SSI	<i>Synchronous Serial Interface</i>
SVPWM	<i>Space Vector pulse width modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
V2H	<i>Vehicle-to-Home</i>
Zn-Air	Zinco-Ar

Nomenclatura

μ	Coeficiente de atrito viscoso
A	Valor de amplitude da zona exponencial da bateria
B	Densidade de fluxo
B_{Bat}	Constante de tempo inversa da zona exponencial da bateria
C_{Bat}	Condensador do lado das baterias
C_{CC}	Condensador do barramento CC
d	Componente direta do referencial síncrono girante
D_{min}	Ciclo de trabalho mínimo
dq	Referencial síncrono girante
D_{z1}, D_{z2}	Diodos zeners de proteção da porta dos semicondutores
E	Valor de pico da força contra-electromotriz
E_0	Valor instantâneo da tensão da bateria
e_{ab}	Valor instantâneo da força contra-eletromotriz resultante de duas fases da máquina elétrica
E_{ab}	Valor da força contra-eletromotriz aos terminais de duas fases da máquina elétrica
e_x	Valor da força contra-electromotriz da fase x
f	Frequência da tensão da rede elétrica
f_a	Frequência de amostragem
f_c	Frequência de comutação
f_m	Frequência elétrica nominal da máquina elétrica
H_{ax}	Sinal de saída do sensor de efeito <i>Hall</i> da fase a do estator x da máquina elétrica
H_{bx}	Sinal de saída do sensor de efeito <i>Hall</i> da fase b do estator x da máquina elétrica
H_{cx}	Sinal de saída do sensor de efeito <i>Hall</i> da fase c do estator x da máquina elétrica
i^*	Valor da corrente da bateria filtrada
I_a	Valor eficaz da corrente na fase a da máquina elétrica
i_a	Valor instantâneo da corrente na fase a
i_{a_me}	Valor instantâneo da corrente que atravessa os enrolamentos da máquina elétrica
i_{ax}	Valor da corrente da fase a do estator x da máquina elétrica
I_b	Valor eficaz da corrente na fase b da máquina elétrica

i_b	Valor instantâneo da corrente na fase b
i_{Bat}	Valor instantâneo da corrente das baterias
\bar{i}_{Bat}	Valor médio da tensão das baterias
i_{Bat_ref}	Valor instantâneo de referência da corrente das baterias
\bar{i}_{Bat_ref}	Valor médio de referência da tensão das baterias
I_{bx}	Valor eficaz da corrente da fase b do estator x da máquina elétrica
I_c	Valor eficaz da corrente na fase c da máquina elétrica
i_c	Valor instantâneo da corrente na fase c
i_{CC_ref}	Valor instantâneo de referência da corrente do barramento CC
I_{cx}	Valor eficaz da corrente da fase c do estator x da máquina elétrica
I_d	Componente direta da corrente
i_d	Corrente direta no referencial dq
I_f	Valor eficaz da corrente da rede elétrica
I_{fa}	Valor eficaz da corrente na fase a da rede elétrica
I_{fb}	Valor eficaz da corrente na fase b da rede elétrica
I_{fc}	Valor eficaz da corrente na fase c da rede elétrica
I_q	Componente em quadratura da corrente
i_q	Corrente em quadratura no referencial dq
i_{q_ref}	Referência da corrente em quadratura no referencial dq
I_{s_min}	Valor médio da corrente mínima de saída do conversor CC-CC
it	Carga atual da bateria
i_α	Corrente direta no referencial $\alpha\beta$
i_β	Corrente em quadratura no referencial $\alpha\beta$
J	Inércia da máquina elétrica
K_{pol}	Constante de resistência à polarização da bateria
l	Comprimento do condutor
L_a	Indutância da fase a
L_b	Indutância da fase b
LB_B	Largura de banda da histerese do binário
LB_ψ	Largura de banda da histerese do fluxo
L_c	Indutância da fase c
L_{eq}	Indutância equivalente entre duas fases da máquina elétrica

L_{min}	Valor mínimo da indutância
L_s	Indutância do estator da máquina elétrica
L_{xx}	Auto indutância da fase x
L_{xy}	Indutância mútua entre as fases x e y
M_s	Indutância mútua do estator da máquina elétrica
N	Número de condutores em série por fase
p	Componente direta do referencial síncrono girante
P	Valor da potência ativa
p_m	Número de pólos da máquina elétrica
P_{ref}	Valor de referência da potência ativa
q	Componente em quadratura do referencial síncrono girante
Q	Valor da potência reativa
Q_{Bat}	Capacidade da bateria
Q_{exp}	Carga no fim da zona exponencial da bateria
Q_{nom}	Carga no fim da zona nominal da bateria
R_{c_max}	Resistência de carga máxima do conversor CC-CC
R_e, R_s	Resistência do estator da máquina elétrica
R_{eq}	Resistência equivalente entre duas fases da máquina elétrica
R_{int}	Resistência interna da bateria
R_p	Resistência de proteção da porta dos semicondutores
R_{px}	Resistência de pré-carga da fase x
S_x	Semicondutor de potência totalmente controlado número x
t_{a_ref}	Valor de saída da fase a da modulação por vetores espaciais
t_{b_ref}	Valor de saída da fase b da modulação por vetores espaciais
T_c	Período da frequência de comutação
t_{c_ref}	Valor de saída da fase c da modulação por vetores espaciais
T_{carga}	Binário da carga
T_e	Binário eletromagnético da máquina elétrica
t_{MLI}	Período da modulação de largura de impulso
T_{ref}	Valor de referência do binário da máquina elétrica
v	Valor da velocidade do rotor
v_a	Valor instantâneo da tensão na fase a

V_a	Valor eficaz da tensão simples da fase a da máquina elétrica
V_{ab}	Valor eficaz da tensão composta entre as fases a e b
V_{ax}	Valor eficaz da tensão simples da fase a do estator x da máquina elétrica
v_b	Valor instantâneo da tensão na fase b
V_b	Valor eficaz da tensão simples da fase b da máquina elétrica
v_{bat}	Valor instantâneo da tensão das baterias
V_{bc}	Valor eficaz da tensão composta entre as fases b e c
V_{bx}	Valor eficaz da tensão simples da fase b do estator x da máquina elétrica
v_c	Valor instantâneo da tensão na fase c
V_c	Valor eficaz da tensão simples da fase c da máquina elétrica
V_{ca}	Valor eficaz da tensão composta entre as fases c e a
V_{carga}	Valor médio da tensão da bateria carregada
v_{CC}	Valor instantâneo da tensão do barramento CC
$V_{C_{pp}}$	Valor da ondulação da tensão no condensador do conversor CC-CC
V_{cx}	Valor eficaz da tensão simples da fase c do estator x da máquina elétrica
V_d	Componente direta da tensão
v_{eq}	Valor instantâneo da tensão aos terminais de dois enrolamentos da máquina elétrica
V_{exp}	Valor médio da tensão no fim da zona exponencial da bateria
V_f	Valor eficaz da tensão da rede elétrica
V_{nom}	Valor médio da tensão no fim da zona nominal da bateria
V_q	Componente em quadratura da tensão
V_s	Valor instantâneo da tensão de saída do conversor
V_{s_max}	Valor eficaz da tensão máxima de saída do conversor CC-CC
V_{s_med}	Valor médio da tensão de saída do conversor
$V_{x\pm 60}$	Tensão do vetor anterior e seguinte ao vetor x
V_{xxx}	Tensão do vetor xxx
v_α	Componente direta da tensão no referencial $\alpha\beta$
V_α	Componente direta da tensão
v_β	Componente em quadratura da tensão no referencial $\alpha\beta$
V_β	Componente em quadratura da tensão
$\alpha\beta$	Referencial estacionário
ΔI_{s_max}	Variação máxima da corrente de saída do conversor CC-CC

θ_0	Posição inicial do rotor da máquina elétrica
θ_{ele}	Ângulo elétrico da máquina elétrica
θ_{mec}	Ângulo mecânico da máquina elétrica
λ_p	Valor de pico do fluxo mútuo concatenado dos ímanes do rotor
τ_{veio}	Constante de tempo do veio da máquina elétrica
ϕ	Valor do fluxo magnético da máquina elétrica
ω_0	Frequência base do oscilador controlado por tensão
ω_r	Velocidade angular do rotor da máquina elétrica

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

Os veículos elétricos são cada vez mais uma realidade dos nossos dias, contudo, a introdução dos veículos elétricos no mercado tem sido constringida por algumas condicionantes tecnológicas que limitam o desempenho e custo dos mesmos. Dentre essas condicionantes, destacam-se as baterias utilizadas nos veículos elétricos, devido à limitada capacidade de armazenamento de energia, que limita a autonomia dos veículos, bem como ao peso elevado, e ao elevado tempo de carregamento.

Por outro lado, a introdução dos veículos elétricos trás consigo novas oportunidades, nomeadamente a sua integração no sistema elétrico como elemento estabilizador e de aumento de eficiência energética do mesmo. A possibilidade de fluxo bidirecional de energia na sua interface com a rede elétrica cria oportunidades de desenvolvimento de sistemas e módulos que visem novas funcionalidades, o aumento da eficiência e a redução de custos. A possibilidade de o veículo acumular energia produzida em horas de vazio para a fornecer de volta à rede elétrica sempre que seja necessário, e assim contribuir para estabilizar a carga do sistema, aumenta a importância que os veículos elétricos podem desempenhar no sistema elétrico.

O desenvolvimento do sistema de tração dos veículos elétricos é muito vasto e tem implicações técnicas e económicas muito mais relevantes que a própria máquina elétrica de tração. O controlador da máquina elétrica é vital, uma vez que é um elemento essencial em termos de desempenho e eficiência energética global do sistema de tração.

Tendo em consideração as diversas oportunidades de desenvolvimento existentes no domínio dos sistemas de tração e da gestão de energia dos veículos elétricos, foi identificado um espaço para a conceção de uma nova topologia que integre o sistema de tração e o sistema de carregamento das baterias, o que contribui para um aumento da eficiência global do veículo, para a redução do seu peso e custo, e aumentando funcionalidades com benefícios para o utilizador e para o sistema elétrico.

Assim, esta tese de doutoramento tem como objetivo conceber, desenvolver e testar uma nova topologia de conversor bidirecional que integre o sistema de tração e o sistema de carregamento de

baterias em veículos elétricos. Tradicionalmente um veículo elétrico possui um conversor de potência que aciona a máquina elétrica responsável pela tração e paralelamente possui um segundo conversor de potência para o carregamento das baterias. Contudo, verificam-se similaridades entre estes conversores de potência que permitem prever uma convergência entre eles num único conversor de potência, que será controlado para que em cada momento execute as funcionalidades esperadas: tração ou carregamento de baterias. Deste modo, consegue-se uma redução de custo e peso dos componentes e abre-se a porta a todo um conjunto de novas funcionalidades acrescentadas, especialmente pelo caráter bidirecional do conversor.

Durante a operação do veículo elétrico o conversor de potência opera bidireccionalmente para efeito de tração e travagem regenerativa, e quando ligado à rede elétrica controla a transferência de energia de carga/descarga das baterias. Será utilizado um conversor CC-CC-CA trifásico bidireccional, de modo a permitir a recuperação da energia de travagem, e maximizar a produção de binário pela máquina elétrica. Quando em carregamento das baterias, funcionará como um retificador ativo, ajustando a corrente e a tensão de carga às baterias, e garantido padrões de qualidade de energia na rede elétrica.

1.2 Veículos Elétricos

O primeiro veículo movido por um motor elétrico foi construído em 1847 por *Moses Farmer* [1]. Em 1851 *Charles Page* desenvolveu um veículo elétrico que chegava a uma velocidade de 32 km/h [2].

A invenção da bateria “recarregável”, em 1859, por *Gaston Planté*, deu um grande impulso aos veículos elétricos face aos veículos com motor de combustão interna. Os ingleses *William Ayton* e *John Perry*, em 1882, constroem um veículo elétrico (triciclo - Figura 1.1), onde eram utilizadas baterias de chumbo em série para alimentar todo o sistema elétrico. Também foi o primeiro veículo a possuir iluminação elétrica. Dependendo do terreno, era possível percorrer uma distância entre 16 km e 40 km, podendo chegar a uma velocidade máxima de 15 km/h [2].

Camille Jenatzy, em 1899, capta a atenção do mundo ao conseguir atingir a velocidade de 106 km/h, batendo assim o record de velocidade daquela época. O carro chamado de *La Jamais Contente* (Figura 1.2) era equipado com dois motores elétricos de 25 kW cada [2].

Em 1900 é batido o record de maior distância percorrida com uma única carga de baterias, 290 km, pela empresa *BGS Company's Electric Car* [3].

A produção em série do *Ford* modelo *T*, em 1908 por *Henry Ford*, leva ao começo da redução dos preços dos veículos com motores de combustão interna. Com a invenção do motor de arranque por

Charles Kettering, em 1912, e a descoberta de petróleo no Texas, impulsionaram o desenvolvimento de veículos com motor de combustão interna [3].

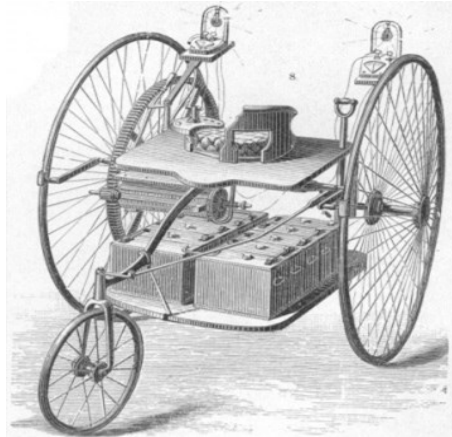


Figura 1.1 - Veículo elétrico desenvolvido por Ayrton e Perry [2].



Figura 1.2 - Veículo elétrico: La Jamais Contente [4].

O aparecimento de estradas de boa qualidade entre cidades, a redução do preço dos combustíveis e o melhoramento dos veículos com motor de combustão interna fez com que os veículos elétricos começassem a perder competitividade perante os seus concorrentes. Os veículos elétricos estiveram sempre à frente, a nível tecnológico, dos veículos com motor de combustão interna. Contudo, os problemas relacionados com a autonomia, tempo de carregamento, preço das baterias, fizeram com que os mesmos desaparecessem do mercado por volta de 1930 [2].

O veículo elétrico só voltou a ser objeto de estudo na década de 70, associado à crise de petróleo existente na altura. Por outro lado, uma legislação no estado da Califórnia, em 1990, dita que os construtores automóveis desenvolvam pelo menos um veículo elétrico [5].

Em 1990 a *General Motors* (GM) apresenta na feira de automóveis de Los Angeles o protótipo *Impact*. O qual passa a ser comercializado em 1996 com o nome de *EV1* (Figura 1.3), sendo o primeiro veículo elétrico a ser produzido em série. Contudo, em 2001, a maior parte dos veículos foi retirada do mercado, tendo existindo em muitos dos casos a destruição dos mesmos por parte da construtora [6].



Figura 1.3 - Veículo elétrico: EV1 [7].

A *Tesla Motors* apresenta em 2006 o *Tesla Roadster*. Na altura foi uma revolução na mobilidade elétrica, um veículo elétrico desportivo com uma elevada autonomia. Atualmente já não existe o modelo *Roadster*, hoje em dia a construtora possui o *Model S* o *Model X* e o *Model 3* [8]. O *Tesla Model S P100D* (Figura 1.4), faz dos 0 aos 100 km/h em 2,7 s, possui dois motores elétricos (um para cada eixo) com potência combinada de 689 cv, velocidade máxima de 250 km/h e uma autonomia de 613 km (NEDC - *New European Driving Cycle*).

Figura 1.4 – Veículo elétrico: *Tesla Model S P100D* [8].

Atualmente, o desenvolvimento e produção de veículos elétricos tem aumentado significativamente, tendo as construtoras mais conceituadas pelo menos um veículo elétrico no mercado [6], [9], [10]. A título de exemplo, a *Nissan* apresentou em 2011 a 1ª geração do modelo *LEAF* [11], em 2012 a *Renault* apresentou o *ZOE* [12] e o *BMW i3* é lançado na europa em novembro de 2013. Desde 2010 está no mercado o superdesportivo *Lightning GT* da construtora britânica *Lightning Car Company* [13]. O *Lightning GT* (Figura 1.5), faz dos 0 aos 100 km/h em menos de 4 s, apresenta mais de 450 cv, velocidade máxima de 280 km/h e uma autonomia de 400 km [13].

1.3 Principais Elementos Constituintes de um Veículo Elétrico

Ao nível dos sistemas de eletrónica de potência um veículo elétrico pode ser dividido nos seguintes subsistemas: máquina(s) elétrica(s), elementos armazenadores de energia e conversores de potência.



Figura 1.5 - Veículo elétrico: *Lightning GT* [13].

1.3.1 Máquinas Elétricas

A máquina elétrica converte a energia elétrica armazenada nos elementos armazenadores em energia mecânica para movimentar o veículo elétrico. A grande vantagem desta comparativamente com os motores de combustão interna é a capacidade de fornecer binário máximo a baixas rotações e uma potência mecânica instantânea de duas a três vezes superior à sua potência nominal [14].

Existe uma vasta gama de máquinas elétricas que podem ser utilizadas nos sistemas de tração de veículos elétricos. Contudo nem todos os tipos de máquinas elétricas apresentam características adequadas à sua utilização em veículos elétricos [15–17]. Analisando os veículos elétricos atualmente existentes no mercado verifica-se que apenas quatro tipos de máquinas elétricas têm sido utilizados: a máquina de corrente contínua, a máquina de indução, a máquina síncrona de ímanes permanentes e a máquina de relutância.

Todas as máquinas elétricas acima mencionadas apresentam como principais características [17], [18]:

- Alta densidade de binário e potência;
- Binário elevado a baixa velocidade e potência alta para a velocidade nominal;
- Ampla faixa de velocidade a potência constante;
- Alta eficiência nas travagens;
- Alta fiabilidade e robustez;
- Baixo ruído durante o funcionamento;
- Custo aceitável.

1.3.2 Elementos Armazenadores de Energia

O sistema de armazenamento de energia acaba por ser um elemento fundamental no veículo elétrico, porque tem de apresentar características de portabilidade. Tipicamente, a energia elétrica é obtida

através de baterias, ultracondensadores ou células de combustível. O volante de inércia também é uma fonte de energia portátil, sendo que a energia é armazenada mecanicamente.

Das várias opções disponíveis para o armazenamento de energia, as baterias têm sido a escolha mais utilizada. Os ultracondensadores têm apresentado uma grande evolução ao longo dos últimos anos, contudo, ainda não conseguem ser a única fonte de energia nos veículos elétricos. Todavia, a utilização de ultracondensadores em conjunto com baterias ou células de combustível consiste numa boa solução para sistemas armazenadores de energia [14].

Baterias

Na maior parte dos veículos elétricos as baterias são o único elemento armazenador de energia. São também um elemento chave, visto apresentarem custo, peso e volume elevados. Por tudo isso, a tecnologia e o desempenho das baterias é fundamental para os veículos elétricos [6].

Os principais tipos de baterias que têm sido usadas em veículos elétricos são:

- Chumbo-ácido (Pb);
- Níquel-Hidreto Metálico (Ni-MH);
- Ião de Lítio (Li-ion);
- Polímero de Lítio (Li-poly);
- Zinco-Ar (Zn-Air).

Ultracondensadores

Os condensadores são dispositivos onde a energia é armazenada pela separação igual de cargas electrostáticas, positivas e negativas. A estrutura básica de um condensador consiste em dois condutores, denominados de placas, separados por um isolante, dielétrico. A densidade energética dos condensadores convencionais é baixa [10], [19].

A possibilidade de utilizar somente ultracondensadores num veículo elétrico ainda se encontra a uma grande distância, porém, o seu desenvolvimento pode vir a proporcionar uma capacidade de armazenamento de energia suficiente para utilização em veículos híbridos. Por outro lado, os ultracondensadores podem funcionar em conjunto com outros elementos armazenadores de energia do veículo elétrico, armazenando energia suficiente para suprir picos de consumo, como por exemplo, durante as acelerações e nas subidas. Os ultracondensadores também podem ser usados para armazenar a energia proveniente de uma travagem [10], [19].

A utilização dos ultracondensadores em conjunto com outros tipos de elementos armazenadores de energia, requer a utilização de conversores de eletrónica de potência para adequar os níveis de tensão entre todos os elementos do conjunto [10], [19].

Células de Combustível

A estrutura básica de uma célula de combustível é composta por um ânodo e um cátodo (Figura 1.6), semelhante a uma bateria. Os combustíveis fornecidos à célula de combustível são o hidrogénio e o oxigénio. A produção de eletricidade é obtida através da circulação do fluxo de eletrões pelo circuito externo que liga o ânodo ao cátodo [16].

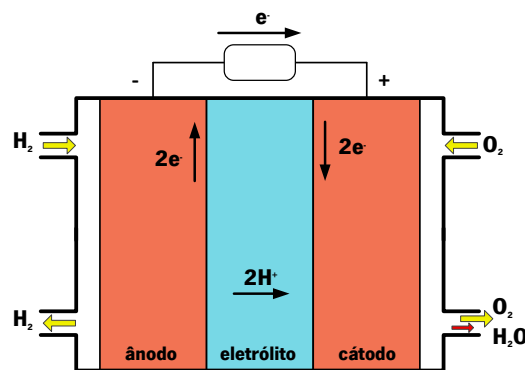


Figura 1.6 - Célula de combustível com membrana de polímero eletrolítico (mecanismo de produção de energia) (baseado em [16]).

Como o valor de tensão das células de combustível é baixo, a sua utilização em veículos elétricos requer fazer uma associação de elementos em série. Mesmo assim, com a associação em série não é possível obter uma tensão produzida que seja suficiente para os sistemas de tração. Dessa forma, é necessário utilizar um conversor de eletrónica de potência que aumente a tensão produzida pelas células de combustível, de forma a adequar a mesma à do sistema de tração [16].

Volantes de Inércia

Os volantes de inércia são utilizados para armazenar energia cinética. Um disco plano a girar em torno do seu veio é um exemplo de um volante de inércia simples. A energia cinética do volante de inércia vai ser libertada à medida que o mesmo vai abrandando [16].

A energia armazenada pode ser capturada através de um gerador ligado ao volante de inércia (Figura 1.7), e a ligação pode ser direta ou por meio de uma caixa desmultiplicadora de velocidade. Em ambos os casos, existe sempre a necessidade da utilização de conversores de eletrónica de potência, para ajustar a tensão produzida pelo gerador à tensão de funcionamento dos restantes sistemas do veículo elétrico [16].

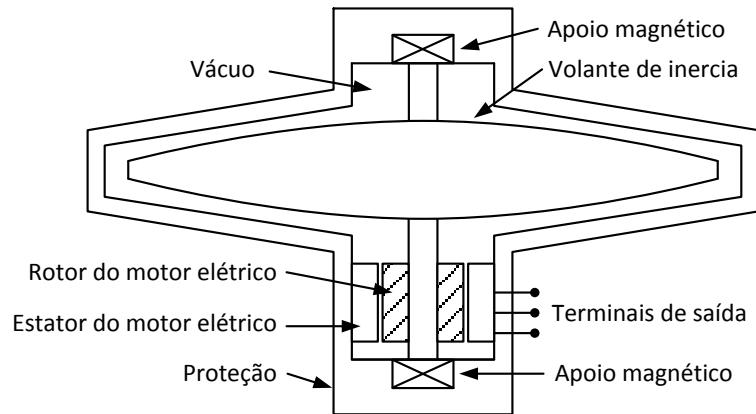


Figura 1.7 - Estrutura básica de um volante de inércia, com gerador elétrico acoplado (baseado em [16]).

Outra forma de extrair a energia armazenada no volante de inércia é ligar o mesmo às rodas do veículo, o acoplamento pode ser realizado através de uma caixa desmultiplicadora de velocidade e de uma embraiagem.

Com acoplamento elétrico ou mecânico, o volante de inércia também pode ser utilizado para recuperar a energia cinética das travagens. O volante de inércia é acelerado ao transformar a energia cinética das travagens em energia cinética para o volante de inércia, agindo como um travão altamente eficiente [16].

A vantagem que mais se realça nos volantes de inércia é a quantidade de potência específica armazenada, que facilmente é convertida em energia elétrica. Os volantes de inércia são dispositivos mecânicos fiáveis e simples que não são afetados pela temperatura e não contêm elementos químicos [16].

1.3.3 Conversores de Potência

Um veículo elétrico é composto por diferentes conversores de eletrónica de potência, sendo o conversor do sistema de tração e o conversor do sistema de carregamento das baterias os principais.

O conversor de potência do sistema de tração adequa a tensão do sistema de armazenamento de energia à tensão de funcionamento da máquina elétrica de forma a proporcionar um bom desempenho, quer seja em regime transitório ou em regime permanente. O ajuste da tensão e frequência de funcionamento da máquina elétrica é realizado de acordo com o binário desejado pelo condutor, cuja referência é proveniente do pedal do acelerador. A bidirecionalidade deste conversor permite a recuperação de energia durante as desacelerações e travagens.

O conversor de potência do sistema de carregamento das baterias ajusta a carga das baterias de acordo com o algoritmo de controlo adequado à tecnologia de baterias utilizadas, caso o sistema de

armazenamento escolhido seja baterias. O sistema de carregamento pode ser de dois tipos: de bordo - o carregador encontra-se no interior do veículo; ou externo - o carregador encontra-se no exterior do veículo. Em ambas as situações o fluxo de energia pode ser unidirecional ou bidirecional.

As similaridades existentes entre os dois conversores de potência anteriormente descritos permitem a junção de ambos num único conversor de potência, o qual funciona como sistema de tração e carregamento de baterias, uma vez que os sistemas nunca se encontram em funcionamento ao mesmo tempo. Este conversor de potência unificado vem no intuito de reduzir o tamanho, o número de componentes e o peso final dos conversores de potência existentes no veículo.

Para o utilizador este sistema unificado é mais flexível, visto ser possível carregar o veículo elétrico a partir de qualquer lugar em que o utilizador tenha acesso a uma tomada monofásica para realizar o carregamento das baterias lentamente ou a uma tomada trifásica para um carregamento rápido das baterias.

1.4 Motivações

As motivações primordiais para a realização desta tese de doutoramento foram:

- Necessidade de encontrar alternativas aos conversores de potência atualmente existentes nos sistemas de tração e carregamento de baterias dos veículos elétricos, com o desenvolvimento de um conversor de potência unificado que permita realizar as duas tarefas, tração e carregamento de baterias.
- Multidisciplinariedade tecnológica, desenvolvimento de hardware e de software.
- Dar continuidade ao trabalho de investigação anteriormente desenvolvido na dissertação de mestrado integrado, intitulada “Desenvolvimento de um Veículo Eléctrico”.

1.5 Objetivos e Contribuições

Esta tese de doutoramento teve por objetivo principal a realização de investigação que resulte em contribuições originais que permitiram desenvolver conhecimento na área da mobilidade elétrica, nomeadamente, através do desenvolvimento de um único conversor de potência bidirecional que integra o sistema de tração e o sistema de carregamento das baterias de veículos elétricos. Assim, os objetivos principais foram:

- Estudo e comparação de diferentes tipos de conversores de potência trifásicos que permitiam o funcionamento bidirecional, de forma a admitir o acionamento da máquina elétrica e o carregamento das baterias.

- Estudo da unificação dos algoritmos de controlo para o sistema de tração e carregamento de baterias.
- Desenvolvimento de modelos de simulação para os conversores de potência trifásicos bidirecionais que reúnam a capacidade de funcionar como sistema de acionamento da máquina elétrica e como sistema de carregamento de baterias, utilizando a ferramenta de simulação computacional *PSIM*, que permitiram analisar o desempenho, prever condições críticas de operação e auxiliaram no projeto de hardware do conversor de potência bidirecional unificado implementado.
- Desenvolvimento de um protótipo laboratorial de um conversor de potência trifásico bidirecional unificado do tipo fonte de tensão, com recurso a tecnologia própria.

1.6 Organização da Tese

Durante a escrita desta tese de doutoramento são explicadas as estratégias que foram tomadas de forma a garantir que as contribuições assinaladas fossem alcançadas com sucesso. Tentou-se que os assuntos abordados fossem transmitidos de forma simples, para tal, muitas das vezes recorreu-se a ilustrações para clarificar a ideia a transmitir. De salientar que o foco desta tese não se enquadra no âmbito das máquinas elétricas, mas sim no desenvolvimento de hardware de potência que permita o funcionamento do sistema de tração e do sistema de carregamento de baterias num único conversor de potência. Neste sentido, o trabalho desenvolvido nesta tese encontra-se estruturado em sete capítulos.

No Capítulo 1, denominado de Introdução, é apresentado o tema desta tese através do enquadramento. Seguidamente é feita uma breve abordagem aos veículos elétricos, onde são incluídos os principais elementos que os constituem. Depois são apresentadas as motivações que levaram ao desenvolvimento do trabalho apresentado nesta tese. Sendo finalizado com a apresentação das contribuições mais relevantes que foram conseguidas e de que forma os capítulos se encontram organizados ao longo da tese.

No Capítulo 2, denominado de Conversores de Potência para Veículos Elétricos, é apresentado o estado-da-arte das topologias de conversores de potência mais relevantes no domínio dos veículos elétricos. Inicialmente são apresentadas as topologias para os sistemas de carregamento, com distinção entre os carregadores de bordo e externos. Seguidamente são apresentados os conversores de potência mais usuais para o acionamento de diferentes tipos de máquinas elétricas. Por fim são apresentadas algumas topologias de conversores unificados para tração e carregamento de baterias.

O Capítulo 3, denominado de Algoritmos de Controlo para Tração e Carregamento de Baterias em Veículos Elétricos, inicia com a apresentação genérica dos tipos e topologias das máquinas de fluxo axial com ímanes permanentes. Seguindo-se a apresentação da máquina elétrica escolhida para esta tese de doutoramento, bem como o modelo matemático da mesma. Posteriormente são apresentados os algoritmos de controlo mais usuais no controlo das máquinas de fluxo axial. Por fim são apresentados os algoritmos de controlo para o carregamento, lento ou rápido, das baterias. Sendo descritos os algoritmos de controlo para os retificadores ativos e para o conversor de potência CC-CC bidirecional.

No Capítulo 4, denominado de Simulações Computacionais do Sistema Unificado Proposto, são apresentados os resultados de simulação para os diferentes sistemas desenvolvidos no âmbito desta tese de doutoramento. Primeiramente é simulado o modelo desenvolvido para a bateria e o modelo da máquina elétrica, de forma a validar os parâmetros obtidos experimentalmente. Posteriormente é simulado o conversor de potência CC-CC bidirecional, nos diferentes modos de operação: sistema de tração, e sistema de carregamento, lento ou rápido, das baterias. Também são apresentados os resultados do funcionamento do sistema de tração, onde a máquina elétrica é sujeita a testes com carga mecânica acoplada ao veio. Finalizando com os resultados do processo de sincronização do conversor de potência, que aciona a máquina elétrica, com a rede elétrica, bem como os resultados para o carregamento lento e rápido das baterias.

No Capítulo 5, denominado de Implementação do Sistema Unificado Proposto, são apresentados em detalhe os diferentes componentes e subsistemas do conversor de potência unificado para tração e carregamento de baterias de veículos elétricos. Inicialmente são apresentadas as modificações que foram realizadas à máquina elétrica, de forma a ser possível usar a mesma durante o carregamento, lento ou rápido, das baterias. De seguida, descreve-se a implementação do sistema de acionamento e do sistema de controlo. Por fim é descrito o processo de acoplamento à rede elétrica e a interface de comunicação com o utilizador.

No Capítulo 6, denominado de Resultados Experimentais do Sistema Unificado, são apresentados os ensaios realizados à máquina elétrica a operar como gerador e os ensaios realizados aos sensores que integram o conversor de potência unificado. Sendo seguidos dos ensaios realizados para verificar o comportamento em carga dos conversores de potência implementados. Posteriormente são apresentados os resultados experimentais obtidos para o sistema de tração. Finalizando com a apresentação dos resultados experimentais do sistema de carregamento, lento e rápido, das baterias.

Por fim, no Capítulo 7, denominado de Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro, são apresentadas as conclusões que resultaram do trabalho desenvolvido ao longo desta tese de doutoramento. Estando também presentes as sugestões de trabalho futuro.

Capítulo 2

Conversores de Potência para Veículos Elétricos

2.1 Introdução

No decorrer deste capítulo são apresentadas as topologias de conversores de potência mais relevantes no domínio dos veículos elétricos. São analisadas as principais topologias de conversores de potência com aplicação tanto em carregadores de baterias de bordo como externos. Seguidamente são apresentadas as principais topologias de conversores de potência usadas para o acionamento da máquina elétrica responsável pela tração do veículo elétrico. Para finalizar são apresentadas algumas topologias relacionadas com a unificação de ambos os conversores de potência: carregamento de baterias e tração. Para cada topologia de conversor de potência unificada são presentes os seus pontos fortes e inconvenientes.

2.2 Sistemas de Carregamento de Baterias

Os carregadores de baterias para veículos elétricos podem ser classificados e agrupados de diferentes formas, sendo uma das mais comuns a divisão entre carregador de bordo ou externos, com fluxo de energia unidirecional ou bidirecional. O carregador de bordo é apropriado para carregamentos lentos, tipicamente o carregamento do veículo em casa, geralmente durante a noite, ou no trabalho, usualmente durante o dia. Os carregadores de bordo permitem que o veículo elétrico seja carregado sempre que esteja disponível uma fonte de alimentação compatível [20].

Enquanto os carregadores de bordo são projetados para carregar as baterias durante um longo período de tempo, os carregadores externos são comumente usados para cargas rápidas, numa lógica de utilização mais ao estilo dos atuais postos de abastecimento de combustível. Este tipo de carregadores apresenta as desvantagens de terem custos extras na redundância da eletrónica de potência, riscos de vandalismo, e impacto visual causado pela infraestrutura de carregamento [21–24].

Atualmente os sistemas de carregamento com fluxo unidirecional são os mais usados porque apresentam topologias com uma complexidade do hardware baixa, conseguindo ainda assim mitigar a degradação das baterias. Os sistemas de energia com fluxo bidirecional permitem o carregamento das baterias a partir da rede elétrica (G2V - *Grid-to-Vehicle*), a devolução da energia armazenada nas

baterias à rede elétrica (V2G - *Vehicle-to-Grid*), e o fornecimento de parte da energia armazenada nas baterias à residência (V2H - *Vehicle-to-Home*) [21], [25], [26]. Novas funcionalidades têm vindo a ser incorporadas nos carregadores de baterias bidirecionais, como por exemplo, a operação como filtro ativo de potência quando o veículo elétrico se encontra ligado ao posto de carregamento [27].

Para além da localização do carregador (a bordo ou externa) também é possível classificar os carregadores de baterias segundo a potência e tempo de carregamento [21], [23–26], [28–31] [32]. O nível de carregamento do tipo 1 é de uso privado, sendo utilizado para carregar os veículos elétricos a partir de uma ligação monofásica com uma tensão de 230 VAC na Europa. A conexão entre o veículo e a rede elétrica é realizada através do conector padrão SAE J1772. Neste nível é usado o carregador de bordo do veículo uma vez que se trata de um carregamento lento [23].

O nível de carregamento do tipo 2 é usado tanto em carregamentos privados como públicos. Tal como no nível 1 é utilizado o carregador de bordo do veículo. É considerado um carregamento semirrápido com uma tensão de alimentação monofásica de 230 VAC ou trifásica de 400 VAC, com correntes até 80 A. Para este nível pode ser necessário ter equipamentos e conexões dedicados para as unidades residenciais ou públicas. Contudo, a maior parte dos veículos já se encontram preparados para fazer a conexão sem a necessidade de equipamentos extras. A utilização do nível 2 requer que seja instalado um novo contador de eletricidade de forma a separar a energia consumida com o carregamento de baterias da energia consumida nas tarefas do dia-a-dia [23].

O nível de carregamento do tipo 3 permite um carregamento rápido das baterias, isto é, em menos de uma hora. Ao contrário dos dois níveis anteriormente apresentados, este nível usa um carregador externo ao veículo. Isso deve-se ao facto dos componentes de eletrónica de potência que o compõem terem um elevado volume e serem pesados, não sendo compatíveis com uma instalação no interior de um veículo elétrico [23]. Assim, o carregamento é realizado a partir de uma alimentação em corrente contínua com uma tensão aproximada de 600 VCC. A conexão entre o veículo e o carregador é normalizada pelo protocolo CHAdeMO [23], [33]. Geralmente os carregadores de baterias externos encontram-se instalados em áreas de serviço e em pontos estratégicos das grandes cidades, tal como acontece com os atuais postos de combustível.

Os carregadores, lentos ou rápidos, das baterias são um elemento fundamental na garantia da operacionalidade das baterias e do impacto do carregamento na rede elétrica. Assim, têm de simultaneamente garantir as características ótimas de carregamento das baterias, minimizar a distorção provocada na rede elétrica e garantir que o fator de potência seja o mais próximo possível da unidade, de forma a garantir o bom funcionamento da rede elétrica e minimizar o impacto sobre a qualidade da energia elétrica. As normas IEEE 1547, SAE J2894, IEC1000 3 2 e a (NEC) 690 para

os Estados Unidos da América vêm impor limites, como por exemplo, os valores de harmónicas e de corrente contínua injetada para a rede elétrica [23].

Para o utilizador a conexão entre a rede elétrica e o veículo deve ser idêntica a outros tipos de conexão com a rede elétrica. De forma a garantir que a operação ocorra com total segurança, o sistema de carregamento deve executar várias funções de segurança e diálogo com o veículo durante a conexão e carregamento. Neste sentido a norma europeia/portuguesa EN/NP61851 de 2003, indicada para sistema de carga condutiva em veículos elétricos, com revisão em dezembro de 2010, define quatro modos de funcionamento, que se passam a apresentar [34–37]:

- **Modo 1:** O veículo elétrico é conectado à rede elétrica através das tomadas normalizadas (corrente até 16 A) (Figura 2.1). Para usar o modo 1 é necessário que a instalação cumpra as normas de segurança, que a tomada possua terra de proteção e que seja usado um disjuntor magnético-térmico-diferencial para proteger a instalação contra curtos-circuitos, sobrecargas e fugas à terra. A tomada também deve conter os contactos protegidos, para evitar um contacto accidental.

Esta solução é a mais simples e fácil de implementar pois permite que o utilizador carregue o seu veículo em qualquer lugar, favorecendo os utilizadores que compraram um veículo elétrico pela primeira vez. Contudo este modo não é bem visto, uma vez que apresenta sérias limitações e o utilizador pode estar em risco se este modo não for usado corretamente. Estes fatores levaram a que fosse imposto um limite de potência de modo a melhorar a segurança e a qualidade de serviço. Atualmente o valor de corrente com melhor compromisso são os 10 A. Estas limitações levaram à criação de outros modos de carregamento mais eficientes.

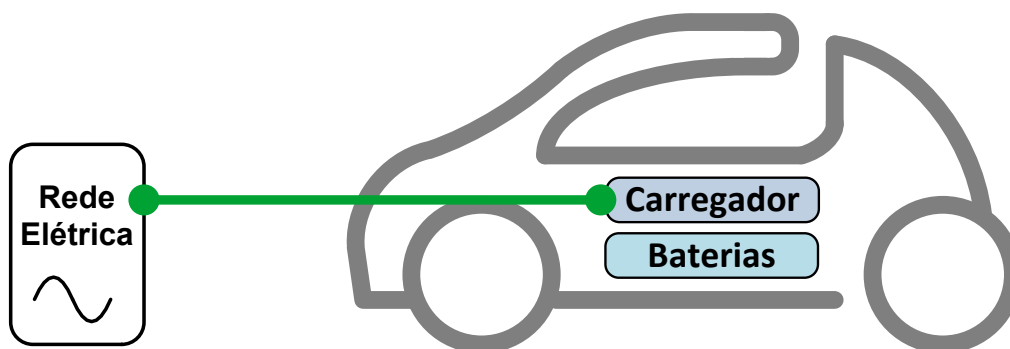


Figura 2.1 - Carregamento em modo 1.

- **Modo 2:** Tal como no modo 1, neste a conexão entre o veículo e a rede elétrica é efetuada através de tomadas normalizadas. O carregamento é feito a partir duma tomada monofásica ou trifásica com terra de proteção. A proteção da conexão com a rede elétrica é obtida através de uma caixa de controlo instalada no cabo de ligação, como é apresentado na Figura 2.2.

Este modo foi desenvolvido para que os veículos com modo de carregamento do tipo 3 possam também ser carregados a partir duma tomada doméstica ou industrial.

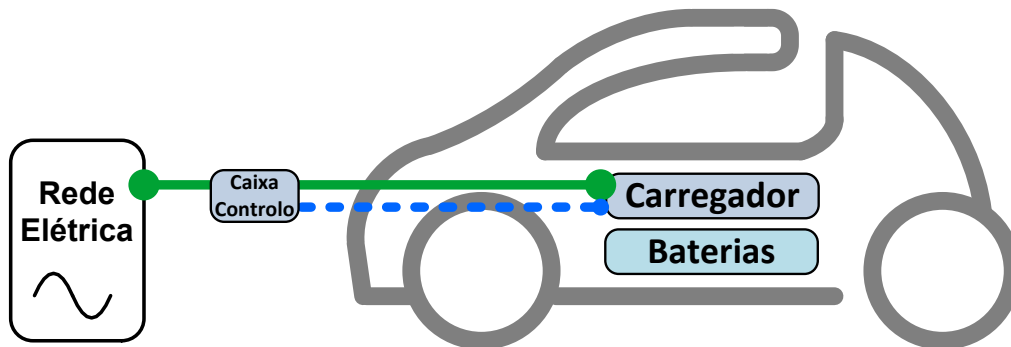


Figura 2.2 - Carregamento em modo 2.

- **Modo 3:** O veículo elétrico é conectado diretamente à rede elétrica através de uma tomada específica e de um circuito dedicado (Figura 2.3). Este modo previne eventuais erros humanos ou defeitos do isolamento elétrico do veículo. O modo 3 é constituído por três componentes:

- Tomadas e fichas de fornecimento;
- Relé de corte de alimentação;
- Sistema eletrónico associado à tomada de fornecimento.

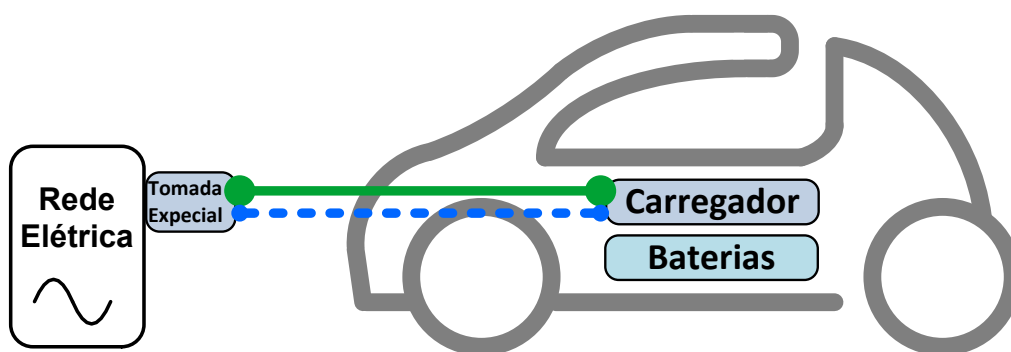


Figura 2.3 - Carregamento em modo 3.

- **Modo 4:** O carregamento do veículo é realizado a partir de um carregador externo (Figura 2.4). De todos os modos este é o único que permite carregar o veículo de forma rápida, desde que as baterias o permitam. Os carregamentos em corrente contínua (CC) são um exemplo deste modo, pois fornecem energia em CC diretamente às baterias do veículo, fazendo um desvio ao carregador de bordo.

Segundo *M. Yilmaz e P. T. Krein* [23] o sucesso do desenvolvimento dos veículos elétricos nas próximas décadas depende do sucesso dos sistemas de carregamento, nomeadamente:

- Desenvolvimento de infraestruturas para carregamento de veículos elétricos;
- Fiabilidade, durabilidade e segurança das baterias e sistemas de carregamento;
- Eficiência e custos reduzidos dos sistemas de carregamento;

- Sistemas adequados para devolver parte da energia das baterias para a rede elétrica, comunicação e monitorização;
- Sistemas de carregamento de elevada potência de modo a fornecer mais flexibilidade e opções de carregamento ao utilizador;
- Estratégias de carregamento com estabelecimento de limites para o tempo de carregamento e regras de acesso;
- Introdução de um padrão das estações de carregamento a nível mundial para os veículos elétricos;
- Facilidade de utilização do conector e do carregador de forma a permitir a aceitação da tecnologia por parte do utilizador.

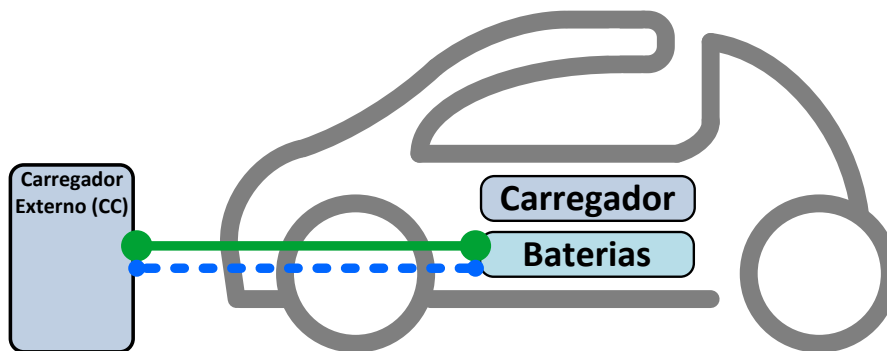


Figura 2.4 - Carregamento em modo 4.

2.2.1 Conversores de Potência para Carregamento Unidirecional de Baterias

Geralmente os carregadores de baterias possuem dois conversores de potência (Figura 2.5): um conversor CA-CC e um conversor CC-CC. São necessários dois conversores porque a tensão das baterias normalmente é diferente da tensão de saída do conversor de potência CA-CC que retifica a tensão da rede elétrica. Sendo assim, o primeiro conversor (CA-CC) serve para fazer a interface entre a rede elétrica e um barramento de corrente contínua intermédio, e o segundo conversor (CC-CC) permite o carregamento das baterias de acordo com o algoritmo de carregamento escolhido, otimizando a tensão e corrente fornecida às baterias.

Os sistemas de carregamento unidirecionais de baterias só permitem o fluxo de energia num único sentido, ou seja, da rede elétrica para o veículo. Assim, podem ser encontradas diferentes topologias de conversor de potência para cada um dos conversores que compõem o sistema de carregamento unidirecional. A topologia de conversor de potência CA-CC de mais simples desenvolvimento é a bem conhecida ponte retificadora não controlada a díodos. A topologia apresentada na Figura 2.6 usa quatro díodos, uma bobina do lado CA e um condensador do lado CC. A bobina é adicionada em série para mitigar a taxa de distorção harmónica da corrente no lado CA. A topologia é de fácil

implementação, elevada robustez e apresenta baixos custos de construção. Contudo, tem a desvantagem de a tensão e corrente de saída não serem controladas, implicando o consumo de corrente não sinusoidal e fator de potência diferente do unitário.

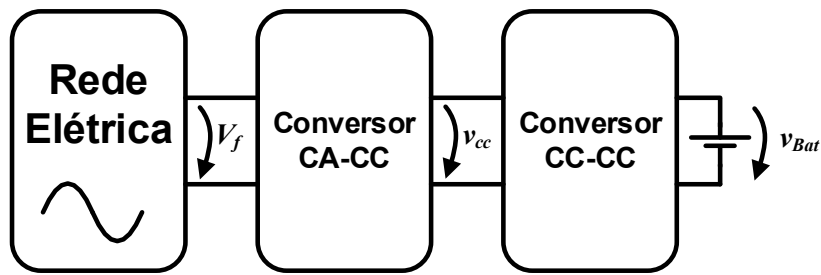


Figura 2.5 - Diagrama de blocos do sistema de carregamento de baterias.

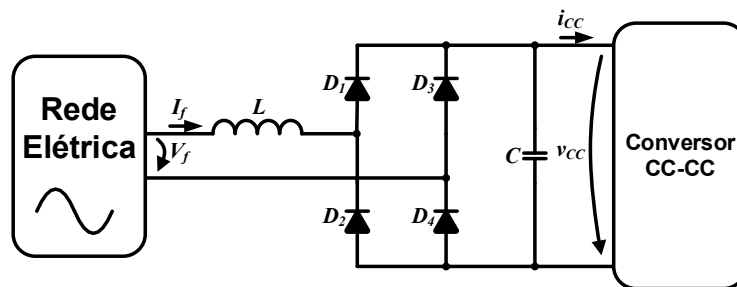


Figura 2.6 - Conversor de potência unidirecional monofásico.

Essas desvantagens podem ser eliminadas adicionando um conversor elevador de tensão à saída do conversor CA-CC, como mostra a Figura 2.7. Com esta topologia é possível ter consumos de corrente sinusoidal e em fase com a tensão da rede elétrica. Todavia apresenta a desvantagem de não ser bidirecional, ou seja, não permite devolver a energia armazenada nas baterias à rede elétrica [38].

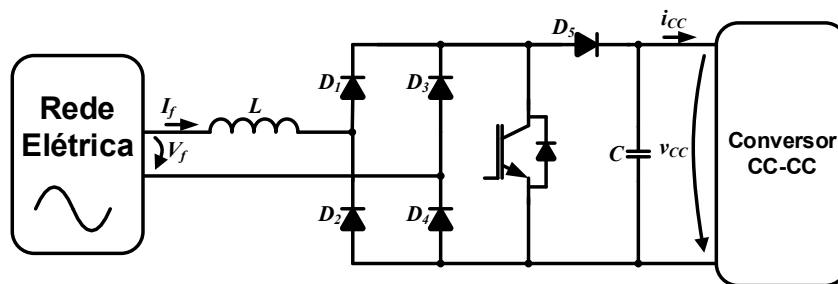


Figura 2.7 - Conversor de potência unidirecional monofásico com controle do fator de potência.

O conversor de potência *interleaved*, exibido na Figura 2.8, permite reduzir a ondulação da corrente e o tamanho da bobina utilizada no conversor de potência. A topologia consiste em dois conversores elevadores de tensão em paralelo que operam desfasados de 180° . A corrente de entrada do conversor é a soma das correntes de cada bobina. Visto que as correntes nas bobinas estão desfasadas 180° , existe a tendência para reduzir a ondulação da corrente de entrada causada pela comutação dos semicondutores de potência. Além disso, o desfasamento de 180° faz com que a frequência de comutação duplique. Uma vez que a ondulação de entrada é reduzida, o filtro passivo da entrada

também pode ser reduzido. Consequentemente o stresse a que os condensadores de saída estão sujeitos é igualmente reduzido [23].

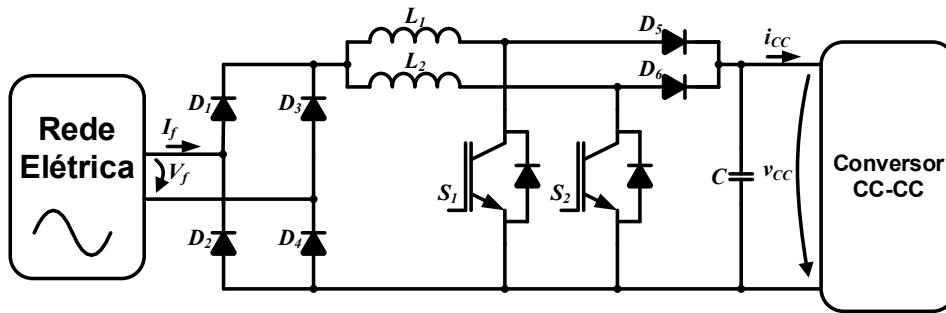


Figura 2.8 - Conversor de potência unidirecional monofásico *interleaved*.

Na Figura 2.9 é apresentado um conversor de potência unidirecional multinível. Este tipo de topologia opera com fator de potência perto do unitário e apresenta baixa taxa de distorção harmónica na corrente consumida. A tensão aos terminais de cada semiconductor de potência é reduzida e a frequência de comutação é baixa, resultando em baixas perdas de comutação e elevada eficiência do conversor de potência. Esta topologia de conversor de potência é comum em sistemas de carregamento de nível 1 e 2 [23].

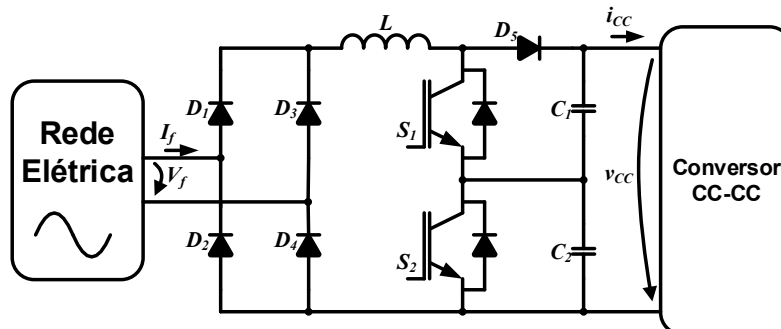


Figura 2.9 - Conversor de potência unidirecional monofásico multinível (baseado em [23]).

Os conversores de potência anteriormente descritos aplicam-se em sistemas monofásicos. Para sistemas unidirecionais trifásicos os conversores de potência são semelhantes. Assim, a Figura 2.10 apresenta uma topologia, que tal como nas monofásicas, é composta por uma ponte retificadora não controlada e um conversor de potência elevador de tensão à saída. Esta topologia tem a característica de funcionar praticamente com fator de potência próximo da unidade, de reduzir a taxa de distorção harmónica da corrente consumida e de regular a tensão de saída, mesmo com flutuações da carga ou da rede elétrica.

Para além desta topologia, existem outras que também utilizam uma ponte retificadora não controlada e um conversor de potência elevador, tais como: a topologia com dois semicondutores totalmente controláveis (Retificador de *Minnesota*) ou três semicondutores totalmente controláveis (Retificador de

Vienna - Figura 2.11). A adição de semicondutores totalmente controláveis tem por principais objetivos melhorar a qualidade da forma de onda da corrente absorvida da rede elétrica e o rendimento global da topologia [39], [40].

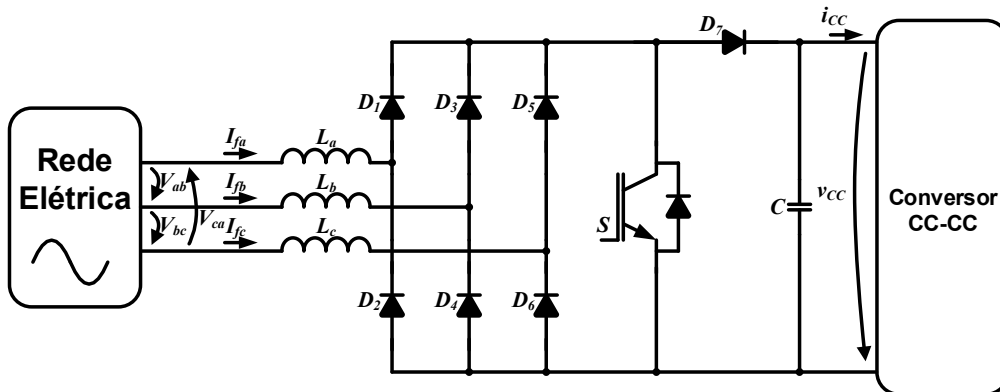


Figura 2.10 - Conversor de potência unidirecional trifásico.

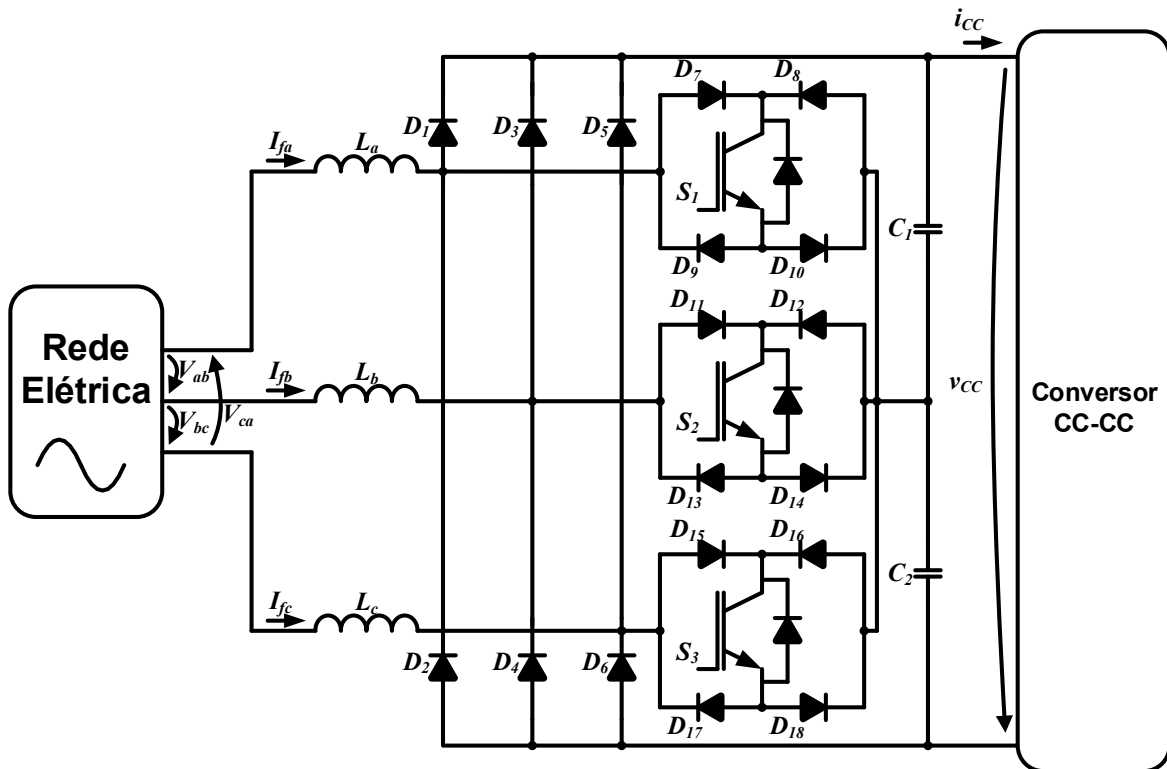


Figura 2.11 - Conversor de potência unidirecional trifásico - Retificador de *Vienna* (baseado em [39]).

Como referido anteriormente, na maioria das aplicações a tensão de saída do conversor CA-CC é diferente da tensão das baterias do veículo elétrico. Quando isto ocorre é necessário colocar um conversor de potência CC-CC entre a saída do conversor CA-CC e as baterias. Podem ser usados conversores com ou sem isolamento galvânico. A Figura 2.12 (a) apresenta um exemplo de conversor de potência CC-CC sem isolamento, enquanto a Figura 2.12 (b) apresenta um exemplo de conversor de potência CC-CC com isolamento galvânico de alta frequência. Estes conversores de potência apresentam um fluxo de energia unidirecional.

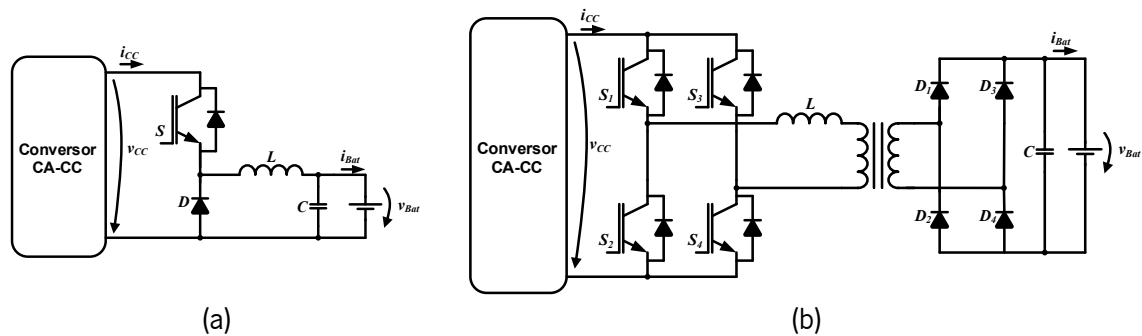


Figura 2.12 - Conversor de potência CC-CC unidirecional: (a) Sem isolamento; (b) Com isolamento.

2.2.2 Conversores de Potência para Carregamento Bidirecional de Baterias

Os sistemas de carregamento de baterias bidirecionais permitem o fluxo de energia em ambos os sentidos da ligação entre a rede elétrica e as baterias, isto é, a energia não é só transferida da rede para as baterias mas também das baterias para a rede elétrica. Deste modo, é possível explorar um conjunto de funcionalidades e serviços resultantes de todas as interações que um veículo elétrico pode ter com a rede elétrica.

Para que o fluxo de energia seja bidirecional é necessário recorrer a conversores de potência CC-CC bidirecionais. Existem diferentes topologias que podem ser utilizadas nestes sistemas, de forma que optou-se por dividi-las em dois tipos: isoladas e não isoladas [23–26], [38].

Quanto aos conversores CA-CC, também precisam de ser bidirecionais e neste caso podem ser usadas topologias de meia ponte (*half-bridge* – Figura 2.13 (a)) ou de ponte completa (*full-bridge* – Figura 2.13 (b)). A topologia em meia ponte utiliza menos componentes e por isso tem um custo mais baixo, contudo os semicondutores estão sujeitos a um stresse maior. Em contrapartida na topologia em ponte completa são utilizados mais componentes e por isso o custo é mais elevado, mas é reduzido o stresse sofrido pelos semicondutores. A topologia em ponte completa também requer mais sinais de controlo provenientes do sistema de controlo, o que torna o seu projeto mais complexo e o seu custo mais levado [23].

A topologia de conversor CC-CC bidirecional exposta na Figura 2.14 permite dois modos de operação, abaixador ou elevador de tensão. Este conversor de potência só utiliza dois semicondutores totalmente controláveis, simplificando assim o sistema de controlo. Contudo, a bobina tem de ser projetada para correntes elevadas, uma vez que a potência fornecida pelas baterias passa toda por essa bobina, fazendo com que esta seja por isso volumosa, pesada e cara [24], [41].

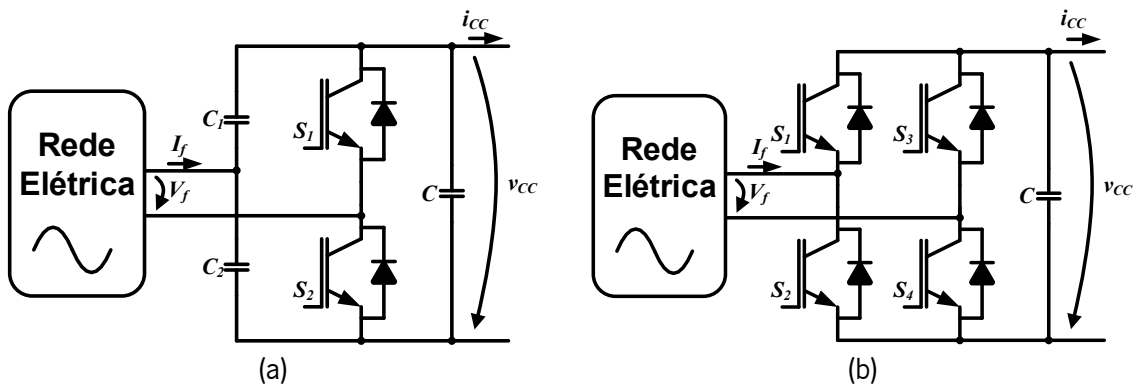


Figura 2.13 - Conversor de potência monofásico bidirecional: (a) Meia ponte; (b) Ponte completa (baseado em [23]).

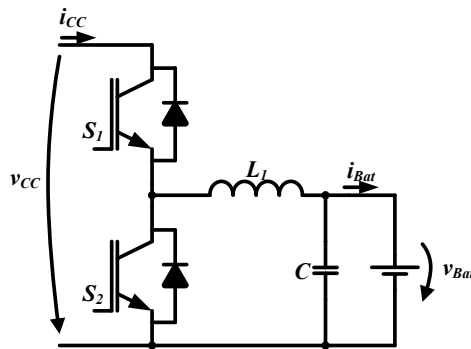


Figura 2.14 - Conversor de potência CC-CC bidirecional (baseado em [41]).

Na Figura 2.15 é apresentado o conversor CC-CC bidirecional *interleaved*. Este conversor permite carregar e descarregar as baterias, reduzindo a ondulação da corrente e da tensão, bem como o tamanho e peso da bobina, e além disso a redundância aumenta a fiabilidade do sistema [42], [43]. Ao contrário do conversor de potência *interleaved* apresentado no item dos carregadores de baterias unidirecionais, o conversor de potência agora apresentado não pode ter o primeiro conversor (conversor CA-CC unidirecional) igual ao conversor de potência anterior. Pois, se assim fosse, não se estaria a aproveitar a funcionalidade deste conversor de potência, uma vez que a bidirecionalidade do sistema deixaria de existir logo no primeiro conversor [42].

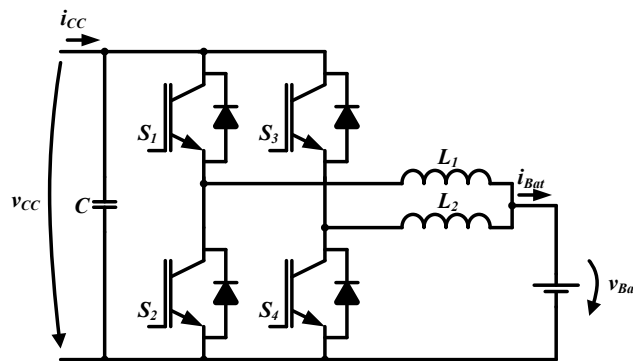


Figura 2.15 - Conversor de potência CC-CC bidirecional intervalado (baseado em [42]).

Nos conversores de potência CC-CC bidirecionais isolados o isolamento normalmente é galvânico, ou seja, é obtido através de um transformador. Os sistemas com transformadores de alta frequência são

os mais atrativos pois permitem reduzir o tamanho destes. Contudo, ainda assim, do ponto de vista da eficiência, perdas, tamanho, peso e custos os sistemas sem transformadores são mais atrativos para as aplicações de potência mais elevada.

A Figura 2.16 apresenta um conversor CC-CC bidirecional isolado com transformador de alta frequência. Este conversor de potência é composto por dois conversores do tipo ponte completa ligados entre si por um transformador de alta frequência. Esta topologia permite uma elevada transferência de energia de um lado para o outro do conversor de potência. O elevado número de semicondutores totalmente controláveis adiciona custos extras e complexidade do sistema de controlo, comparativamente com outras topologias. Por outro lado, o stress a que os semicondutores estão sujeitos é menor [23].

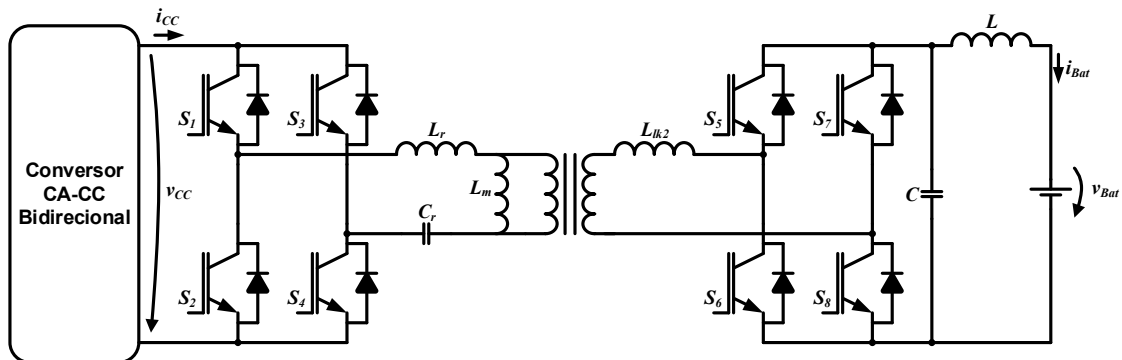


Figura 2.16 - Conversor de potência CC-CC bidirecional isolado (baseado em [23]).

As topologias em meia ponte e ponte completa apresentadas anteriormente são utilizadas para sistemas monofásicos, sendo geralmente utilizadas para os níveis de carregamento 1 e 2. Como o carregamento de nível 3 é principalmente usado para carregamentos rápidos de elevada potência, e como o sistema monofásico tem limitações de potência, neste nível de carregamento são utilizados conversores de potência trifásicos.

A Figura 2.17 apresenta um conversor de potência trifásico em ponte completa que geralmente é usado para o nível 3 de carregamento. Tal como acontece nas topologias monofásicas, em muitos casos é necessário ainda um conversor CC-CC entre a saída deste conversor de potência e as baterias [23].

Os conversores de potência trifásicos bidirecionais multinível são recomendados para potências mais elevadas, utilizadas nos carregamentos de nível 3. Estes tipos de conversores de potência apresentam baixa taxa de distorção harmónica na corrente absorvida da rede eléctrica, fator de potência muito próximo da unidade e baixa ondulação na tensão de saída.

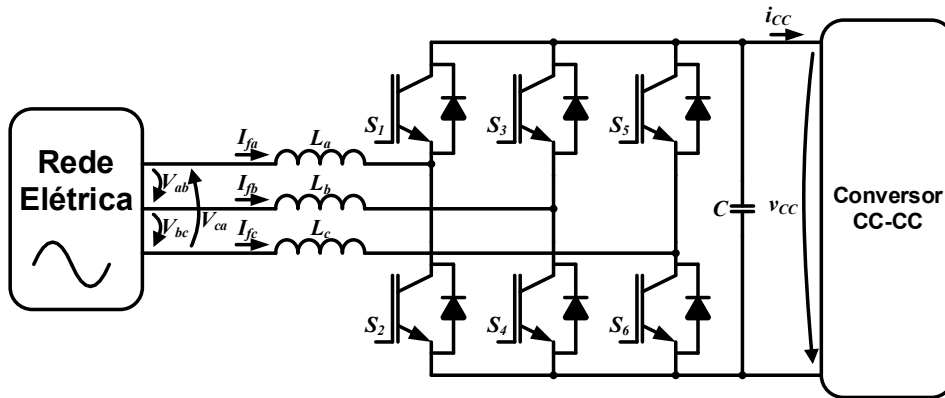


Figura 2.17 - Conversor de potência trifásico bidirecional.

A topologia de conversor de potência apresentada na Figura 2.18 tem sido estudada para aplicação em postos de carregamento rápido. Apresenta como vantagem a baixa tensão em cada semicondutor totalmente controlável e a utilização de bobinas e condensadores com baixa capacidade de energia armazenada [23].

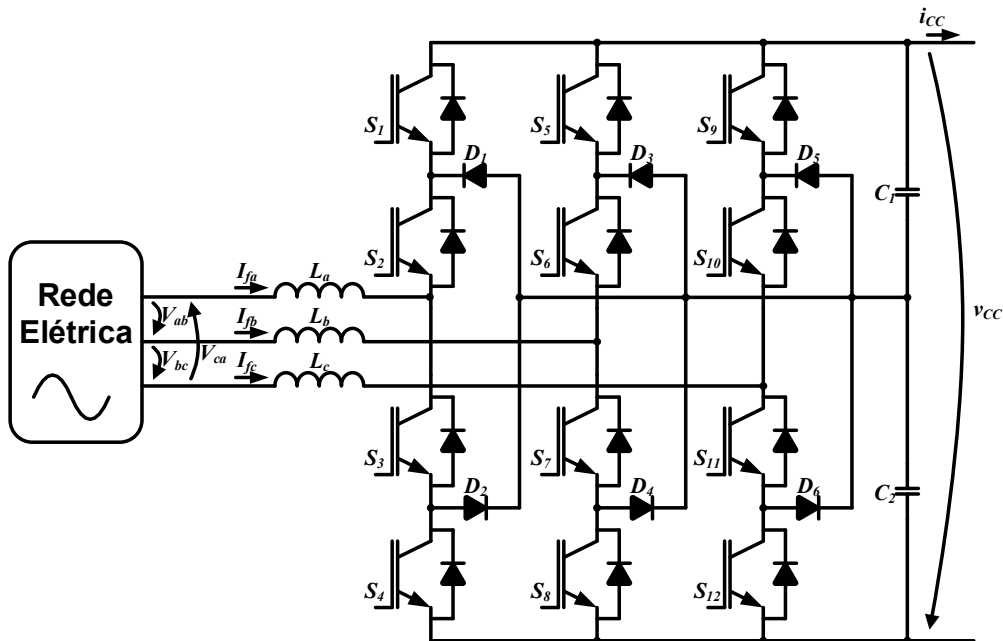


Figura 2.18 - Conversor de potência trifásico bidirecional multinível (baseado em [23]).

Na Figura 2.19 é apresentada uma topologia para carregamento rápido de baterias baseada num conversor de potência do tipo fonte de corrente. Esta topologia usa uma bobina no barramento de corrente contínua em vez do tradicional condensador que é utilizado nos conversores de potência do tipo fonte de tensão. Do lado da rede elétrica é necessário adicionar um filtro *LC* de forma a garantir o consumo de corrente sinusoidal e fator de potência próximo da unidade. Tal como nas topologias trifásicas anteriormente descritas, caso a tensão das baterias seja diferente da tensão de saída do conversor de potência é necessário adicionar um conversor de potência CC-CC entre este e as baterias [44].

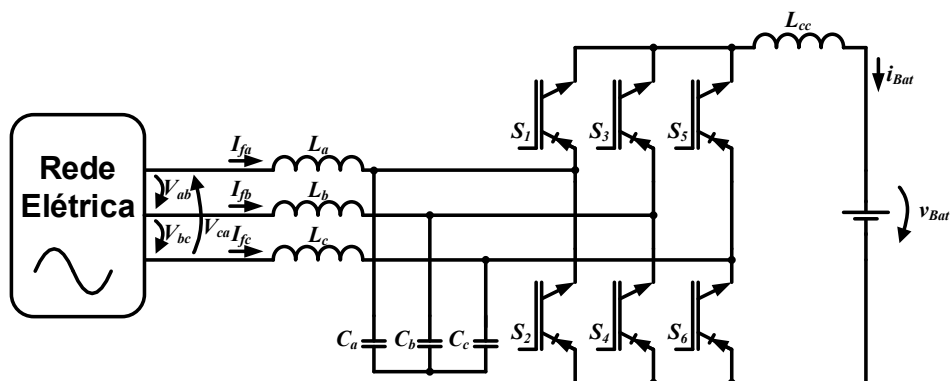


Figura 2.19 - Conversor de potência trifásico do tipo fonte de corrente (baseado em [44]).

2.3 Conversores de Potência para Tração

Os conversores de potência para tração de veículos elétricos, tal como outros, podem ser classificados de acordo com os elementos que constituem o seu barramento CC. Assim, podem ser classificados como: conversores de potência do tipo fonte de tensão, quando no barramento CC o elemento armazenador de energia é um condensador; e conversores de potência do tipo fonte de corrente, quando o elemento armazenador é uma bobina. As suas topologias estão também intimamente associadas ao tipo de máquina elétrica que vão acionar.

2.3.1 Conversores de Potência do Tipo Fonte de Tensão

Os conversores de potência do tipo fonte de tensão são os mais usados. Este tipo de conversores de potência para além de uma elevada eficiência têm a vantagem de utilizar condensadores no barramento CC, que em geral são menos volumosos e mais leves que as bobinas. O valor destes condensadores deve ser elevado para absorverem a ondulação da corrente gerada pelas comutações dos semicondutores totalmente controláveis. O valor eficaz da corrente pode variar entre 50% e 80% da corrente da máquina elétrica [45].

Para o acionamento de máquinas de corrente contínua em muitas das situações é usado o conversor de potência presente na Figura 2.20. Este conversor permite o funcionamento da máquina elétrica nos quatro quadrantes, ou seja, permite a rotação da máquina elétrica em ambas as direções com possibilidade de travagem regenerativa em ambas as direções. O conversor de potência é composto por quatro semicondutores totalmente controláveis e um banco de condensadores no barramento CC. O controlo dos semicondutores para além de ajustar a polaridade da tensão e corrente aplicada à máquina elétrica também permite regular o valor de saída de ambas.

O conversor trifásico exibido na Figura 2.21 é composto por um condensador e seis semicondutores totalmente controláveis, os quais permitem produzir três tensões, onde a amplitude, frequência e fase

entre ambas podem ser controladas. Este conversor de potência é utilizado na maior parte dos acionamentos das máquinas elétricas trifásicas de corrente alternada. Os conversores de potência do tipo fonte de tensão têm sido largamente utilizados devido à sua elevada eficiência em comparação com os conversores de potência do tipo fonte de corrente. Por outro lado, a utilização de condensadores no barramento CC torna o conversor mais compacto, leve e com custo de produção baixo [16].

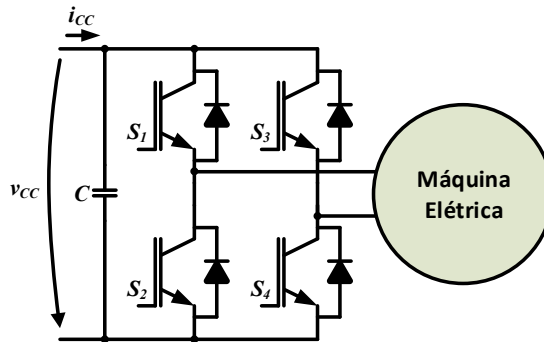


Figura 2.20 - Conversor de potência para o controlo de máquinas de corrente contínua.

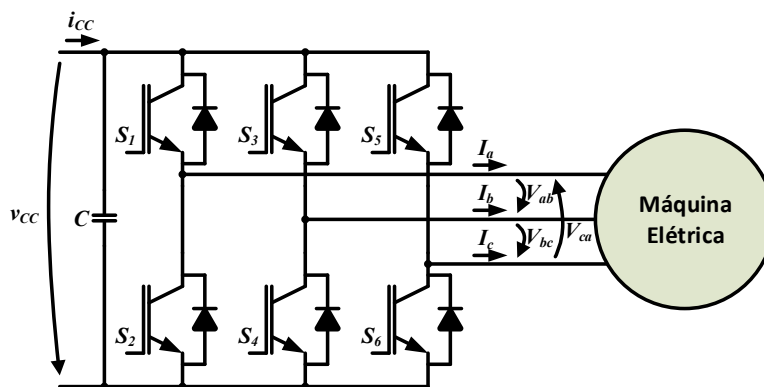


Figura 2.21 - Conversor de potência trifásico.

De referir que, embora também sejam aplicados a uma máquina elétrica de corrente alternada, os conversores de potência que acionam as máquinas de relutância são diferentes do conversor anteriormente apresentado, principalmente devido ao binário desenvolvido pela máquina de relutância ser independente da direção do fluxo de corrente [16].

A topologia apresentada na Figura 2.22 é a mais flexível e versátil para a operação da máquina de relutância nos quatro quadrantes. A principal vantagem deste conversor de potência é o controlo independente de cada fase. Por outro lado apresenta a desvantagem de ser necessária a utilização de dois semicondutores totalmente controláveis e dois diodos em cada fase [16].

O conversor de potência apresentado na Figura 2.23 é designado por conversor de condensador dividido. Este conversor apenas utiliza um semicondutor totalmente controlável e um diodo por fase, mas requer a divisão da tensão do barramento CC. Isto implica que apenas seja aplicada metade da

tensão do barramento CC para a produção de binário. Só é possível utilizar este conversor de potência em motores de relutância com número par de fases [16].

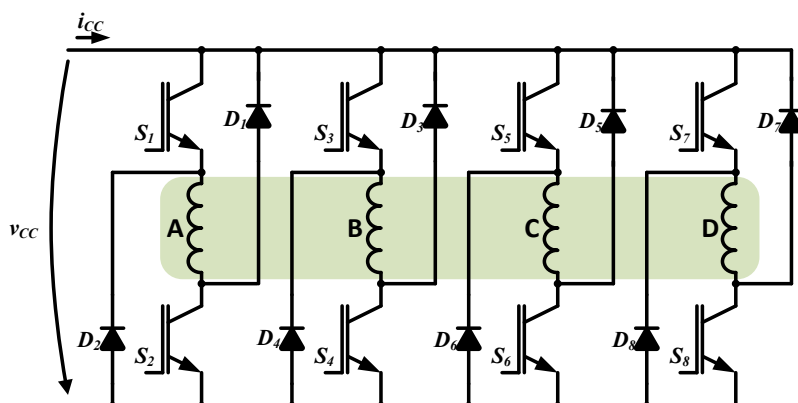


Figura 2.22 - Conversor de potência clássico para a máquina de relutância (baseado em [16]).

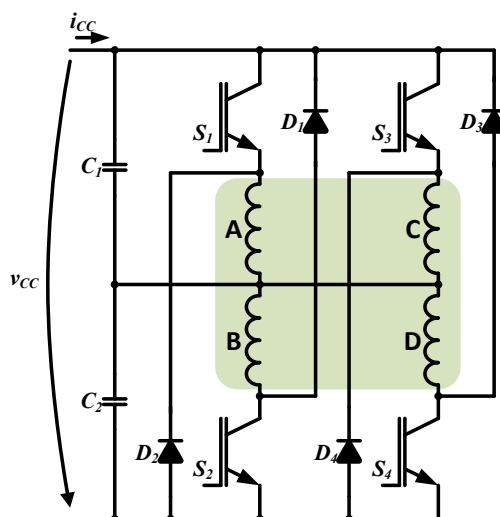


Figura 2.23 - Conversor de potência de condensador dividido para a máquina de relutância (baseado em [16]).

Em aplicações de baixa velocidade onde o controlo de corrente é desejável ao longo de toda a gama de funcionamento, o conversor clássico para o acionamento da máquina de relutância pode ser reduzido ao conversor de potência apresentado na Figura 2.24. Este conversor de potência recebeu o nome de quem o desenvolveu, *Miller*. A vantagem deste conversor de potência é a utilização de $n+1$ semicondutores totalmente controláveis para as n fases da máquina de relutância. Apresenta a desvantagem do funcionamento a elevadas velocidades, uma vez que apenas utiliza um semicondutor totalmente controlável para o controlo do ponto comum das fases da máquina de relutância [16].

2.3.2 Conversores de Potência do Tipo Fonte de Corrente

Tal como referido anteriormente os conversores de potência do tipo fonte de corrente em vez de utilizarem condensadores no barramento de corrente contínua utilizam uma bobina para armazenar a energia, permitindo que o conversor de potência se comporte como uma fonte de corrente.

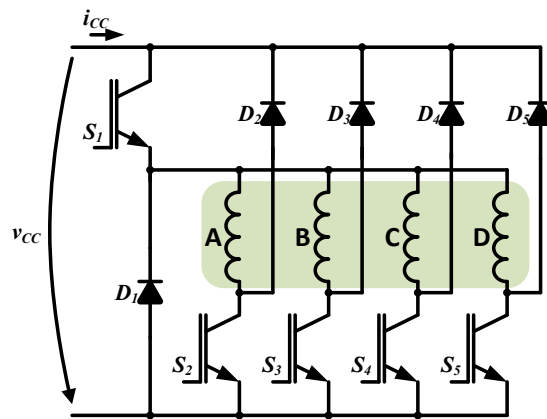


Figura 2.24 - Conversor de potência Miller para a máquina de relutância (baseado em [16]).

O conversor de potência do tipo fonte de corrente mostrado na Figura 2.25, quando utilizado em veículos elétricos, apresenta as seguintes vantagens [45]:

- Não é necessário utilizar díodos em antiparalelo com os semicondutores totalmente controláveis;
- A topologia de conversor de potência oferece proteção natural contra curto-circuitos;
- A corrente de saída produzida é quase sinusoidal;
- É possível aumentar a tensão de saída para valores superiores aos da tensão de alimentação.

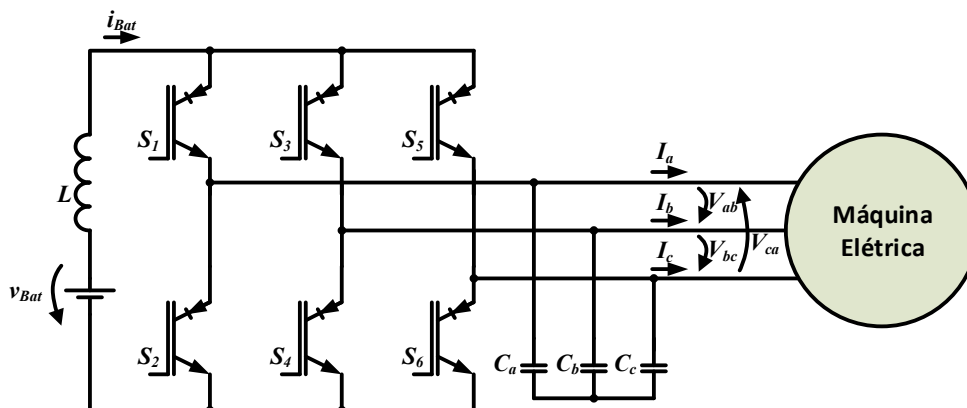


Figura 2.25 - Conversor de potência trifásico do tipo fonte de corrente (baseado em [45]).

As vantagens acima apresentadas permitem a redução do volume do conversor de potência, aumento da fiabilidade e uma maior eficiência e tempo de vida da máquina elétrica. Estas características tornam os conversores de potência do tipo fonte de corrente atraentes para a aplicação em veículos elétricos [45–47].

Contudo, os conversores de potência do tipo fonte de corrente não têm sido utilizados nos veículos elétricos devido a diversas dificuldades [45]:

- Dificuldade de integrar as baterias com o conversor de potência, uma vez que a corrente na bobina não pode ser reversível;
- Perda de controlo da corrente e consequentemente da velocidade da máquina elétrica a baixas rotações;

- Disponibilidade limitada dos semicondutores totalmente controláveis com performances desejadas para poder bloquear as tensões em ambas as direções, existindo a necessidade de adicionar díodos, fazendo com que os custos e perdas de comutação aumentem.

2.4 Conversores de Potência Unificados

Tipicamente, um veículo elétrico possui dois sistemas principais de conversão de energia: um no sistema de tração e outro no sistema de carregamento das baterias. Analisando com algum cuidado ambos os sistemas, verificam-se grandes semelhanças nas topologias utilizadas no conversor que aciona a máquina elétrica responsável pela tração do veículo e no conversor de potência do sistema de carregamento das baterias. Complementarmente verifica-se que estes sistemas nunca funcionam simultaneamente, pelo que têm sido estudadas e propostas por diversos autores inúmeras topologias e algoritmos de controlo que visam unir ambos os conversores de potência num único conversor, procurando dessa forma reduzir o volume, o peso e o custo total do sistema.

Os primeiros conversores de potência unificados foram propostos e patenteados por *Rippe* e *Cocconi* em 1992 [48]. Desde então diversas topologias têm sido estudadas e propostas, podendo-se encontrar alguma literatura de revisão ao assunto onde as mesmas são apresentadas, nomeadamente em [49–51]. A diversidade é grande, existindo soluções baseadas em máquinas com duplos enrolamentos [52], [53], com conversores de potência do tipo fonte de tensão [29], [54], e com conversores de potência do tipo fonte de corrente [45], com [31], [55] e sem [28], [42] isolamento galvânico. Seguidamente são apresentadas algumas topologias de conversores de potência unificados.

Uma topologia simples que permite a unificação de ambos os conversores de potência é apresentada na Figura 2.26. Esta topologia usa um contactor para isolar a máquina elétrica do conversor de potência durante o modo de carregamento. Sendo o andar de entrada um conversor de potência trifásico que permite o carregamento rápido a partir de uma ligação trifásica com a rede elétrica. Como a rede elétrica é conectada diretamente ao conversor de potência, permite um fluxo de energia bidirecional. De forma a prevenir a injeção de harmónicas para a rede elétrica e operar com fator de potência próximo da unidade é necessária a adição de filtros de acoplamento com a rede elétrica. Estes filtros são compostos por três bobinas de elevada corrente, pelo que são pesados e ocupam um espaço considerável, o que é bastante desvantajoso considerando a aplicação em questão [29], [54], [56]. Tem como principal vantagem poder ser aplicada a qualquer tipo de máquina elétrica, com ou sem acesso a todos os terminais dos enrolamentos, uma vez que esta é desconectada do conversor de potência.

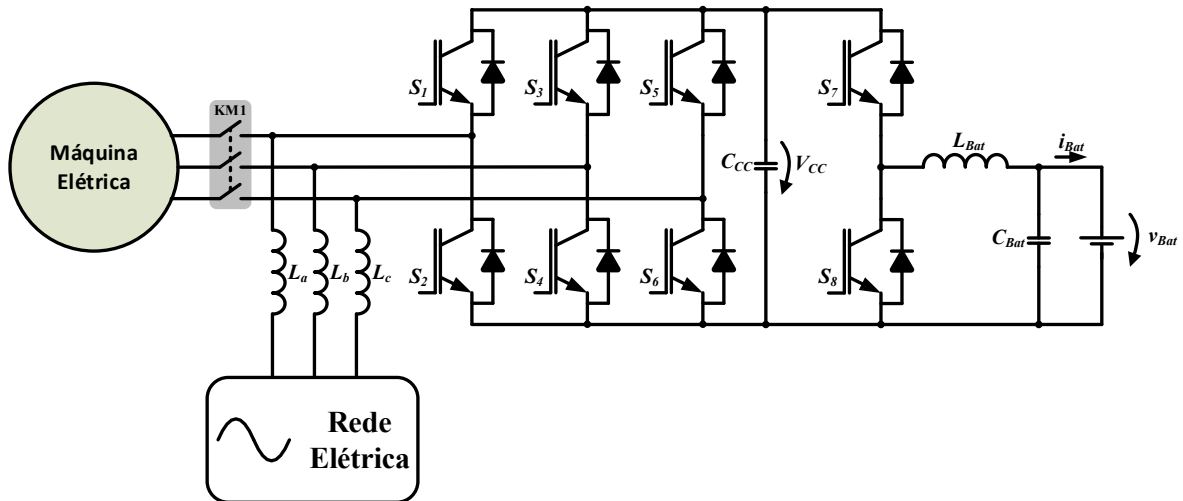


Figura 2.26 - Topologia de conversor de potência unificado, trifásico não-isolado, baseada na desconexão da máquina elétrica (baseada em [29]).

Serkan Dusmez e Alireza Khaligh [29] propuseram a topologia apresentada na Figura 2.27. É semelhante à apresentada anteriormente, só que neste caso, em vez de serem utilizadas três bobinas de elevada corrente apenas são utilizadas duas. A terceira bobina é obtida com dois enrolamentos da máquina elétrica ligados em série [29]. Tal como na topologia anterior, esta permite o carregamento rápido através da rede elétrica trifásica. Uma vez que os conversores de potência são bidirecionais existe a possibilidade de operar com funcionalidades extras, como por exemplo, devolver parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica.

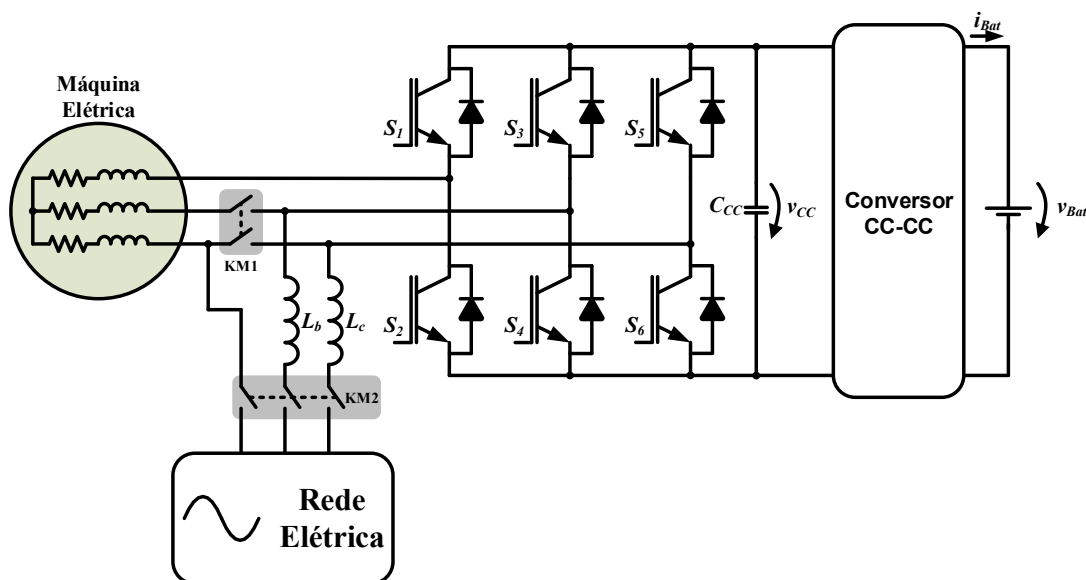


Figura 2.27 - Topologia de conversor de potência unificado, trifásico não-isolado, baseada em máquinas elétricas sem acesso ao ponto neutro (baseada em [29]).

A Figura 2.28 apresenta uma topologia de sistema unificado para carregamento rápido com recurso a um transformador que fica externo ao veículo elétrico, na estação de carregamento. Esta topologia é semelhante às duas apresentadas anteriormente, onde a máquina elétrica é desconectada do

conversor de potência através de um contactor. Neste caso as bobinas de acoplamento à rede não se encontram no veículo elétrico, mas sim na estação de carregamento. O uso do transformador entre o conversor de potência e a rede elétrica para além do isolamento galvânico também permite o ajuste da tensão do barramento CC [55].

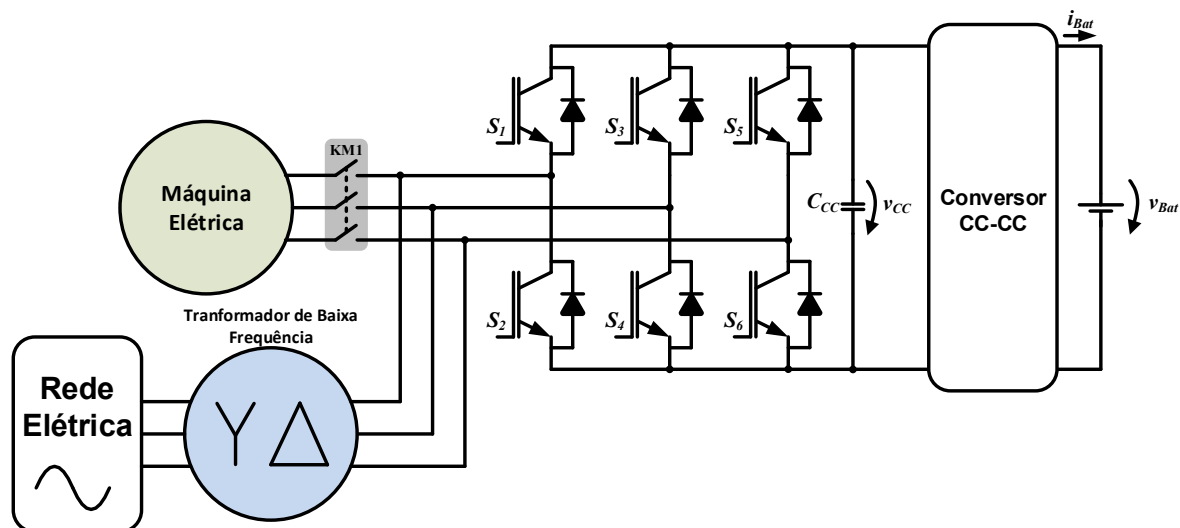


Figura 2.28 - Topologia de conversor de potência unificado trifásico isolado, baseada na desconexão da máquina elétrica (baseada em [55]).

Em 1994 a *AC Propulsion Inc.* patenteou a topologia da Figura 2.29 [57], estando a ser usada no carro elétrico *Mini E* da *BWM* [58]. Esta topologia usa um contactor monofásico e um contacto para reconfigurar os enrolamentos da máquina elétrica. No modo de carregamento, a conexão entre o veículo e a rede elétrica é realizada através de uma ligação monofásica, onde dois enrolamentos da máquina elétrica são usados como bobinas de acoplamento à rede elétrica. O contactor monofásico existe no sistema para prevenir a existência de um curto-circuito quando o contacto é acidentalmente fechado [54]. Para garantir a operação com fator de potência próximo da unidade é necessário que a tensão no barramento CC seja superior ao pico da tensão da rede elétrica. Esta restrição pode ser superada com a adição de um conversor de potência CC-CC entre o barramento CC e as baterias [54], [59]. A topologia permite o fluxo de energia bidirecional, permitindo alguns modos extras de funcionamento. No entanto não é possível efetuar carregamentos rápidos, uma vez que não é possível ter uma conexão trifásica com a rede elétrica.

A Figura 2.30 apresenta uma topologia trifásica que usa os enrolamentos da máquina elétrica como bobinas de acoplamento à rede elétrica [60]. Esta topologia apresenta algumas restrições no modo de carregamento. Caso utilize uma máquina assíncrona, a ligação dos enrolamentos do estator à rede elétrica fará com que apareça um campo magnético rotativo (campo girante). Por consequência irá ser criado um binário que vai forçar a máquina elétrica a rodar [60]. Assim, existe a necessidade de adicionar uma embraiagem para desconectar a máquina elétrica do sistema de tração durante o modo

de carregamento. Por outro lado, a topologia pode ser implementada praticamente sem qualquer hardware extra desde que seja usada, por exemplo, uma máquina síncrona. A máquina síncrona não consegue rodar se for conectada diretamente à rede elétrica, uma vez que não existe processo de sincronização [60]. Ao contrário das topologias apresentadas anteriormente é necessário ter acesso a todos os terminais dos enrolamentos da máquina elétrica. A seleção entre o modo de tração e carregamento é realizada com dois contactos que são atuados de acordo com o modo pretendido.

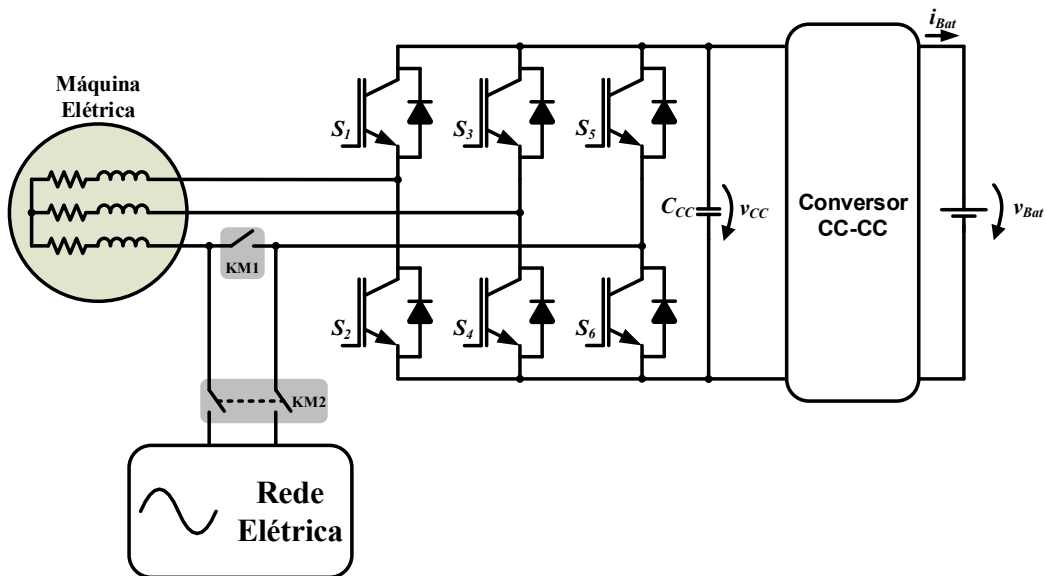


Figura 2.29 - Topologia de conversor de potência unificado, monofásico não-isolado, baseada em máquinas elétricas sem acesso ao ponto neutro (baseada em [54]).

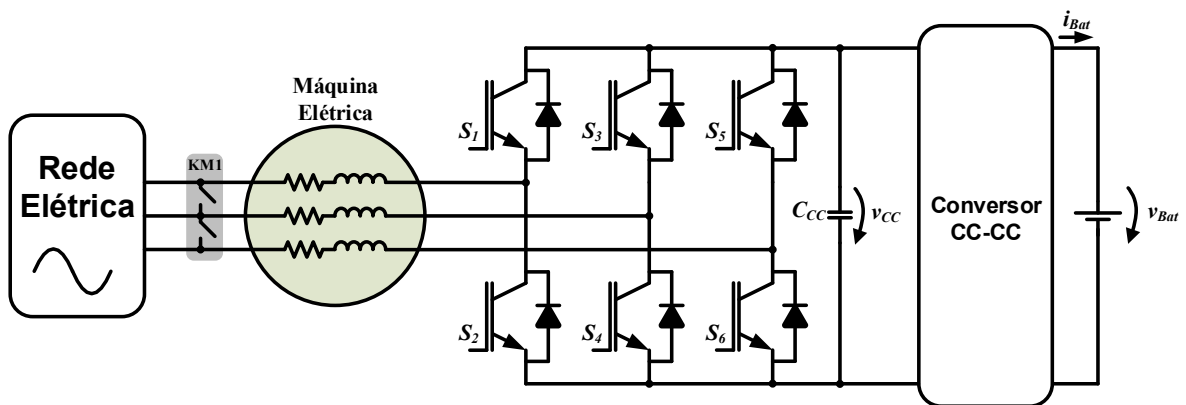


Figura 2.30 - Topologia de conversor de potência unificado, trifásico, baseada em máquinas elétricas com acesso a todos os terminais dos enrolamentos (baseada em [60]).

Rambabu Surada *et al.* [61] propuseram a topologia apresentada na Figura 2.31 com a qual é possível utilizar qualquer tipo de máquina elétrica trifásica para o sistema de tração. Esta topologia pode funcionar em cinco modos de operação: conversor de potência elevador de tensão, adequando a tensão das baterias ao barramento CC; conversor de potência abaixador de tensão, funcionalidade de carregar as baterias durante a travagem regenerativa; sistema *plug-in*, carrega as baterias a partir da rede elétrica; conversor de potência monofásico independente; e conexão à rede elétrica. Esta

topologia não permite carregamentos rápidos e necessita de um dispositivo interruptor auxiliar, como por exemplo um contactor, que permita a desconexão da máquina elétrica do conversor de potência.

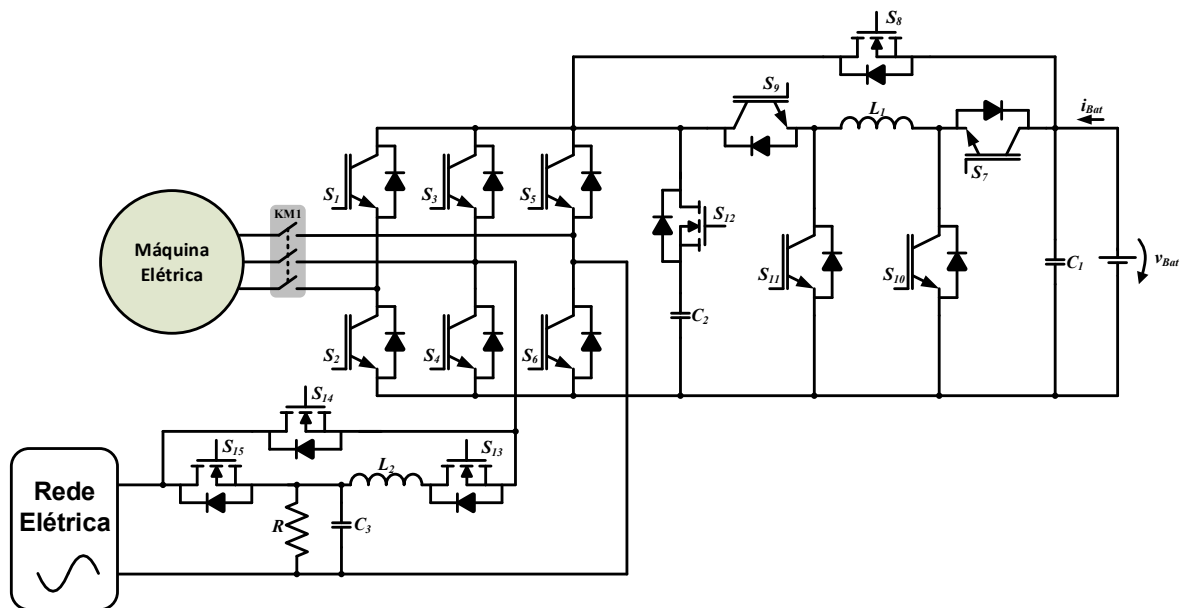


Figura 2.31 - Topologia de conversor de potência unificado, monofásico, baseado na desconexão da máquina elétrica (baseada em [61]).

A topologia de sistema unificado apresentada na Figura 2.32 tem a vantagem de poder ser usada como carregador rápido de baterias [28]. Sendo que a rede elétrica trifásica é conectada diretamente aos pontos intermédios dos enrolamentos da máquina elétrica, evitando a criação de um campo magnético girante no estator com intensidade suficiente para colocar a máquina elétrica a rodar. Contudo, dependendo do tipo de máquina elétrica, mesmo assim o rotor pode começar a rodar, sendo necessário a existência de um sistema para travar a máquina elétrica quando se encontra ativo o modo de carregamento [28]. A necessidade de acesso aos pontos intermédios dos enrolamentos é uma desvantagem desta topologia pois aumenta a complexidade da máquina elétrica [28], [30], [49], [62], [63].

A topologia apresentada na Figura 2.33 utiliza o ponto neutro da máquina elétrica para fazer a conexão com a rede elétrica. O primeiro estágio do sistema de carregamento é composto por uma ponte retificadora não controlada, pelo que o fluxo de energia é unidirecional, ou seja, não permite a funcionalidade de devolução de energia para a rede elétrica. A saída positiva da ponte retificadora é ligada ao ponto neutro da máquina elétrica, sendo a negativa ligada ao terminal negativo das baterias. Como a corrente nos enrolamentos da máquina elétrica é unipolar não é necessária a existência de um sistema de travão para a máquina elétrica porque não existe binário produzido [64].

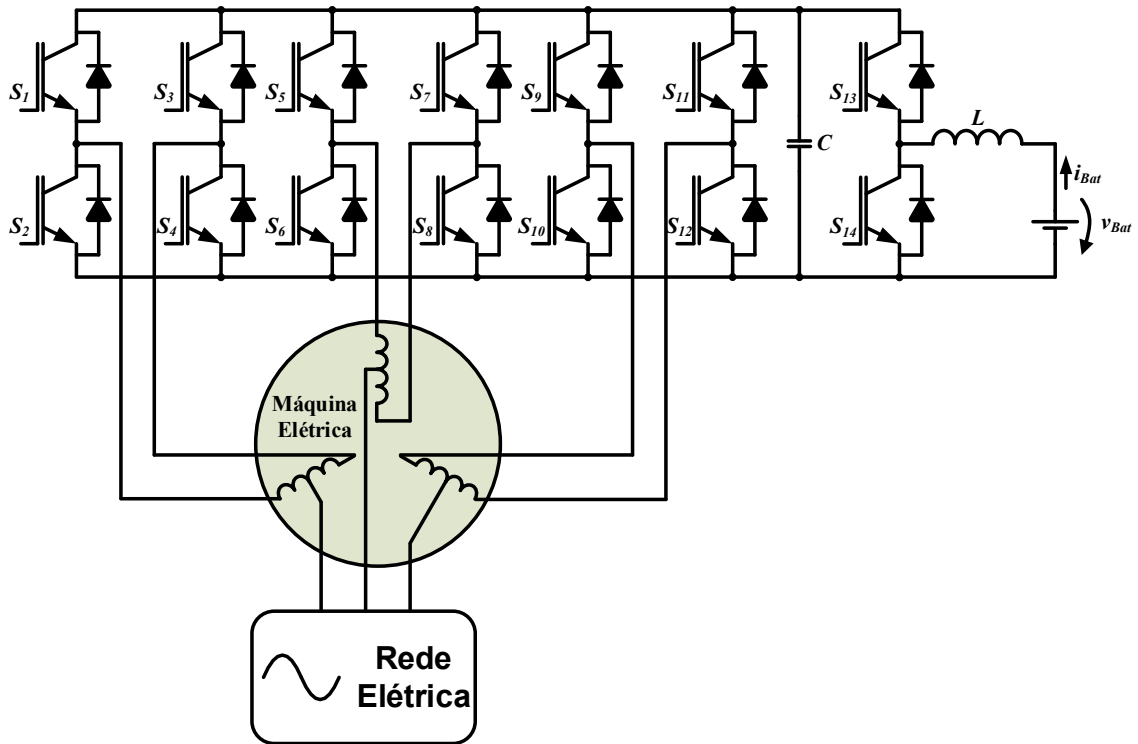


Figura 2.32 - Topologia de conversor de potência unificado baseada na máquina elétrica com acesso aos pontos intermédios dos enrolamentos (baseada em [28]).

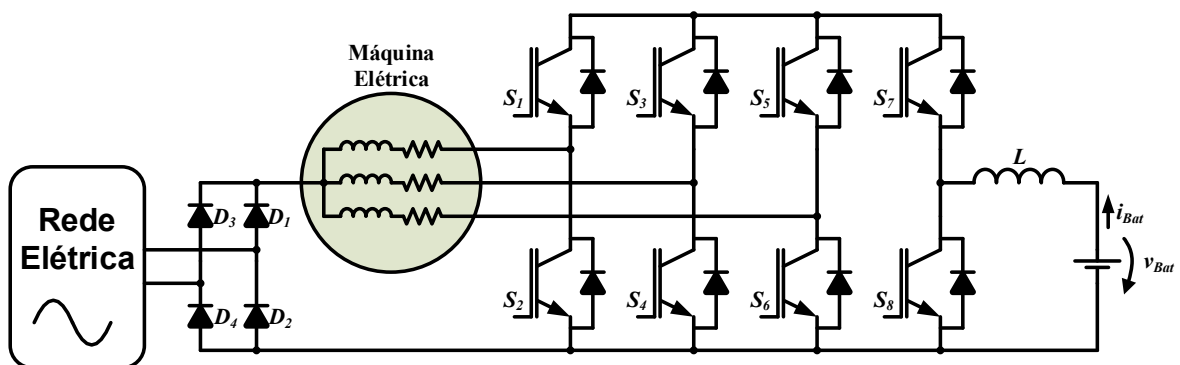


Figura 2.33 - Topologia de conversor de potência unificado, monofásico, baseada no ponto neutro da máquina elétrica (baseada em [64]).

A Figura 2.34 apresenta a topologia monofásica bidirecional proposta por *Omar Hegazy et al.* [42]. O sistema de carregamento de baterias e tração é composto por um retificador/inversor com oito semicondutores totalmente controláveis, onde seis formam a topologia de conversor de potência trifásico clássico e os outros dois são introduzidos em série com os semicondutores totalmente controláveis de dois dos braços do conversor de potência. Este conversor de potência apresenta quatro modos de operação: acionamento da máquina elétrica, transferindo a energia do barramento CC para a máquina elétrica; retificador trifásico ativo, transferindo a energia proveniente da máquina elétrica para o barramento CC; carregamento das baterias a partir da rede elétrica monofásica; e devolução de parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica monofásica [42].

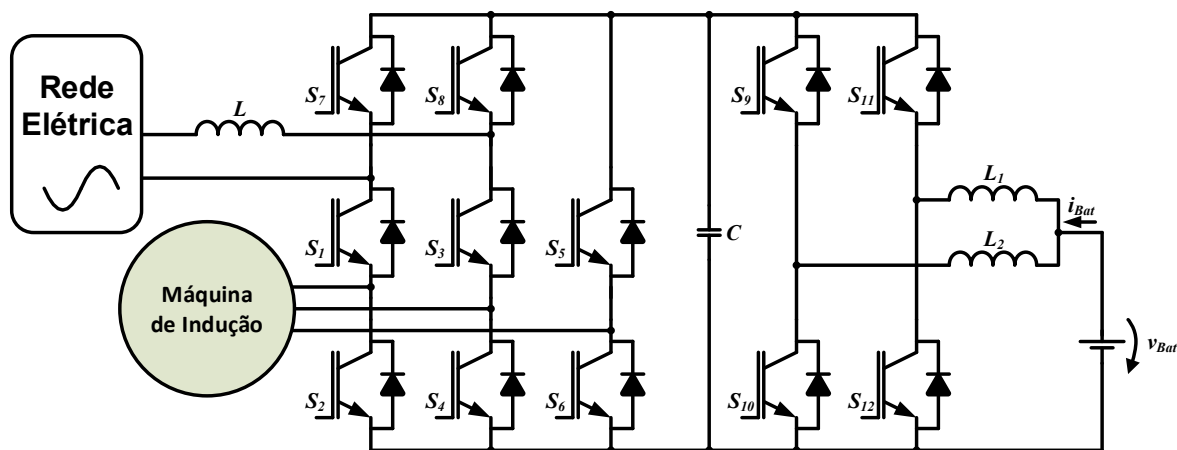


Figura 2.34 - Topologia de conversor de potência unificado monofásico bidirecional (baseada em [42]).

Ivan Subotic et al [50] propuseram a topologia que se apresenta na Figura 2.35 que usa uma máquina elétrica com cinco fases. Como na generalidade das máquinas elétricas polifásicas esta possui um único ponto neutro. A conexão com a rede elétrica é feita a partir dos terminais que ligam ao ponto neutro. Quando o sistema se encontra no modo de tração os contactos do contactor KM1 encontram-se fechados de modo a formar o ponto neutro [50]. Um sistema de tração a cinco fases apresenta um bom compromisso entre dois requisitos mutuamente opostos, tolerância a falhas melhorada e baixa complexidade do sistema. O aumento da tolerância a falhas em máquinas polifásicas é conseguida por serem apenas necessárias duas correntes controláveis de forma independente para o controlo do binário e fluxo. Isto verifica-se em máquinas elétricas com mais de três fases [50]. Esta topologia tem a necessidade da existência de um conversor de potência CC-CC bidirecional entre o barramento CC e as baterias. Em termos de controlo, os braços do conversor de potência que se encontram ligados à mesma fase da rede elétrica são acionados pelo mesmo sinal, pelo que o controlo do sistema de carregamento só utiliza três sinais de controlo. Um sinal de controlo controla o braço da fase *a* da máquina elétrica, o outro sinal controla os braços das fases *b* e *e* da máquina elétrica e o terceiro sinal controla os braços das fases *c* e *d* da máquina elétrica [50].

Na Figura 2.36 é apresentado o sistema integrado proposto por *Saeid Haghbin et al.* [53]. Este sistema pressupõe a atualização de uma máquina síncrona de ímãs permanentes com duplo enrolamento e dois conversores de potência, um por enrolamento. Este tipo de máquina elétrica é composta por um estator com enrolamentos semelhantes deslocados no espaço, partilhando o mesmo circuito magnético. Como utiliza dois conversores a potência total é repartida entre os mesmos tornando o sistema mais fiável, quando comparado com as tradicionais soluções de uma máquina elétrica com um único conversor de potência. Em caso de falha de um conversor de potência a máquina elétrica pode operar à metade da potência através do outro conversor de potência, desde que a falha ocorrida o permita [53]. Uma vez que os enrolamentos se encontram ligados em estrela, são utilizados os pontos neutros para fazer a ligação do sistema à rede elétrica, assim garante-se que quando o sistema

se encontra a funcionar como carregador de baterias a máquina elétrica não produz qualquer binário, estando parada durante o carregamento sem a necessidade de existir algum sistema para bloquear o rotor. O sistema de carregamento de baterias é bidirecional, mas não é isolado. Este sistema não permite fazer carregamentos rápidos [53].

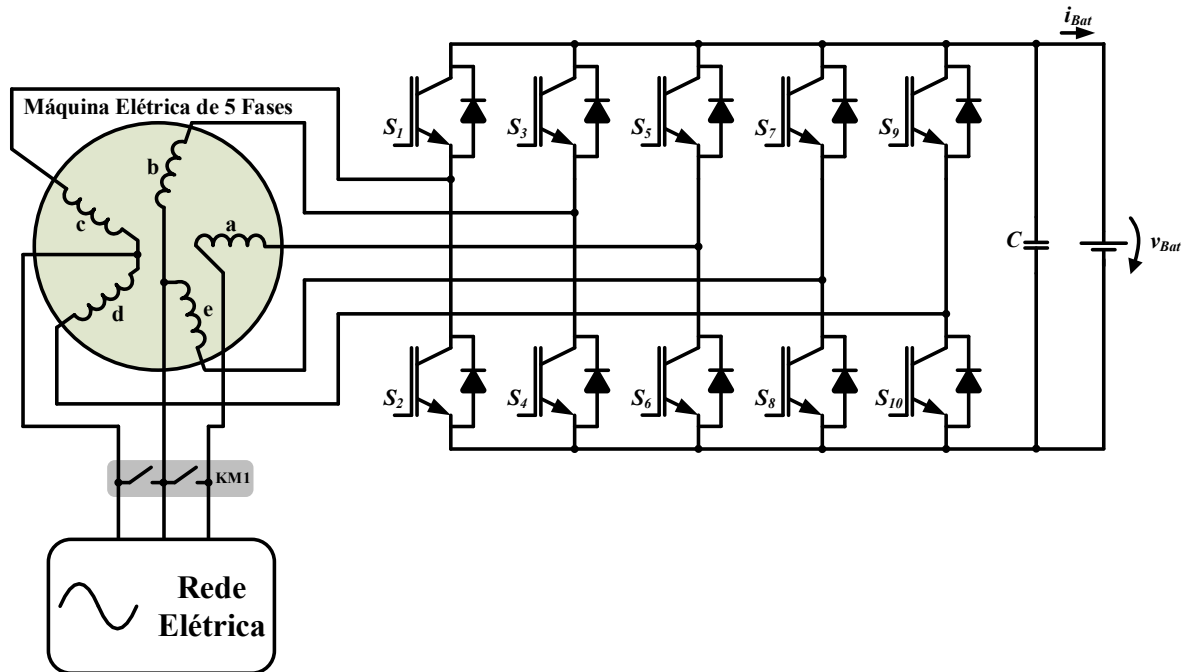


Figura 2.35 - Topologia de conversor de potência unificado baseado na máquina elétrica com 5 fases (baseada em [50]).

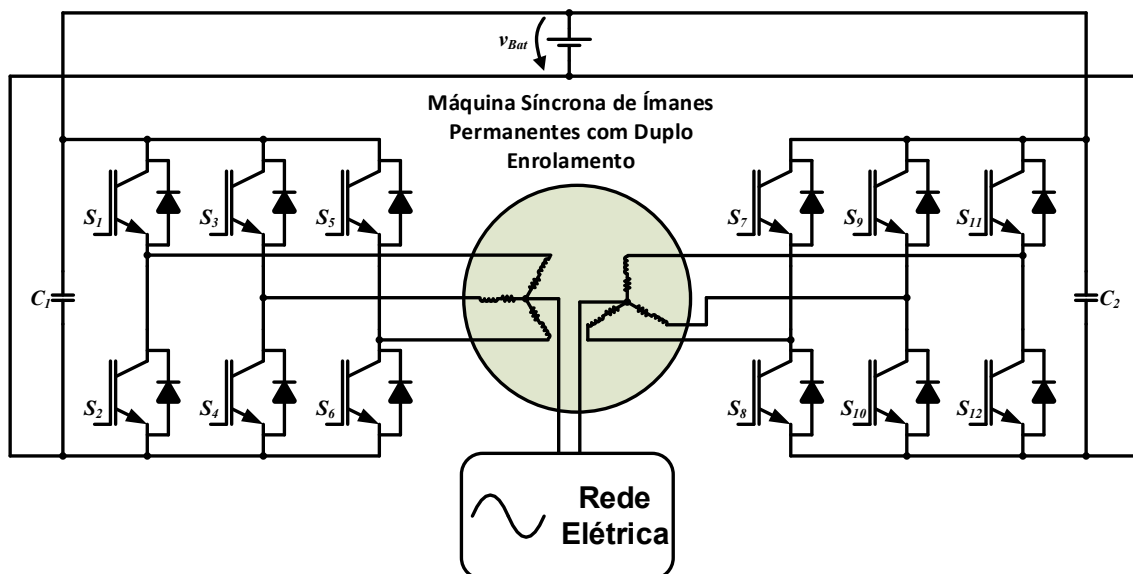


Figura 2.36 - Topologia de conversor de potência unificado, monofásico, baseada numa máquina síncrona de ímanes permanentes com duplo enrolamento (baseada em [53]).

A Figura 2.37 apresenta a topologia de um sistema unificado trifásico para aplicação com uma máquina de ímanes permanentes com enrolamentos divididos, a qual foi proposta por *Saeid Haghbin* e *Isabel Guillen* [52]. A máquina elétrica tem dois enrolamentos trifásicos, ambos com ponto neutro acessível. A troca entre o modo de tração e de carregamento, e vice-versa, é realizada através de um

contactor especial, que possui contactos normalmente fechados e abertos. No modo de tração a máquina elétrica encontra-se ligada em estrela, sendo o princípio de funcionamento semelhante a um controlador tradicional aplicado às máquinas elétricas [52]. Esta topologia permite que no modo de carregamento as correntes sejam até duas vezes superiores às correntes da máquina elétrica, uma vez que neste modo os enrolamentos encontram-se conectados em paralelo. Consequentemente, a potência de carregamento também pode ser até duas vezes superior à potência nominal da máquina elétrica, desde que o conversor de potência esteja dimensionado para essa potência [52]. A limitação principal desta topologia é a tensão do barramento CC que deve ser superior ao pico da tensão de entrada, para que o conversor de potência funcione como retificador ativo com fator de potência próximo da unidade. Contudo, pode haver a necessidade de adicionar um pequeno filtro de linha para cumprir os requerimentos da taxa total de distorção harmónica durante o modo de carregamento [52]. Uma vez mais, existe a necessidade de adicionar um conversor de potência CC-CC bidirecional entre o barramento CC e as baterias. O modo de carregamento das baterias pode ser realizado a partir da rede monofásica ou trifásica, dependendo do tipo de carregamento desejado.

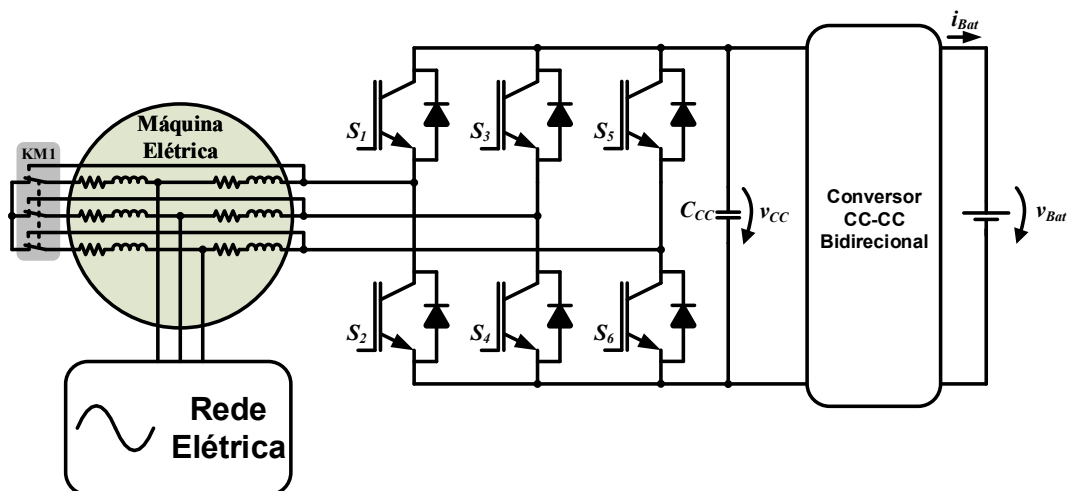


Figura 2.37 - Topologia de conversor de potência unificado, trifásico, baseada numa máquina síncrona de ímanes permanentes com enrolamentos divididos (baseada em [52]).

Na Figura 2.38 é apresentada uma topologia que usa uma máquina de indução de rotor bobinado. Durante o processo de carregamento das baterias, a máquina elétrica funciona como transformador, garantindo assim isolamento galvânico sem a necessidade de qualquer componente extra entre o veículo elétrico e a rede elétrica [31], [56]. Esta característica é uma vantagem desta topologia relativamente às anteriormente apresentadas. Tem ainda a vantagem de permitir fluxo de energia bidirecional, baixa distorção harmónica e fator de potência próximo da unidade. Esta topologia encontra-se implementada em empilhadores [56]. Durante o modo de carregamento de baterias a máquina elétrica passa a funcionar como transformador de baixa frequência, sendo necessário nesta

situação a existência de um sistema de travão para a mesma. Os enrolamentos do rotor encontram-se ligados à rede elétrica, funcionando como primário do transformador. Enquanto os enrolamentos do estator encontram-se ligados ao conversor de potência, funcionando como secundário do transformador. Tanto no rotor como no estator os enrolamentos funcionam como filtros de acoplamento à rede elétrica, melhorando a qualidade de energia no sistema elétrico [54], [56]. A existência do rotor bobinado nesta topologia implica custos extras na bobinagem do próprio rotor e a utilização de contactores durante o funcionamento no modo de tração. Por outro lado, o espaço existente entre o estator e o rotor da máquina elétrica afeta a eficiência do sistema porque são necessárias elevadas correntes de magnetização [31], [58], [65].

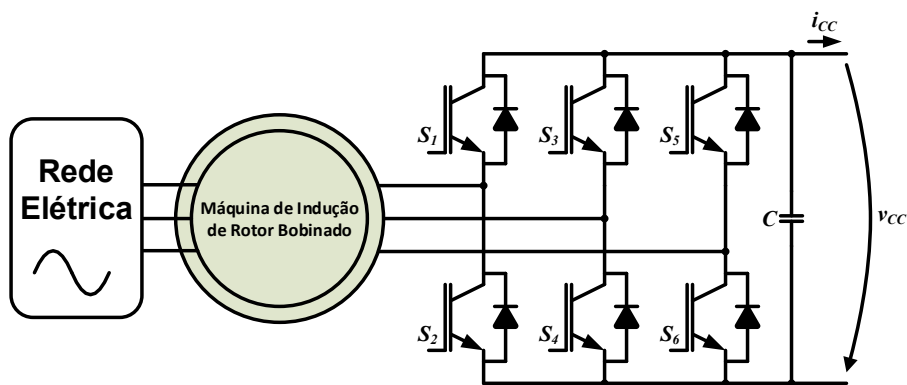


Figura 2.38 - Topologia de conversor de potência unificado baseado numa máquina de indução de rotor bobinado (baseada em [31]).

As máquinas síncronas de ímanes permanentes podem ser construídas com uma configuração de enrolamentos especial de modo a também permitir o isolamento galvânico entre a rede elétrica e as baterias [54], [66–68]. A Figura 2.39 apresenta a topologia de um sistema unificado baseado numa máquina síncrona de ímanes permanentes com enrolamentos divididos, proposta por *Hagbhin et al* [67]. Nesta topologia, no modo de carregamento das baterias a máquina elétrica funciona como transformador rotativo, transferindo a energia da rede elétrica para o conversor de potência trifásico. Contudo, como a máquina elétrica roda esta precisa de estar desconectada do sistema de tração, pelo que é necessário adicionar uma embraiagem entre a mesma e o sistema de tração [67]. Para reconfigurar o sistema entre o modo de tração e o modo de carregamento é necessário um conjunto de relés para fazer uma correta seleção dos enrolamentos de acordo com o modo de operação. A Figura 2.39 (a) apresenta o esquema de ligações para o modo de tração, enquanto a Figura 2.39 (b) apresenta para o modo de carregamento. No modo de carregamento é essencial fazer o sincronismo entre a máquina elétrica e a rede elétrica, ou seja, os contactores de ligação à rede elétrica devem encontrar-se abertos inicialmente e até que o sistema de controlo atue sobre o conversor de potência de modo a acelerar a máquina elétrica até à velocidade de sincronismo e assim garantir que é produzida a mesma tensão da rede elétrica (tanto em termos de amplitude como de fase). Este

sincronismo é efetuado a partir da energia armazenada nas baterias, sendo necessário ter em atenção que é fundamental ter uma quantidade mínima de energia guardada nas baterias para o processo de sincronização [30], [67]. Tal como nas topologias apresentadas anteriormente, o uso das bobinas da máquina elétrica permite a operação com fator de potência próximo da unidade e baixo conteúdo harmônico nas correntes consumidas.

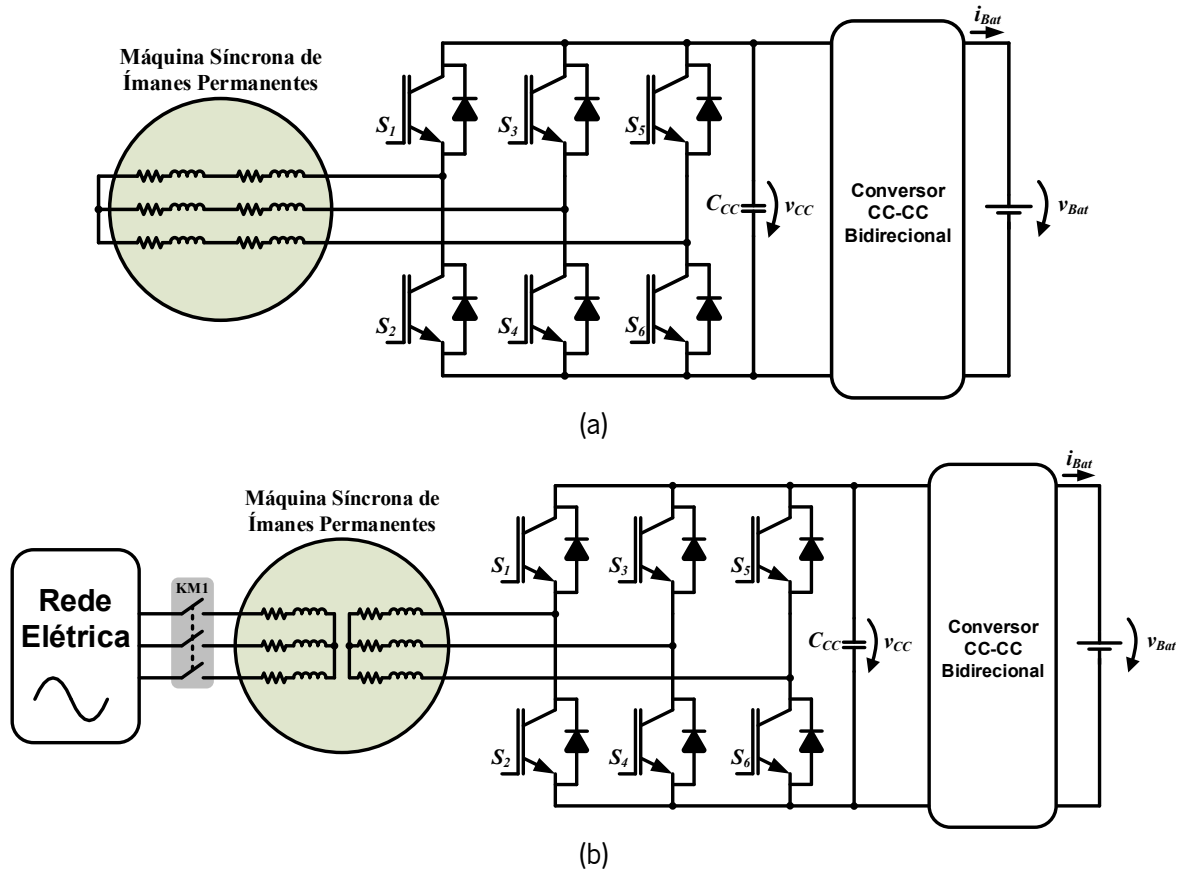


Figura 2.39 - Topologia de conversor de potência unificado baseado no funcionamento da máquina síncrona de ímãs permanentes como transformador rotativo: (a) Modo de tração; (b) Modo de carregamento (baseada em [67]).

A Figura 2.40 apresenta uma nova topologia de um sistema unificado baseado na conexão da rede elétrica nos pontos intermédios dos enrolamentos da mesma fase [28], [49], [62], [63]. Uma vez mais, os enrolamentos da máquina elétrica são utilizados como filtros de acoplamento à rede elétrica. A topologia é baseada em dois conversores de potência trifásicos que se encontram ligados aos terminais dos enrolamentos de cada fase da máquina elétrica, possibilitando elevar a tensão aplicada à máquina elétrica no modo de tração [28]. A principal vantagem desta topologia é o facto de não ser necessário um contactor para a interface com a rede elétrica. Porém esta topologia requer o acesso aos pontos intermédios dos enrolamentos. Existem outras máquinas elétricas que podem ser usadas nesta configuração, por exemplo, a máquina elétrica com dois estatores [28], [52], [58]. O controlo aplicado a esta topologia é bastante complexo, uma vez que é necessário garantir que a corrente é balanceada em cada enrolamento. A conexão com a rede elétrica através dos pontos intermédios tem

de ser controlada de modo que em cada metade do enrolamento de cada fase a corrente flui em oposição e com a mesma amplitude. Deste modo, a corrente em cada lado dos enrolamentos cancela o efeito da corrente do lado oposto. Isto garante que as componentes do campo magnético rotativo desenvolvidas no estator se cancelem, fazendo com que a força magnética resultante seja nula e o veículo elétrico se mantenha parado. Contudo, na prática algumas vibrações podem ser detetadas, devido ao desequilíbrio das correntes ou aspetos construtivos, por exemplo desequilíbrios na massa do rotor [28], [49].

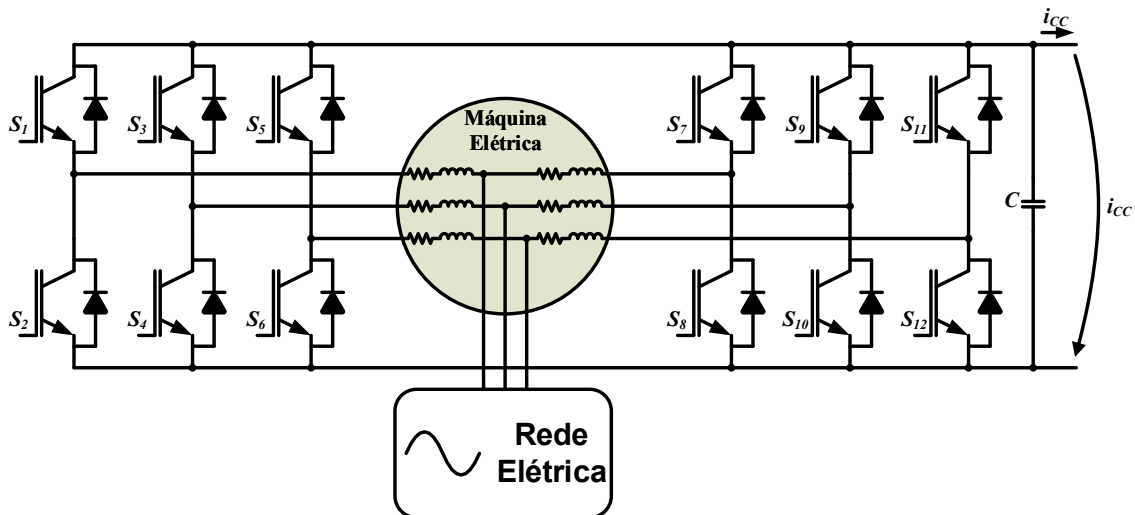


Figura 2.40 - Topologia de conversor de potência unificado baseado numa máquina síncrona de ímãs permanentes com enrolamentos divididos e dois conversores de potência (baseada de [49]).

Nas topologias anteriormente apresentadas os enrolamentos da máquina elétrica no modo de tração encontram-se ligados em estrela. Resultando no cancelamento das correntes de sequência zero no ponto neutro, desde que a soma das correntes seja nula. Nesta topologia os enrolamentos não se encontram conectados eletricamente, de forma a realizar uma ligação em estrela. Consequentemente, esta configuração não previne as correntes de sequência zero nos enrolamentos do estator, resultando em perdas extras e perturbações na ondulação do binário. Neste sentido o algoritmo de controlo para o modo de tração deve considerar a presença de correntes de sequência zero, aumentando a sua complexidade [28]. Esta topologia permite o carregamento rápido e lento das baterias com fluxo de energia bidirecional. No caso do carregamento lento apenas são usados dois braços de cada conversor de potência e consequentemente dois enrolamentos de duas fases da máquina elétrica [54]. Como esta topologia é constituída por dois conversores de potência trifásicos, em caso de falha de um deles é possível controlar a máquina elétrica com o outro, desde que a falha o permita. Por outro lado, o uso de dois conversores de potência aumenta o número de semicondutores a serem usados e o custo da topologia. Apesar disso, a potência de cada conversor de potência é metade da potência necessária se fosse usado um único conversor de potência [58].

A Figura 2.41 apresenta a topologia de um sistema unificado baseado numa máquina de relutância comutada [51]. O conversor de potência em conjunto com a máquina de relutância funciona como um conversor de potência elevador do tipo *interleaved*. Tal como acontece na maioria dos sistemas unificados anteriormente apresentados, os enrolamentos da máquina elétrica são utilizados como filtros de acoplamento à rede elétrica [51], [69]. No modo de tração, o contacto KM1 está na posição 1 e o contacto KM2 está fechado. Os quatro semicondutores inferiores totalmente controláveis (S_2, S_4, S_6, S_8) são comutados enquanto os semicondutores superiores totalmente controláveis realizam comutação de roda livre. No desligar de cada comutação a energia armazenada nos enrolamentos da máquina elétrica é direcionada para as baterias através dos díodos de roda livre. Esta disposição é benéfica no aumento da eficiência da conversão de energia. A travagem regenerativa é controlada através do desfasamento da comutação, fazendo com que a máquina elétrica opere como gerador [51]. No modo de carregamento (Figura 2.42), o contacto KM1 está na posição 2 e o contacto KM2 está aberto. Esta configuração permite um arranjo do conversor de potência do tipo abaixador/elevador de tensão com correção do fator de potência. O semicondutor totalmente controlável S_5 está sempre ligado enquanto o semicondutor totalmente controlável S_6 está a cargo da comutação. O diodo D_e é adicionado para evitar um curto-circuito quando o semicondutor totalmente controlável S_6 é ligado. Os enrolamentos A e B são usados como filtro de entrada de ligação à rede elétrica, enquanto o enrolamento C e usado como elemento armazenador de energia do conversor de potência abaixador/elevador de tensão [51].

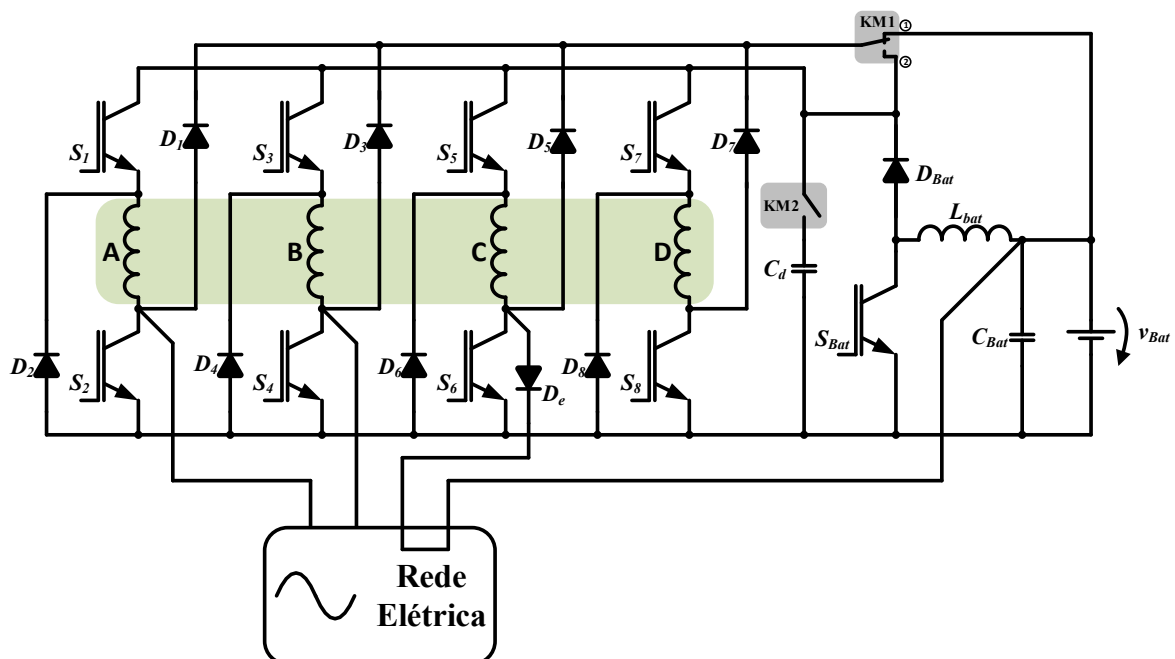


Figura 2.41 - Topologia de conversor de potência unificado baseado numa máquina de relutância comutada (baseada de [51]).

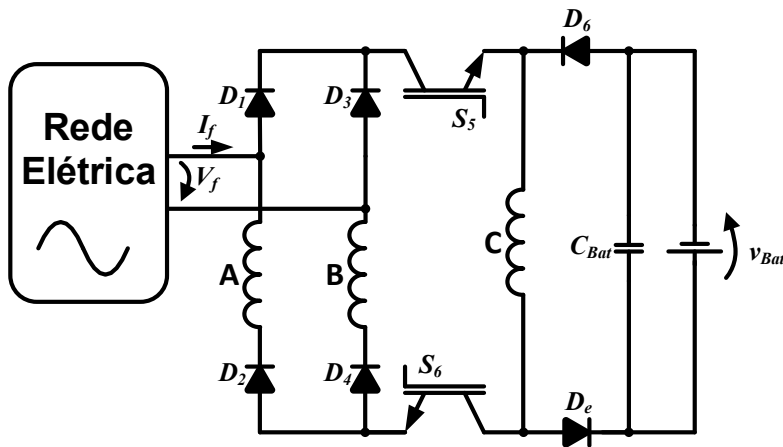


Figura 2.42 - Topologia de conversor de potência unificado baseado numa máquina de relutância comutada, configuração no modo de carregamento (adaptado de [51]).

A Figura 2.43 apresenta a topologia de um sistema unificado baseado num conversor de potência do tipo fonte de corrente. Entre as baterias e o conversor fonte de corrente existe um conversor de tensão para corrente, que permite controlar e manter uma corrente constante no barramento CC quando a força contra-electromotriz é menor que a tensão das baterias. Para além disso também permite carregar as baterias durante a travagem regenerativa, sem necessidade de inverter a corrente no barramento CC [45]. No modo de tração o conversor fonte de tensão para corrente funciona em quatro modos. No modo 1 os semicondutores totalmente controláveis S_7 e S_8 encontram-se ligados, a tensão das baterias é aplicada ao conversor fonte de corrente através da bobina L_{CC} . Para esta situação a tensão V_S é igual à tensão das baterias. No modo 2 o semicondutor totalmente controlável S_7 está ligado enquanto o S_8 está desligado, este modo desconecta as baterias do conversor fonte de corrente. No modo 3 o semicondutor totalmente controlável S_7 está desligado e o S_8 está ligado, estando as baterias mais uma vez desconectadas do conversor fonte de corrente. Tanto no modo 2 como no modo 3 a tensão V_S é igual a zero. No modo 4 ambos os semicondutores totalmente controláveis S_7 e S_8 encontram-se ligados, a corrente i_{cc} flui através dos díodos D_1 e D_2 , permitindo que as baterias sejam carregadas. Neste caso a tensão V_S apresenta polaridade contrária à da tensão das baterias [45]. No modo de carregamento o conversor de tensão para corrente apresenta três modos de operação. No modo 1 os semicondutores totalmente controláveis S_7 e S_8 encontram-se desligados e a corrente i_{cc} flui através dos díodos D_1 e D_2 de forma a carregar as baterias, a tensão V_S apresenta polaridade contrária à da tensão das baterias. No modo 2 o semicondutor totalmente controlável S_7 está desligado enquanto o S_8 está ligado. No modo 3 o semicondutor totalmente controlável S_7 está ligado e o S_8 está desligado. Nos modos 2 e 3 as baterias encontram-se desconectadas do conversor fonte de corrente, sendo que nesta situação a tensão V_S é nula [45].

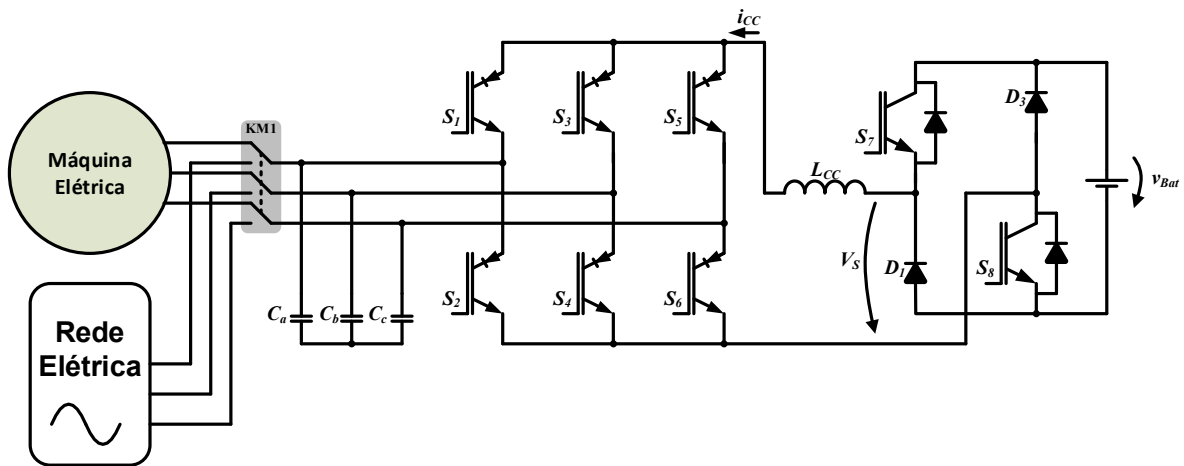


Figura 2.43 - Topologia de conversor de potência unificado baseado no conversor fonte de corrente (baseada de [45]).

2.5 Conclusões

Este capítulo iniciou-se com a apresentação das principais normas, níveis e modos de carregamento para os sistemas de carregamento de baterias. Seguidamente foram apresentadas as topologias de conversores de potência dos sistemas de carregamento de baterias, onde se fez a distinção entre os conversores unidirecionais e bidirecionais, com e sem isolamento. Foram também descritas as topologias de conversores de potência para os sistemas de tração em veículos elétricos

Devido às semelhanças entre o conversor de potência do sistema de carregamento e o conversor de potência do sistema de tração atualmente existentes no interior de um veículo elétrico, foram apresentadas algumas topologias de conversores de potência unificados. Esta unificação só é possível porque durante o modo de carregamento de baterias o sistema de tração não se encontra em funcionamento, e no modo de tração o sistema de carregamento das baterias encontra-se desligado.

As primeiras topologias foram propostas e patenteadas por *Rippl* e *Cocconi* em 1992. A diversidade de topologias é enorme, existem soluções baseadas em máquina elétrica com duplos enrolamentos, com conversores de potência do tipo fonte de tensão, com conversores de potência do tipo fonte de corrente, com e sem isolamento galvânico. A maioria das topologias descritas usa os enrolamentos da máquina elétrica como bobinas de acoplamento à rede elétrica, durante o processo de carregamento.

A utilização de um único conversor de potência permite reduzir o volume, o peso e os custos associados aos dois conversores de potência que existem atualmente nos veículos elétricos, e simultaneamente melhorar e aumentar as suas funcionalidades. Algumas das funcionalidades passam por devolver parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica, compensar a potência reativa, indutiva ou capacitiva, ou funcionar como filtro ativo de potência.

Capítulo 3

Algoritmos de Controlo para Tração e Carregamento de Baterias em Veículos Elétricos

3.1 Introdução

O foco principal deste capítulo são os algoritmos usados no controlo dos conversores de potência desenvolvidos no âmbito desta tese. Complementarmente, são apresentadas as principais topologias de máquinas de fluxo axial, com ênfase na topologia e modelo matemático da máquina elétrica escolhida. Estas máquinas elétricas são apresentadas de forma muito resumida, apenas com os conceitos essenciais à compreensão dos algoritmos de controlo das mesmas.

Primeiro são apresentados e descritos os algoritmos de controlo mais usuais no controlo de conversores de potência trifásicos usados no acionamento de máquinas elétricas de fluxo axial, para operação como motor elétrico.

Posteriormente são apresentados os principais algoritmos de controlo que podem ser usados no controlo do conversor CC-CC bidirecional (conversor usado para fazer a interface entre o barramento de corrente contínua e as baterias). Este algoritmo de controlo, durante o carregamento das baterias, deve garantir que a tensão e a corrente fornecida às baterias estão de acordo com a tecnologia da bateria a ser carregada. Assim, são apresentadas as técnicas de controlo de corrente mais usuais nos sistemas de carregamento das baterias. Em todos os algoritmos de controlo de corrente apresentados é garantido que a conexão dos conversores de potência à rede elétrica não influencie a qualidade da energia da mesma, pelo que durante o carregamento das baterias a corrente absorvida é sinusoidal e está em fase com a tensão da rede elétrica.

3.2 Máquinas Elétricas para Tração de Veículos Elétricos

A máquina elétrica é o elemento que faz a propulsão do veículo elétrico, e que funciona como gerador durante as travagens. Nos veículos híbridos também funciona como motor de arranque e auxílio à máquina de combustão interna. Todavia, nem todas as máquinas elétricas são adequadas aos sistemas de tração dos veículos elétricos. Muito se poderia discutir acerca deste assunto, e diferentes

argumentos, vantagens e desvantagens poderiam ser apresentadas. Contudo, isso iria tornar ainda mais extenso este documento e desviar o foco dos assuntos que se entendem essenciais. Sendo apenas apresentadas as máquinas elétricas de fluxo axial, por ser a topologia usada na validação experimental desta tese.

As máquinas de fluxo axial foram as primeiras a ser criadas. Michael Faraday é dito como o primeiro a desenvolver uma máquina elétrica deste tipo em 1831 [70]. Diversos fatores fizeram com que este tipo de máquinas elétricas acabasse por cair em desuso, nomeadamente [70]:

- Custos elevados no fabrico dos núcleos laminados do estator;
- Dificuldades de fabrico, nomeadamente no corte de ranhuras em núcleos laminados e em outros métodos de produção de núcleos para estatores com ranhuras;
- Dificuldades na montagem da máquina e na manutenção de um entreferro uniforme;
- Forte força de atração magnética axial entre estator e rotor.

As máquinas de fluxo radial começaram a aparecer por volta de 1837 com uma patente de *Davenport* [71], e desde então têm dominado o mercado das máquinas elétricas. Contudo, atualmente as máquinas elétricas de fluxo axial são, cada vez mais, usadas no acionamento de cargas mecânicas. Para determinadas aplicações as máquinas de fluxo axial salientam-se em relação às de fluxo radial devido às seguintes vantagens [70]:

- Densidade de potência superior;
- Mais compactas;
- Refrigeração e ventilação melhoradas;
- Maior relação diâmetro/comprimento;
- Entreferro plano e em certa medida ajustável;
- Estrutura ideal para desenvolvimento de máquinas modulares que permitam satisfazer as necessidades de potência ou binário (múltiplos estatores e/ou múltiplos rotores).

As máquinas de fluxo axial com ímanes permanentes (AFPM - *Axial Flux Permanent Magnet*) são similares às máquinas de fluxo radial com ímanes permanentes (PMSM - *Permanent Magnet Synchronous Motor*). Contudo o desenho mecânico, a análise térmica e o processo de montagem é mais complexo nas máquinas de fluxo axial [72].

O perfil único tipo disco do rotor e estator das máquinas AFPM torna possível a conceção de diversas topologias e geometrias. As AFPM podem ser projetadas com único ou múltiplo entreferro, com ou sem ranhuras, e com ou sem cobre no rotor [72].

3.2.1 Tipos e Topologias de Máquinas de Fluxo Axial com Ímanes Permanentes

Em teoria, cada máquina de fluxo radial deveria ter uma correspondente na versão de fluxo axial. Contudo, na prática as máquinas de fluxo axial estão limitadas aos seguintes tipos [70]:

- Máquinas de corrente contínua com ímanes permanentes;
- Máquinas síncronas de ímanes permanentes;
- Máquinas de indução.

As máquinas de corrente contínua com ímanes permanentes de fluxo axial são semelhantes às máquinas de fluxo radial. O sistema eletromagnético de excitação é substituído por ímanes permanentes e o rotor é feito de fios de cobre moldados por resina. O comutador é similar ao convencional, e tanto pode ser cilíndrico como radial [70], [72].

As máquinas síncronas de ímanes permanentes estão divididas em duas configurações: máquinas de corrente contínua sem escovas (*brushless DC motor*) e máquinas de corrente alternada com ímanes permanentes. A maior parte das máquinas elétricas partilham a mesma estrutura, contudo a teoria e o princípio de funcionamento são um pouco diferentes [70], [72]. A principal diferença entre elas é o tipo de força contra-electromotriz produzida em ambas. A máquina *brushless DC* produz uma força contra-electromotriz trapezoidal, enquanto a máquina de corrente alternada com ímanes permanentes produz uma força contra-electromotriz sinusoidal [70], [72].

Não existe grande interesse no desenvolvimento das máquinas de indução com fluxo axial porque é difícil fabricar um rotor laminado em gaiola. Por outro lado, é possível substituir o rotor em gaiola por um disco homogêneo não magnético de alta condutividade ou por um disco em aço revestido a cobre. Contudo, o desempenho da máquina de indução deteriora-se drasticamente [70], [72].

3.2.2 Máquina Elétrica Utilizada

A máquina elétrica escolhida para esta tese de doutoramento foi a *HPM-20KW* da empresa *Golden Motors* (Figura 3.1) [73]. É uma máquina de fluxo axial de corrente contínua sem escovas com ímanes permanentes (*brushless DC motor*), possui dois estatores externos e um rotor interno. Apresenta uma potência nominal de 25 kW e 50 kW de pico, e tem refrigeração líquida. A Tabela 3.1 apresenta as características da máquina elétrica, fornecidas pelo fabricante.

Para além das características mencionadas no início do capítulo sobre este tipo de máquina elétrica, a escolha recaiu sobre a mesma porque possui dois estatores e permite ter acesso a todos os terminais

dos enrolamentos sem efetuar alterações mecânicas à estrutura base da máquina elétrica. Para além desta máquina elétrica também se estudou a máquina elétrica *PMS 156W* da empresa *heinzmann* [74]. Contudo, a escolha não recaiu sobre a *PMS 156W* porque para além do custo da aquisição ser superior, também era necessário fazer alterações mecânicas na estrutura da máquina para se ter acesso a todos os terminais dos enrolamentos externamente.



Figura 3.1 - Máquina elétrica *HPM-20KW* da empresa *Golden Motors* [73].

Tabela 3.1. Parâmetros da máquina elétrica *HPM-20KW* [73].

Parâmetro	Valor
Potência nominal	25 kW
Potência de pico	50 kW
Velocidade nominal	6000 rpm
Tensão nominal	120 VCC
Binário nominal	80 Nm
Binário de pico	160 Nm
Número de pólos	8
Rendimento	>90%
Medidas	30x30x25 cm
Peso	39 kg

3.2.3 Modelo da Máquina de Corrente Contínua sem Escovas (*Brushless DC Motor*)

A máquina elétrica escolhida, como referido anteriormente, produz uma força contra-electromotriz trapezoidal. Neste sentido o modelo da máquina elétrica apresentado a seguir assume que as

correntes induzidas no rotor devido às harmónicas dos enrolamentos do estator são negligenciadas, assim como as perdas no cobre e possíveis efeitos associados à saturação magnética. O modelo é válido apenas para máquinas com três fases [75].

A equação que descreve a tensão aos terminais dos enrolamentos do estator, em termos das constantes elétricas da máquina elétrica, é dada por [75]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_e \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

onde, V_x é o valor instantâneo da tensão simples na fase x , R_e é a resistência do estator em cada fase, I_x é o valor instantâneo da corrente em cada fase, L_{xx} é a auto indutância da fase x , L_{xy} é a indutância mútua entre as fases x e y , e_x é a força contra-electromotriz da fase x .

A tensão de pico da força contra-electromotriz (E) induzida é dada por [75]:

$$E = B l v N = N B l r \omega_r = N \phi \omega_r = \lambda_p \omega_r \quad (3.2)$$

onde, B é a densidade do fluxo, l é o comprimento do condutor, v é a velocidade do rotor, N é o número de condutores em série por fase, ω_r é a velocidade angular do rotor, ϕ é o valor de fluxo e λ_p é o valor de pico do fluxo mútuo concatenado dos ímanes do rotor.

Assumindo que a relutância do rotor não varia, a máquina elétrica é simétrica nas três fases, a auto indutância é igual para todas as fases e as indutâncias mútuas entre fases são iguais, pode-se fazer a seguinte simplificação [75]:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (3.3)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (3.4)$$

Substituindo a equação (3.3) e (3.4) na equação (3.1), o modelo da máquina elétrica é simplificado a [75]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_e \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Como a máquina elétrica é um sistema trifásico equilibrado (a soma das correntes é zero), o modelo da máquina elétrica pode ser reescrito da seguinte forma [75]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_e \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

O binário eletromagnético (T_e) da máquina *brushless DC* é dado pela seguinte equação [75]:

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (3.7)$$

Sendo que força contra-electromotriz instantânea em cada fase é expressa por [75]:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_a(\theta_{ele}) \\ f_b(\theta_{ele}) \\ f_c(\theta_{ele}) \end{bmatrix} \lambda_p \omega_r \quad (3.8)$$

onde a função $f_x(\theta_{ele})$ possui a mesma forma de onda de e_x com amplitude máxima de ± 1 e θ_{ele} é a posição do rotor.

A força contra-electromotriz induzida não possui os cantos da forma de onda afiados como as funções trapezoidais, mas sim arredondados. Isto deve-se ao facto da força contra-electromotriz ser a derivada do fluxo concatenado e o fluxo concatenado ser uma função contínua. Por outro lado, o fluxo de dispersão também influencia a suavidade dos cantos da função de densidade do fluxo [75].

A equação do binário eletromagnético pode ser reescrita como [75]:

$$T_e = \lambda_p [f_a(\theta_{ele}) i_a + f_b(\theta_{ele}) i_b + f_c(\theta_{ele}) i_c] \quad (3.9)$$

A equação do movimento para um sistema simples é dada por [75]:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + \mu \omega_r = T_e - T_{carga} \quad (3.10)$$

onde J é a inércia do sistema, μ é o coeficiente de atrito viscoso e T_{carga} o binário de carga.

A relação entre a velocidade de rotação elétrica do rotor e a posição do mesmo é dada por [75]:

$$\frac{d\theta_{ele}}{dt} = \frac{p_m}{2} \omega_r \quad (3.11)$$

onde p_m é o número de pólos da máquina elétrica.

O modelo de espaço de estados da máquina *brushless DC* resulta da combinação de todas as equações relevantes anteriormente apresentadas [75]:

$$\frac{dx}{dt} = A x + B u \quad (3.12)$$

onde,

$$x = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad \omega_r \quad \theta_{ele}]^t \quad (3.13)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{L_l} & 0 & 0 & -\frac{\lambda_p}{L_l} f_a(\theta_{ele}) & 0 \\ 0 & -\frac{R_e}{L_l} & 0 & -\frac{\lambda_p}{L_l} f_b(\theta_{ele}) & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_e}{L_l} & -\frac{\lambda_p}{L_l} f_c(\theta_{ele}) & 0 \\ \frac{\lambda_p}{J} f_a(\theta_{ele}) & \frac{\lambda_p}{J} f_b(\theta_{ele}) & \frac{\lambda_p}{J} f_c(\theta_{ele}) & -\frac{\mu}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_l} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$u = [v_a \quad v_b \quad v_c \quad T_{carga}]^t \quad (3.16)$$

e

$$L_l = L - M \quad (3.17)$$

3.3 Controlo da Máquina de Fluxo Axial

Atualmente as máquinas de corrente contínua sem escovas de fluxo axial funcionam com controlo de corrente sinusoidal e não unicamente trapezoidal. Contudo, o controlo de corrente trapezoidal pode ser implementado com recurso aos algoritmos de controlo das máquinas de fluxo axial, com força contra-electromotriz sinusoidal, à exceção das transformações existentes no sistema de eixos [76–78]. Assim, seguidamente são apresentados os dois algoritmos de controlo mais usuais no controlo da máquina de corrente contínua sem escovas de fluxo axial: o controlo por orientação de campo (FOC - *Field Oriented Control*) e o controlo direto de binário (DTC - *Direct Torque Control*).

O DTC foi desenvolvido inicialmente para as máquinas de indução, tendo sido adaptado para as máquinas elétricas com ímanes permanentes em 1997 [79], [80]. A principal vantagem do DTC em relação ao FOC é a rápida resposta dinâmica do binário. Além disso, o DTC é praticamente independente dos parâmetros da máquina elétrica, usando apenas o valor da resistência do estator. Inicialmente o DTC apresentava alguns inconvenientes, como por exemplo, elevada ondulação de

binário e distorção da corrente. Tendo sido objeto de estudo ao longo dos anos o DTC tem vindo a ser melhorado, permitindo que estes inconvenientes inicialmente apontados acabem por ser resolvidos.

O FOC apresenta a vantagem do binário ter pouca ondulação e distorção, e de possuir uma frequência de comutação fixa. Porém apresenta o inconveniente de ter uma resposta lenta às variações de binário, assim como a sensibilidade à variação dos parâmetros da máquina elétrica.

Os próximos itens apresentam os algoritmos de controlo FOC, DTC e de corrente que podem ser utilizados no controlo da máquina de corrente contínua sem escovas de fluxo axial.

3.3.1 Controlo por Orientação de Campo

O controlo por orientação de campo decompõe as correntes do estator da máquina elétrica no referencial de rotação dq . A componente direta (d) permite o ajuste do valor do fluxo enquanto a componente em quadratura (q) ajusta o valor do binário. As componentes são controladas independentemente depois da sua decomposição, permitindo assim controlar a máquina elétrica como uma simples máquina de corrente contínua de excitação separada [80], [81].

A Figura 3.2 apresenta o diagrama de blocos típico para o controlo por orientação de campo. No controlo apresentado é utilizada a velocidade como variável de referência. Contudo no acionamento de máquinas elétricas para os sistemas de tração elétrica é mais usual controlar o binário, sendo a referência de binário normalmente obtida a partir da posição do pedal do acelerador do veículo elétrico [81]. O controlo por velocidade de referência pode ser usado para implementar a função de *cruise control*.

Para implementar o FOC é necessário obter as correntes e a posição do rotor da máquina elétrica. Quando não é possível incorporar o sensor de posição do rotor, a posição do rotor pode ser obtida a partir de métodos de estimação da posição. Geralmente são usados métodos baseados na força contra-electromotriz, no modelo de referência do sistema, em observadores ou filtros de Kalman estendidos. Quando não existe sensor de posição do rotor o controlo é denominado por controlo por orientação de campo sem sensor (*Sensorless Field Oriented Control*) [82–85].

Na Figura 3.3 são apresentadas as conversões efetuadas, e respetivos sistemas de eixos, durante a execução do sistema de controlo.

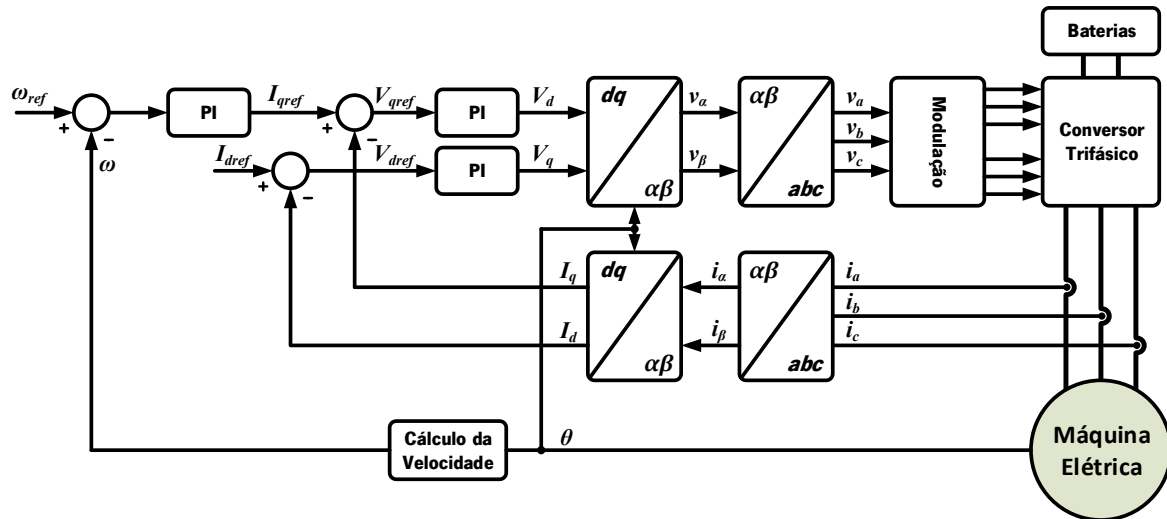


Figura 3.2 - Diagrama de blocos do controlo por orientação de campo (baseado em [86]).

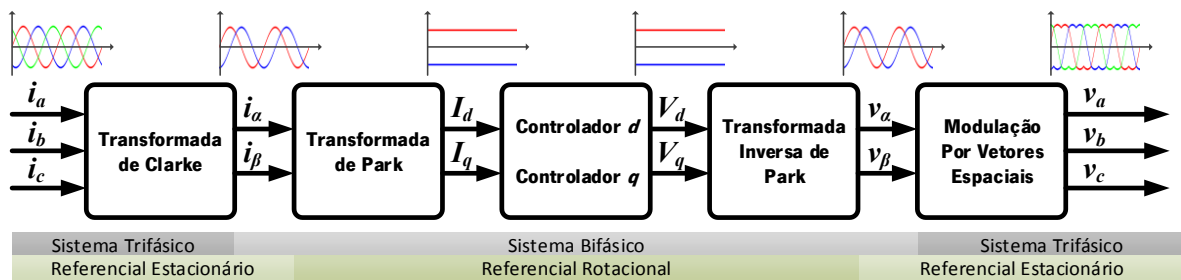


Figura 3.3 - Sistema de eixos usado no controlo por orientação de campo (baseado em [87]).

Como referido anteriormente, no algoritmo de controlo FOC é necessário ter a realimentação de algumas grandezas do sistema. São duas as grandezas essenciais para a realimentação do controlo: as correntes do estator (i_a , i_b , i_c) e a posição do rotor. Admitindo que a máquina elétrica está ligada em estrela sem neutro e funciona em regime equilibrado, apenas é necessária a realimentação de duas correntes do estator.

A cada ciclo de execução após a obtenção das grandezas, o algoritmo de controlo FOC é executado de acordo com os seguintes passos:

- As correntes do estator são convertidas para o referencial bifásico através da transformada de Clarke, onde são obtidas as tensões i_α , i_β ;
- O referencial bifásico é convertido para um sistema de eixos rotacional com recurso à transformada de Park, a qual usa a informação da posição do rotor adquirida na última iteração do controlo. Na conversão são obtidas as correntes I_d e I_q ;
- As correntes I_d e I_q são comparadas com as correntes de referência, sendo obtido um sinal de erro para cada uma. A referência I_d controla o fluxo de magnetização do rotor e a referência I_q controla o binário produzido pela máquina elétrica. À saída dos sinais de erro são aplicados controladores Proporcionais Integrals (PI), obtendo-se as tensões V_d e V_q ;

- As tensões V_d e V_q obtidas na saída dos controladores PI retornam o sistema para o referencial estacionário através da transformada inversa de Park. Com esta transformada são obtidas as tensões V_α e V_β ;

- Após a obtenção das tensões V_α e V_β as tensões de referência (v_a, v_b, v_c) são obtidas a partir do tipo de modulação escolhida, no caso da Figura 3.3 é usada a modulação por vetores espaciais.

A modulação por vetores espaciais é usada para transformar o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ em sinais de modulação de largura de impulso. As vantagens que se salientam neste tipo de modulação são: tensão aplicada à carga cerca de 15% maior com menor distorção harmónica em comparação com a Modulação por Largura de Impulso (MLI), maior eficiência e um número de comutações dos semicondutores totalmente controláveis aproximadamente 30% menor do que na MLI [88], [89].

Para o conversor de potência trifásico é possível obter oito estados de comutação (vetores), que são dados pela combinação dos semicondutores de potência correspondentes. A representação de espaço de vetores de todas as combinações é mostrada na Figura 3.4, onde é possível observar que existem 2 vetores nulos (V_{000}, V_{111}) e seis não nulos ($V_{100}, V_{110}, V_{010}, V_{011}, V_{001}, V_{101}$) definidos nas coordenadas $\alpha\beta$ [87].

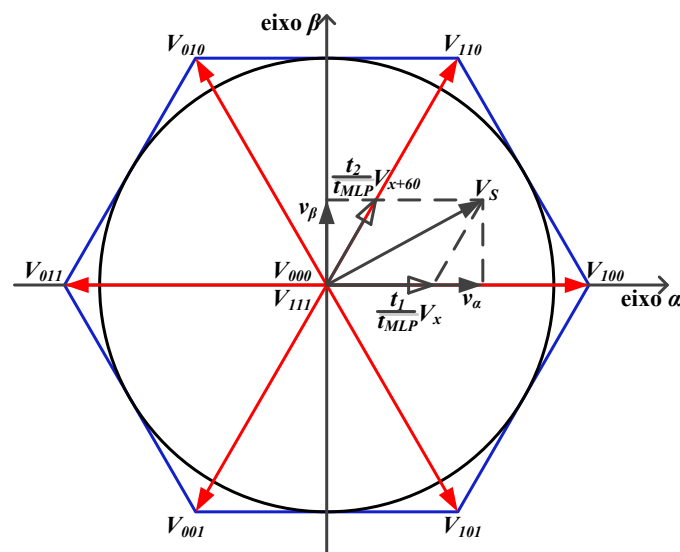


Figura 3.4 - Representação de espaço de vetores para o conversor de potência trifásico.

A Tabela 3.2 apresenta os níveis da tensão de saída (tensão simples e composta) do conversor de potência trifásico em função de cada estado de comutação [87].

A combinação dos estados ON/OFF nos semicondutores de potência em cada vetor é apresentada na Tabela 3.3. Cada dígito subscrito em cada vetor corresponde a uma fase do sistema trifásico, sendo o valor referente ao estado de cada semicondutor. Quando o dígito é zero significa que o semicondutor

de potência superior está desligado e o inferior está ligado, por outro lado, quando o dígito está a um significa que o semiconductor de potência superior está ligado e o inferior está desligado.

Tabela 3.2. Níveis da tensão de saída para o conversor de potência trifásico em função dos estados de comutação.

<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	v_a	v_b	v_c	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	<i>Vetor</i>
0	0	0	0	0	0	0	0	0	V_{000}
1	0	0	$\frac{2v_{CC}}{3}$	$-\frac{v_{CC}}{3}$	$-\frac{v_{CC}}{3}$	v_{CC}	0	$-v_{CC}$	V_{100}
1	1	0	$\frac{v_{CC}}{3}$	$\frac{v_{CC}}{3}$	$-\frac{2v_{CC}}{3}$	0	v_{CC}	$-v_{CC}$	V_{010}
0	1	0	$-\frac{v_{CC}}{3}$	$\frac{2v_{CC}}{3}$	$-\frac{v_{CC}}{3}$	$-v_{CC}$	v_{CC}	0	V_{110}
0	1	1	$-\frac{2v_{CC}}{3}$	$\frac{v_{CC}}{3}$	$\frac{v_{CC}}{3}$	$-v_{CC}$	0	v_{CC}	V_{001}
0	0	1	$-\frac{v_{CC}}{3}$	$-\frac{v_{CC}}{3}$	$\frac{2v_{CC}}{3}$	0	$-v_{CC}$	v_{CC}	V_{101}
1	0	1	$\frac{v_{CC}}{3}$	$-\frac{2v_{CC}}{3}$	$\frac{v_{CC}}{3}$	$-v_{CC}$	v_{CC}	0	V_{011}
1	1	1	0	0	0	0	0	0	V_{111}

Tabela 3.3. Estado dos semicondutores de potência para cada vetor.

<i>Vetor</i>	$S_{a,c}$	$S_{a,b}$	$S_{b,c}$	$S_{b,b}$	$S_{c,c}$	$S_{c,b}$
V_{000}	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
V_{100}	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON
V_{010}	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON
V_{110}	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON
V_{001}	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF
V_{101}	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
V_{011}	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF
V_{111}	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF

A modulação de espaço de estados é usada como ponte direta entre o algoritmo de controlo e a modulação por largura de impulso. A implementação da modulação de espaço de estados é executada de acordo com as seguintes etapas:

- Identificação do setor;

- Decomposição do vetor da tensão nas direções do vetor base $V_x, V_{x\pm 60}$;
- Cálculo do ciclo de trabalho da modulação por largura de pulso.

O princípio da modulação de espaço de estados consiste na aplicação dos vetores da tensão V_x em cada instante, onde o vetor da tensão média da MLI com período t_{MLI} é igual ao vetor da tensão desejada. Esta modulação permite uma grande variação na disposição dos vetores nulos e não nulos durante o período da MLI. A disposição dos vetores tanto permite reduzir as perdas de comutação, como deslocar a MLI ao longo do período.

O vetor da tensão desejado é obtido com recurso aos vetores base: os vetores não nulos do lado do setor ($V_x, V_{x\pm 60}$) e os vetores nulos (V_{000} ou V_{111}).

As equações seguintes expressam o princípio da modulação por vetores espaciais [87]:

$$t_{MLI} V_{s[\alpha,\beta]} = t_1 V_x + t_2 (V_{x\pm 60} + t_0 (V_{000} \vee V_{111})), \quad (3.18)$$

$$t_{MLI} = t_1 + t_2 + t_0 \quad (3.19)$$

Para obter os períodos de tempo t_0 , t_1 e t_2 é necessário decompor o vetor da tensão $t_{s[\alpha,\beta]}$ para os vetores base do setor $V_x, V_{x\pm 60}$. A decomposição da equação (3.18) nas equações seguintes permite obter os vetores base [87]:

$$t_{MLI} V_{sx} = t_1 V_x, \quad (3.20)$$

$$t_{MLI} V_{s(x\pm 60)} = t_2 V_{x\pm 60}. \quad (3.21)$$

Resolvendo as equações é possível calcular a duração necessária para a aplicação de cada vetor base do setor ($V_x, V_{x\pm 60}$) durante o período (t_{MLI}) da MLI [87].

$$t_1 = \frac{|V_{sx}|}{|V_x|} t_{MLI} \text{ para o vetor } V_x \quad (3.22)$$

$$t_2 = \frac{|V_{sx}|}{|V_{x\pm 60}|} t_{MLI} \text{ para o vetor } V_{x\pm 60} \quad (3.23)$$

$$t_0 = t_{MLI} - (t_1 + t_2) \text{ tanto para } V_{000} \text{ ou } V_{111} \quad (3.24)$$

3.3.2 Controlo Direto de Binário

O controlo direto de binário é uma técnica de controlo vetorial mais recente que o controlo por orientação de campo. O DTC apresenta uma rápida resposta às variações de binário, contudo em regime permanente apresenta uma grande ondulação de binário. Atualmente têm sido propostas diferentes variantes do DTC tradicional de forma a reduzir a ondulação em regime permanente. Para além da rápida resposta às variações de binário também não necessita da posição do rotor nem de

uma modulação para os sinais do conversor de potência [90]. A Figura 3.5 apresenta o diagrama de blocos do DTC tradicional.

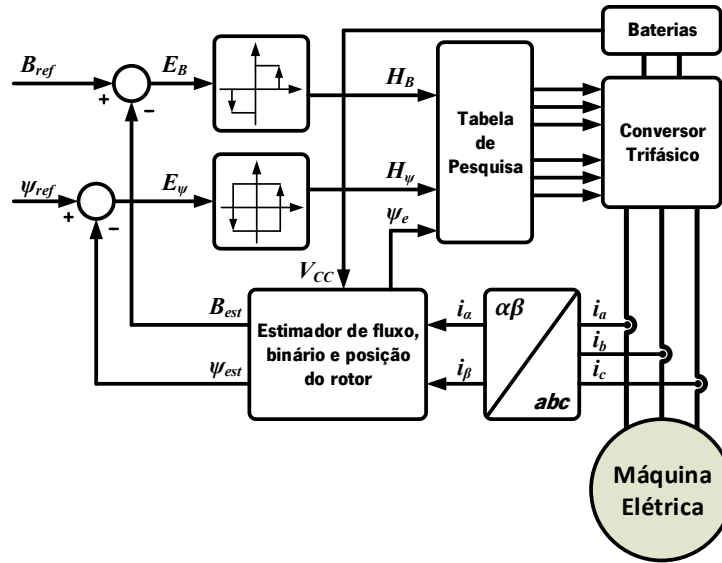


Figura 3.5 - Diagrama de blocos do controlo direto de binário tradicional (baseado em [90]).

O DTC apenas usa uma transformação de referencial. É usada a transformada de Clarke e os restantes cálculos são realizados sobre o sistema de coordenadas estacionário $\alpha\beta$. Após a obtenção das correntes no referencial $\alpha\beta$ é estimado o valor do binário, do fluxo e da posição angular. Os controladores por histerese recebem o erro resultante dos valores pretendidos com os valores estimados. De seguida, o valor da saída é comparado com a tabela de pesquisa que define o vetor a aplicar ao conversor de potência [91].

As equações usadas para a estimação dos parâmetros dependem do tipo de máquina elétrica escolhida. *Bian et al.* [92] apresentam o estudo para a máquina síncrona de ímanes permanentes, enquanto *Ozturk et al.* [93] apresentam para a máquina de corrente contínua sem escovas (*brushless DC motor*).

O comparador de histerese é diferente para o controlo do fluxo e do binário. O comparador de histerese do fluxo do estator é obtido a partir da equação (3.25), enquanto o comparador de histerese para o binário é dado pela equação (3.26). A largura de banda da histerese do fluxo é de $2 \cdot LB_\psi$ e a largura de banda da histerese do binário é de $2 \cdot LB_B$.

$$H_\psi = \begin{cases} 1 & \text{se } E_\psi > +LB_\psi \\ -1 & \text{se } E_\psi < -LB_\psi \end{cases} \quad (3.25)$$

$$H_B = \begin{cases} 1 & \text{se } E_B > +LB_B \\ -1 & \text{se } E_B > -LB_B \\ 0 & \text{se } -LB_B < E_B < +LB_B \end{cases} \quad (3.26)$$

A Figura 3.6 mostra a representação gráfica dos dois comparadores de histerese utilizados no DTC.



Figura 3.6 - Comparadores de histerese: (a) Fluxo do estator, (b) Binário da máquina elétrica.

A Figura 3.7 mostra o fluxo do estator no referencial $\alpha\beta$ e os diferentes estados (vetores) de comutação para um conversor trifásico de dois níveis. O referencial $\alpha\beta$ está dividido em seis setores. O eixo β ajusta o ângulo entre o fluxo dos ímãs permanentes e o fluxo do estator, sendo este proporcional ao binário produzido pela máquina elétrica. Por outro lado, o eixo α permite o ajuste da amplitude do fluxo do estator. O fluxo do estator roda no sentido contrário aos ponteiros do relógio de acordo com a sequência dos vetores não nulos ($V_{100}, V_{110}, V_{010}, V_{011}, V_{001}, V_{101}$). Os vetores nulos (V_{000}, V_{111}) produzem uma tensão nula à saída do conversor de potência.

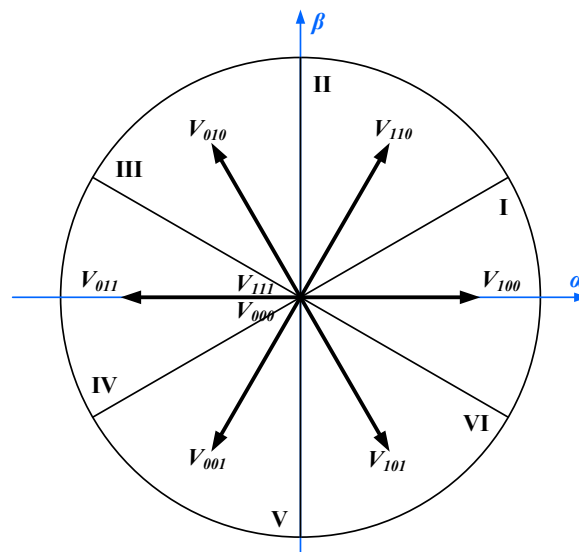


Figura 3.7 - Fluxo do estator no referencial $\alpha\beta$ e vetores de comutação para o conversor de potência trifásico de dois níveis (baseado em [90]).

A tabela de pesquisa clássica que relaciona a saída dos comparadores de histerese com o setor onde se encontra o vetor é apresentada na Tabela 3.4.

O DTC clássico possui uma frequência de comutação variável, o que torna impossível a utilização de filtros passivos sintonizados para a frequência de comutação. No entanto atualmente existe um algoritmo de controlo baseado no DTC que utiliza uma frequência de comutação fixa através da utilização da modulação por vetores espaciais sinusoidal (SVPWM - *Space Vector Pulse Width Modulation*) [90].

Tabela 3.4. Tabela de pesquisa clássica para o controlo direto de binário (baseado em [90]).

H_ψ	H_B	I	II	III	IV	V	VI
1	1	V_{110}	V_{010}	V_{011}	V_{001}	V_{101}	V_{100}
	0	V_{111}	V_{000}	V_{111}	V_{000}	V_{111}	V_{000}
	-1	V_{101}	V_{100}	V_{110}	V_{010}	V_{011}	V_{001}
-1	1	V_{010}	V_{011}	V_{001}	V_{101}	V_{100}	V_{110}
	0	V_{000}	V_{111}	V_{000}	V_{111}	V_{000}	V_{111}
	-1	V_{001}	V_{101}	V_{100}	V_{110}	V_{010}	V_{011}

Tipicamente o valor da indutância dos enrolamentos das máquinas elétricas é baixa. A utilização do DTC baseado em controladores por histerese pode resultar numa ondulação de binário significativa [91]. Neste sentido, *Gupta et al.* [91] propuseram a utilização de uma rede neuronal para substituir os controladores por histerese e a tabela de comparação. Contudo, esta alteração implica num aumento da complexidade do algoritmo de controlo, que acaba por requerer mais recursos do que no FOC.

3.3.3 Controlo de Corrente

A Figura 3.8 (a) apresenta o circuito elétrico da máquina de corrente contínua sem escovas (*brushless DC motor*). Combinando as resistências, as indutâncias e as forças contra-eletromotrizes obtêm-se o circuito equivalente da Figura 3.8 (b). É possível efetuar esta simplificação nas máquinas de três fases com ligação em estrela. Isto deve-se ao facto do algoritmo de controlo apenas controlar duas fases de cada vez, nunca as três fases ao mesmo tempo. Assim, $R_{eq} = 2 R_e$, $i_a = i_{aA} = -i_{aB}$ e $v_{eq} = v_{AB}$. A equação dinâmica da tensão é dada por [70]:

$$v_{eq} = 2 R_e i_{aA} + 2 L_{aa} \frac{di_{aA}}{dt} + 2 E_a = R_{eq} i_a + L_{eq} \frac{di_a}{dt} + E_{ab} \quad (3.27)$$

onde, v_{eq} é a tensão equivalente aos terminais de dois enrolamentos, R_{eq} é a resistência equivalente entre duas fases, i_{ax} é a corrente que atravessa a fase x , L_{eq} é a indutância equivalente entre duas fases e E_{ab} é a força contra-eletromotriz resultante de duas fases.

Ao aplicar uma tensão contínua aos terminais A e B da máquina elétrica obtêm-se o regime permanente da mesma. Nesta condição de operação a corrente contínua que atravessa os enrolamentos é obtida pela derivação da equação (3.27), resultando na equação seguinte [70]:

$$v_{eq} = R_{eq} i_{a_me} + e_{ab} \quad (3.28)$$

onde, i_{a_me} é o valor instantâneo da corrente que atravessa os enrolamentos e e_{ab} é o valor instantâneo da força contra-eletromotriz aos terminais das duas fases.

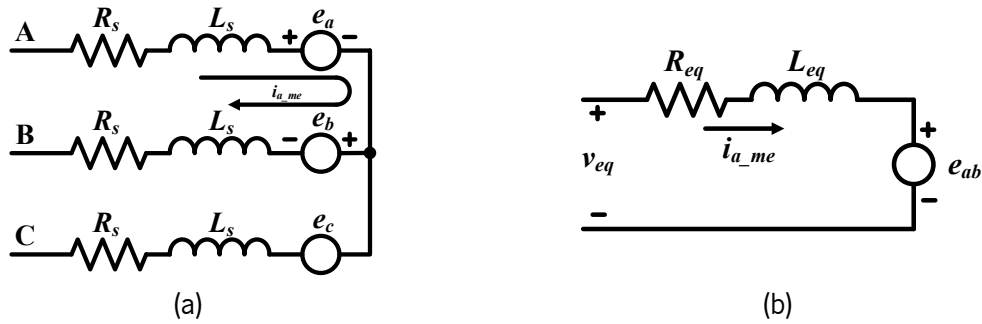


Figura 3.8 - Máquina de corrente contínua sem escovas: (a) Circuito elétrico; (b) Circuito elétrico equivalente entre duas fases (baseado em [70]).

A força contra-eletromotriz é obtida a partir da seguinte equação [70]:

$$e_{ab} = 8 p_m N k_{we} \Phi n \quad (3.29)$$

onde, n é a velocidade de rotação. A potência eletromagnética da máquina elétrica é dada por [70]:

$$P_e = e_{ab} i_{a_me} \quad (3.30)$$

Enquanto o binário é dado por [70]:

$$T = \frac{P_e}{2 \pi n} = \frac{e_{ab} i_{a_me}}{2 \pi n} = \frac{4}{\pi} p_m N_e k_{we} \Phi i_{a_me} = k_T i_{a_me} \quad (3.31)$$

De notar que i_{a_me} e e_{ab} são valores constantes que podem variar ao longo do tempo.

De acordo com a equação (3.31) o binário da máquina de corrente contínua sem escovas pode ser controlado diretamente através do controlo da corrente do estator, obtendo-se assim a corrente média instantânea (i_{a_med}) apresentada na Figura 3.9 [70].

Olhando com cuidado para as correntes da Figura 3.9 verifica-se que algumas características da corrente i_{a_med} também estão presentes na corrente média do barramento CC (i_{cc_med}).

A corrente das fases da máquina elétrica pode ser controlada através do controlo da corrente média do barramento CC, sendo apenas necessário um sensor de corrente. Contudo, é necessário ter em atenção o sentido de rotação da máquina elétrica, pois em ambos os casos, sentido horário ou sentido anti-horário, a corrente medida pelo sensor é positiva. No algoritmo de controlo a corrente de referência é positiva quando a máquina elétrica está a funcionar no sentido horário e negativa no sentido anti-horário. Esta situação pode ser facilmente resolvida com a multiplicação de um sinal positivo ou negativo de acordo com o modo de operação selecionado [70].

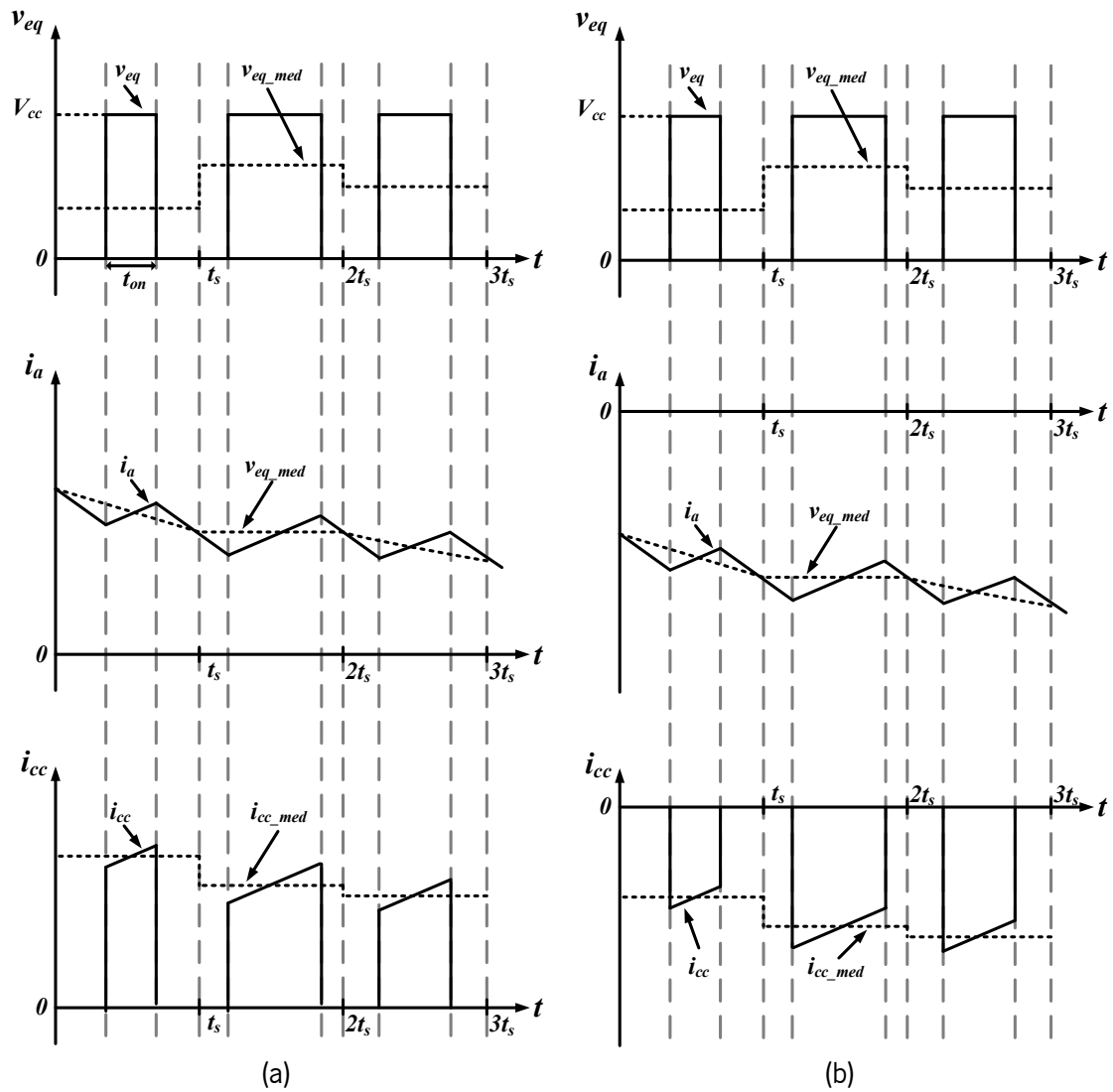


Figura 3.9 - Formas de onda da tensão e da corrente na máquina de corrente contínua sem escovas (*brushless DC motor*) no modo: (a) Motor elétrico; (b) Gerador elétrico (baseado em [70]).

A Figura 3.10 apresenta o diagrama de blocos para o controlo de corrente da máquina de corrente contínua sem escovas (*brushless DC motor*) com um único sensor de corrente. O controlo é baseado na comparação entre a corrente de referência (I_{a_ref}) e a corrente do barramento CC (i_{cc}), atuando de seguida na tensão de saída (V_{eq_med}). O módulo gerador de PWM envia os sinais 0 ou 1 para o dispositivo logico programável. O sinal da corrente também é uma entrada do dispositivo programável, bem como os sinais de posição do rotor. Estes sinais são recebidos de três sensores de efeito HALL que se encontram montados no estator da máquina elétrica. A saída do dispositivo logico programável atua diretamente nos semicondutores totalmente controláveis. A velocidade é adicionada ao sistema de forma a desacoplar a corrente dos efeitos da variação da mesma. A corrente é amostrada para ser obtido o valor médio da corrente do barramento CC, como mostra a Figura 3.9 [70].

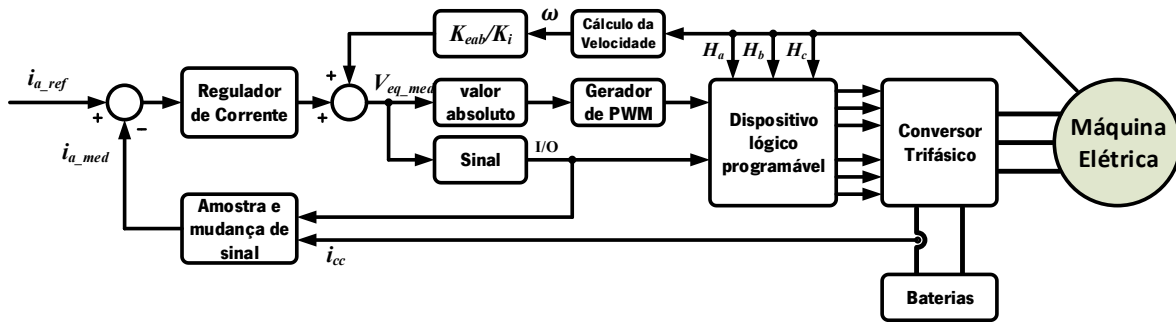


Figura 3.10 - Diagrama de blocos do controlo de corrente para a máquina de corrente contínua sem escovas (*brushless DC motor*) com um único sensor de corrente (baseado em [70]).

Para determinar os parâmetros do regulador de corrente é necessário obter a função de transferência do algoritmo de controlo da corrente. De acordo com a Figura 3.8 (b) e a equação (3.27) a equação que define a tensão dinâmica da máquina elétrica em termos dos valores médios é a seguinte [70]:

$$v_{eq_med} = R_{eq} i_{a_med} + L_{eq} \frac{di_{a_med}}{dt} + e_{ab} \quad (3.32)$$

onde, $v_{eq} = V_{eq_med} + v_r$, $i_a = I_{a_med} + i_r$, v_r é a ondulação da tensão e i_r é a ondulação da corrente do barramento CC. Aplicando a transformada de Laplace à equação (3.32) obtém-se [70]:

$$v_{eq_med}(s) = (R_{eq} + L_{eq}s) i_{a_med}(s) + e_{ab}(s) \quad (3.33)$$

Com o desacoplamento da velocidade no controlo de corrente, apresentado na Figura 3.10, o termo da equação (3.33) referente à força contra-electromotriz não produz qualquer efeito na resposta do regulador de corrente. Consequentemente, o diagrama de blocos do algoritmo de controlo da corrente pode ser representado pelo diagrama de blocos apresentado na Figura 3.11. No diagrama de blocos apresentado o regulador de corrente, por exemplo, pode ser um controlador PI. O ganho K_i representa o ganho da tensão do conversor de potência [70].

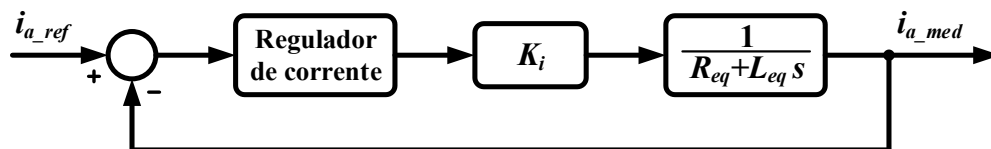


Figura 3.11 - Diagrama de blocos do controlo de corrente desacoplado (baseado em [70]).

3.4 Controlo do Conversor de Potência CC-CC Bidirecional

Este item apresenta o algoritmo de controlo do conversor CC-CC bidirecional do tipo elevador/abaixador de tensão usado para intercalar as baterias e o barramento CC do conversor de potência que aciona a máquina elétrica. Este conversor de potência opera em três modos de

funcionamento: tração, carregamento de baterias (G2V - *Grid-to-Vehicle*) e devolução de parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica (V2G - *Vehicle-to-Grid*).

Tal como apresentado no Capítulo 2 este conversor de potência pode ter diferentes topologias. Após a análise de vantagens e desvantagens optou-se pela utilização de um conversor de meia ponte, como mostrado na Figura 3.12.

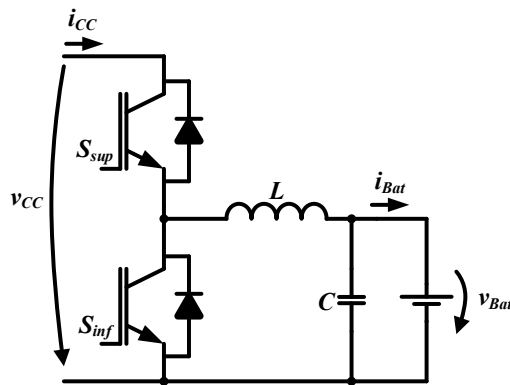


Figura 3.12 - Topologia de conversor CC-CC bidirecional de meia ponte.

No modo de tração este conversor de potência funciona como elevador de tensão, uma vez que a tensão das baterias é inferior à de funcionamento do barramento CC. Sendo assim, o semicondutor totalmente controlável superior (S_{sup}) é desligado, sendo apenas controlado o semicondutor totalmente controlável inferior (S_{inf}).

Na Figura 3.13 representa-se o algoritmo de controlo para o semicondutor totalmente controlável inferior. Neste modo de operação somente é controlada a tensão do barramento CC. O controlo tem como entrada a tensão de referência desejada para o barramento CC e a tensão do barramento CC. Após o cálculo do erro entre as duas variáveis é usado um controlador PI seguido de um circuito limitador na saída. Por fim, o sinal obtido é comparado com uma portadora triangular, obtendo-se assim o sinal de controlo do semicondutor totalmente controlável [26].

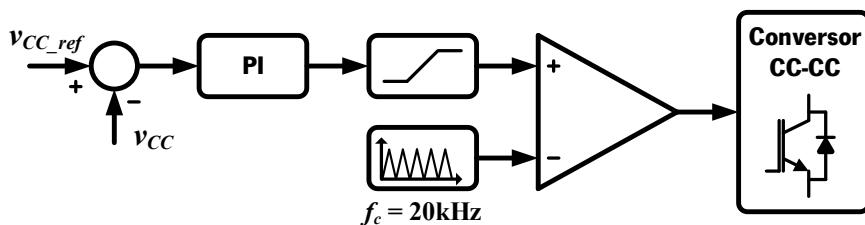


Figura 3.13 - Diagrama de blocos para o controlo do conversor CC-CC bidirecional no modo de tração (adaptado de [26]).

Para o modo de carregamento das baterias o conversor de potência funciona como abaixador de tensão, uma vez que a tensão do barramento CC é superior à tensão das baterias. Neste caso, o

semicondutor totalmente controlável inferior é desligado, sendo aplicado o algoritmo de controlo ao semicondutor totalmente controlável superior.

O semicondutor totalmente controlável superior é controlado de acordo com o processo de carregamento recomendado pelo fabricante das baterias. A Figura 3.14 apresenta o processo de carregamento recomendado para as baterias de lítio. Como se pode observar existem dois estágios de carregamento: corrente constante e tensão constante. Inicialmente as baterias são carregadas com corrente constante, onde a tensão vai subindo até à tensão máxima das baterias. Neste ponto o algoritmo de controlo é alterado para tensão constante até que a corrente fornecida às baterias seja residual, finalizando de seguida o carregamento [26], [94].

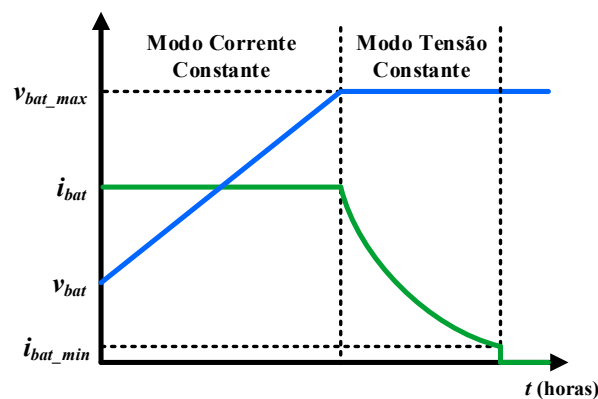


Figura 3.14 - Processo de carregamento recomendado para as baterias de lítio (adaptado de [94]).

O algoritmo de carregamento apresentado na Figura 3.15 foi proposto por *Pinto et al.* [26]. Durante a fase de corrente constante a variável de controlo é a corrente, sendo calculado o erro entre a corrente de referência e a corrente que está a ser fornecida às baterias. O erro obtido segue para um controlador PI que ajusta a largura do impulso aplicado ao semicondutor totalmente controlável, através do modulador de portadora triangular. Na fase de tensão constante a variável de controlo é a tensão, sendo igualmente usado um controlador PI a seguir ao erro obtido entre a tensão de referência e a tensão das baterias. Como estas fases são sequenciais é utilizado o mesmo modulador de saída.

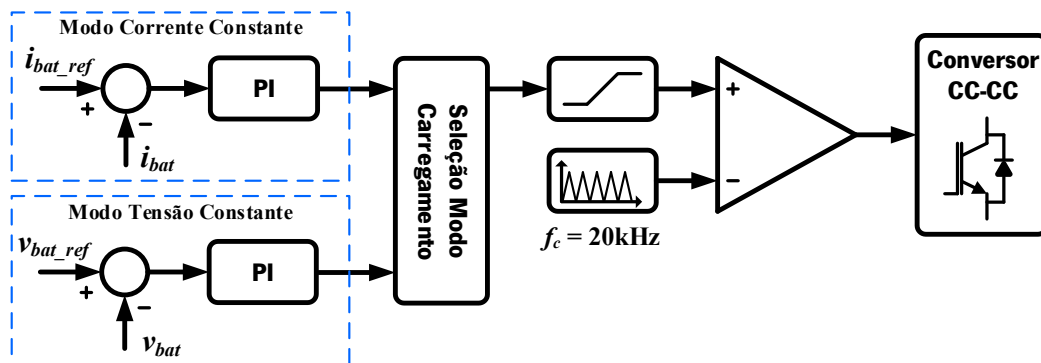


Figura 3.15 - Diagrama de blocos do controlo do conversor CC-CC bidirecional no modo de carregamento de baterias (adaptado de [26]).

No modo V2G é necessário que a tensão do barramento CC seja superior ao valor de pico da tensão da rede elétrica, para garantir que o conversor de potência trifásico opera com corrente sinusoidal e fator de potência próximo da unidade. Assim, o conversor CC-CC funciona como conversor elevador, uma vez que a tensão das baterias é inferior à tensão necessária para o barramento CC. Tal como no modo de tração, o semicondutor totalmente controlável superior é desligado, enquanto o algoritmo de controlo é aplicado ao semicondutor totalmente controlável inferior. Neste modo, a variável de referência para o sistema de controlo é a potência ativa que se pretende devolver à rede elétrica.

A Figura 3.16 apresenta o diagrama de blocos para o controlo do conversor CC-CC bidirecional no modo V2G. A regulação da potência ativa fornecida à rede elétrica pode ser ajustada com a absorção de corrente constante das baterias, visto que a tensão das baterias não sofre uma variação significativa durante curtos períodos de tempo. Contudo, é necessário ter em atenção que a tensão das baterias vai diminuindo à medida que as mesmas são descarregadas, sendo necessário fazer ajustes à corrente fornecida pelas baterias para que a potência ativa fornecida à rede elétrica seja constante. Assim, a potência ativa de referência é dividida pela tensão das baterias, sendo obtida a corrente de referência para as baterias fornecerem. Seguidamente a corrente de referência é comparada com a corrente que as baterias estão a fornecer. Tal como acontece nos outros modos de funcionamento do conversor CC-CC bidirecional é aplicado um controlador PI ao erro obtido. O valor obtido permite o ajuste da largura do impulso aplicado ao semicondutor totalmente controlável, através do modulador de portadora triangular.

3.5 Controlo dos Retificadores Ativos

Durante o carregamento de baterias o conversor de potência é configurado de modo a ter dois estágios de conversão: Conversão CA-CC e CC-CC. O controlo do conversor CC-CC com regulação de tensão e corrente e carga das baterias foi apresentado no ponto anterior. De seguida serão apresentados os algoritmos de controlo dos dois conversores CA-CC que ligam a rede elétrica ao barramento CC. Estes conversores são dois conversores de potência trifásicos. Assim, os conversores de potência ligados à rede elétrica funcionam como um conversor CA-CC elevador de tensão, sendo controlada a tensão do barramento CC. É desejado que a conexão dos conversores de potência à rede elétrica não influencie a qualidade da energia da rede elétrica. Durante o carregamento das baterias a corrente consumida deve ser sinusoidal e estar em fase com a tensão da rede elétrica [31], [95]. A operação com fator de potência próximo da unidade permite que a potência fornecida pela rede elétrica seja menor, reduzindo assim as perdas de energia. Por outro lado, o consumo de correntes com elevada distorção harmónica

também leva a perdas de energia e provoca distorção na tensão da rede elétrica, comprometendo o desempenho dos equipamentos mais sensíveis [95].

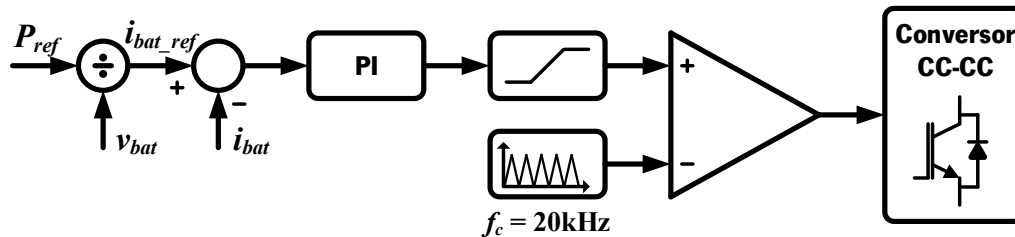


Figura 3.16 - Diagrama de blocos do controlo do conversor CC-CC bidirecional no modo de devolução de energia das baterias para a rede elétrica (adaptado de [26]).

Neste sentido é necessário possuir um algoritmo de controlo que permita fazer a sincronização entre a corrente e a tensão da rede elétrica. Assim sendo, de seguida serão apresentados os principais algoritmos de controlo usados no processo de sincronização do conversor de potência com a rede elétrica, de forma a garantir que a corrente absorvida da rede elétrica esteja em fase com a tensão. Posteriormente são apresentadas algumas técnicas de controlo de corrente que podem ser usadas no controlo dos conversores de potência.

3.5.1 Sincronização com a Rede Elétrica

Os processo de sincronização dos conversores de potência com a rede elétrica é de extrema importância. A rápida e precisa deteção dos parâmetros da rede elétrica são fundamentais para a implementação das estratégias de controlo da qualidade da energia elétrica [96]. Em condições normais de funcionamento da rede elétrica as formas de onda da tensão são sinusoidais e equilibradas. Porém, a conexão à rede elétrica de cargas não lineares provoca desequilíbrios e distorção harmónica, tanto da corrente como da tensão. Perante estas condições devem existir algoritmos de controlo que permitam a sincronização e geração de sinais de referência em fase com a tensão da rede elétrica, mesmo que esta possua distorção.

Diversos algoritmos de sincronização têm sido estudados e propostos, podendo-se encontrar na literatura diversas abordagens ao assunto [96–102]. O algoritmo de controlo mais simples e fácil de implementar é a deteção da passagem por zero da tensão da rede. Porém, quando a tensão apresenta algum conteúdo harmónico a resposta dinâmica é bastante fraca.

Outro algoritmo comum é a filtragem das tensões da rede, sendo as mesmas convertidas para um referencial estacionário (dq), onde posteriormente é aplicado um filtro passa baixo. Após a filtragem é possível obter a fase da tensão da rede. Contudo, existem algumas dificuldades do algoritmo quando

as tensões da rede são distorcidas, mesmo assim o desempenho é superior ao algoritmo de deteção da passagem por zero [97], [103].

O algoritmo de controlo mais utilizado para fazer o sincronismo com a rede elétrica é denominado por malha de captura de fase (PLL - *Phase-Locked Loop*). Este algoritmo consiste num sistema de controlo realimentado que apresenta como resultado final uma senoide em fase com a componente fundamental do sinal de entrada [104], [105]. A Figura 3.17 apresenta a estrutura típica da malha de captura de fase. Como se pode observar é composta por três blocos principais: detetor de fase, filtro de malha e oscilador controlado por tensão. O bloco detetor de fase calcula a diferença entre os sinais de entrada e saída, o filtro de malha, que normalmente é um filtro passa baixo, ajusta o desempenho dinâmico da malha, enquanto o oscilador controlado por tensão gera um sinal de saída com frequência igual à da entrada, aumentando ou diminuindo a frequência do sinal de saída.

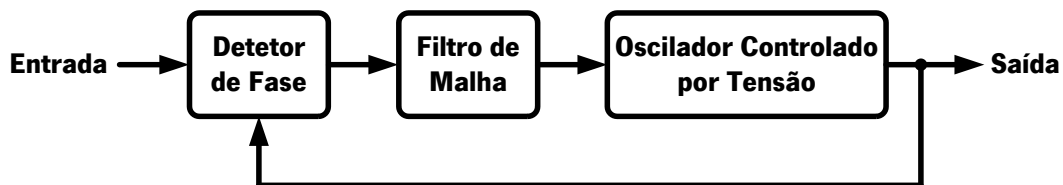


Figura 3.17 - Estrutura típica da malha de captura de fase (adaptado de [104]).

Para além do resultado final estar em fase com o sinal de entrada, a PLL possui outra característica interessante, o sinal de saída é perfeitamente sinusoidal independentemente da distorção do sinal de entrada. É uma característica que se realça em aplicações que envolvam eletrónica de potência uma vez que o sinal de entrada, geralmente corrente ou tensão, é distorcido, principalmente devido a harmónicas. Dependendo do tipo de implementação a PLL pode ser classificada como: analógica, digital ou híbrida [106], [107].

No sistema de carregamento lento das baterias, o veículo elétrico é conectado à rede elétrica através de uma ligação monofásica. Assim, a Figura 3.18 apresenta a PLL para sistemas monofásicos. O bloco detetor de fase é implementado por um multiplicador, obtendo-se à saída a diferença de fase entre os dois sinais [108]. O filtro de malha é implementado com recurso a um controlador PI. O oscilador controlado por tensão, com frequência base ω_0 , usa o integrador para obter a sincronização do ângulo, que posteriormente é usado na função cosseno para gerar o sinal de saída sincronizado, sinusoidal e de amplitude unitária [108].

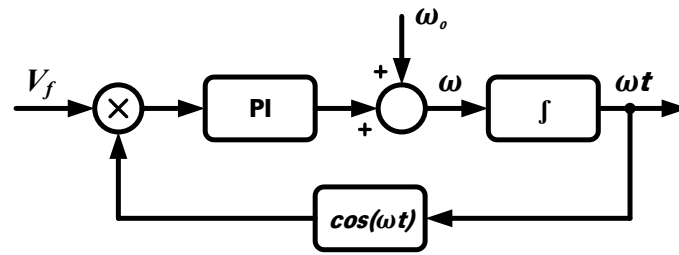
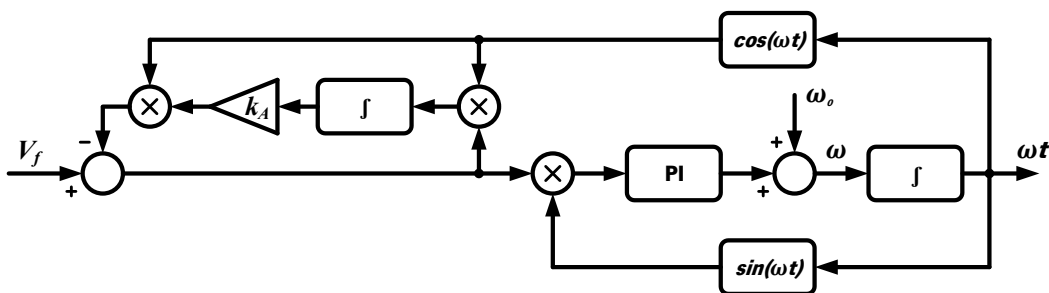


Figura 3.18 - Malha de captura de fase para sistemas monofásicos (adaptado de [109]).

A Figura 3.19 apresenta a estrutura da malha de captura de fase melhorada (EPLL - *Enhanced Phase-Locked-Loop*) proposta por *Karimi-Ghartemani et al.* [108], [110]. A EPLL resulta da operação da PLL como um filtro não linear. A EPLL para além de garantir a fase também garante a amplitude da componente fundamental do sinal de entrada [110].


 Figura 3.19 - Malha de captura de fase melhorada proposta por *Karimi-Ghartemani et al.* (adaptado de [111]).

A simplicidade da estrutura e robustez de desempenho são os pontos fortes da EPLL, visto que pequenas variações dos parâmetros k_A , K_p , K_i e ω_0 são toleradas sem afetarem o desempenho da EPLL. O parâmetro k_A ajusta a taxa de convergência da amplitude, enquanto K_p e K_i ajustam a dinâmica da malha [108], [109].

A EPLL assume que a frequência fundamental do sinal de entrada é fixa, sendo o desempenho comprometido quando ocorrem variações da frequência. Contudo, a EPLL aqui referida permite pequenas variações da frequência do sinal de entrada [112].

O carregamento rápido das baterias é realizado a partir de uma conexão trifásica com a rede elétrica, uma vez que as potências necessárias não são viáveis com uma ligação monofásica. Em [102] é apresentado um algoritmo de PLL adequado a sistemas trifásicos. A Figura 3.20 apresenta o diagrama de blocos para a PLL trifásica. Inicialmente o sistema trifásico (a, b, c) é convertido para o referencial $\alpha\beta$, com recurso à transformada de Clarke. Como resultado obtêm-se as tensões v_α e v_β , sendo seguidamente multiplicadas por duas correntes de realimentação i_α e i_β . As correntes i_α e i_β são obtidas a partir do cosseno e seno do sinal de saída (ωt), respetivamente. O erro de fase é obtido através da soma do produto das funções com as tensões V_α e V_β . Após o cálculo do erro de fase é

aplicado um controlador PI, de forma a anular o erro de fase para que seja obtida à saída uma frequência constante. Na saída do controlador PI é adicionada ao sinal a componente ω_0 , cujo valor depende da frequência fundamental do sinal de entrada. Seguidamente, o resultado da soma anterior é integrado, obtendo-se o valor de ωt . A forma de onda deste resultado será uma onda dente de serra cujo valor se encontra entre 0 e 2π e uma frequência igual à frequência fundamental. O ângulo obtido (ωt) encontra-se em fase com a tensão composta v_{ab} , sendo necessário fazer a subtração de 30° para que o ângulo fique em fase com a tensão simples V_a . Os restantes ângulos podem ser facilmente obtidos a partir deste, sendo somado 120° para o caso da fase c e 240° para o caso da fase b . Aplicando a função seno a cada ângulo obtém-se uma senoide de amplitude unitária em fase com a componente fundamental de cada fase. Os ganhos do controlador PI devem ser ajustados de forma correta, caso não o sejam a sincronização poderá não ocorrer ou a resposta dinâmica ser lenta.

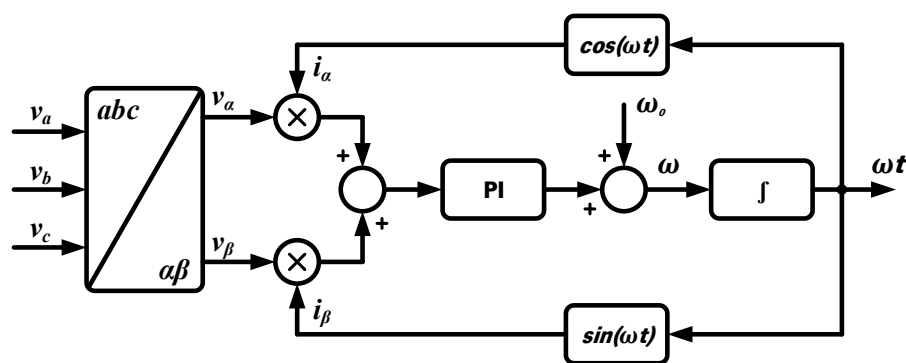


Figura 3.20 - Malha de captura de fase para sistemas trifásicos (adaptado de [102]).

3.5.2 Algoritmos de Controlo de Corrente

Os Algoritmos de controlo de corrente são fundamentais para o controlo dos conversores de potência que se encontram ligados à rede elétrica, nomeadamente para garantir requisitos de qualidade de energia, respostas dinâmicas rápidas e regulação da tensão do barramento CC [113].

Ao longo dos últimos anos tem havido uma grande aposta nos algoritmos de controlo de corrente para os conversores de potência, nomeadamente no acionamento de máquinas elétricas, em filtros ativos de potência, e em fontes de alimentação ininterruptas [114], [115].

Controlo de Corrente por Amostragem Periódica

O diagrama de blocos do controlo de corrente por amostragem periódica é apresentado na Figura 3.21. Trata-se de um controlo do tipo ON/OFF baseado no princípio da modulação delta [116]. Este tipo de controlo atua sobre os conversores de potência na transição ascendente do sinal de relógio com frequência fixa, a qual determina a frequência de amostragem.

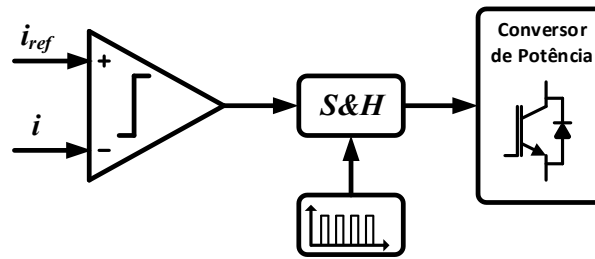


Figura 3.21 - Diagrama de blocos do controlo de corrente por amostragem periódica.

O controlo obtém o erro existente entre a corrente de referência e a corrente produzida pelo conversor de potência a cada ciclo de amostragem. Com base no sinal de erro é determinado o estado de cada semiconductor totalmente controlável. Se o erro for positivo é aplicado na saída do conversor de potência a tensão do barramento CC ($+V_{CC}$), se o erro for negativo é aplicado à saída a tensão inversa do barramento CC ($-V_{CC}$). De forma a garantir que o sinal de controlo aplicado aos semicondutores totalmente controláveis não está constantemente em mudança, é adicionado um bloco de amostragem e retenção (S&H) à saída do sinal de erro. Esta alteração faz com que a frequência de comutação seja limitada à frequência de amostragem e o estado do semiconductor totalmente controlável só seja alterado à frequência de amostragem [117].

A implementação do controlo de corrente por amostragem periódica pode ser implementada de forma analógica com um comparador e um *flip-flop* do tipo D. Digitalmente, apenas é necessário definir uma frequência de amostragem constante e comparar a cada ciclo a corrente de referência com a corrente que está a ser produzida pelo conversor de potência. A saída é definida de acordo com o resultado da comparação.

A vantagem que se salienta neste tipo de controlo é a limitação do tempo mínimo, existente entre as comutações dos semicondutores totalmente controláveis, imposto pela frequência de amostragem. Por outro lado a frequência de comutação não está bem definida [118].

O controlo de corrente por amostragem periódica é simples e robusto, não sendo influenciado pelos parâmetros da carga e apresenta uma resposta dinâmica razoável [119].

Controlo de Corrente por Histerese

O controlo de corrente por histerese consiste em manter a corrente de carga dentro de uma margem de histerese pré-definida. Existe alteração do estado dos semicondutores totalmente controláveis cada vez que a corrente atinga um dos limites estabelecidos, positivo ou negativo. A margem de histerese é a diferença entre o limite superior e o limite inferior. Como se pode verificar na Figura 3.22 a corrente apresenta uma ondulação máxima igual à margem de histerese. Porém, a corrente nem sempre

consegue estar compreendida entre a margem definida, nesta situação é necessário aumentar o valor da bobina de acoplamento à rede elétrica e/ou a frequência de amostragem/comutação.

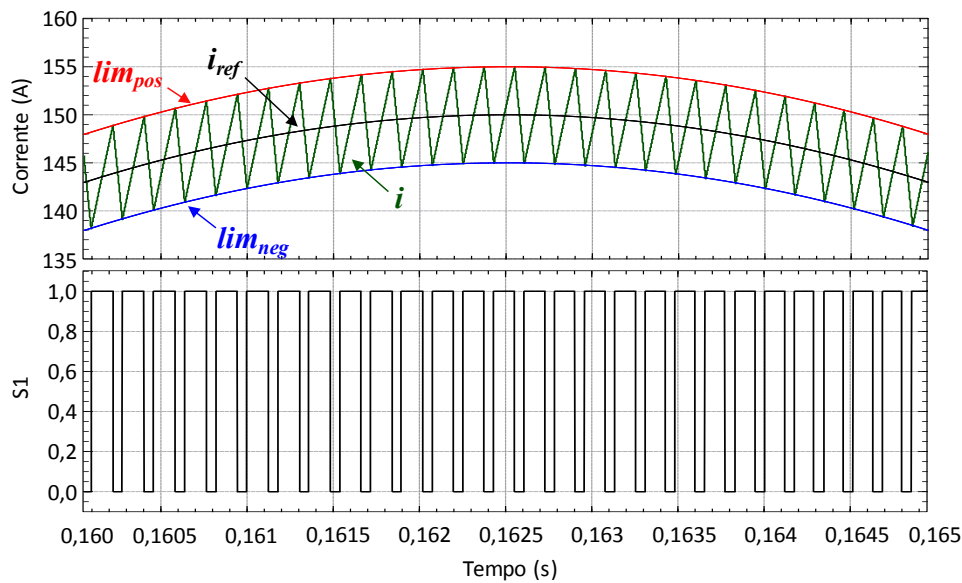


Figura 3.22 - Referência da corrente e corrente produzida pelo controlo de histerese.

O controlo por histerese é muito simples e fácil de implementar, a sua implementação digital absorve poucos recursos e pouco tempo de processamento por parte do microcontrolador. Sendo caracterizado por ter boa estabilidade, excelente resposta transitória, robustez e boa precisão. Contudo para diferentes condições de carga e/ou referência o controlo por histerese apresenta uma frequência de comutação variável. A variação pode ser de tal forma grande, que a frequência de comutação mínima é audível e a máxima, em algumas situações, pode não ser suportável pelos semicondutores totalmente controláveis. O mau desempenho harmónico é um inconveniente que se realça, uma vez que existem harmónicas de diversas frequências. Porém, o mesmo pode ser melhorado se a margem de histerese variar de acordo a obter uma frequência de comutação fixa [120]. Em [120] são apresentados algumas variações que permitem obter uma frequência de comutação fixa.

A Figura 3.23 apresenta o diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese de um conversor de potência trifásico. No controlo implementado são usados comparadores de histerese independentes para cada fase, onde a corrente de cada fase é comparada com a referência desejada. Em cada braço do conversor de potência quando o erro atinge o limite superior da histerese, o semiconductor totalmente controlável superior é desligado e o inferior é ligado para forçar a corrente a baixar. Quando o erro atinge o limite inferior da histerese os semicondutores totalmente controláveis funcionam no modo oposto. As margens de histerese são obtidas com a adição/subtração de uma constante ao valor da corrente de referência pretendido. Cada comparador determina o estado de comutação dos

semicondutores totalmente controláveis de cada braço, de forma a garantir que a corrente permanece dentro da margem de histerese.

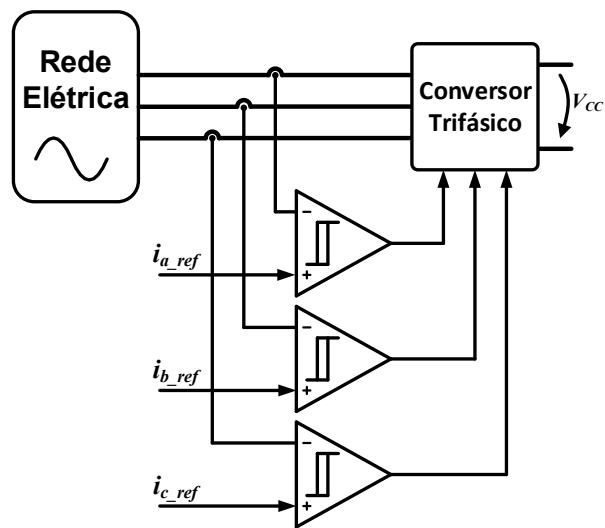


Figura 3.23 - Diagrama de blocos do controlo de corrente por histerese.

Quando o controlo por histerese é implementado digitalmente é necessário ter em atenção a frequência de amostragem dos sinais obtidos. Caso a frequência seja demasiada baixa, a corrente pode ter ultrapassado as margens de histerese quando a comparação for realizada. Nesta situação a saída do comparador só é alterada no próximo momento de comparação, podendo a corrente estar a subir ou a descer até este momento.

Controlo de Corrente Proporcional-Integral

O controlo de corrente proporcional-integral (PI) é dos controladores lineares mais usados nos algoritmos de controlo dos conversores de potência. Ao contrário de outros controladores o bloco de erro encontra-se separado dos restantes blocos. Esta separação permite tirar partido dos tipos de modulação existentes, uma vez que a saída não atua diretamente sobre os semicondutores totalmente controláveis. A Figura 3.24 apresenta o diagrama de blocos do controlo de corrente PI com modulação sinusoidal.

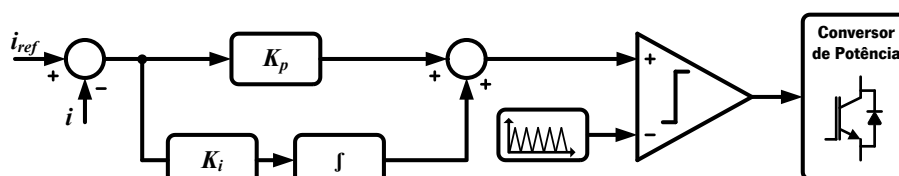


Figura 3.24 - Diagrama de blocos do controlo de corrente PI.

No controlo de corrente PI é calculada a diferença entre a corrente de referência e a corrente medida, sendo este valor enviado de seguida para um controlador PI. A saída deste é enviada para a modulação escolhida, que por sua vez vai atuar os semicondutores totalmente controláveis [113].

Ao contrário dos controlos de corrente apresentados anteriormente este é mais difícil de implementar. Por outro lado, apresenta a vantagem de possuir uma frequência de comutação fixa, que pode ser aumentada para eliminar o ruído audível proveniente das comutações de baixa frequência. Além disso, o dimensionamento dos filtros passivos torna-se mais fácil, uma vez que a frequência de comutação é conhecida. A ondulação da corrente com este tipo de controlo é muito baixa.

Este controlo de corrente apresenta melhores resultados quando comparado com os controlos anteriormente apresentados. No entanto, existe um pequeno atraso na corrente e os ganhos, proporcional e integral, por vezes necessitam de ser ajustados em função da corrente de referência [119].

3.5.3 Controlo de Corrente Baseado no Referencial Síncrono

O controlo de corrente baseado no referencial síncrono (DCC-SRF - *Direct Current Control based on Synchronous Reference Frame*) será descrito usando como exemplo o controlo da tensão no barramento CC durante o carregamento rápido das baterias. Neste sentido a Figura 3.25 apresenta o circuito equivalente para a regulação da tensão do barramento CC com recurso aos enrolamentos da máquina elétrica para fazer o acoplamento à rede elétrica. Assumindo que o sistema é equilibrado e considerando que os semicondutores totalmente controláveis são ideais, o modelo dinâmico do sistema no sistema de coordenadas dq é apresentado na equação (3.34) [121].

O diagrama de blocos do DCC-SRF, Figura 3.26, é baseado no modelo aqui apresentado. De forma a melhorar os resultados apresentados em [68], [122–124] são adicionadas ao sistema de controlo as componentes $\omega L_s I_q$ e $\omega L_s I_d$.

Pode-se verificar que o DCC-SRF apresenta algumas similaridades com o FOC apresentado no controlo da máquina elétrica. Esta semelhança deve-se ao facto de ambos se basearem na regulação da corrente através do referencial síncrono [122].

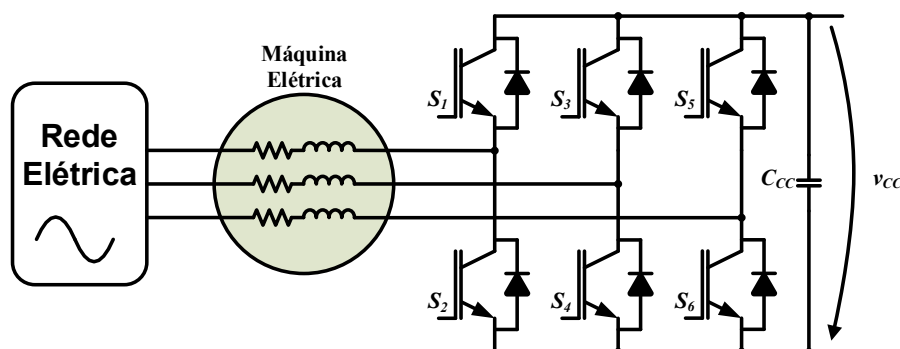


Figura 3.25 - Circuito equivalente para a regulação da tensão do barramento CC com recurso aos enrolamentos da máquina elétrica.

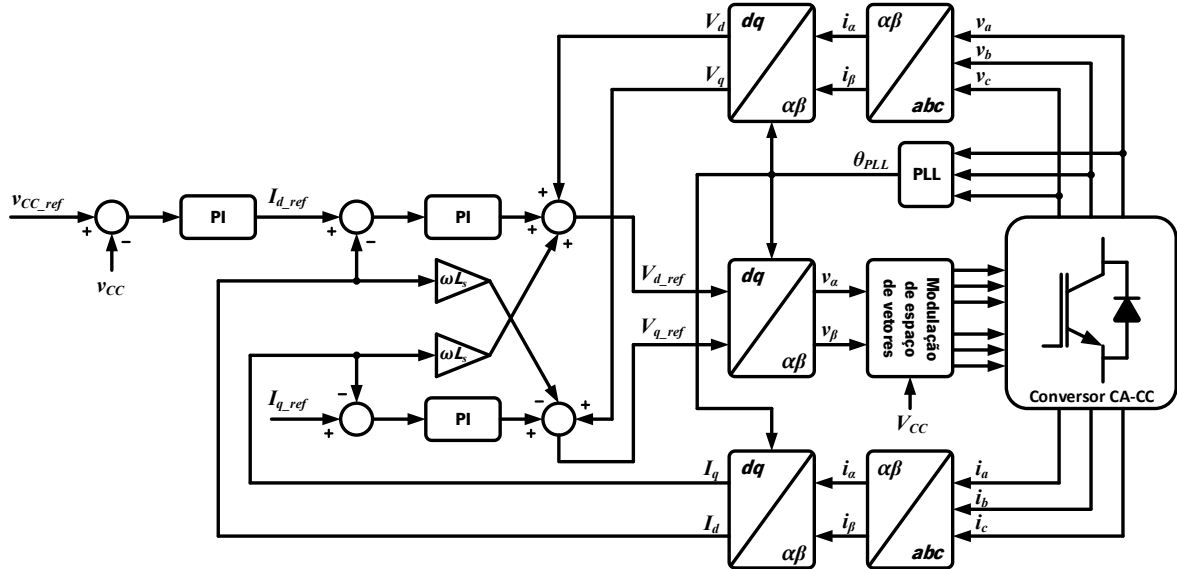


Figura 3.26 - Diagrama de blocos do controlo de corrente baseado no referencial síncrono (baseado em [123]).

$$\begin{cases} L_s \frac{dI_d}{dt} = V_d - I_d R_e + \omega L_e I_q - V_{d,in} \\ L_s \frac{dI_q}{dt} = V_q - I_q R_e + \omega L_e I_d - V_{q,in} \end{cases} \quad (3.34)$$

No DCC-SRF, a componente direta (d) da corrente controla a tensão de referência do barramento CC, enquanto a corrente em quadratura (q) da corrente ajusta a potência do conversor de potência. Quando o valor de q_{ref} é positivo o conversor de potência opera no modo de carregamento das baterias, por outro lado quando o valor é negativo parte da energia armazenada nas baterias é devolvida à rede elétrica [123].

Este algoritmo de controlo apresenta como vantagens a rápida resposta dinâmica da corrente, boa precisão e frequência de comutação fixa [122], [123]. Tal como no FOC é usada a modulação por vetores espaciais para acionar os semicondutores totalmente controláveis. Neste caso, o valor do ângulo elétrico é dado pela malha de captura de fase, de forma a garantir o sincronismo com a rede elétrica.

Como são usados os enrolamentos da máquina elétrica como filtros de entrada podem existir distúrbios que comprometam o correto funcionamento do sistema de controlo. Em [60], são discutidas as variações das indutâncias para o caso da máquina síncrona de ímanes permanentes. Esta situação fará com que existam desequilíbrios no sistema, refletindo-se nas corrente I_d e I_q que deixarão de ser constantes. Isto fará com que apareça componente de sequência inversa com o dobro da frequência da rede elétrica na corrente. *Zaja et al.* propôs a solução de adicionar uma senoide com amplitude e fase ajustada à componente direta da tensão [60]. A alteração ao diagrama de blocos inicialmente proposto é apresentada na Figura 3.27.

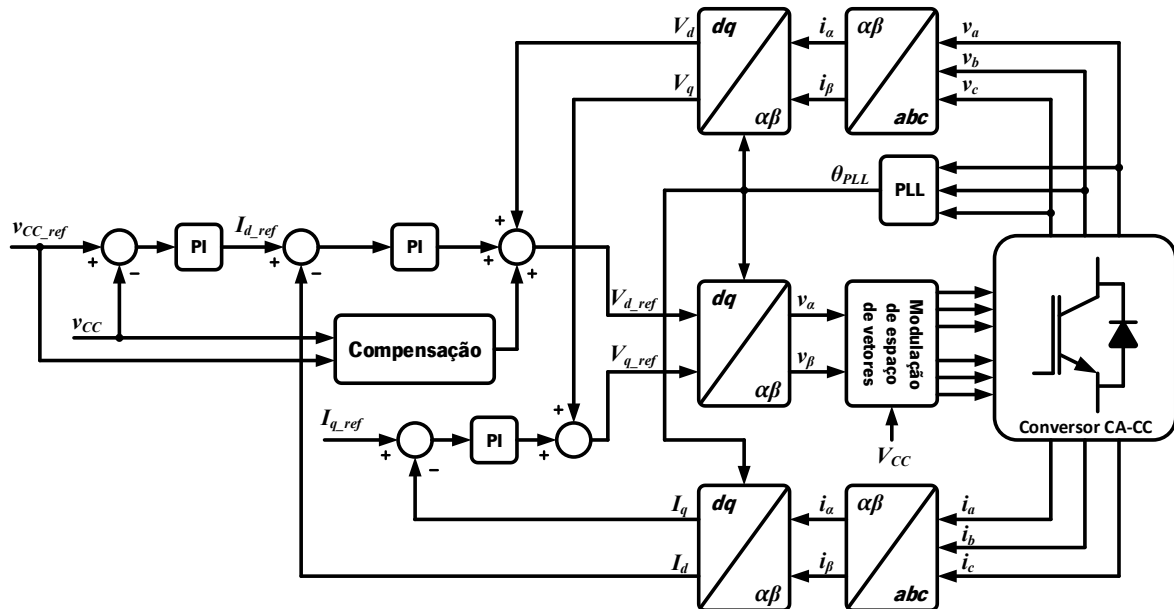


Figura 3.27 - Diagrama de blocos do controlo de corrente baseado no referencial síncrono alterado para compensar os desequilíbrios do sistema (baseado em [60]).

A sinusoide de compensação é gerada de acordo com a tensão do barramento CC e respetiva referência. O bom desempenho dinâmico pode ser obtido através dos valores ótimos, de acordo com os erros obtidos e implementação de uma tabela de pesquisa. Contudo, para o carregamento das baterias não é necessária uma rápida resposta dinâmica, então *Zaja et al.* apresentou outro método. Inicialmente é determinado o valor RMS da ondulação do erro. Depois são produzidos dois parâmetros, que correspondem à amplitude e fase da sinusoide de compensação. Por fim, os parâmetros obtidos produzem uma sinusoide de compensação com o dobro da frequência da rede elétrica [60].

3.5.4 Controlo Direto de Potência Baseado no Modelo do Controlo Preditivo

O aumento do poder computacional dos microcontroladores ao longo dos últimos anos tem potencializado a implementação de algoritmos de controlo mais complexos, como o caso do modelo do controlo preditivo (MPC - *Model Predictive Control*) [125–127].

Usando o modelo dinâmico do sistema o MPC prevê o comportamento futuro das variáveis de controlo. De seguida seleciona a ação sobre os semicondutores totalmente controláveis mais apropriada, com base num critério ótimo, que normalmente é uma função de custo [125], [126].

O controlo direto de corrente baseado no MPC com modulação por vetores espaciais é aplicado a conversores CA-CC elevadores é discutido em [127–129]. Este tipo de controlo é conhecido por CCS-MPC (*Continuous Control Set MPC*), e pode ser descrito segundo o diagrama de blocos apresentado na Figura 3.28 [125].

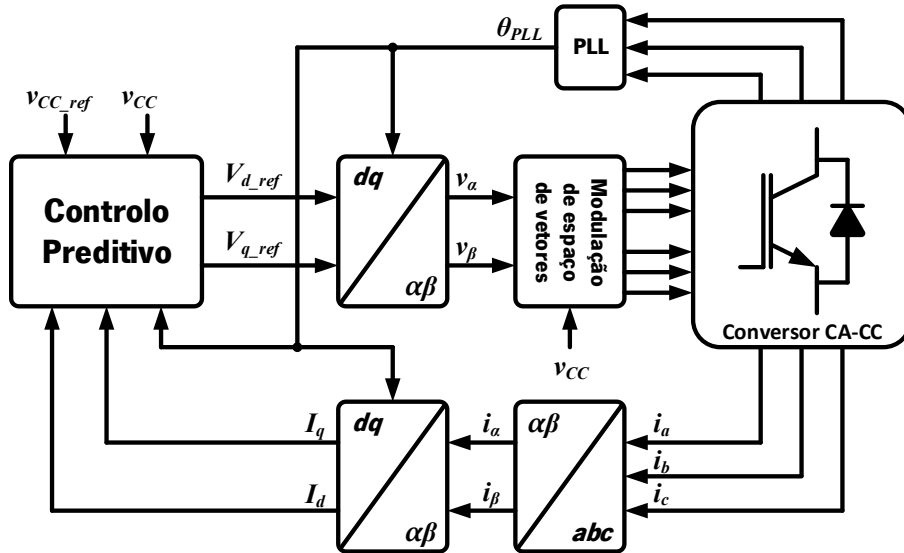


Figura 3.28 - Diagrama de blocos do controlo direto de corrente baseado no modelo do controlo preditivo com modulação vetorial (baseado em [129]).

Os conversores de potência trifásicos do tipo fonte de tensão apresentam um número limitado de estados de comutação. Assim, se a predição do sistema só considerar os estados válidos do conversor de potência o MPC pode ser otimizado com a consequente redução do esforço computacional. Esta abordagem é conhecida como FCS-MPC (*Finite Control Set Model Predictive Control*) [125], [126]. Ao contrário do CCS-MPC, o FCS-MPC não necessita da modulação para gerar os estados de comutação [125]. O princípio de operação do FCS-MPC é apresentado na Figura 3.29.

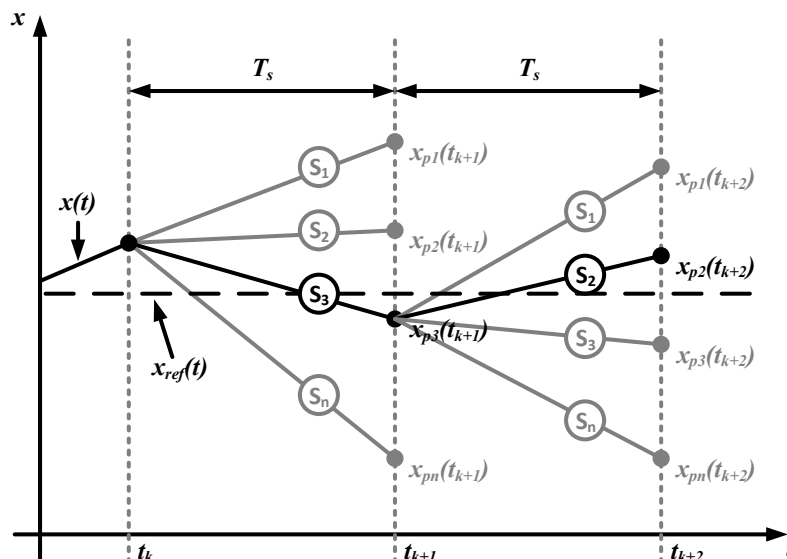


Figura 3.29 - Princípio de operação do *Finite Control Set Model Predictive Control* (baseado em [126]).

Cortés et al. propôs um tipo de FCS-MPC, denominado por controlo direto de potência baseado no modelo do controlo preditivo (DPC-MPC - *Direct Power Control based on Model Predictive Control*) para o controlo de conversores CA-CC elevadores [130].

O modelo dinâmico do conversor de potência trifásico é dado pelas equações seguintes [130]:

$$v_s(t) = v_R(t) + v_L(t) + v_{in}(t) = R_s i_s(t) + L_s \frac{di_s(t)}{dt} + v_{in}(t) \quad (3.35)$$

$$\frac{di_s(t)}{dt} = \frac{1}{L_s} [v_s(t) - R_s i_s(t) - v_{in}(t)] \quad (3.36)$$

O modelo dinâmico pode ser descritizado através da aproximação da derivada como a diferença ao longo de um período de amostragem [130]:

$$\frac{di_s(t)}{dt} \approx \frac{i_s(k+1) - i_s(k)}{T_s} \quad (3.37)$$

Portanto, a corrente de entrada estimada é descritizada para o período de amostragem T_s por [130]:

$$i_s(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_s(k) + \frac{T_s}{L_s} [v_s(k) - v_{in}(k)] \quad (3.38)$$

Para acomodar todas as componentes do sistema, as correntes e tensões de entrada são definidas como vetores de acordo com as equações (3.39) e (3.40) respetivamente [130].

$$i_s = \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (3.39)$$

$$v_s = \frac{2}{3} (v_a + a v_b + a^2 v_c) \quad (3.40)$$

onde, $a = e^{j(2\pi/3)}$.

A tensão v_{in} depende do estado dos semicondutores totalmente controláveis do conversor de potência e da tensão do barramento CC. Neste caso, *Cortés et al.* propõe definir v_{in} como um vetor de acordo com a equação (3.41). O valor de S é definido de acordo com a equação (3.42) [130].

$$v_{in} = S V_{CC} \quad (3.41)$$

$$S = \frac{2}{3} (S_A + a S_B + a^2 S_C) \quad (3.42)$$

Considerando as definições dos vetores usados para os valores das tensões e das correntes, os valores estimados para a potência ativa e reativa são definidos pelas equações (3.43) e (3.44), respetivamente [130].

$$P(k+1) = v_{s\alpha} i_{s\alpha} - v_{s\beta} i_{s\beta} = \text{Re}\{v_s(k+1) \bar{i}_s(k+1)\} \quad (3.43)$$

$$Q(k+1) = v_{s\beta} i_{s\alpha} - v_{s\alpha} i_{s\beta} = \text{Im}\{v_s(k+1) \bar{i}_s(k+1)\} \quad (3.44)$$

Com a utilização de frequências de amostragem elevadas pode ser assumido que [130]:

$$v_s(k+1) \approx v_s(k) \quad (3.45)$$

O DPC-MPC é baseado no controlo das potências ativa e reativa, *Cortés et al.* Propõe que a função de custo seja definida como [130]:

$$g = |Q(k+1)| + |P_{ref} - P(k+1)| \quad (3.46)$$

Uma vez que a tensão selecionada só pode ser aplicada no instante seguinte é necessário estimar a corrente e por consequência o estado dos semicondutores totalmente controláveis. Assim o valor da corrente é obtido pela adição de um instante à equação (3.38), resultando na equação (3.47) [130].

$$i_s(k+2) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_s}\right) i_s(k+1) + \frac{T_s}{L_s} [v_s(k+1) - v_{in}(k+1)] \quad (3.47)$$

Nesta situação a função de custo também é alterada de um instante, de acordo com a equação (3.48) [130].

$$g = |Q(k+2)| + |P_{ref} - P(k+2)| \quad (3.48)$$

A Figura 3.30 apresenta o diagrama de blocos do DPC-MPC proposto.

O DPC-MPC anteriormente descrito pode ser adaptado facilmente ao sistema de carregamento lento de baterias. No caso do sistema unificado este carregamento é realizado com o circuito configurado como apresentado na Figura 3.31.

Neste caso a expressão que define o valor da corrente estimada é a mesma. A corrente i_s e as tensões v_s e v_{in} não necessitam de ser convertidas para vetores.

Como apenas são usados dois braços do conversor de potência, os estados dos semicondutores totalmente controláveis são reduzidos a quatro. A Tabela 3.5 apresenta as diferentes possibilidades para os estados dos semicondutores totalmente controláveis.

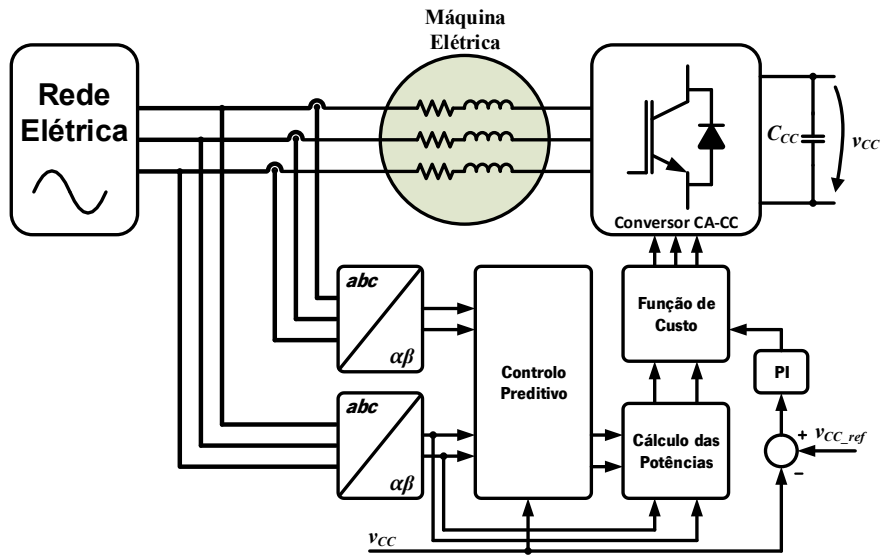


Figura 3.30 - Diagrama de blocos do controlo direto de potência baseado no modelo do controlo preditivo proposto (baseado em [130]).

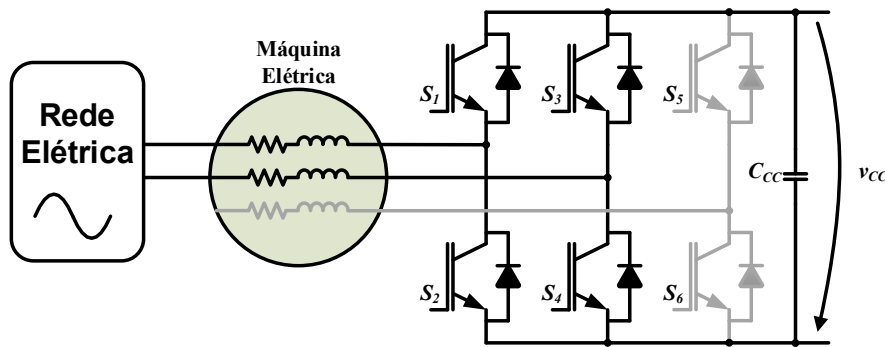


Figura 3.31 - Circuito equivalente do sistema unificado proposto, no modo de carregamento lento das baterias.

Tabela 3.5. Estados dos semicondutores totalmente controláveis do sistema unificado proposto, no modo de carregamento lento das baterias.

S_1	S_3	v_{in}
0	0	0
0	1	$-V_{CC}$
1	0	V_{CC}
1	1	0

Pinto et al. propôs um carregador de baterias bidirecional para veículos elétricos, cuja referência de corrente é obtida de acordo com a Figura 3.32 [26].

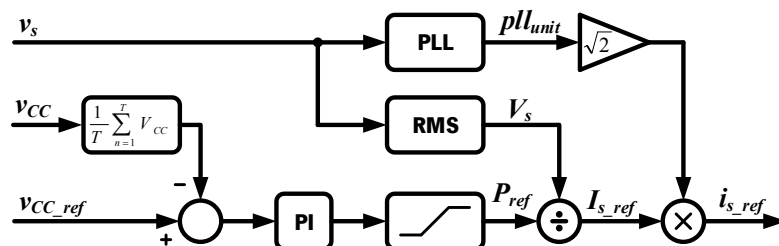


Figura 3.32 - Diagrama de blocos para a corrente de referência do carregamento lento das baterias (baseado em [26]).

Para realizar a devolução de parte da energia armazenada nas baterias à rede elétrica a referência da potência (P_{ref}) é levada para valores negativos. A Figura 3.33 apresenta o diagrama de blocos para a obtenção da corrente de referência durante a devolução de energia à rede elétrica.

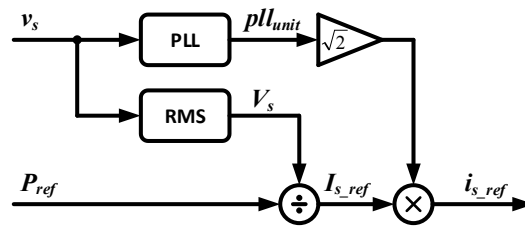


Figura 3.33 - Diagrama de blocos para a corrente de referência durante a devolução de parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica (baseado em [26]).

3.6 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram apresentados os algoritmos de controlo que podem ser utilizados nos conversores de potência que integram o conversor de potência bidirecional unificado desenvolvido no âmbito desta tese de doutoramento.

Inicialmente foram apresentadas as máquinas de fluxo axial, dando-se destaque à máquina elétrica escolhida e respetivo modelo matemático. A máquina elétrica escolhida para esta tese foi a *HPM-20KW* da empresa *Golden Motors*. É uma máquina de fluxo axial de corrente contínua sem escovas com imanes permanentes (*brushless DC motor*). A máquina elétrica possui dois estatores externos e um rotor interno. Apresenta uma potência nominal de 25 kW e 50 kW de pico, de refrigeração líquida.

Foram apresentados e descritos os algoritmos de controlo usados no controlo de conversores de potência trifásicos para o acionamento de uma máquina elétrica de fluxo axial. O controlo direto de binário (DTC - *Direct Torque Control*) apresenta a vantagem de ter uma rápida resposta dinâmica às alterações de binário. A evolução da capacidade de processamento dos microcontroladores tem permitido que a elevada ondulação de binário tenha vindo a reduzir. O controlo por orientação de campo (FOC - *Field Oriented Control*) apresenta a vantagem de baixa ondulação no binário e de possuir uma frequência de comutação fixa.

O conversor CC-CC é usado para fazer a interface entre o barramento de corrente contínua (CC) e as baterias. Neste sentido foi necessário garantir o funcionamento do conversor CC-CC como circuito elevador/abaixador de tensão. O conversor CC-CC funciona como elevador de tensão durante o modo de tração da máquina elétrica e quando é necessário devolver parte da energia armazenada nas baterias à rede elétrica. De outro modo, funciona como abaixador de tensão durante o carregamento, lento ou rápido, das baterias a partir da rede elétrica, ou durante as travagens regenerativas.

Durante o carregamento das baterias o conversor CC-CC também deve garantir que as baterias são carregadas com um algoritmo adequado à tecnologia das baterias em uso. Foi mostrado que, para as baterias de lítio o carregamento deve ser realizado em duas etapas. Na primeira etapa o conversor CC-CC funciona como fonte de corrente constante até que a tensão das baterias atinga o seu valor nominal, passando de seguida para a segunda etapa onde passa a funcionar como fonte de tensão constante até que seja atingida uma corrente residual de carregamento.

Dos controlos de corrente apresentados para o carregamento lento e rápido das baterias, o controlo de corrente por amostragem periódica e por histerese são os mais fáceis de implementar. Contudo, é o controlo de corrente proporcional-integral que acaba por ser o mais usado no controlo dos semicondutores totalmente controláveis.

A evolução da capacidade de processamento dos microcontroladores tem permitido a implementação de algoritmos de controlo mais exigentes. Assim, para finalizar, foi apresentado o controlo direto de potência baseado no modelo do controlo preditivo. O algoritmo de controlo para além de garantir o carregamento rápido das baterias (G2V – *Grid-to-Vehicle*), também permite a devolução de parte da energia armazenada nas baterias à rede elétrica (V2G – *Vehicle-to-Grid*). O algoritmo de controlo também permite, no modo G2V e V2G, a compensação da potência reativa indutiva ou capacitiva.

Capítulo 4

Simulações Computacionais do Sistema Unificado Proposto

4.1 Introdução

A utilização de ferramentas de simulação no desenvolvimento de soluções de eletrônica de potência é de grande importância, pois permite analisar o sistema para diferentes condições de funcionamento facilitando o processo de otimização, prevenindo erros de projeto e concepção, e até reduzir riscos de acidentes. Adicionalmente, leva à otimização do tempo dedicado e diminuição dos custos associados à substituição de componentes durante a fase de desenvolvimento.

Todas as simulações que serão apresentadas ao longo deste capítulo foram realizadas com a ferramenta de simulação *PSIM 9.1*, da *Powersim Inc.* Este software é dedicado a aplicações de eletrônica de potência. Possui um conjunto vasto de componentes e permite fazer a integração de código na linguagem *C* na simulação. Todos estes atributos foram decisivos durante a escolha da ferramenta de simulação.

Atualmente o *PSIM* possui um módulo onde é possível depurar e validar o algoritmo de controle desenvolvido. A partir do esquemático implementado é possível gerar automaticamente código em linguagem *C* para os microcontroladores de vírgula flutuante F2833X da *Texas Instruments*.

Pretendeu-se realizar a simulação o mais próximo possível da realidade, tendo-se por isso usado modelos de simulação com todos os parâmetros necessários a essa aproximação. Assim, os primeiros itens deste capítulo apresentam os passos necessários para a obtenção dos parâmetros de cada um dos elementos constituintes da topologia de conversor de potência unificado proposto, nomeadamente, o modelo da bateria, os parâmetros da máquina elétrica e o dimensionamento da bobina do conversor CC-CC.

De seguida são apresentadas as simulações realizadas para o conversor CC-CC, que foram divididas em duas: uma que retrata o funcionamento do conversor CC-CC como conversor elevador de tensão, usado no modo de tração e quando se pretende devolver parte de energia das baterias à rede elétrica; e outra que aborda o funcionamento como conversor abaixador de tensão, usado para realizar o

carregamento, lento ou rápido, das baterias e durante o aproveitamento da energia proveniente das travagens.

Posteriormente são apresentadas as simulações realizadas ao sistema de tração. Inicialmente são validados os elementos constituintes do sistema de controlo. Seguido dos resultados obtidos para o funcionamento da máquina elétrica a operar com diferentes valores de carga mecânica acoplada ao veio de rotação.

Por último são apresentados os resultados de simulação referentes ao retificador ativo, que em conjunto com o conversor CC-CC, funciona como sistema de carregamento das baterias. Começa-se por simular o processo de sincronização dos conversores de potência com a rede elétrica. De seguida são apresentados os resultados para o retificador ativo a funcionar no modo de carregamento lento e rápido das baterias. Sendo que em ambas as situações são apresentados resultados de simulação para o carregamento a partir da rede elétrica (*G2V – Grid-to-Vehicle*) ou para a devolução de parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica (*V2G – Vehicle-to-Grid*).

4.2 Modelo Dinâmico da Bateria

Para tornar o modelo de simulação da bateria de lítio ferro fosfato (LiFePO_4) o mais próximo da realidade foi implementado um modelo dinâmico.

Mousavi G. e Nikdel [131] analisaram diferentes tipos de modelos para esta tecnologia de bateria. O modelo mais básico é composto por uma fonte de tensão em série com uma resistência. A fonte de tensão representa a tensão em aberto da bateria enquanto a resistência em série representa a resistência interna da mesma. Contudo este modelo não é realista, porque não considera o estado de carga da bateria [131].

A Figura 4.1 apresenta o modelo de bateria proposto por *Tremblay e Dessaint* [132] para veículos elétricos. Este modelo quando comparado com a maior parte dos modelos propostos apresenta um grau de complexidade elevada. Por outro lado, é fácil de obter os parâmetros da bateria para o modelo de simulação, sem a necessidade de realizar ensaios experimentais.

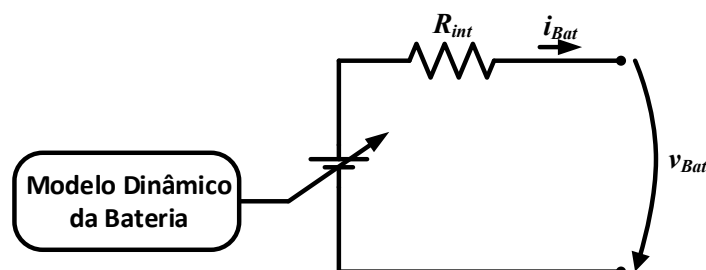


Figura 4.1 - Modelo dinâmico da bateria (adaptado de [132]).

A equação seguinte define a evolução da tensão aos terminais da bateria de lítio [132]:

$$v_{Bat} = E_0 - K_{pol} \frac{Q_{Bat}}{Q_{Bat} - it} it - R_{int} i + A e^{-B_{Bat} it} - K_{pol} \frac{Q_{Bat}}{Q_{Bat} - it} i^* \quad (4.1)$$

onde, v_{Bat} é a tensão da bateria, em V; E_0 é a tensão constante da bateria, em V; K_{pol} é a constante de resistência à polarização, em Ω ; Q_{Bat} é a capacidade, em Ah; it é a carga atual, em Ah; R_{int} é a resistência interna, em Ω ; i é a corrente, em A; A é a amplitude da zona exponencial, em V; B_{Bat} é a constante de tempo inversa da zona exponencial, em Ah^{-1} ; i^* é o valor da corrente filtrada.

A carga atual (it) é definida por:

$$it = \int i(t) dt \quad (4.2)$$

O modelo é válido para diferentes tecnologias de bateria, sendo apenas necessário alterar as equações de carga e descarga. O modelo da bateria de lítio para o ciclo de carregamento é dado por:

$$v_{Bat} = E_0 - K_{pol} \frac{Q_{Bat}}{Q_{Bat} - it} it - R_{int} i + A e^{-B_{Bat} it} - K_{pol} \frac{Q_{Bat}}{it - 0,1 Q_{Bat}} i^* \quad (4.3)$$

Enquanto o modelo de descarga da bateria é dado por:

$$v_{Bat} = E_0 - K_{pol} \frac{Q_{Bat}}{Q_{Bat} - it} (it + i^*) - R_{int} i + A e^{-B_{Bat} it} \quad (4.4)$$

Durante a elaboração dos algoritmos de controlo apresentados foram tidas em conta as seguintes assunções [132]:

- A resistência interna é constante durante os ciclos de carga e descarga, e a amplitude da corrente não varia;
- Os parâmetros do modelo apresentado são deduzidos a partir das características de descarga, sendo assumido que são as mesmas para a carga;
- A capacidade da bateria não altera com a amplitude da corrente;
- A temperatura não afeta o comportamento do modelo;
- A taxa de auto descarga não é considerada.

É importante referir que este modelo de bateria possui algumas limitações. A tensão mínima da bateria em aberto é 0 V e a tensão máxima é $2 E_0$. A capacidade mínima da bateria é 0 Ah e a máxima é Q_{Bat} . Contudo, o estado de carga máximo não pode ser superior a 100%, caso a bateria esteja sobrecarregada [132].

A Tabela 4.1 apresenta as principais especificações fornecidas pelo fabricante das baterias *WN100AH*. A informação mais detalhada pode ser obtida na ficha de dados da bateria [133].

Tabela 4.1. Especificações da bateria *WN100AH*.

Parâmetro	Valor
Tensão nominal	3,2 V
Capacidade	100 Ah
Resistência interna	<1 mΩ
Tensão de funcionamento	2,6 V – 3,65 V
Corrente máxima de descarga	500 A (durante 15 s)
Corrente ideal de carga	33,3 A
Corrente ideal de descarga	33,3 A
Corrente de carregamento máxima	100 A
Temperatura durante o carregamento	0 °C – 45 °C
Temperatura durante a descarga	-20 °C – 60 °C
Ciclos de vida	>2000
Peso	3360 g
Dimensões	218 x 230 x 36 (mm)

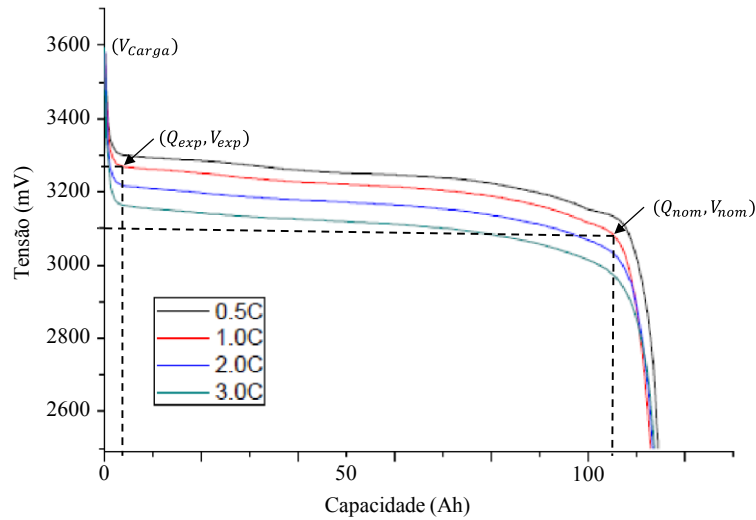
A curva de descarga da bateria, geralmente disponibilizada pelo fabricante, é suficiente para obter os parâmetros da bateria. Apenas são necessários três pontos da curva para obter as características. Da curva de descarga obtém-se a tensão da bateria carregada (V_{Carga}), o fim da zona exponencial (Q_{exp} , V_{exp}), o fim da zona nominal (Q_{nom} , V_{nom}) (que ocorre quando a tensão começa a cair abruptamente) e a capacidade máxima (Q_{Bat}). O valor da resistência interna é importante para o modelo uma vez que relaciona a queda de tensão com a variação da corrente na bateria. A resistência interna pode ser obtida de acordo com o método exposto em [134]. Neste caso, como era fornecido foi usado o valor da resistência interna disponibilizado pelo fabricante. A Figura 4.2 apresenta a curva de descarga da bateria de lítio *WN100AH* [133]. Adicionalmente foram representados na curva os pontos acima referidos para a obtenção dos parâmetros da bateria.

A carga extraída da bateria quando a mesma está carregada é zero ($i_t = 0$), por outro lado a corrente filtrada (i^*) também é zero porque é o passo inicial de integração. Para este caso, a equação (4.1) é simplificada a:

$$V_{Carga} = E_0 - R_{int} i + A \quad (4.5)$$

A amplitude da zona exponencial (A) é obtida a partir da equação seguinte [135]:

$$A = V_{Carga} - V_{exp} \quad (4.6)$$


 Figura 4.2 - Curva de descarga da bateria de lítio *WW100AH* (adaptado de [133]).

Para o ponto final da zona exponencial o valor da constante de tempo inversa da zona exponencial (B) pode ser aproximado a $3/Q_{exp}$, visto que a energia do termo exponencial é praticamente nula após três passos de integração. A corrente filtrada é igual a i porque se encontra em regime constante. A tensão no final da zona exponencial é assim dada por:

$$V_{exp} = E_0 - K_{pol} \frac{Q_{Bat}}{Q_{Bat} - Q_{exp}} (Q_{exp} + i) - R_{int} i + A \frac{-3}{Q_{exp}} Q_{exp} \quad (4.7)$$

Enquanto a tensão na zona nominal é dada por:

$$V_{nom} = E_0 - K_{pol} \frac{Q_{Bat}}{Q_{Bat} - Q_{nom}} (Q_{nom} + i) - R_{int} i + A \frac{-3}{Q_{exp}} Q_{nom} \quad (4.8)$$

A constante de tempo da corrente filtrada (i^*) não é dada pelo fabricante. Apenas os resultados experimentais podem fornecer essa informação. No entanto, dados experimentais têm mostrado que a constante de tempo para este tipo de bateria é aproximadamente de 30 s [132]. Porém estes parâmetros são aproximados e o nível de precisão do modelo também depende da precisão dos pontos obtidos da curva de descarga da bateria.

Os parâmetros obtidos para o modelo da bateria estão expostos na Tabela 4.2. Os parâmetros apresentados foram obtidos para a associação de 32 baterias em série.

Para verificar se os parâmetros obtidos estavam em concordância com a bateria escolhida, foi realizada uma simulação do modelo da bateria implementado. De forma a poder comparar a curva de descarga obtida com a curva de descarga fornecida pelo fabricante. Foi definido que o estado de carga inicial da bateria é de 100% e à saída foi colocada uma carga resistiva de $1,02 \Omega$, para que a corrente fornecida pela bateria seja de 1C. A Figura 4.3 apresenta a curva de descarga obtida com o modelo

da bateria implementado, para a associação de 32 baterias em série. Como se pode observar a curva obtida é idêntica à fornecida pelo fabricante (para uma bateria), demonstrando que o modelo implementado é muito próximo da realidade. De notar que na realidade a tensão da bateria não tende para zero, existe uma tensão mínima de funcionamento que deve ser garantida.

Tabela 4.2. Parâmetros do modelo da bateria para a associação de 32 baterias em série.

Parâmetro	Valor
Tensão constante da bateria (E_0)	105,06 V
Resistência interna (R_{int})	32 m Ω
Constante de resistência à polarização (K_{pol})	4 m Ω
Amplitude da zona exponencial (A)	11,84 V
Zona exponencial constante de tempo inversa (B_{Bat})	0,75 Ah ⁻¹
Capacidade da bateria (Q_{Bat})	100 Ah

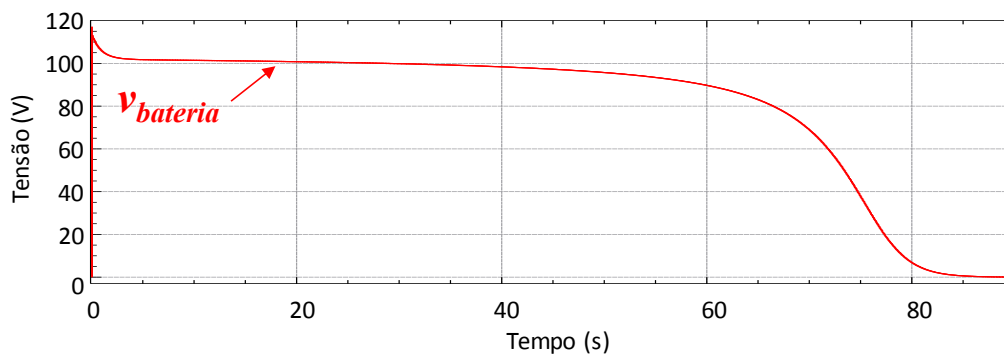


Figura 4.3 - Resultado de simulação da curva de descarga obtida com o modelo da bateria implementado, para a associação de 32 baterias em série.

4.3 Parâmetros da Máquina Elétrica

O software de simulação *PSIM* possui um modelo para as máquinas elétricas de fluxo axial. Contudo este modelo é baseado num único estator com ligação em estrela. Assim as simulações presentes a seguir são baseadas na associação dos enrolamentos dos dois estatores da máquina elétrica em série com ligação em estrela. Os parâmetros fornecidos pelo fabricante da máquina elétrica não contêm todos os dados necessários para o modelo do software de simulação. Como o foco desta tese de doutoramento é o desenvolvimento de um sistema unificado, a obtenção dos parâmetros para o modelo da máquina elétrica é superficial. Assim, apenas são obtidos os parâmetros que são necessários para o modelo de simulação.

O modelo da máquina elétrica implementado em *PSIM* necessita dos seguintes parâmetros:

- Resistência do estator (R_s);
- Indutância do estator (L_s);

- Indutância mútua do estator (M_s);
- O valor eficaz e de pico da tensão composta da constante da força contra-electromotriz (K_e);
- O número de pólos da máquina elétrica (p_m);
- O momento de inércia (J);
- Constante de tempo do veio (τ_{veio});
- A posição inicial do rotor (θ_0);
- Avanço do sensor de posição;
- Largura de pulso de condução do sensor de posição.

A Figura 4.4 apresenta a relação entre o ângulo elétrico (θ_{ele}) e o ângulo mecânico (θ_{mec}) do rotor da máquina elétrica. Esta relação permite determinar o número de pólos (p_m) da máquina elétrica através da equação (4.9).

$$\theta_{ele} = \frac{p_m}{2} \theta_{mec} \quad (4.9)$$

O ângulo mecânico foi obtido a partir de um sensor de posição que foi adicionado ao rotor da máquina elétrica. O sensor utilizado está descrito no item 5.4.2. No item 6.2 é descrita a montagem realizada para colocar a máquina elétrica a funcionar como gerador, de forma a se obter as formas de onda presentes na Figura 4.4.

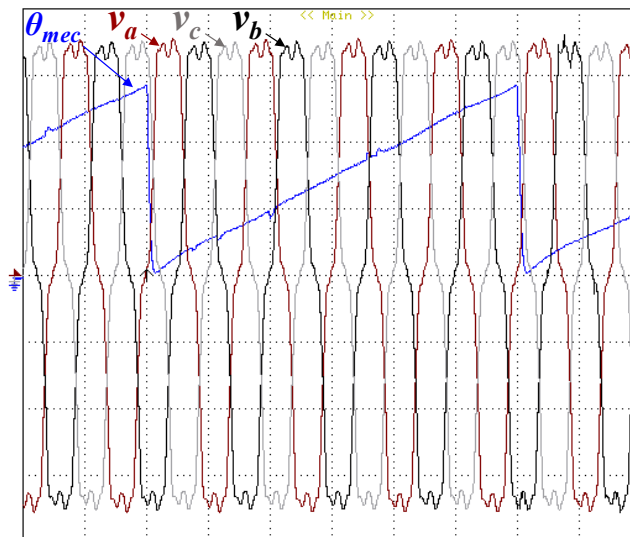


Figura 4.4 - Relação entre o ângulo elétrico e o ângulo mecânico do rotor da máquina elétrica (Tensões: 20 V/div; Tempo: 2 ms/div).

Com o número de pólos da máquina elétrica e a velocidade de rotação, obtida a partir dos parâmetros fornecidos pelo fabricante, foi possível obter a frequência nominal de funcionamento da máquina elétrica. A equação (4.10) apresenta a relação existente entre a velocidade de rotação (n), a frequência nominal (f_m) e o número de pólos (p_m).

$$n = \frac{120 f_m}{p_m} \quad (4.10)$$

A Figura 4.5 mostra a saída dos sensores de efeito *Hall* para cada estator da máquina elétrica, onde é possível visualizar a largura de pulso de condução do sensor de posição. Os resultados foram obtidos com a máquina elétrica a rodar a uma velocidade constante de 1000 rpm.

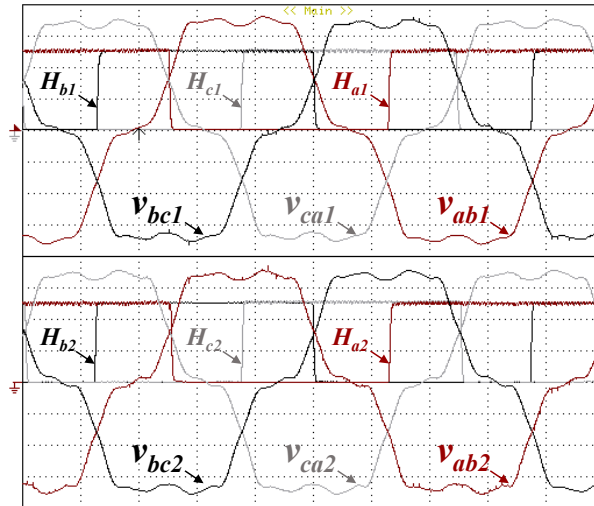


Figura 4.5 - Largura de pulso de condução dos sensores de posição do rotor da máquina elétrica (Tensões: 10 V/div; Hall: 2 V/div; Tempo: 2 ms/div).

O valor da resistência do estator foi obtido com recurso à ponte RLC *Hioki 3532-50*. A Tabela 4.3 apresenta os valores obtidos para os estatores independentes e associados em série.

Tabela 4.3. Resistência do estator da máquina elétrica.

Parâmetro	Estatores independentes		Estatores ligados em série
R_{s_a}	56 mΩ	58 mΩ	115 mΩ
R_{s_b}	52 mΩ	57 mΩ	108 mΩ
R_{s_c}	55 mΩ	50 mΩ	105 mΩ

A indutância do estator também foi obtida para o caso dos dois estatores independentes e associados em série. A Tabela 4.4 apresenta os valores das indutâncias obtidos para a frequência nominal da máquina elétrica (400 Hz). Tal como os valores da resistência, os valores da indutância foram obtidos com a ponte RLC *Hioki 3532-50*.

Tabela 4.4. Indutância do estator da máquina elétrica.

Parâmetro	Estatores independentes		Estatores ligados em série
L_{s_a}	183 μH	185 μH	468 μH
L_{s_b}	178 μH	172 μH	449 μH
L_{s_c}	151 μH	134 μH	346 μH

A Tabela 4.5 apresenta os valores para a indutância mútua do estator obtidos a partir da Tabela 4.4.

Tabela 4.5. Indutância mútua do estator da máquina elétrica.

Parâmetro	Estatores ligados em série
M_{s_a}	50 μ H
M_{s_b}	50 μ H
M_{s_c}	31 μ H

O valor eficaz e de pico da tensão composta da força contra-electromotriz foi obtido com a máquina elétrica a operar a 1000 rpm. A Figura 4.6 apresenta o valor eficaz e de pico da tensão composta com os estatores independentes, enquanto a Figura 4.7 apresenta os valores da tensão com os estatores ligados em série.

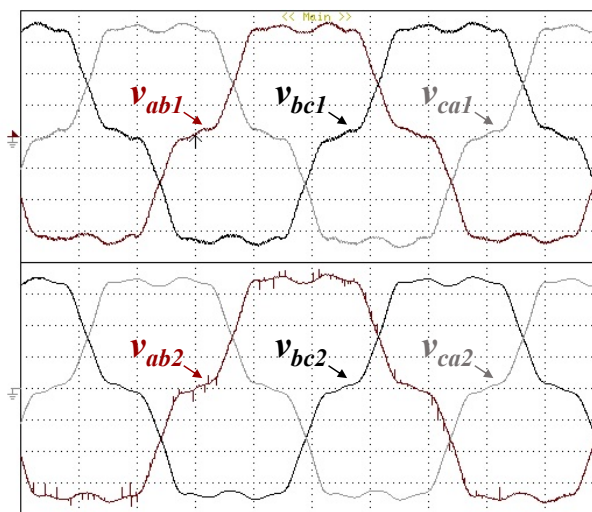


Figura 4.6 - Força contra-electromotriz produzida em cada estator da máquina elétrica a uma velocidade de rotação de 1000 rpm (Tensões: 10 V/div; Tempo: 2 ms/div).

A Tabela 4.6 apresenta os valores de pico e eficaz da força contra-electromotriz produzida em cada estator da máquina elétrica, para uma velocidade de rotação de 1000 rpm.

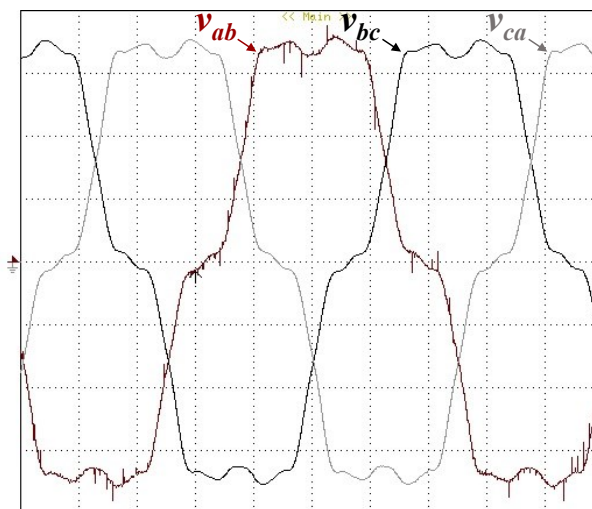


Figura 4.7 - Força contra-electromotriz produzida com os estatores da máquina elétrica ligados em série a uma velocidade de rotação de 1000 rpm (Tensões: 20 V/div; Tempo: 2 ms/div).

Tabela 4.6. Valor de pico e eficaz da força contra-electromotriz produzida em cada estator da máquina elétrica.

	Estator 1		Estator 2	
	V_{Pico}	V_{RMS}	V_{Pico}	V_{RMS}
Fase <i>ab</i>	36,4 V	27,0 V	36,2 V	28,3 V
Fase <i>bc</i>	36,1 V	25,2 V	35,3 V	25,3 V
Fase <i>ca</i>	35,9 V	25,8 V	35,3 V	25,6 V

A Tabela 4.7 apresenta os valores de pico e eficaz da força contra-electromotriz produzida com os estatores da máquina elétrica ligados em série, para uma velocidade de rotação de 1000 rpm.

Tabela 4.7. Valor de pico e eficaz da força contra-electromotriz produzida com os estatores da máquina elétrica ligados em série.

	V_{Pico}	V_{RMS}
Fase <i>ab</i>	77,0 V	55,9 V
Fase <i>bc</i>	70,6 V	50,9 V
Fase <i>ca</i>	70,4 V	50,7 V

A Tabela 4.8 apresenta os parâmetros da máquina elétrica, com os estatores ligados em série, usados no modelo de simulação e respetivos valores. Alguns dos parâmetros apresentados foram obtidos a partir da média da soma dos valores obtidos para cada fase. O parâmetro do momento de inércia e a constante de tempo do veio foram ajustados em função da resposta da máquina elétrica.

4.4 Dimensionamento da Bobina do Conversor CC-CC

Embora o conversor CC-CC apareça como um único conversor, tal como relatado no capítulo anterior, o mesmo será tratado como dois conversores de potência. Esta divisão deve-se ao facto de se compreender melhor o funcionamento dos modos de operação. Assim sendo, o conversor de potência é dividido em conversor abaixador e conversor elevador. O valor da indutância para o conversor CC-CC será no mínimo o maior valor entre o valor máximo de indutância para cada modo de funcionamento do conversor de potência.

No conversor abaixador o valor mínimo para a indutância (L_{min}) no modo de corrente contínua é dado pela equação (4.11) [136].

$$L_{min} = \frac{V_s(1 - D_{min})}{2 f_c I_{s_{min}}} = \frac{R_{c_{max}}(1 - D_{min})}{2 f_c} = \frac{D_{min}(V_{s_{max}} - V_s)}{2 f_c I_{s_{min}}} \quad (4.11)$$

onde, V_s é a tensão de saída do conversor de potência, D_{min} é o ciclo de trabalho mínimo, f_c é a frequência de comutação, I_{s_min} é a corrente de saída mínima, R_{c_max} é a resistência de carga máxima, e V_{s_max} é a tensão de saída máxima.

Tabela 4.8. Parâmetros da máquina elétrica com os estatores ligados em série.

Parâmetro	Valor
Resistência do estator (R_s)	109 mΩ
Indutância do estator (L_s)	421 μH
Indutância mútua do estator (M_s)	44 μH
Valor eficaz da tensão composta da f.c.e.m.	52,5 V/krpm
Valor de pico da tensão composta da f.c.e.m.	72,7 V/krpm
Número de pólos (p_m)	8
Momento de inércia (J)	4 mkg·m ²
Constante de tempo do veio (τ_{veio})	400 ms
Avanço do sensor de posição	0°
Largura de pulso de condução do sensor de posição	180°

Com o aumento da frequência de comutação o valor da indutância diminui. Neste sentido é desejável que a frequência de comutação seja elevada para reduzir o tamanho desta bobina.

Para o cálculo do valor da indutância são assumidas as seguintes suposições:

- A tensão das baterias está compreendida entre os 83,2 V e os 116,8 V. Valores obtidos, mínimo e máximo, para a associação de 32 baterias em série;
- A tensão do barramento CC durante o modo de tração é de 300 V;
- Durante o carregamento lento a tensão do barramento CC é de 350 V, porque o carregamento é realizado através de uma conexão monofásica com a rede elétrica;
- No carregamento rápido a tensão do barramento CC é de 600 V, devido ao carregamento ser realizado com uma conexão trifásica com a rede elétrica;
- A frequência de comutação é de 20 kHz.

Em todos os modos de operação apresentados o conversor de potência funciona como circuito abaixador, nomeadamente quando o veículo está a ser carregado, de forma lenta ou rápida, e durante a travagem regenerativa. Para o cálculo do valor mínimo da indutância, de forma a garantir que o conversor de potência funcione no modo de corrente contínua durante o carregamento lento, foi considerado um ciclo de trabalho mínimo de 24% e uma corrente mínima de funcionamento de 5 A. Substituindo estes valores na equação (4.11) obtêm-se um valor de indutância de 320 μH. No caso do carregamento rápido foi considerado um ciclo de trabalho mínimo de 14% e uma corrente mínima

de funcionamento de 10 A. Assim, o valor mínimo para a indutância é de 180 μH . Na travagem regenerativa foi considerado um ciclo de trabalho mínimo de 27% e uma corrente mínima de 2 A, obtendo-se o valor de 732 μH para a indutância.

O conversor CC-CC funciona no modo elevador de tensão durante o funcionamento do sistema de tração e quando é necessário devolver parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica. Para o conversor elevador o valor mínimo da indutância da bobina no modo de corrente contínua é dado pela equação (4.12) [136].

$$L_{min} = \frac{2}{27} \frac{V_s}{I_{s_min} f_c} = \frac{2}{27} \frac{R_{c_max}}{f_c} \quad (4.12)$$

No modo de tração foi considerado que a corrente mínima de funcionamento é de 5 A. Substituindo este valor na equação (4.12) obtém-se o valor mínimo para a indutância de 222 μH . No modo de devolver energia das baterias de forma lenta para a rede elétrica é considerada uma corrente mínima de funcionamento de 1 A. O valor mínimo da indutância para esta condição é de 1,3 mH. Quando se pretende devolver uma quantidade de energia elevada à rede elétrica o mais rápido possível, o valor mínimo para o valor da indutância é de 139 μH . Neste caso foi considerada uma corrente mínima de funcionamento de 16 A.

De modo a satisfazer todos os modos de operação do conversor CC-CC o valor mínimo para o valor da indutância é o valor máximo dos valores anteriormente apresentados, neste caso é de 1,3 mH. Devido à tolerância das bobines e margem de segurança no modelo de simulação foi considerado um valor de 1,5 mH para o valor da indutância da bobina.

4.5 Controlo do Conversor CC-CC

Neste item são apresentadas as simulações realizadas ao conversor CC-CC. As simulações aqui apresentadas são apenas referentes ao conversor CC-CC, ou seja, sem o modelo das baterias e sem o conversor de potência que aciona a máquina elétrica. A Figura 4.8 apresenta o modelo de simulação do conversor CC-CC.

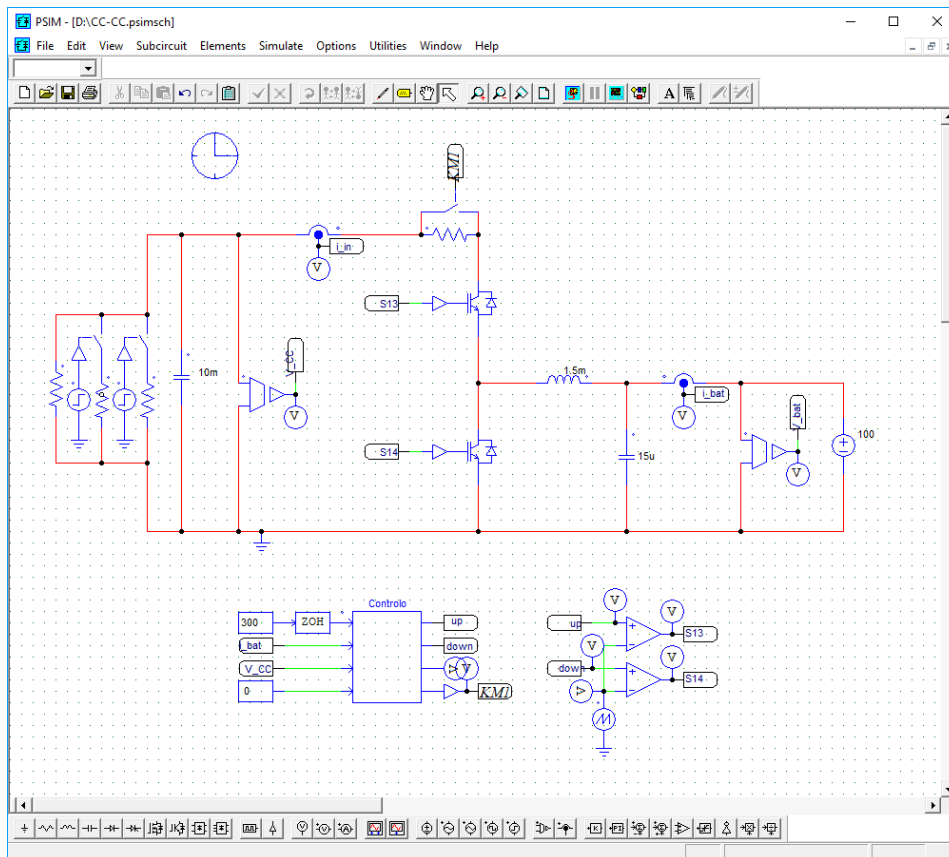


Figura 4.8 - Modelo de simulação implementado para o conversor CC-CC.

4.5.1 Funcionamento Durante o Modo de Tração

No modo de tração o conversor CC-CC opera como conversor elevador de tensão, de forma a adequar a tensão das baterias à tensão do barramento CC. Como tal, os sinais de controlo são aplicados só ao semicondutor totalmente controlável inferior. O semicondutor totalmente controlável superior encontra-se desligado durante este modo, sendo apenas utilizado o diódo em paralelo para completar o conversor CC-CC. A Tabela 4.9 apresenta os parâmetros usados na simulação do conversor CC-CC no modo de tração.

O algoritmo de controlo implementado para controlar a tensão do barramento CC foi apresentado e descrito no item 3.3.3. A Figura 4.9 apresenta a tensão do barramento CC (v_{CC}) e respetiva referência (v_{CC_ref}), cujo valor foi estipulado para 300 V. Estes resultados são obtidos para uma potência solicitada às baterias de 25 kW. A Figura 4.10 apresenta a corrente (i_{CC}) que é fornecida ao barramento CC a partir das baterias.

Tabela 4.9. Parâmetros do conversor CC-CC usados no modo de tração.

Parâmetro	Valor
Frequência de comutação (f_c)	20 kHz
Frequência de amostragem (f_a)	40 kHz
Indutância do conversor CC-CC (L)	1,5 mH
Tensão do barramento CC (v_{CC})	300 V
Tensão das baterias (v_{Bat})	100 V

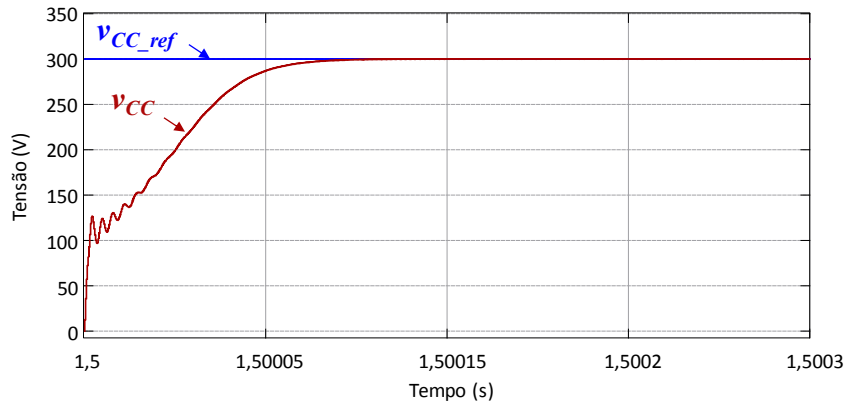


Figura 4.9 - Forma de onda da tensão do barramento CC (v_{CC}) e respectiva referência (v_{CC_ref}), com o conversor CC-CC a fornecer uma potência de 25 kW, durante o modo de tração.

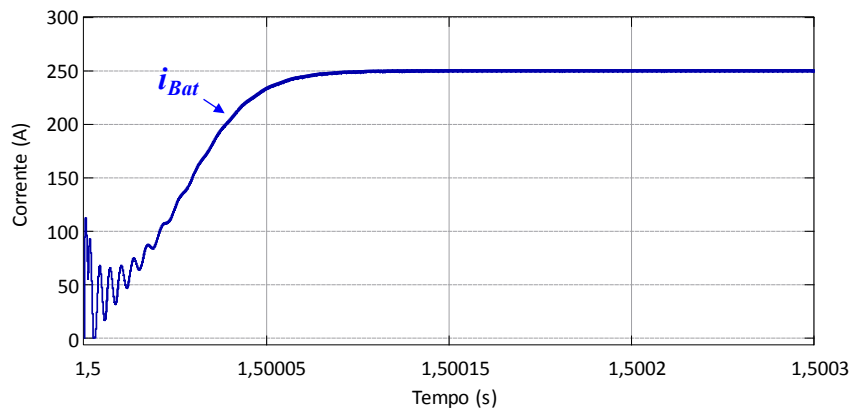


Figura 4.10 - Forma de onda da corrente fornecida ao barramento CC (i_{CC}) pelas baterias durante o modo de tração, para uma potência de 25 kW.

A Figura 4.11 apresenta o pormenor da ondulação da corrente do barramento CC e o sinal de porta (S_{1d}) aplicado ao semicondutor de potência inferior do conversor CC-CC, durante o modo de tração.

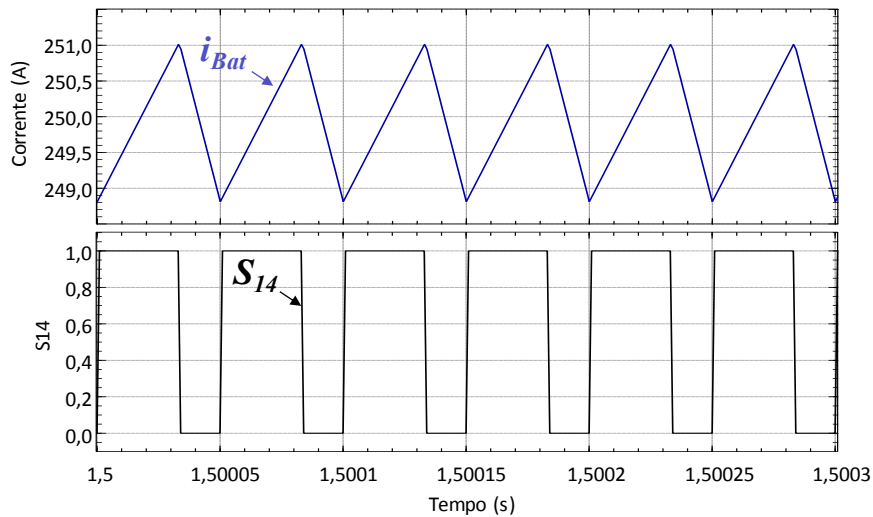


Figura 4.11 - Pormenor da ondulação da corrente do barramento CC (i_{CC}) e do sinal de porta (S_{14}) que está a ser aplicado ao semiconductor totalmente controlável, durante o modo de tração.

4.5.2 Funcionamento Durante o Modo de Carregamento

O conversor CC-CC funciona como conversor abaixador de tensão durante o modo de carregamento. Ao contrário do funcionamento durante o modo de tração, o sinal de controlo é aplicado ao semiconductor totalmente controlável superior. O semiconductor totalmente controlável inferior encontra-se desligado, sendo apenas utilizado o diodo em paralelo para completar o conversor CC-CC.

Como referido anteriormente, o tipo de baterias escolhido (Lítio) apresenta dois estágios de carregamento. No primeiro estágio as baterias são carregadas com corrente constante passando para o estágio seguinte, tensão constante, quando a tensão das baterias está no seu valor nominal. Assim, neste modo de operação o conversor CC-CC é controlado por corrente e por tensão constante. O algoritmo de controlo referente a cada estágio foi apresentado e descrito no item 3.4.

No modo de carregamento lento das baterias os parâmetros usados na simulação do conversor CC-CC são os mesmos do modo de tração, exceto a tensão do barramento CC que é de 350 V.

A Figura 4.12 apresenta as formas de onda da corrente (i_{Bat}) e da tensão (v_{Bat}) nas baterias durante o carregamento lento. Até ao instante t_1 é aplicado o algoritmo de controlo de corrente constante, ou seja, o sistema de controlo atua sobre o semiconductor totalmente controlável de forma a controlar a corrente fornecida às baterias (15 A). A partir do instante t_1 é desabilitado o algoritmo de controlo de corrente constante sendo habilitado o algoritmo de controlo de tensão constante. Neste caso o semiconductor totalmente controlável é atuado de forma a controlar a tensão aplicada às baterias (117 V). A corrente apresenta uma ondulação máxima de 1,5 A, enquanto a tensão apresenta uma ondulação máxima de 0,8 V. A alteração do algoritmo de controlo, instante t_1 , ocorre quando a tensão das baterias atinge o seu valor nominal. As baterias encontram-se carregadas quando a corrente

fornecida é residual. Cada algoritmo de controlo é implementado com um controlador proporcional integral (PI).

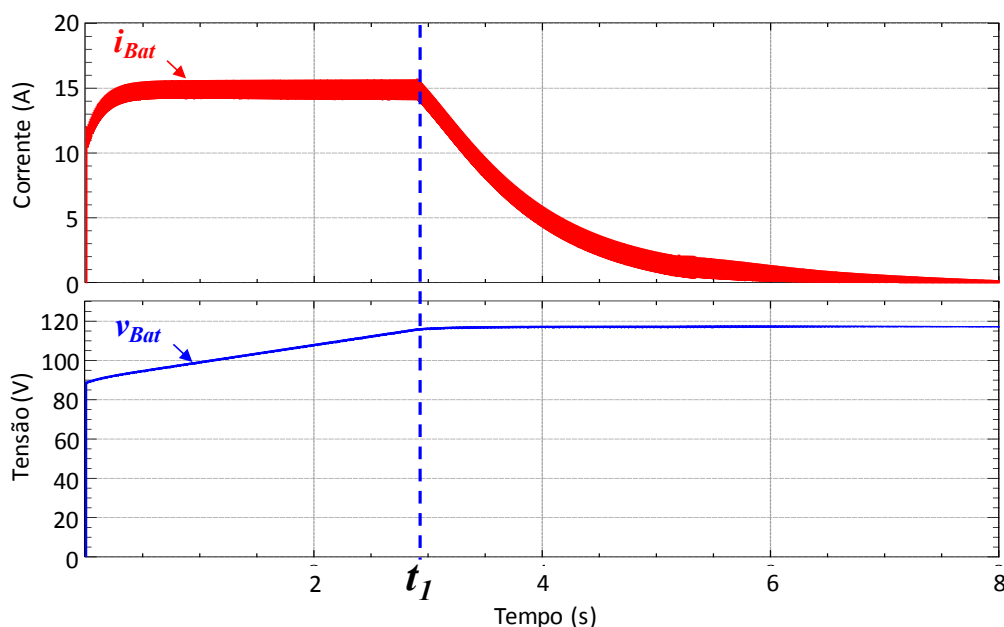


Figura 4.12 - Formas de onda da corrente e da tensão nas baterias durante o carregamento lento das mesmas.

Como no carregamento rápido das baterias o sistema está ligado à rede trifásica a tensão do barramento CC é mais elevada do que no carregamento lento das baterias. Assim, para o carregamento rápido das baterias é usada uma tensão no barramento CC de 600 V.

A Figura 4.13 apresenta as formas de onda da tensão (v_{Bat}) e da corrente (i_{Bat}) das baterias durante o carregamento rápido. Até ao instante t_I é aplicado o algoritmo de controlo de corrente constante (40 A), passando de seguida para o algoritmo de controlo de tensão constante (117 V). O algoritmo implementado é igual ao implementado no carregamento lento das baterias. Contudo, a potência fornecida às baterias é superior no carregamento rápido. Ao fornecer uma potência superior as baterias também vão carregar mais rápido, como é possível observar na Figura 4.13. A corrente apresenta uma ondulação máxima de 2 A, enquanto a tensão apresenta uma ondulação máxima de 1 V. De referir que as condições iniciais do estado de carga das baterias são iguais para as duas simulações.

4.6 Sistema de Tração

Para o sistema de controlo da máquina elétrica, tal como anteriormente apresentado, foi escolhido o controlo por orientação de campo. A escolha recai sobre este controlo devido a um conjunto de características que se apresentam particularmente adequadas para aplicações em veículos elétricos,

nomeadamente baixa ondulação de binário e frequência de comutação fixa. Por outro lado, a resposta a variações de binário é lenta.

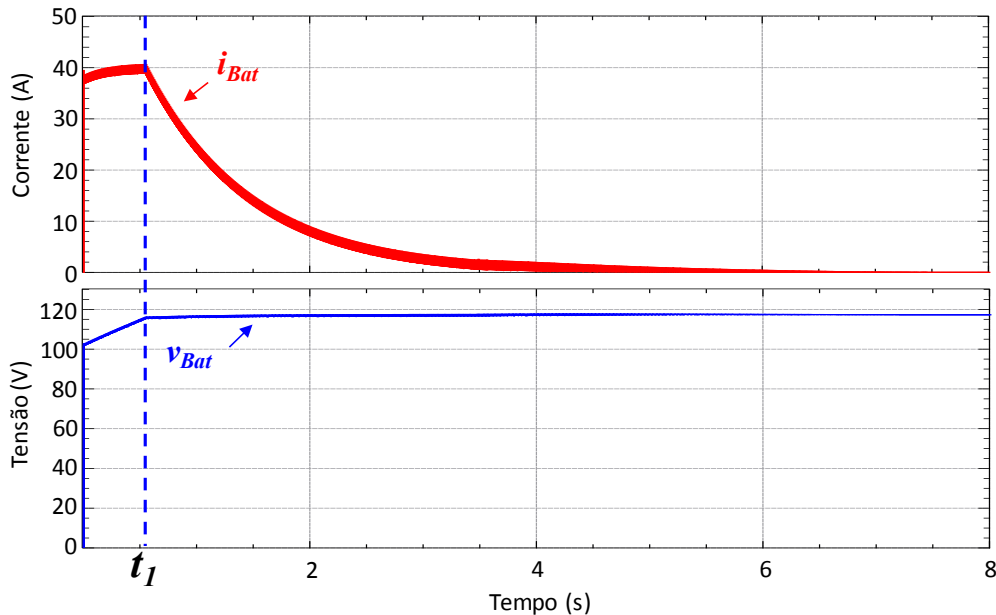


Figura 4.13 - Formas de onda da corrente e da tensão nas baterias durante o carregamento rápido das baterias.

Como o modelo da máquina elétrica existente no *PSIM* não possui dois estatores, são apresentadas simulações do sistema de controlo com o modelo da máquina elétrica para um único estator. Essas simulações têm como finalidade a validação do sistema de controlo proposto.

A Figura 4.14 apresenta o diagrama de blocos do controlo por orientação de campo implementado. Como referido anteriormente a variável de referência para o controlo é o binário que a máquina elétrica deve produzir. Nos veículos elétricos essa referência é obtida a partir da posição do pedal do acelerador. Assim, no caso do sistema implementado, a referência de binário proveniente do pedal do acelerador estará compreendida entre os 0 Nm e os 50 Nm.

Começou-se por validar as transformadas usadas pelo sistema de controlo, mais precisamente: a transformada de Clarke, a transformada de Park e a transformada inversa de Park. Depois foi validada a modulação por vetores espaciais. E por fim são apresentados os resultados de simulação para o controlo da máquina elétrica a acionar diferentes cargas mecânicas.

4.6.1 Validação das Transformadas

Neste item são apresentadas e descritas as transformadas usadas na implementação do algoritmo de controlo para o sistema de tração.

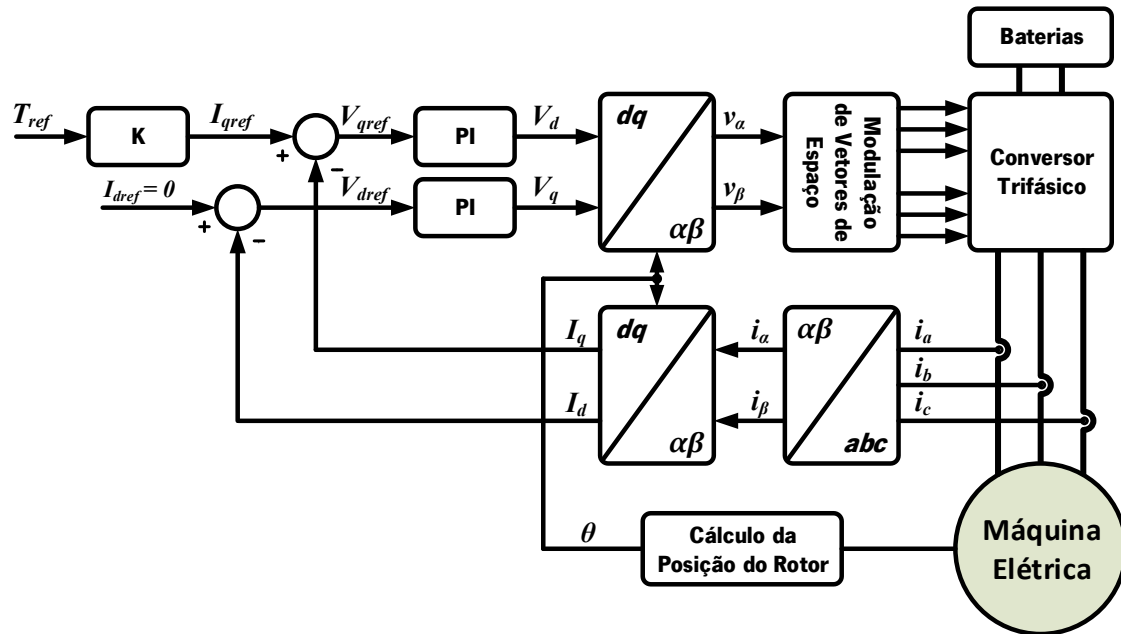


Figura 4.14 - Diagrama de blocos do controle por orientação de campo implementado.

A transformada de Clarke foi usada para converter as correntes absorvidas pela máquina elétrica num sistema bifásico, onde as correntes obtidas se encontram desfasadas de 90° entre si. A equação (4.13) descreve a transformada de Clarke para qualquer sistema trifásico. Como a máquina elétrica é um sistema trifásico equilibrado a condição da equação (4.14) é verificada. Substituindo a equação (4.14) na equação (4.13) é obtida a equação (4.15).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.14)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

A Figura 4.15 apresenta os resultados de simulação da transformada de Clarke. Na entrada foram aplicadas duas formas de onda sinusoidais desfasadas de 120° entre si (emulando duas correntes da máquina elétrica), sendo obtido à saída duas formas de onda sinusoidais desfasadas de 90° entre si. Para que a simulação fosse o mais próximo da realidade foi adicionado um bloco ZOH (*Zero-Order Hold*) à simulação. Este bloco definiu uma frequência de amostragem para o sistema de 40 kHz.

As componentes obtidas com a transformada de Clarke (i_α , i_β) estão em quadratura e são referenciadas ao estator. Nos modelos de máquinas elétricas é importante que as componentes

estejam num referencial comum, sendo geralmente escolhido o rotor como referência. O referencial do estator não é o mais adequado, uma vez que o mesmo gira com velocidade igual à das correntes das fases. As correntes das fases (i_a , i_b) e as componentes $\alpha\beta$ dependem do tempo e da velocidade de rotação do rotor. Contudo, estas componentes podem ser transformadas num referencial que roda à mesma velocidade que a frequência angular das correntes do estator. Esta transformação permite que as novas componentes sejam independentes do tempo e da velocidade de rotação do rotor.

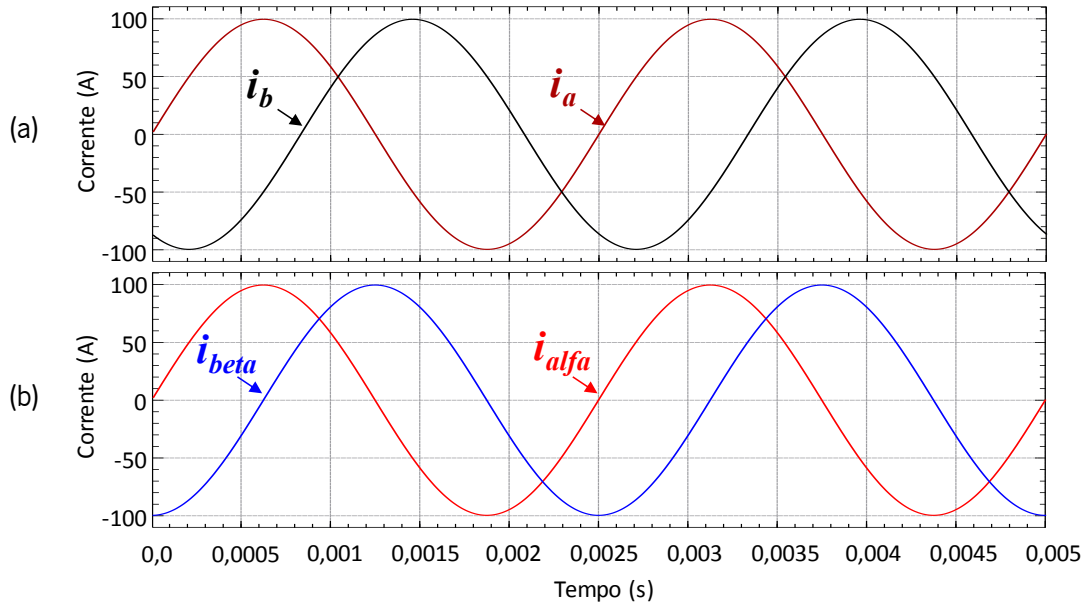


Figura 4.15 - Transformada de Clarke: (a) Componentes de entrada; (b) Componentes de saída.

A alteração de referencial foi realizada de acordo com a equação (4.16), denominada por transformada de Park. O sincronismo com a frequência das correntes do estator foi obtido com recurso à posição elétrica do rotor (θ_{ele}).

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{ele} & \sin \theta_{ele} \\ -\sin \theta_{ele} & \cos \theta_{ele} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

A Figura 4.16 apresenta os resultados de simulação da transformada de Park. Na entrada foram aplicadas duas formas de onda sinusoidais desfasadas de 90° entre si e uma onda dente de serra para emular o sensor de posição elétrica do rotor, sendo obtido na saída as componentes I_d e I_q .

Com as duas componentes separadas é aplicado um controlo independente para cada uma, obtendo-se duas novas componentes (V_d , V_q). As componentes de referência (v_α , v_β) para a modulação do conversor de potência foram obtidas com a transformada inversa de Park. Esta transformação converte o sistema rotacional novamente num sistema estacionário. A equação (4.17) descreve matematicamente essa transformação de referencial.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{ele} & -\sin \theta_{ele} \\ \sin \theta_{ele} & \cos \theta_{ele} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

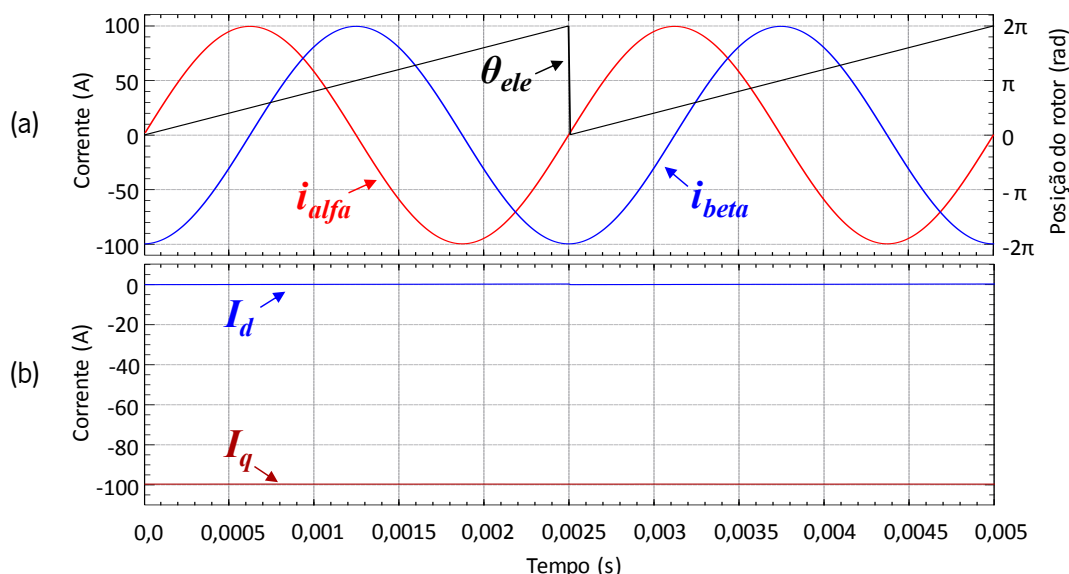


Figura 4.16 - Transformada de Park: (a) Componentes de entrada; (b) Componentes de saída.

A Figura 4.17 apresenta os resultados de simulação da transformada inversa de Park. Na entrada foram aplicadas duas constantes (V_d , V_q) e uma onda dente de serra (θ_{ele}) para emular o sensor de posição elétrica do rotor, sendo obtido à saída as componentes v_α e v_β . As componentes de saída são sinusoidais e estão desfasadas de 90° entre si.

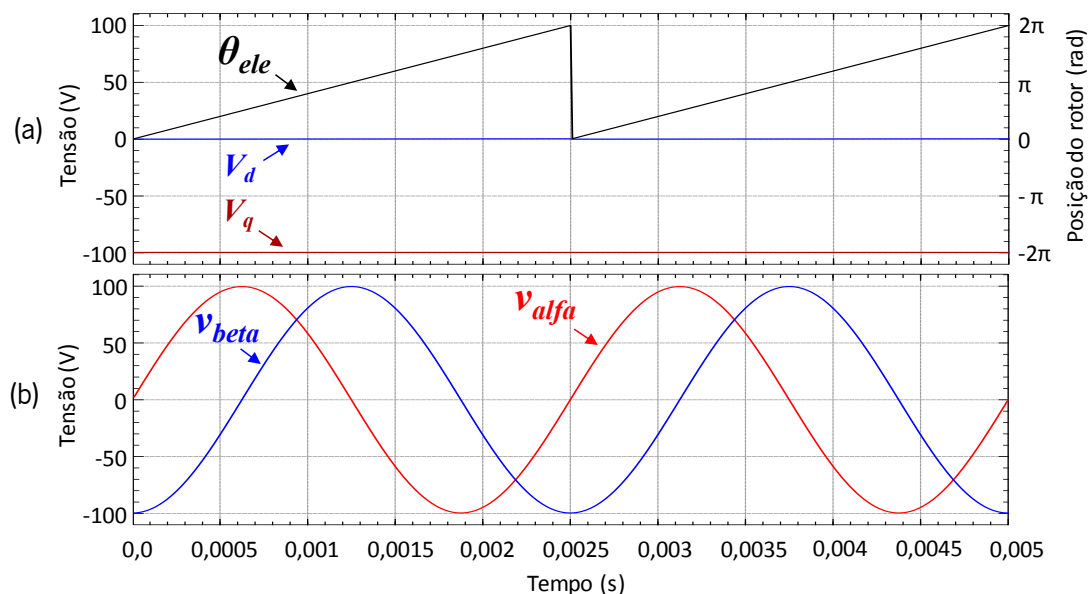


Figura 4.17 - Transformada inversa de Park: (a) Componentes de entrada; (b) Componentes de saída.

4.6.2 Validação da Modulação por Vetores Espaciais

Como é possível visualizar na Figura 4.14 o controlo por orientação de campo produz duas componentes de tensão (v_α , v_β) no referencial $\alpha\beta$. A conversão destas componentes de tensão em pulsos para os semicondutores totalmente controláveis pode ser realizada através da modulação por

vetores espaciais. A implementação da modulação por vetores espaciais pode ser dividida em 3 passos.

O passo inicial passou por determinar o setor onde o vetor de referência está localizado. Com recurso às equações (4.18) e (4.19) e à Tabela 4.10 é possível determinar a localização do setor.

$$\begin{cases} \text{se } v_\beta > 0 & , A = 1 \\ \text{se } (\sqrt{3} v_\alpha - v_\beta) > 0 & , B = 1 \\ \text{se } (-\sqrt{3} v_\alpha - v_\beta) > 0 & , C = 1 \end{cases} \quad (4.18)$$

$$N = A + 2B + 4C \quad (4.19)$$

Tabela 4.10. Localização do setor do vetor de referência.

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

A equação (4.20) foi usada como auxiliar para determinar o valor dos tempos necessários para os vetores adjacentes (V_x, V_{x+60}), dados pela Tabela 4.11 de acordo com o setor do vetor de referência.

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3} v_\beta}{V_{CC}} T_c \\ Y = \frac{(\sqrt{3} v_\beta + 3 v_\alpha)}{2 V_{CC}} T_c \\ Z = \frac{(\sqrt{3} v_\beta - 3 v_\alpha)}{2 V_{CC}} T_c \end{cases} \quad (4.20)$$

onde, T_c é o período da frequência de comutação.

Tabela 4.11. Atribuição dos tempos, t_1 e t_2 , de acordo com o setor do vetor referência.

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

onde, t_1 é o tempo em que o vetor V_x se encontra ativo e t_2 é o tempo em que o vetor V_{x+60} se encontra ativo.

A soma dos tempos t_1 e t_2 deve ser inferior ou igual ao período de comutação, ou seja, a condição da equação (4.21) deve ser verificada. Se a condição não for verificada, os valores atribuídos a t_1 e t_2 são novamente calculados de acordo com a equação (4.22), estando presente o peso do período de comutação.

$$t_1 + t_1 \leq T_c \quad (4.21)$$

$$\begin{cases} t_1 = \frac{t_1}{t_1 + t_2} T_c \\ t_2 = \frac{t_2}{t_1 + t_2} T_c \end{cases} \quad (4.22)$$

Por outro lado, quando a soma de t_1 e t_2 é inferior ao período de comutação são considerados três tempos e não só dois. O tempo t_0 corresponde à diferença de tempo entre o período de comutação e a soma de t_1 com t_2 . Este tempo corresponde à aplicação dos vetores nulos (V_{000} e V_{111}) ao conversor de potência. A conversão dos tempos obtidos para as três variáveis de controlo é exposta na equação (4.23). A Tabela 4.12 apresenta a atribuição das variáveis de acordo com o setor onde o vetor de referência se encontra.

$$\begin{cases} t_a = \frac{T_c - (t_1 + t_2)}{4} \\ t_b = t_a \frac{t_1}{2} \\ t_c = t_b \frac{t_2}{2} \end{cases} \quad (4.23)$$

Tabela 4.12. Atribuição das variáveis (t_{a_ref} , t_{b_ref} e t_{c_ref}) de acordo com o setor do vetor referência.

Setor	I	II	III	IV	V	VI
t_{a_ref}	t_a	t_b	t_c	t_c	t_b	t_a
t_{b_ref}	t_b	t_a	t_a	t_b	t_c	t_c
t_{c_ref}	t_c	t_c	t_b	t_a	t_a	t_b

A Figura 4.18 apresenta os resultados de simulação da modulação por vetores espaciais. À entrada foram aplicadas duas formas de onda sinusoidais desfasadas de 90° entre si, de forma a emular as componentes v_α e v_β obtidas a partir da transformada inversa de Park (Figura 4.18 (a)). A Figura 4.18 (b) apresenta as três variáveis de referência obtidas (t_{a_ref} , t_{b_ref} e t_{c_ref}), as quais não são sinusoidais. Isto deve-se ao facto da modulação por vetores espaciais adicionar harmónicas de terceira ordem às referências obtidas. As variáveis de referência não se encontram centradas em torno de zero, porque o código implementado foi elaborado de forma a ser possível transcreve-lo integralmente para o DSC. A Figura 4.18 (c) apresenta o setor do vetor referência.

4.6.3 Controlo por Orientação de Campo

Uma vez validadas as transformadas usadas no controlo por orientação de campo e a técnica de modulação por vetores espaciais foi possível simular o sistema de controlo em conjunto com o

hardware de potência. Na Figura 4.19 é apresentado o modelo de simulação implementado em *PSIM*. O sistema de controlo implementado foi baseado no algoritmo de controlo descrito no item 3.3.1.

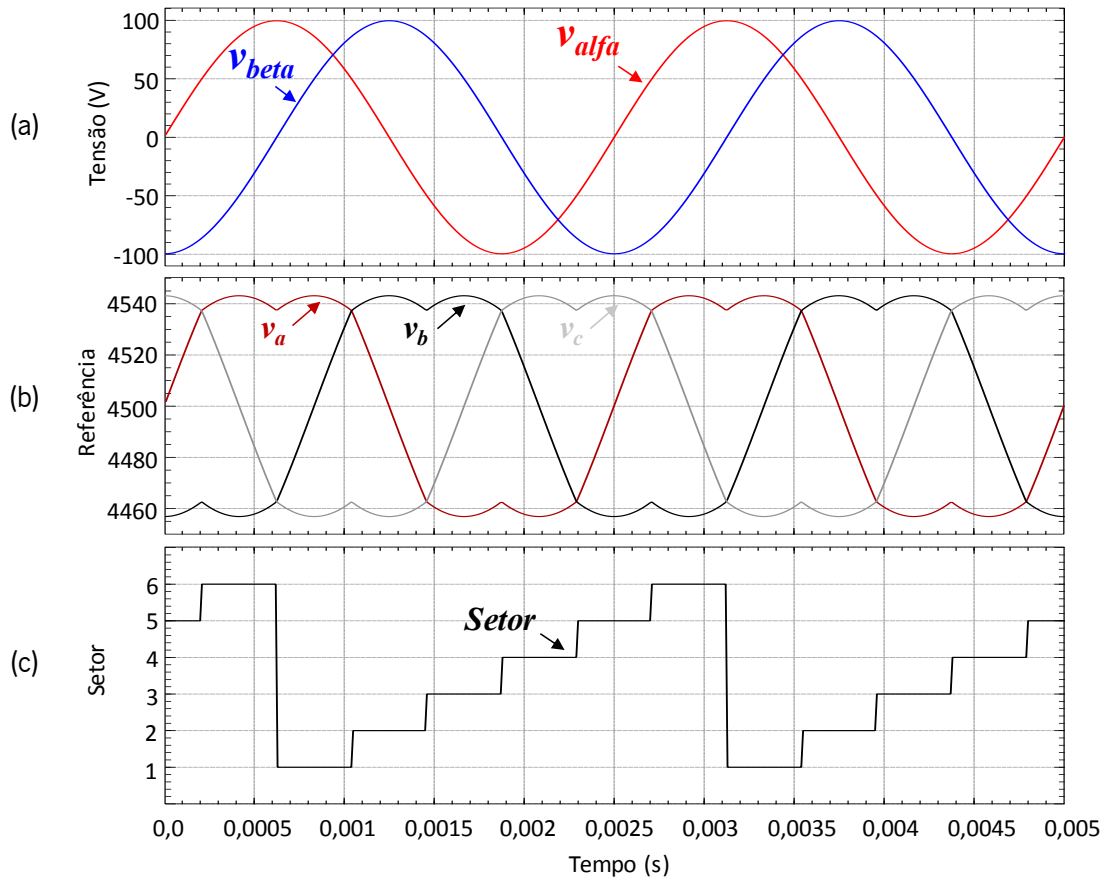


Figura 4.18 - Modulação por vetores espaciais: (a) Componentes de entrada (v_a , v_β); (b) Componentes de saída (t_a_{ref} , t_b_{ref} , t_c_{ref}); (c) Setor do vetor referência.

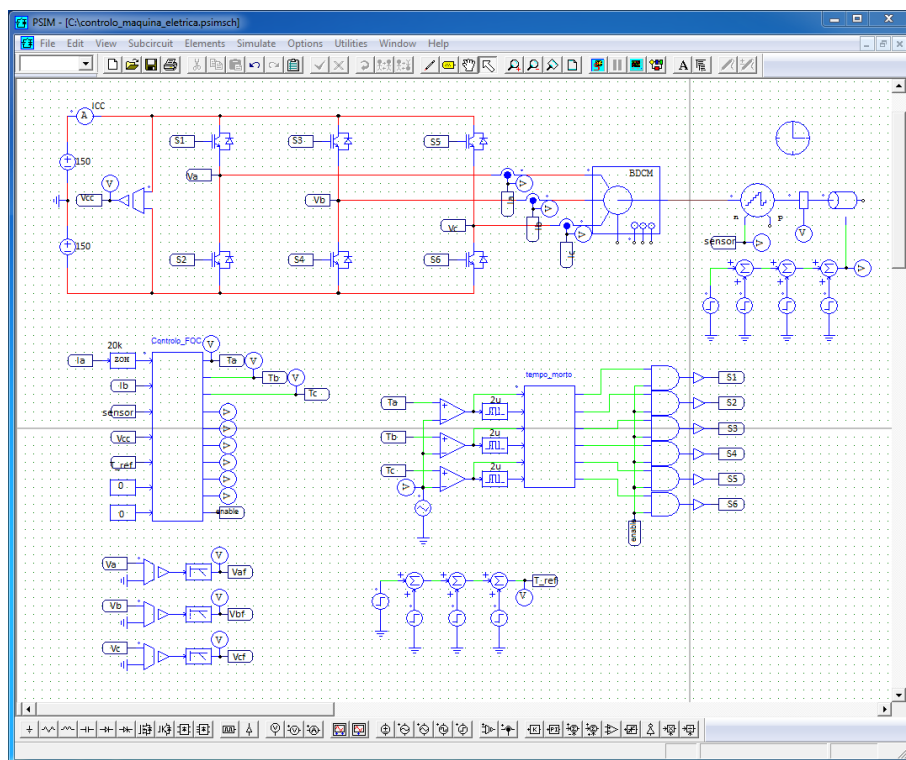


Figura 4.19 - Modelo de simulação implementado para o controlo da máquina elétrica.

Seguidamente são apresentados diferentes resultados de simulação da máquina elétrica a operar com diferentes valores de carga mecânica acoplada ao eixo de rotação. Até aos 0,5 s foi definida uma carga de 50 Nm, entre os 0,5 s e os 1 s foi definida uma carga de 30 Nm, entre os 1 s e os 1,5 s foi definida uma carga de 10 Nm, entre os 1,5 s e os 2 s foi definida uma carga de 40 Nm.

A Figura 4.20 apresenta o binário de referência (T_{ref}) e o binário (T) produzido pela máquina elétrica para os diferentes valores de carga mecânica aplicada.

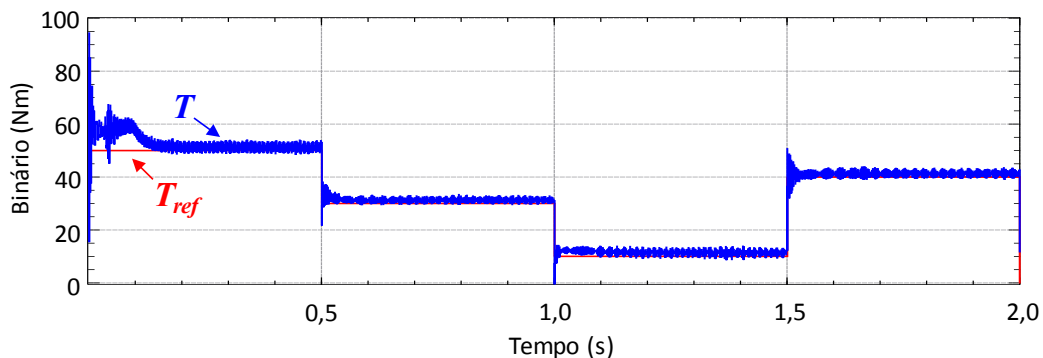


Figura 4.20 - Binário de referência e binário produzido pela máquina elétrica para diferentes valores de carga mecânica.

A Figura 4.21 apresenta os sinais de controlo I_{q_ref} e I_q , provenientes do sistema de controlo. Como referido na simulação anterior, o valor de I_{q_ref} corresponde ao valor de referência (acelerador) multiplicado por uma constante.

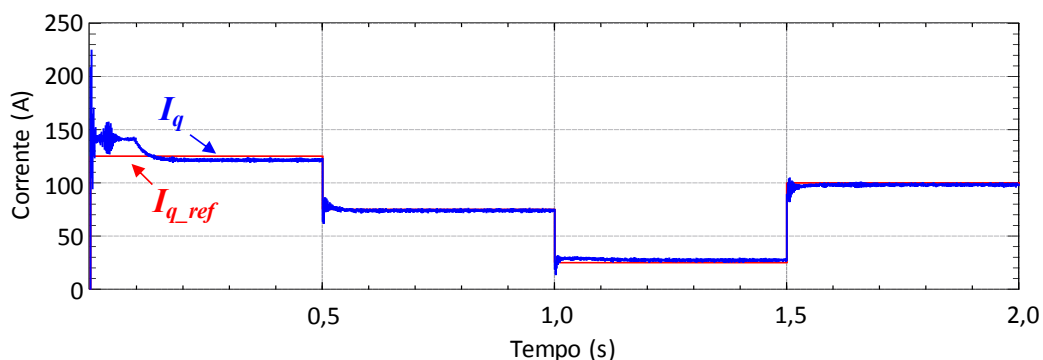


Figura 4.21 - Sinais de controlo I_{q_ref} e I_q para diferentes valores de carga mecânica aplicada à máquina elétrica.

Ao analisar as formas de onda pode-se concluir que o valor de I_q , como esperado, é proporcional ao binário produzido pela máquina elétrica.

A Figura 4.22 apresenta a evolução da velocidade de rotação (n) da máquina elétrica quando opera com diferentes valores de carga aplicados ao veio.

Após análise da evolução da velocidade de rotação da máquina elétrica verifica-se que a resposta do sistema de controlo às variações de binário requerido pela carga mecânica é rápida. A ondulação da velocidade de rotação em regime permanente é praticamente nula. Para uma velocidade de rotação

de 2720 rpm apresenta uma ondulação máxima de 15 rpm. Sendo que o binário apresenta uma ondulação máxima de 6 Nm para a mesma velocidade de rotação, quando a carga mecânica requerida foi de 50 Nm.

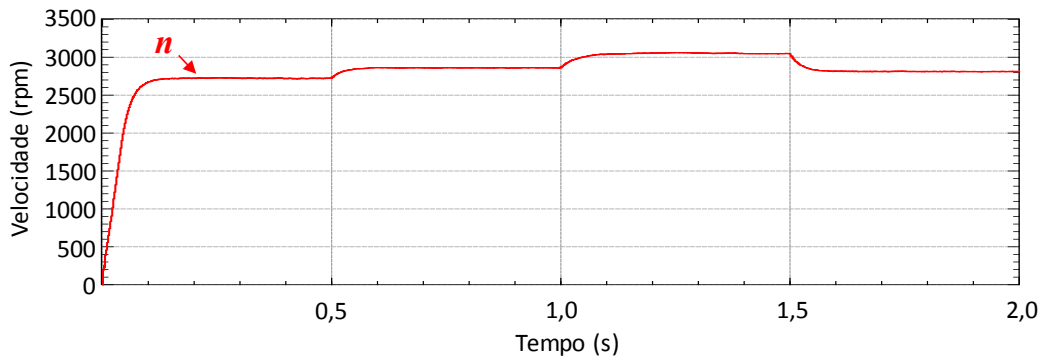


Figura 4.22 - Evolução da velocidade de rotação da máquina elétrica a operar com diferentes valores de carga mecânica.

A Figura 4.23 apresenta a forma de onda da tensão simples (v_a) e da corrente (i_a) absorvida pela máquina elétrica quando aciona diferentes valores de carga.

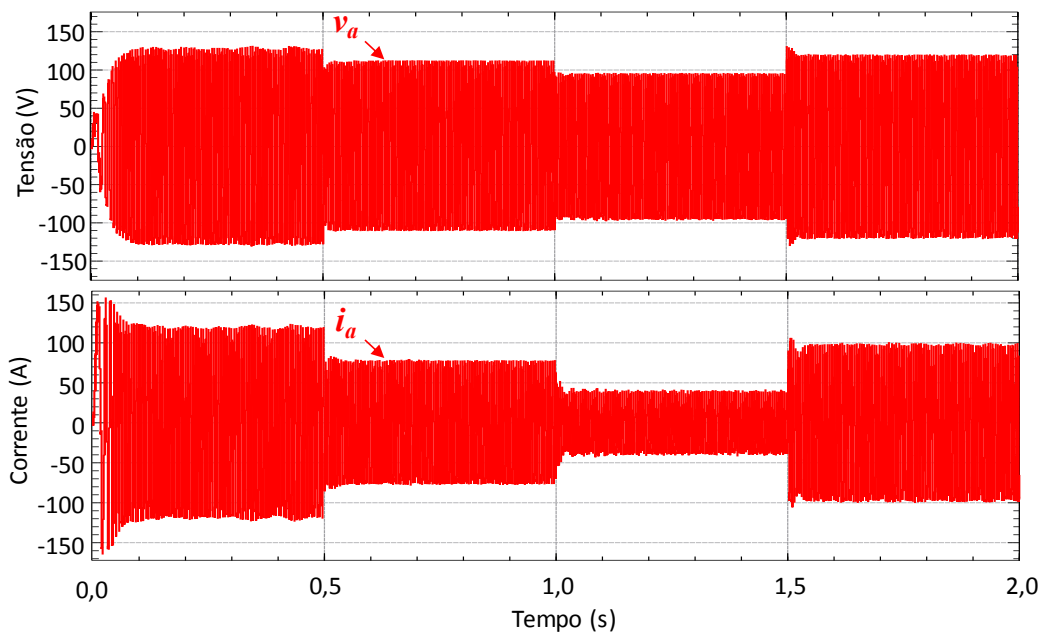


Figura 4.23 - Tensão simples e corrente absorvida pela máquina elétrica quando aciona diferentes valores de carga mecânica.

Como se pode verificar na Figura 4.22 e na Figura 4.23 a velocidade da máquina elétrica é proporcional ao valor da tensão aplicada, enquanto o binário é diretamente proporcional às correntes absorvidas pela máquina elétrica.

A Figura 4.24 apresenta o detalhe das formas de onda das tensões simples e das correntes absorvidas pela máquina elétrica quando aciona a carga nominal (50 Nm). As tensões simples apresentam um valor eficaz de 102 V, e as correntes absorvidas um valor eficaz de 84 A.

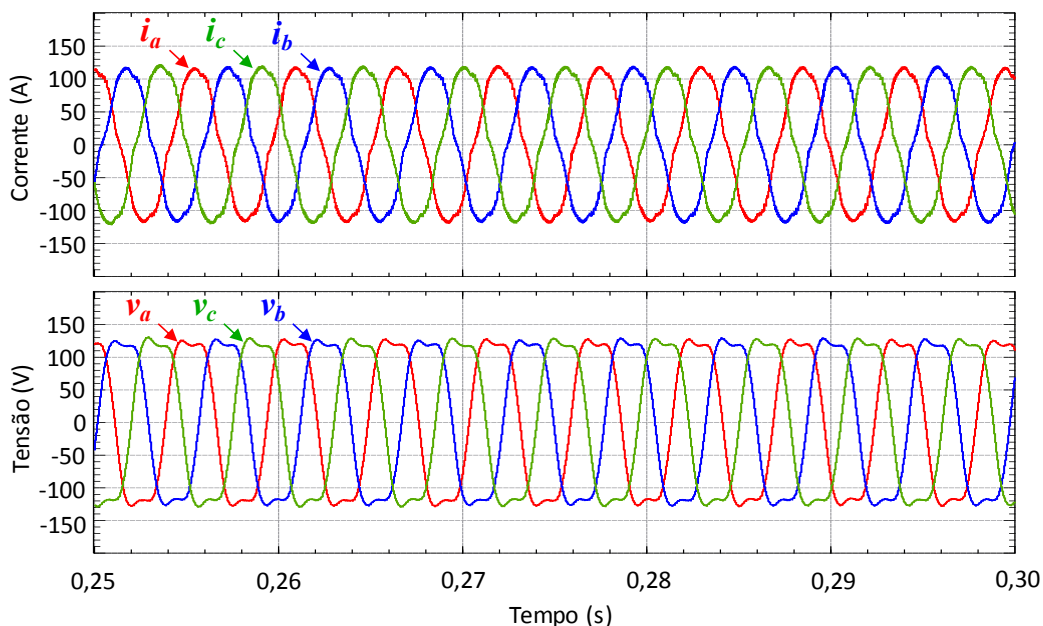


Figura 4.24 - Tensões simples e correntes absorvidas pela máquina quando aciona uma carga de 50 Nm.

A Figura 4.25 apresenta as formas de onda da variável de referência (t_{a_ref}) e da corrente (i_a) na fase a quando a máquina elétrica aciona a carga nominal. A forma de onda da variável de referência encontra-se deslocada e está sujeita a um filtro passa baixo, com frequência de corte igual a 1 kHz.

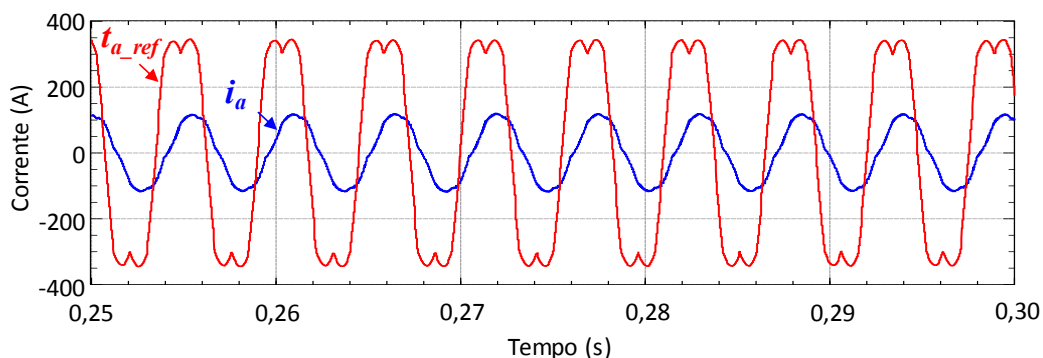


Figura 4.25 - Desfasamento existente entre a variável de referência e a corrente absorvida pela máquina elétrica quando aciona a carga nominal.

Após análise do desfasamento existente entre t_{a_ref} e i_a verifica-se que a corrente está atrasada aproximadamente de 40° em relação à tensão quando a máquina elétrica aciona a carga nominal. Este desfasamento deve-se ao binário resistente intrínseco ao sistema.

Como referido anteriormente, nos conversores de potência do tipo fonte de tensão é necessário ter em atenção o tempo que os semicondutores totalmente controláveis demoram a ligar e a desligar. Neste sentido é necessário garantir um tempo morto entre as ordens de comando enviadas às portas dos semicondutores totalmente controláveis do mesmo braço. A Figura 4.26 apresenta os sinais de comando (S_1 e S_2) aplicados às portas dos semicondutores totalmente controláveis do mesmo braço. O tempo morto implementado foi de $2,5 \mu s$.

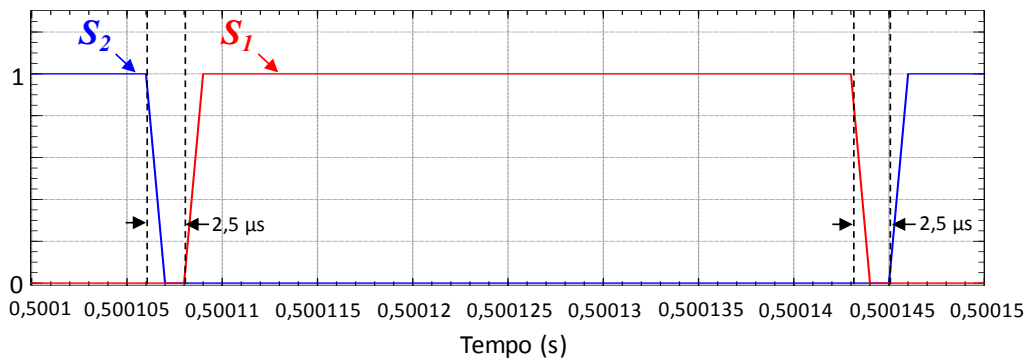


Figura 4.26 - Tempo morto existente entre as portas dos semicondutores totalmente controláveis do mesmo braço.

4.7 Sistema de Carregamento

Como foi referido anteriormente o sistema de carregamento é composto pela máquina elétrica, conversor de potência trifásico e conversor CC-CC. Os resultados de simulação a seguir apresentados apenas são referentes ao sistema de controlo do conversor de potência trifásico.

O modelo de simulação desenvolvido para o controlo da máquina elétrica não permite simular o sistema de carregamento, uma vez que o modelo da máquina elétrica não permite ter acesso a todos os terminais dos enrolamentos. De forma a ser possível a simulação do sistema de carregamento foi medida a resistência e a indutância da máquina elétrica para diferentes valores de frequência. Os valores foram obtidos com recurso a uma ponte RLC, *Hioki 3532-50*, para valores de frequência compreendidos entre 50 Hz e 50 kHz.

Foram realizados diversos ensaios, para diferentes posições do rotor, de forma a verificar a influência da posição do rotor nos valores obtidos. A Figura 4.27 apresenta a resposta em frequência do enrolamento da fase *a*. Para as fases *b* e *c* os valores obtidos são semelhantes aos da fase *a*. Para uma frequência de comutação de 20 kHz a indutância média dos enrolamentos é de 56 μH enquanto a resistência média é de 1 Ω . Nas simulações realizadas a máquina elétrica foi substituída pelos valores da resistência e da indutância obtidos. Após a obtenção dos primeiros resultados experimentais, verificou-se que os baixos valores de indutância da máquina elétrica não eram suficientes para filtrar a corrente. Neste sentido foi adicionada uma indutância extra ao sistema de carregamento. O valor da indutância é de 2,7 mH, porque é o valor que há em comum para três indutâncias existentes em laboratório.

4.7.1 Sincronização com a Rede Elétrica

Tal como referido anteriormente, para garantir a qualidade da energia elétrica é necessário ter um processo de sincronismo entre o conversor de potência e a rede elétrica. Nesta tese de doutoramento

foi usada a malha de captura de fase (PLL - *Phase-Locked Loop*) como algoritmo de sincronização com a rede elétrica. Este algoritmo fornece um sinal de referência em fase com a tensão da rede elétrica. A estrutura da PLL implementada é baseada no algoritmo de controlo descrito no item 3.5.1.

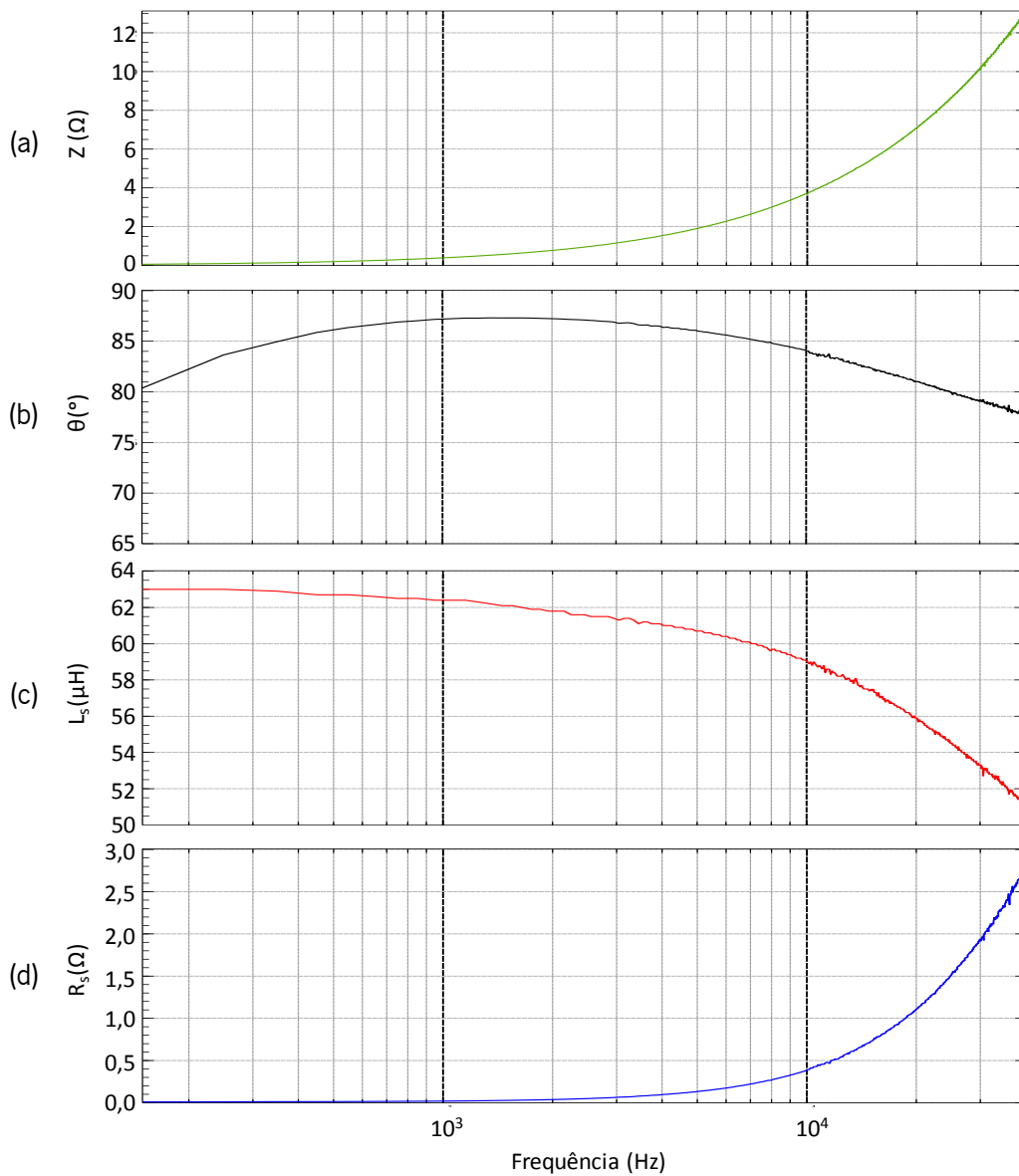


Figura 4.27 - Resposta em frequência do enrolamento da fase *a* da máquina elétrica: (a) Impedância; (b) Fase; (c) Indutância; (d) Resistência.

De seguida são apresentados os resultados de simulação da PLL, de forma a avaliar o seu desempenho e ajustar parâmetros.

A Figura 4.28 (a) apresenta os resultados de simulação da PLL para uma tensão (v_a) com distorção harmónica semelhante à da rede elétrica. A tensão da rede apresenta um THD (*Total Harmonic Distortion*) de 4,7%. O algoritmo de PLL foi implementado na linguagem de programação *C*, com uma frequência de amostragem de 40 kHz. Como é possível visualizar a PLL sincroniza com a rede elétrica em alguns ciclos e a amplitude vai aumentando até à amplitude da tensão da rede elétrica. Na

Figura 4.28 (b) é apresentada a evolução do ângulo ωt . A Figura 4.29 apresenta dois ciclos da rede elétrica para que se possa ter uma melhor percepção do processo de sincronização.

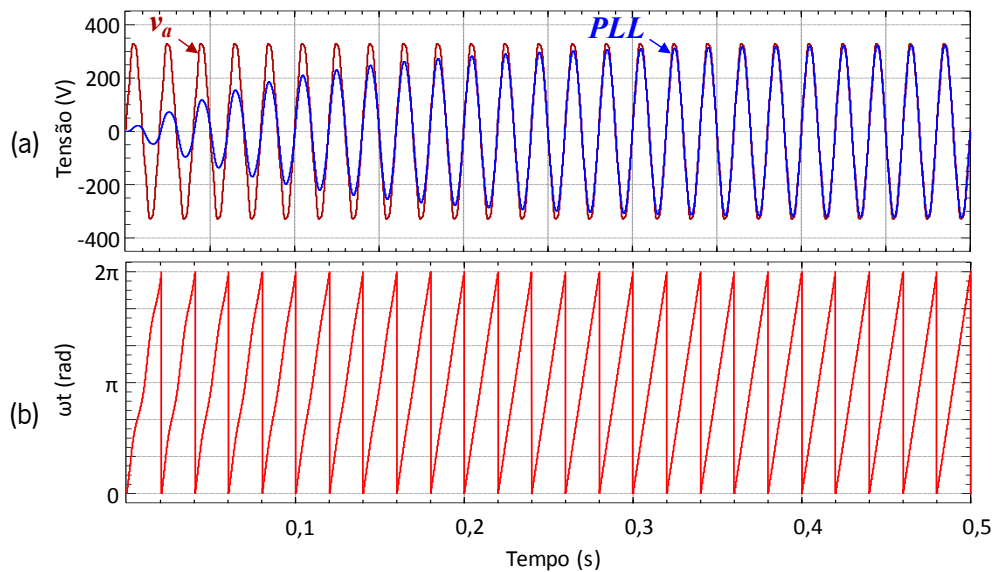


Figura 4.28 - Resultados de simulação da PLL com a tensão da rede elétrica distorcida: (a) Tensão da rede elétrica e a saída da PLL; (b) Evolução do ângulo ωt .

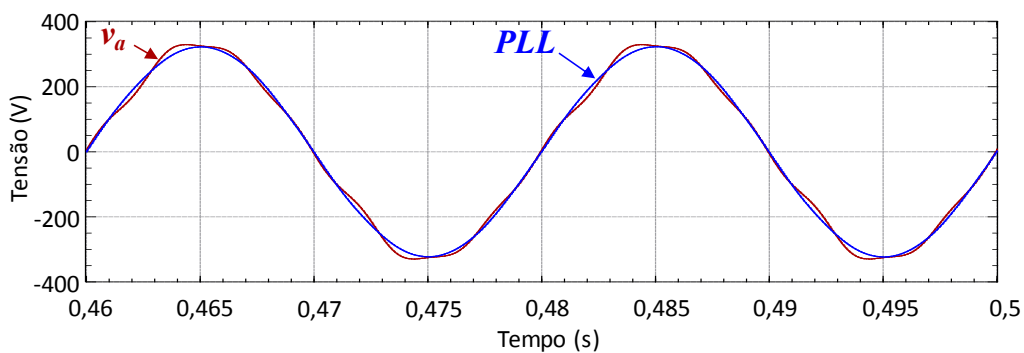


Figura 4.29 - Pormenor do sincronismo entre a tensão da rede elétrica e a saída da PLL.

4.7.2 Modo de Carregamento Lento

O modelo de simulação implementado para o modo de carregamento lento das baterias encontra-se exposto na Figura 4.30. A seguir são apresentadas as simulações do veículo elétrico a carregar a partir da rede elétrica (G2V - *Grid-to-Vehicle*) e a devolver parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica (V2G - *Vehicle-to-Grid*). Sendo garantido, em ambas as situações, o consumo de correntes sinusoidais e fator de potência próximo da unidade.

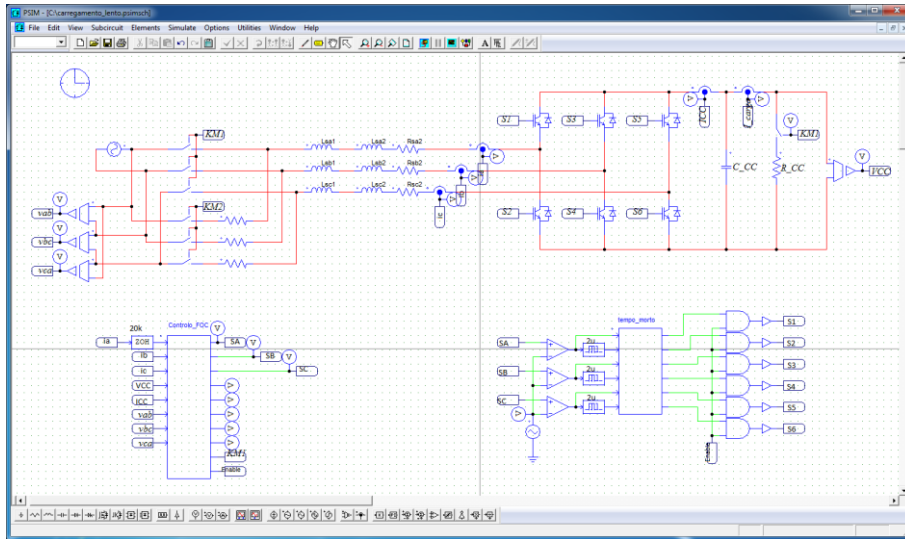


Figura 4.30 - Modelo de simulação implementado para o sistema de carregamento lento das baterias.

O algoritmo de controlo presente na Figura 4.31 e descrito no item 3.5.4 é usado no modo G2V para regular a tensão do barramento CC e a corrente absorvida da rede elétrica. Como referido anteriormente a tensão no barramento CC tem de ser superior ao pico da tensão de entrada do conversor de potência, caso isto não ocorra o conversor de potência deixa de controlar a tensão do barramento CC, devido à existência dos díodos que se encontram em paralelo com os semicondutores totalmente controláveis. Assim, inicialmente os condensadores do barramento CC são carregados a partir da rede elétrica através de um circuito de pré-carga.

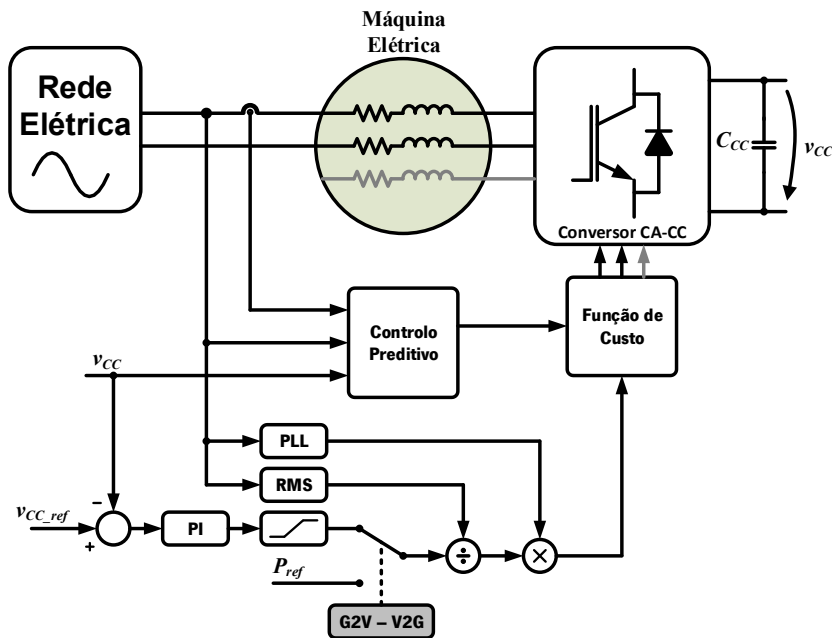


Figura 4.31 - Diagrama de blocos do algoritmo de controlo implementado para o sistema de carregamento lento das baterias.

No modo de carregamento lento apenas são usados dois braços do conversor de potência trifásico, visto que neste modo o veículo elétrico é carregado a partir da rede monofásica. Os parâmetros de simulação usados no modo G2V estão presentes na Tabela 4.13.

Tabela 4.13. Parâmetros de simulação usados no modo G2V.

Parâmetro	Valor
Tensão simples	230 V
Frequência da rede	50 Hz
Condensador barramento CC	5 mF
Resistência de carga	80 Ω
Frequência de amostragem	40 kHz

Na Figura 4.32 são apresentados os resultados de simulação para a regulação do barramento CC a 350 V. A pré-carga foi realizada até que a tensão do barramento CC (v_{CC}) fosse superior a 290 V, o que ocorre aproximadamente aos 2 s. Após esse instante entra em funcionamento o algoritmo de controlo e foi ligada uma carga com consumo de 1,5 kWh. A tensão do barramento CC em regime permanente apresenta uma ondulação em torno de 0,9%.

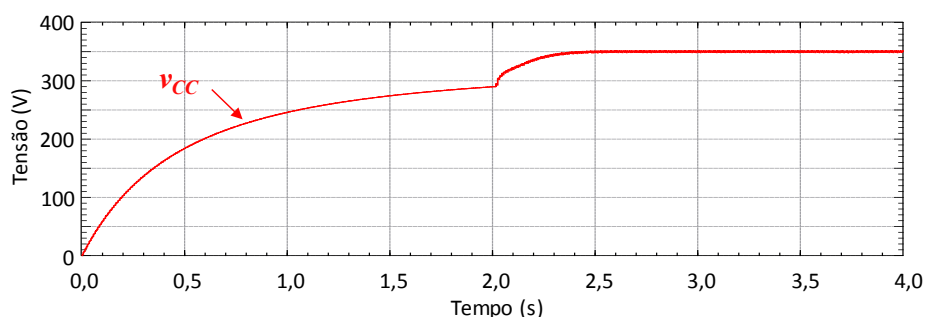


Figura 4.32 - Tensão do barramento CC durante o carregamento lento das baterias, modo G2V.

A Figura 4.33 apresenta os resultados de simulação da tensão simples (v_a), da corrente (i_a) absorvida e da corrente de referência (i_{a_ref}). Como é possível verificar a corrente é sinusoidal e encontra-se em fase com a tensão. Durante o período de pré-carga a corrente absorvida possui características típicas da corrente consumida por um retificador monofásico. Isto ocorre porque, como referido, o sistema de controlo durante a pré-carga não se encontra ativo. Após a pré-carga, $t > 2$ s, o sistema de controlo atua sobre o conversor de potência para que a corrente absorvida seja sinusoidal e esteja em fase com a tensão da rede elétrica. A corrente absorvida da rede elétrica apresenta um valor RMS de 7,4 A e uma taxa de distorção harmónica de 16%.

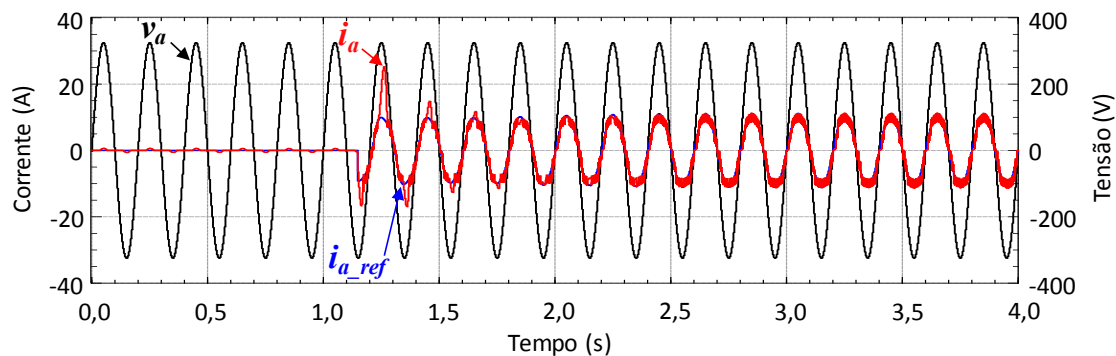


Figura 4.33 - Tensão, corrente de referência e corrente à entrada do conversor de potência durante o carregamento lento das baterias, modo G2V.

Os últimos resultados de simulação foram apresentados para o carregamento lento do veículo a partir da rede elétrica. O resultado de simulação apresentado a seguir foram realizados para o modo de operação V2G. Neste sentido, a resistência de carga (R_{CC}) do modelo de simulação apresentado na Figura 4.30 foi substituída por uma fonte de tensão CC. A Figura 4.34 apresenta a tensão (v_a), a corrente de referência (i_{a_ref}) e a corrente (i_a) que está a ser fornecida à rede pelo veículo elétrico. A corrente fornecida à rede elétrica apresenta um valor RMS de 6,7 A e uma taxa de distorção harmônica de 18%.

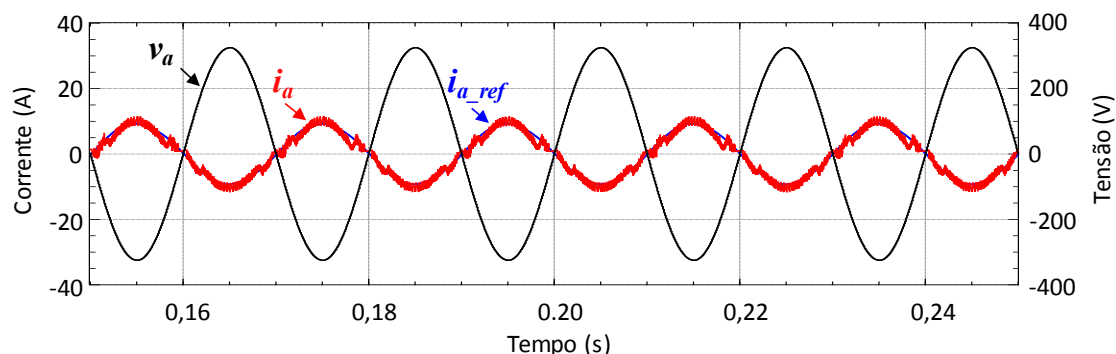


Figura 4.34 - Tensão, corrente de referência e corrente fornecida à rede elétrica pelo veículo elétrico, modo V2G.

4.7.3 Modo de Carregamento Rápido

Tal como foi exposto no modo de carregamento lento das baterias, no modo de carregamento rápido das baterias são apresentadas as simulações realizadas para o modo G2V e V2G. Mais uma vez só são apresentadas as simulações para o conversor de potência que se encontra conectado à rede elétrica, não sendo aqui apresentado o controlo do conversor CC-CC. O modelo de simulação usado para o carregamento rápido das baterias é semelhante ao modelo apresentado para o carregamento lento. No carregamento rápido o conversor de potência é conectado à rede elétrica trifásica ao invés do carregamento lento onde é usada uma ligação monofásica. Como no carregamento lento, foi usado um circuito de pré-carga para limitar a corrente inicial absorvida pelos condensadores do barramento CC.

A Figura 4.35 apresenta o algoritmo de controlo implementado para o carregamento rápido das baterias. O algoritmo implementado é descrito no item 3.5.4, o qual é usado para realizar o carregamento rápido das baterias ou devolver parte da energia armazenada nas baterias para a rede elétrica. No modo de carregamento rápido a tensão do barramento CC também tem de ser superior ao pico da tensão composta da rede elétrica. Caso isso não ocorra o conversor deixa de ser controlado e passa a funcionar como retificador não controlado.

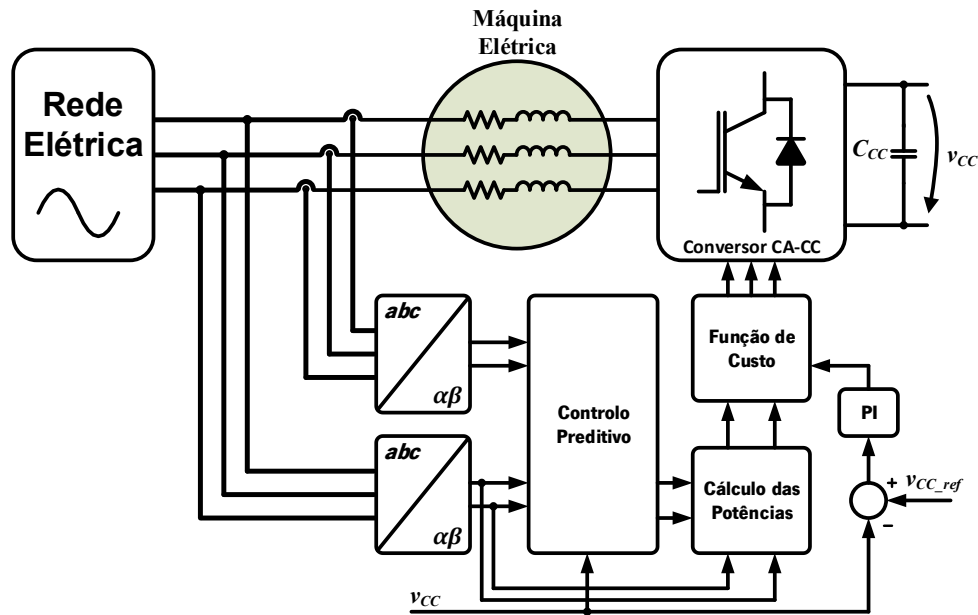


Figura 4.35 - Diagrama de blocos do algoritmo de controlo implementado para o sistema de carregamento rápido das baterias.

A Figura 4.36 (a) apresenta os resultados de simulação para as tensões (v_a , v_b e v_c) e as correntes (i_a , i_b e i_c) quando o veículo recebe um carregamento rápido. As formas de onda obtidas para a potência ativa (P) e reativa (Q), e respetivas referências (P_{ref} , Q_{ref}) são apresentadas na Figura 4.36 (b). Os resultados foram obtidos para uma referência da potência ativa de 20 kW e uma potência reativa nula.

A Tabela 4.14 apresenta as características das correntes absorvidas da rede elétrica durante o carregamento rápido do veículo elétrico para uma potência ativa de 20 kW e uma potência reativa nula.

A evolução da tensão do barramento CC (v_{CC}) é mostrada na Figura 4.37. A forma de onda obtida apresenta um valor médio de 600 V, com uma ondulação de 1%.

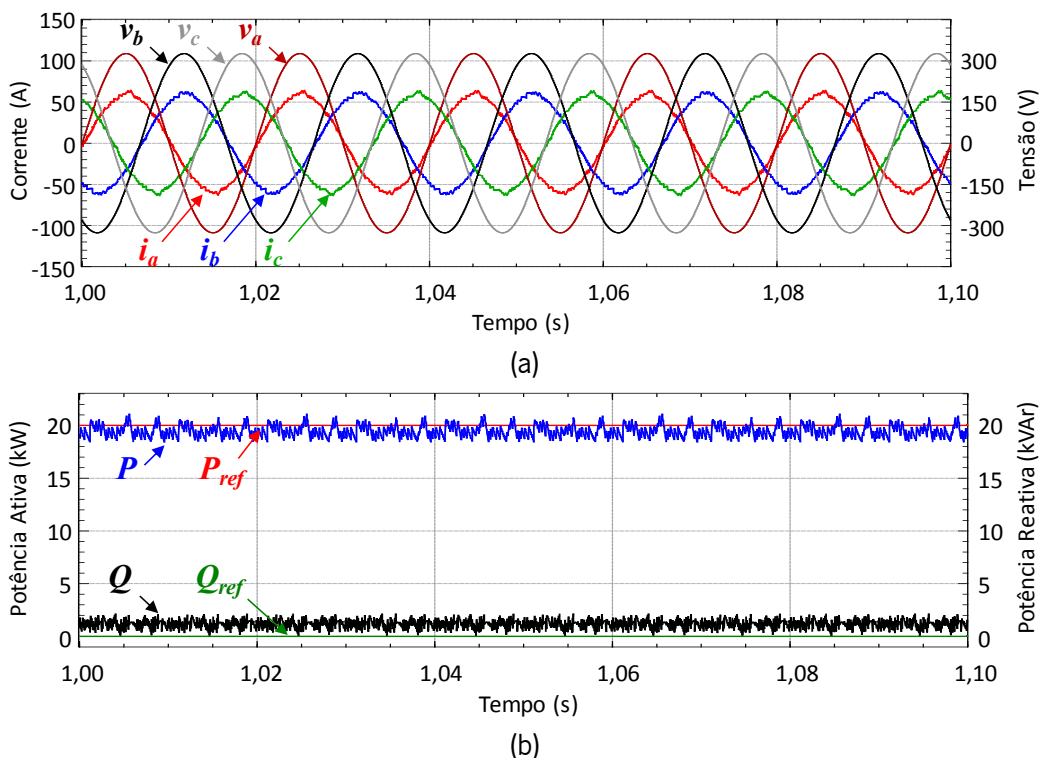


Figura 4.36 - Carregamento rápido das baterias: (a) Tensões e correntes; (b) Potência ativa e reativa com respetivas referências.

Tabela 4.14. Características das correntes absorvidas da rede elétrica durante o carregamento rápido do veículo elétrico para uma potência ativa de 20 kW e uma potência reativa nula.

	RMS	THD	Fator de Potência
i_a	42,2 A	3,5%	0.99
i_b	42,3 A	3,5%	0.99
i_c	42,2 A	3,6%	0.99

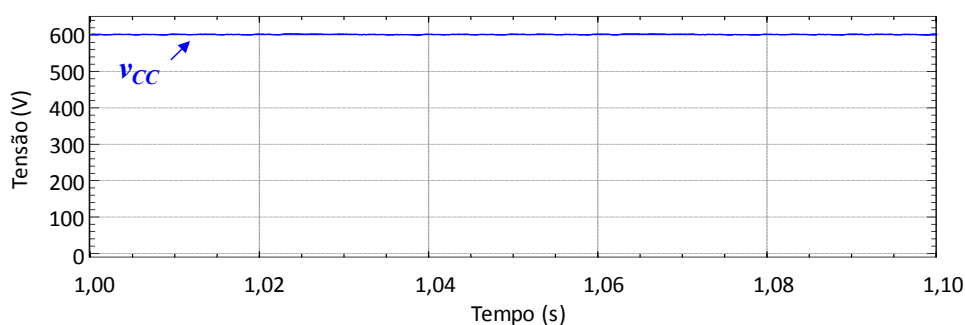


Figura 4.37 - Tensão do barramento CC durante o carregamento rápido das baterias.

O sistema de controlo implementado também permite fazer a compensação da potência reativa. Assim a Figura 4.38 (a) apresenta os resultados de simulação para a tensão e a corrente da fase a , sendo possível identificar os dois modos de operação através do desfasamento existente entre a corrente (i_a) e a tensão (v_a) da rede elétrica. A Figura 4.38 (b) apresenta as formas de onda obtidas para a potência ativa (P) e reativa (Q) com as respetivas referências (P_{ref} , Q_{ref}). Ambos os resultados foram obtidos

com uma referência de 20 kW para a potência ativa, e uma potência reativa de -10 kVAR até 1 s e 10 kVAR após esse instante.

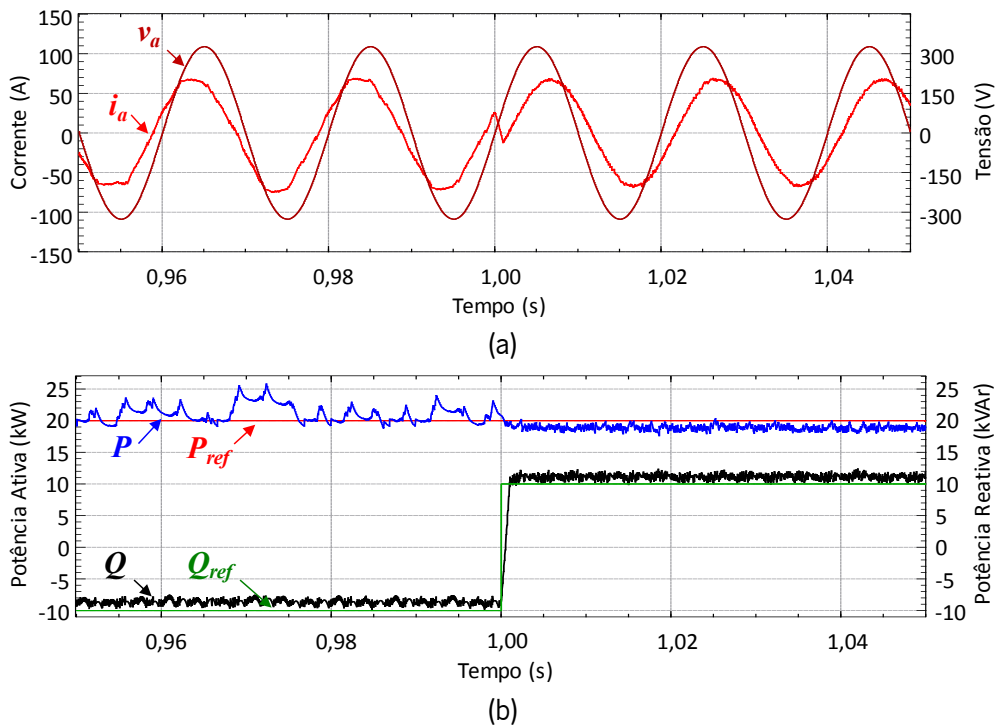


Figura 4.38 - Compensação da potência reativa durante o carregamento rápido das baterias: (a) Tensão e corrente na fase a ; (b) Potência ativa e reativa com respectivas referências.

Quando se pretende que parte da energia armazenadas nas baterias seja devolvida à rede elétrica a referência da potência ativa passa a ser negativa. O algoritmo de controlo usado no modo V2G é igual ao que é usado no modo G2V.

A Figura 4.39 (a) apresenta os resultados de simulação para a tensão e a corrente da fase a , quando as baterias se encontram a fornecer uma potência ativa de 10 kW à rede elétrica. Na Figura 4.39 (b) são apresentadas as potências ativa (P) e reativa (Q) e respetivas referências (P_{ref} , Q_{ref}). O valor RMS das correntes fornecidas à rede elétrica e respetivo THD estão presentes na Tabela 4.15.

De igual modo, também é possível compensar a potência reativa da instalação quando se está a devolver parte da energia das baterias à rede elétrica. A Figura 4.40 (a) apresenta os resultados de simulação para a tensão e a corrente da fase a , sendo possível identificar os dois modos de operação através do desfasamento existente entre a corrente (i_a) e a tensão (v_a) da rede elétrica. A Figura 4.40 (b) apresenta as formas de onda obtidas para a potência ativa (P) e reativa (Q) com as respetivas referências (P_{ref} , Q_{ref}). Ambos os resultados foram obtidos com uma referência de -10 kW para a potência ativa, e uma potência reativa de -10 kVAR até 1 s e 10 kVAR após esse instante.

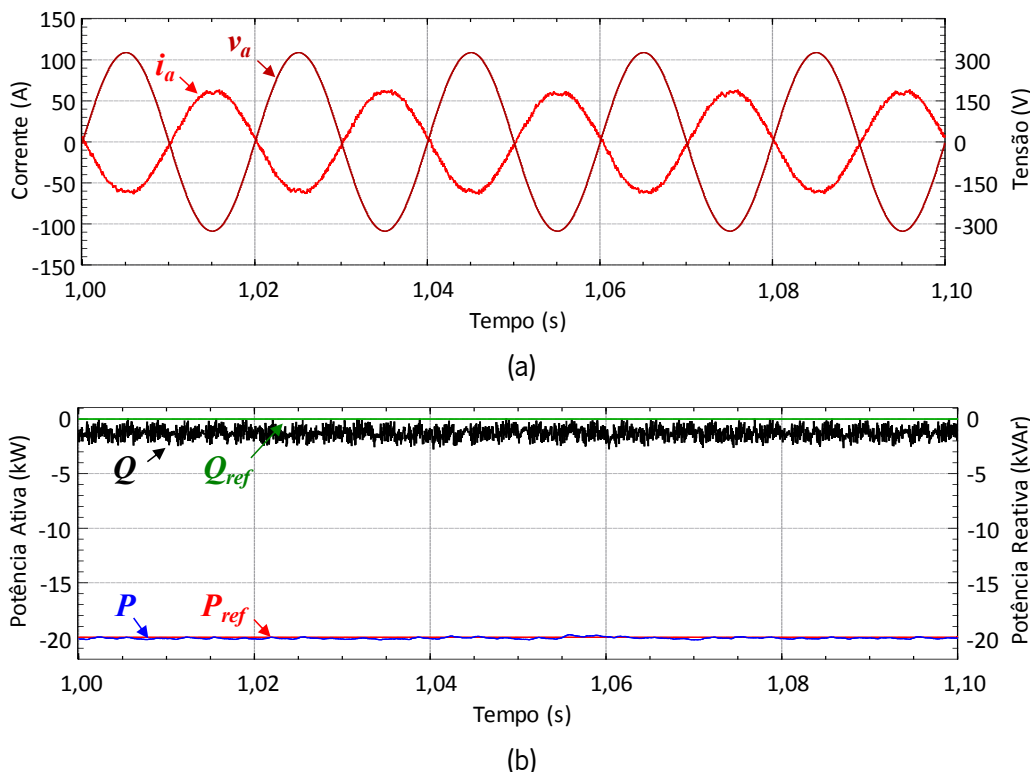


Figura 4.39 - Resultados de simulação para a devolução de parte da energia armazenadas nas baterias à rede elétrica: (a) Tensão e corrente da fase *a*, (b) Potências ativa e reativa e respectivas referências.

Tabela 4.15. Características das correntes fornecidas à rede elétrica.

	RMS	THD	Fator de Potência
i_a	43,5 A	3,8%	0.99
i_b	43,6 A	3,6%	0.99
i_c	10,3 A	4,3%	0.99

4.8 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as simulações computacionais realizadas para perceber o funcionamento das diferentes partes que constituem o sistema unificado apresentado.

Em primeiro lugar foram apresentados os métodos usados na obtenção dos parâmetros necessários para a implementação dos modelos de simulação em *PSIM*. Assim, foi apresentado e descrito o modelo da bateria utilizado nas simulações. O modelo da bateria implementado mostrou um bom desempenho quando comparado com a curva característica de descarga da bateria utilizada. Seguiu-se a obtenção dos parâmetros da máquina elétrica de acordo com os parâmetros necessários para o modelo da máquina elétrica do software de simulação.

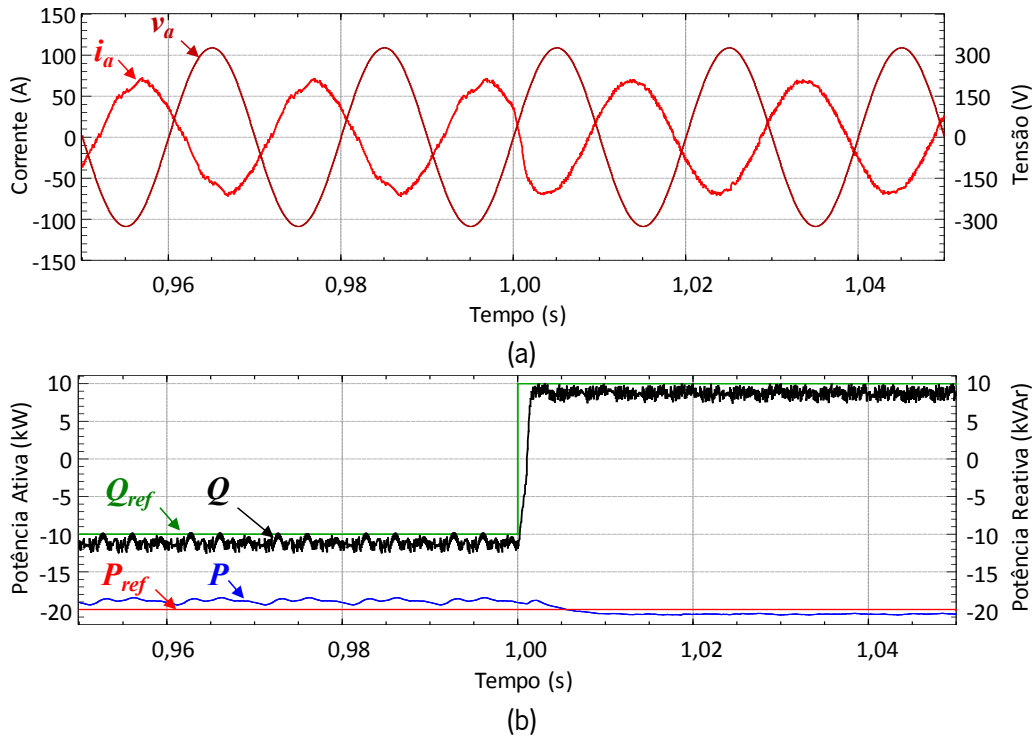


Figura 4.40 - Compensação da potência reativa durante o fornecimento de energia à rede elétrica: (a) Tensão e corrente na fase a ; (b) Potência ativa e reativa com respetivas referências.

Para a realizar as simulações do conversor CC-CC bidirecional foi necessário proceder ao dimensionamento da bobina que o constitui. Durante o dimensionamento foi necessário ter em atenção a corrente mínima de funcionamento, para garantir o seu funcionamento no modo de condução contínua. As simulações do conversor CC-CC bidirecional foram divididas em duas: funcionamento como elevador de tensão, usado no modo de tração e quando se pretende devolver parte da energia armazenada nas baterias à rede elétrica; e funcionamento como abaixador de tensão, usado durante o carregamento, lento ou rápido, das baterias e quando é necessário armazenar a energia proveniente das travagens regenerativas.

Posteriormente foram apresentados os resultados do algoritmo de controlo que aciona a máquina elétrica. Dos resultados obtidos verificou-se que o binário produzido pela máquina elétrica é diretamente proporcional à variável de controlo I_q . A velocidade da máquina elétrica depende do valor das tensões aplicadas, enquanto o binário é diretamente proporcional às correntes absorvidas pela máquina elétrica.

Por último foram apresentados os resultados de simulação referentes ao controlo do conversor trifásico durante o carregamento das baterias. Começou-se por simular o processo de sincronização do conversor de potência com a rede elétrica. Tendo-se verificado que o algoritmo de controlo utilizado é rápido, mesmo quando a tensão da rede elétrica possui distorção harmónica. Devido ao baixo valor de indutância dos enrolamentos de cada fase da máquina elétrica houve a necessidade de adicionar

três indutâncias extras ao modelo de simulação implementado. No carregamento das baterias, lento ou rápido, foram apresentados resultados para o modo G2V (*Grid-to-Vehicle*) e V2G (*Vehicle-to-Grid*). Em ambos os modos o algoritmo de controlo mostrou um bom funcionamento, notando-se que a corrente absorvida da rede elétrica é sinusoidal e está em fase com a tensão no modo G2V para uma potência reativa nula. No carregamento rápido das baterias, também foram obtidos resultados para o algoritmo de controlo a compensar a potência reativa indutiva ou capacitiva.

Capítulo 5

Implementação do Sistema Unificado Proposto

5.1 Introdução

Ao longo deste capítulo são apresentados em detalhe os diferentes componentes e subsistemas do conversor de potência unificado para o sistema de tração elétrica e de carregamento de baterias de veículos elétricos, proposto no âmbito desta tese. Tal como exposto em capítulos anteriores, neste sistema unificado proposto, os sistemas de tração e carregamento de baterias partilham o mesmo conversor de potência, uma vez que nunca funcionam em simultâneo.

A topologia de conversor de potência desenvolvido necessita que se tenha acesso a ambos os terminais de todos os enrolamentos da máquina elétrica. Como a máquina elétrica adquirida não trazia de fábrica todos esses terminais acessíveis, foi necessário refazer as ligações internas desta. Assim, este capítulo começa por descrever os passos realizados na alteração da máquina elétrica para se conseguir ter acesso a todos os terminais dos enrolamentos.

De seguida são descritos os elementos constituintes do sistema de acionamento: o conversor de potência, o circuito de ataque, a proteção das portas dos semicondutores totalmente controláveis, os condensadores do barramento de corrente contínua (CC) e respetivo circuito de proteção, e por fim as baterias.

Posteriormente são descritos os elementos que constituem o sistema de controlo, desde da unidade central, sensores, conversor analógico digital, condicionamento de sinal e placas de circuito impresso desenvolvidas, placa de comando e placa de relés. A unidade central contém o microcontrolador com a respetiva placa de adaptação às restantes placas de circuito impresso desenvolvidas. Em termos dos sensores são apresentados os de corrente, tensão e posição, bem como a placa de condicionamento dos sinais obtidos pelos mesmos. A placa de comando converte os níveis de tensão do microcontrolador nos níveis de tensão usados no circuito de ataque dos semicondutores totalmente controláveis, apresentando também capacidade para gerir um conjunto de erros do sistema. A placa de relés atua sobre os contactores segundo as ordens do DSC (*Digital Signal Controller*) garantindo ainda o isolamento entre os mesmos.

Por fim é descrito o acoplamento com a rede elétrica, sendo apresentada a forma como os enrolamentos da máquina elétrica são usados nessa ligação. São ainda apresentadas as duas interfaces de comunicação com o utilizador: uma baseada num mostrador de cristal líquido que é utilizada essencialmente para testes e uma aplicação informática de interação com o utilizador, que foi desenvolvida com uma interface gráfica, que se pretendeu amigável e intuitiva. A Figura 5.1 apresenta uma visão geral do sistema unificado desenvolvido.

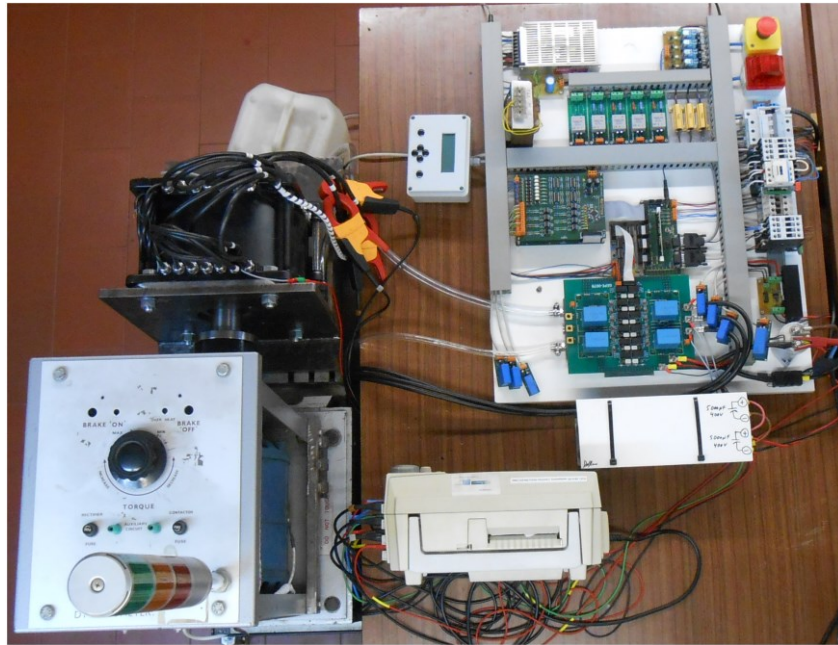


Figura 5.1 - Visão geral do sistema unificado desenvolvido.

5.2 Modificações Realizadas à Máquina Elétrica

Como referido anteriormente a máquina elétrica escolhida para esta tese de doutoramento é composta por dois estatores e um rotor. A Figura 5.2 (a) apresenta o aspeto inicial de um dos estatores da máquina elétrica sem as modificações realizadas, enquanto a Figura 5.2 (b) mostra o rotor da máquina elétrica.



Figura 5.2 - Máquina elétrica escolhida: (a) Aspeto inicial de um dos estatores; (b) Rotor.

A máquina elétrica foi construída com os enrolamentos ligados internamente em estrela, como esquematizado na Figura 5.3 (a). A topologia de sistema unificado proposta não é possível usar máquinas elétricas com ligações em estrela, uma vez que é necessário ter acesso a todos os terminais dos enrolamentos, pelo que a máquina elétrica foi aberta e as ligações internas foram refeitas de acordo com o esquema de ligações apresentado na Figura 5.3 (b).

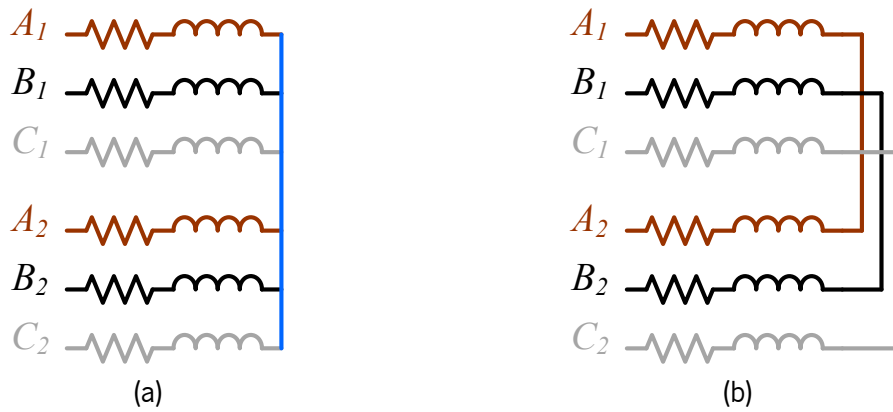


Figura 5.3 - Ligações de cada estator da máquina elétrica: (a) Antes das modificações; (b) Depois das modificações.

A Figura 5.4 apresenta a disposição inicial dos enrolamentos em cada estator. O estator 1 refere-se à lateral da máquina elétrica onde é realizada a transição de potência para a carga, enquanto o estator 2 refere-se à lateral onde se encontra o sensor de posição do rotor.

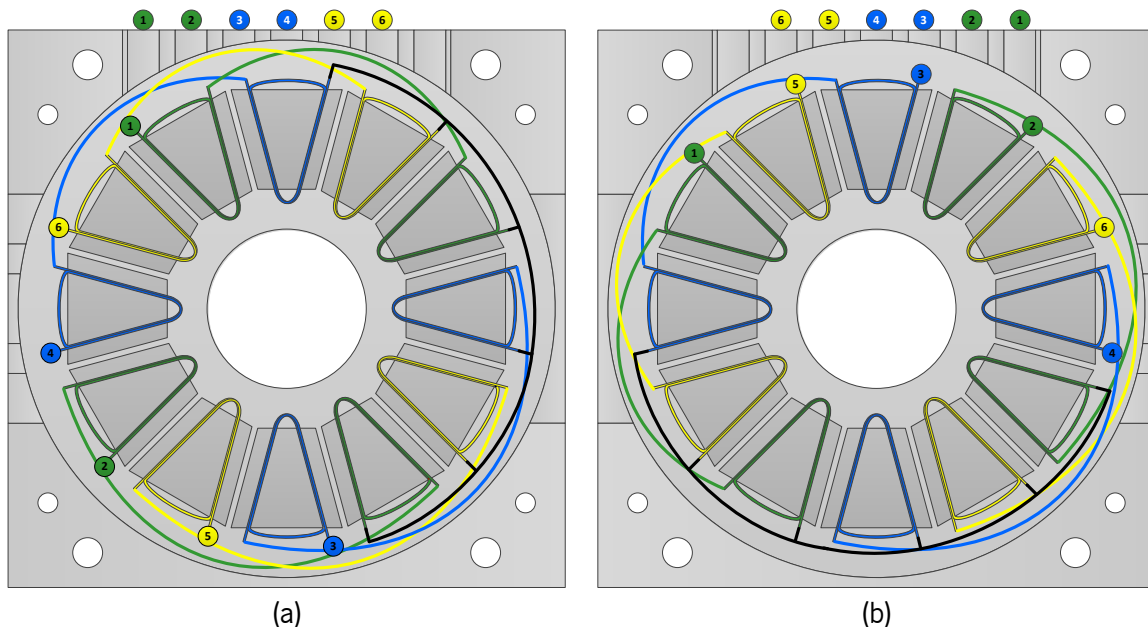


Figura 5.4 - Disposição inicial dos enrolamentos do estator: (a) Estator 1; (b) Estator 2.

A Figura 5.5 apresenta a disposição final dos enrolamentos em cada estator após a alteração das ligações internas dos mesmos. A tracejado encontram-se as ligações realizadas para colocar os enrolamentos de cada fase em série, e não em paralelo como inicialmente.

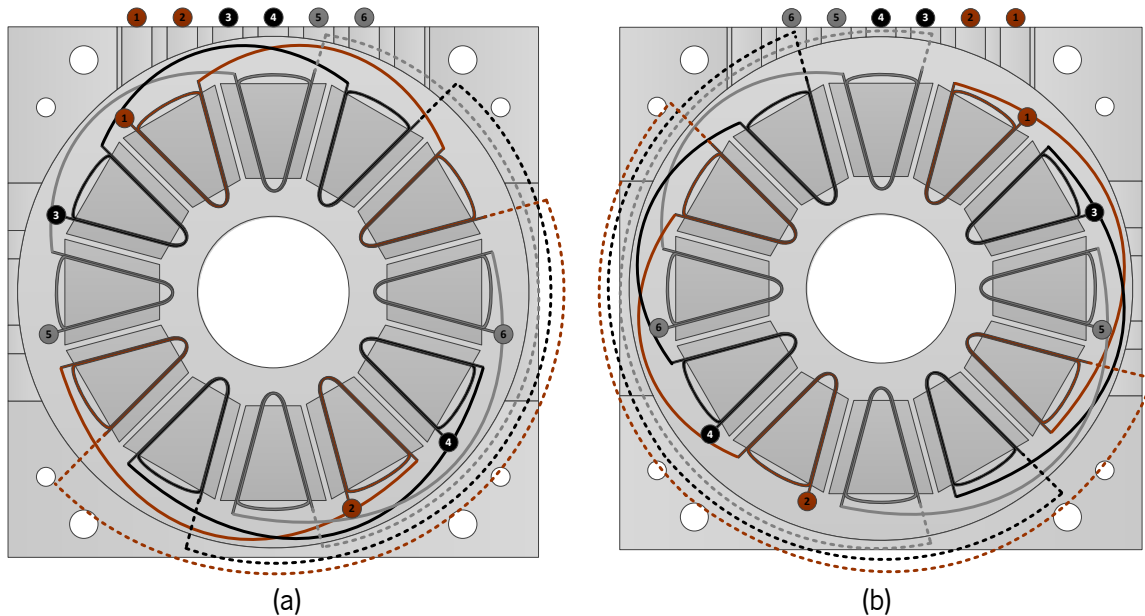


Figura 5.5 - Disposição final dos enrolamentos do estator: (a) Estator 1; (b) Estator 2.

Na Figura 5.6 (a) pode ver-se como as ligações foram feitas de modo a ser possível o acesso a todos os terminais dos enrolamentos. Na Figura 5.6 (b) apresenta-se o aspeto final do mesmo estator após a realização das ligações necessárias e a amarração dos enrolamentos de cada fase. Ressalva-se que este tipo de alteração deve ser feito com cuidado de modo a que seja tido em conta o sentido da corrente que atravessa as espiras do estator, e assim seja garantido o correto funcionamento da máquina elétrica.



Figura 5.6 - Alteração das ligações internas da máquina elétrica (num dos estatores): (a) Acesso a todos os terminais dos enrolamentos; (b) Aspeto final após amarração.

5.3 Implementação do Modo de Acionamento

Tal como já foi amplamente apresentado o conversor de potência unificado tem dois modos de operação: o acionamento da máquina elétrica responsável pela tração do veículo e o carregamento de baterias. Neste item são descritos os principais componentes que são usados durante a operação do sistema no modo de acionamento, de agora em diante chamado de “sistema de acionamento”.

O sistema de acionamento tem por base um conversor de potência, constituído pelos circuitos de ataque dos semicondutores totalmente controláveis, pelos circuitos de proteção da porta de cada semiconductor totalmente controlável, por um banco de condensadores no barramento CC, por um circuito de proteção do barramento CC e pela fonte de energia do barramento CC (neste caso baterias). A Figura 5.7 apresenta um esquema simplificado de todos estes componentes constituintes do sistema de acionamento em conjunto com a máquina elétrica. Deve referir-se que o conversor CC-CC que se encontra entre as baterias e o barramento CC foi estudado, e o seu controlo foi simulado, porém a sua implementação não foi realizada no âmbito desta tese de doutoramento. Cada um dos elementos constituintes deste sistema de acionamento será descrito em detalhe nos próximos itens.

5.3.1 Conversor de Potência

O conversor de potência foi implementado com dois módulos de IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) *MG12150W-XN2MM* da empresa *Littelfuse*. O módulo selecionado é constituído por seis IGBTs ligados internamente de modo a configurarem uma ponte trifásica, que possui ainda um sensor de temperatura. Este módulo tem um conjunto de características que o adequam ao controlo de máquinas elétricas, e que por isso também preenche os requisitos necessários para a implementação do sistema unificado proposto para esta tese de doutoramento. As baixas perdas (alta eficiência) para grandes velocidades de comutação, aliadas a um formato robusto e flexível, são atributos que se realçaram na escolha do mesmo. A Figura 5.8 (a) mostra o aspeto físico do módulo e a Figura 5.8 (b) mostra as ligações internas do mesmo. Este módulo admite correntes de até 150 A para uma temperatura de funcionamento de 80°C, e suporta uma tensão coletor emissor de até 1200 V [137].

Para interligar as diferentes entradas e saídas do módulo com os restantes subcircuitos do conversor de potência foi necessário desenvolver uma placa de circuito impresso. No desenvolvimento desta foi indispensável levar em consideração todas as dimensões dos componentes que fazem parte da mesma, assim sendo, antes de se proceder ao seu desenvolvimento e implementação foi essencial especificar e escolher todos os componentes que a integram.

A disposição dos componentes na placa de circuito impresso foi condicionada pelo dissipador selecionado. Para este caso o dissipador escolhido foi o *RG76003* da *Guasch*, um dissipador de refrigeração líquida, construído em cobre com acabamento em níquel, que possui elevado poder de dissipação e dimensões reduzidas (120x20x235 mm). O seu desenho foi otimizado para IGBTs [138]. Para além dos circuitos de ataque esta placa de circuito impresso possui também os circuitos de proteção de porta para cada semiconductor totalmente controlável e os condensadores do circuito de proteção no barramento CC. Estes condensadores foram adicionados com o intuito de atenuar o

transitório de tensão aos terminais dos semicondutores totalmente controláveis aquando da interrupção da corrente no circuito, uma vez que devido aos enrolamentos da máquina elétrica, esta tem uma forte componente indutiva.

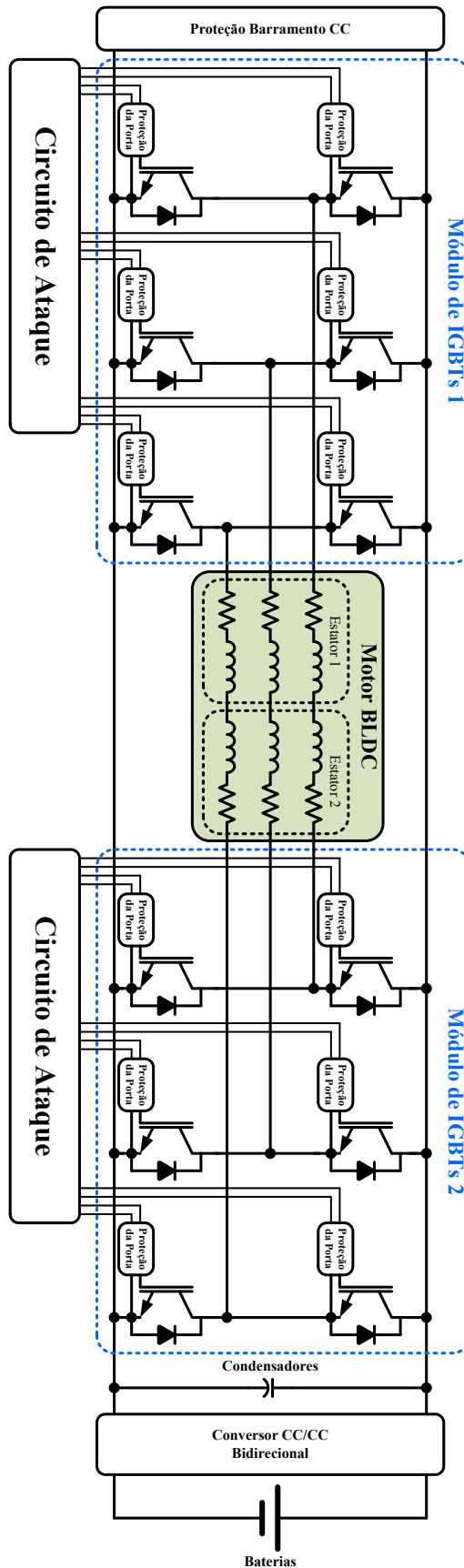


Figura 5.7 - Circuito elétrico, simplificado, do sistema de acionamento.

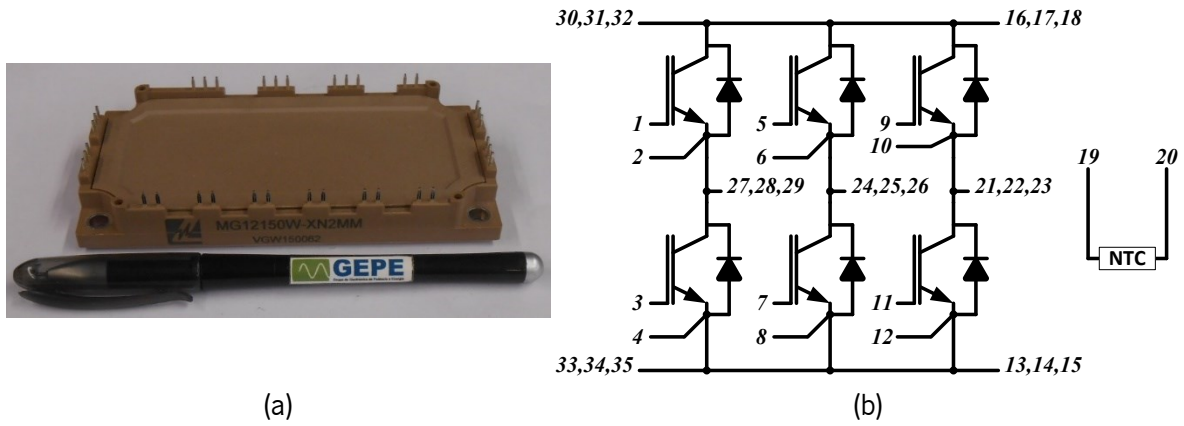


Figura 5.8 - Módulo de IGBTs *MG12150W-XN2MM*: (a) Aspecto exterior; (b) Ligações internas.

O desenho da placa de circuito impresso foi efetuado com recurso ao software *PADS*, por este disponibilizar todos os recursos essenciais para o desenho de placas de circuito impresso. A Figura 5.9 mostra o desenho em *PADS* da placa de circuito impresso desenvolvida para integrar os dois conversores de potência trifásicos e os respetivos circuitos de ataque e proteção dos semicondutores totalmente controláveis.

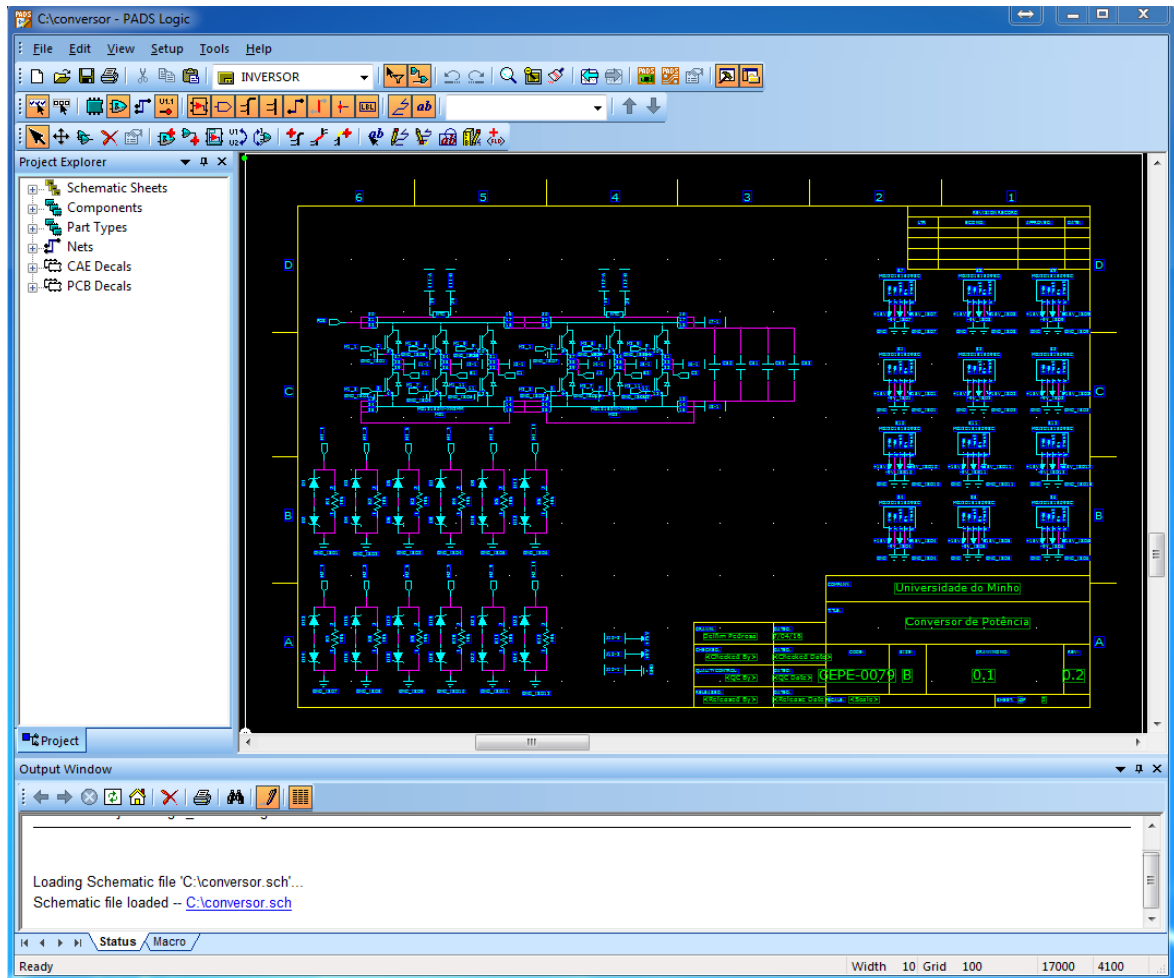


Figura 5.9 - *PADS* da placa de circuito impresso desenvolvida para integrar os dois conversores de potência e os respetivos circuitos de ataque e proteção dos semicondutores totalmente controláveis.

A Figura 5.10 mostra o projeto gráfico em *PADS* da placa de circuito impresso desenvolvida para integrar os dois conversores de potência trifásicos e os respectivos circuitos de ataque e proteção dos semicondutores totalmente controláveis. A Figura 5.11 apresenta o aspeto final da placa de circuito impresso depois de montada.

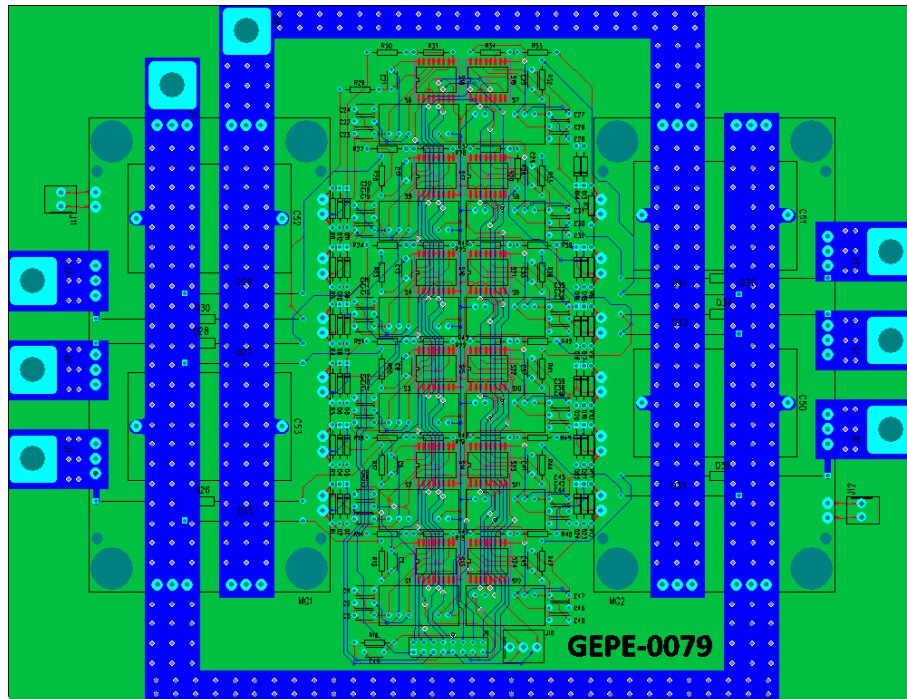


Figura 5.10 – Projeto gráfico em *PADS* da placa de circuito impresso desenvolvida para integrar os dois conversores de potência trifásicos e os respectivos circuitos de ataque e proteção dos semicondutores totalmente controláveis.

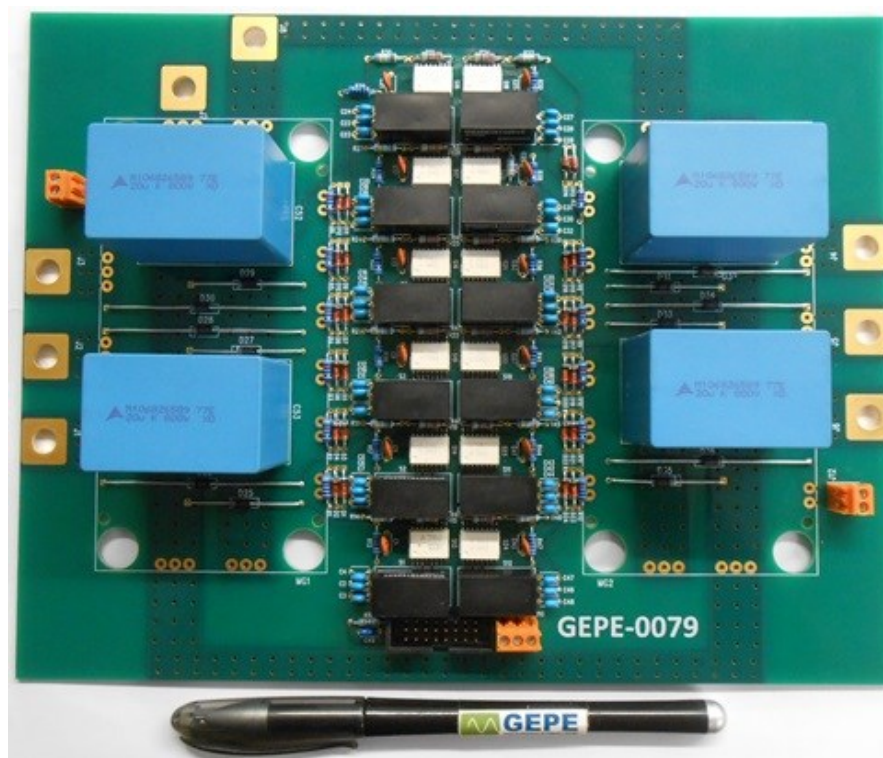


Figura 5.11 - Aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para integrar os dois conversores de potência trifásicos e os respectivos circuitos de ataque e proteção dos semicondutores totalmente controláveis.

O circuito de proteção das portas dos IGBTs tem como finalidade a proteção das portas de eventuais picos de tensão que possam aparecer aos seus terminais, quer sejam positivos ou negativos. Por outro lado, também previne o acionamento indesejado sem que lhe seja dada ordem de atuação. Este circuito é composto por uma resistência (R_p) e dois díodos zener (D_{Z1} e D_{Z2}), como mostra o esquema de ligações da Figura 5.12 [139].

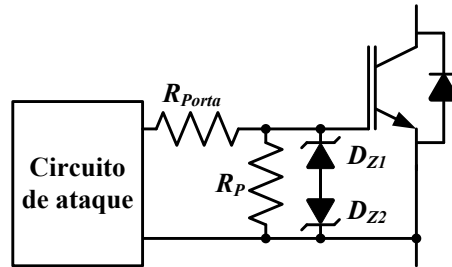


Figura 5.12 - Circuito de proteção das portas dos IGBTs.

5.3.2 Circuito de Ataque

O circuito de ataque para os semicondutores totalmente controláveis foi desenvolvido com base no circuito integrado *HCPL-316J* da *Avago Technologies*. Este circuito permite acionar IGBTs que possuam correntes de até 150 A e tensão coletor emissor de até 1200 V. Para além destas características realçam-se [140]:

- Isolamento ótico;
- Detecção de curto-circuitos;
- Realimentação do estado do erro;
- Corrente de pico máxima de saída de 2,5 A.

A Figura 5.13 apresenta o esquema de ligações recomendado para a ligação entre este circuito de ataque e o semicondutor totalmente controlável.

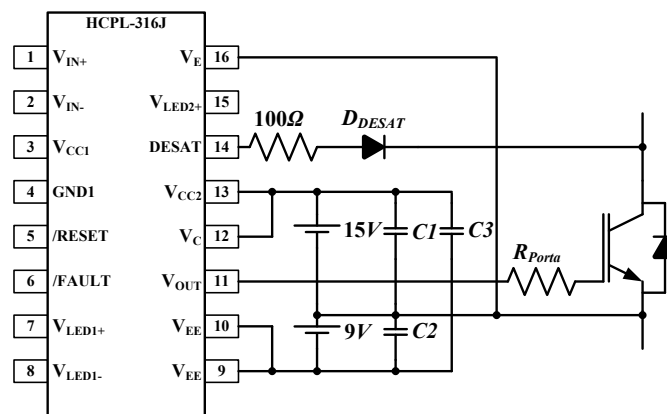


Figura 5.13 - Esquema de ligações entre o circuito de ataque *HCPL-316J* e o semicondutor totalmente controlável.

A tensão aos terminais do semiconductor totalmente controlável é monitorizada constantemente pelo pino “DESAT” do circuito de ataque. O valor da tensão monitorizada é configurável externamente com a adição de díodos, resistências e condensadores [141]. Quando ocorre um curto-circuito no circuito e/ou a corrente que atravessa o semiconductor totalmente controlável é demasiada elevada o circuito de ataque entra em modo proteção. Neste modo são despoletadas duas ações: a tensão de saída do circuito de ataque é lentamente reduzida, para suavizar o desligar do semiconductor e prevenir picos de tensão induzidos pela variação brusca de corrente aos terminais do semiconductor totalmente controlável; e a saída de erro é ativa para notificar o sistema de controlo do erro ocorrido. O circuito de ataque só sai do modo de proteção quando não existem erros no sistema e o pino “RESET” é acionado durante um certo espaço de tempo. O pino de erro “FAULT” é em coletor aberto de lógica negada, permitindo que este pino seja ligado em paralelo com outras saídas de erro em coletor aberto.

5.3.3 Barramento CC

O barramento CC é composto por um banco de dez condensadores de 1000 μF (*B43456A5108-M* da empresa *EPCOS*). Cada condensador tem uma resistência interna de 180 $\text{m}\Omega$ e uma tolerância de 20%. De modo a tornar o barramento mais flexível, tanto em termos de capacidade como de valor máximo de tensão, foi construído um sistema com três configurações possíveis:

- Todos os condensadores estão ligados em paralelo, resultando numa capacidade total de 10 mF e uma tensão máxima de 400 V;
- Dois grupos de cinco condensadores ligados em paralelo, resultando numa capacidade total de 5 mF e uma tensão máxima de 400 V;
- Associação em série dos dois grupos de condensadores, resultando numa capacidade total de 2,5 mF e uma tensão máxima de 800 V.

A Figura 5.14 apresenta o aspeto final do grupo de condensadores construído para formar o barramento CC do sistema.



Figura 5.14 – Aspeto final dos condensadores do barramento CC.

O barramento CC está ligado ao conversor de potência que aciona a máquina elétrica. Como é sabido, durante uma travagem, e em especial durante uma redução significativa da velocidade, a máquina elétrica passa a gerar energia, sendo esta enviada para o barramento CC. Como consequência a tensão do barramento CC irá subir, pelo que é necessário incluir um sistema de regulação da tensão do barramento CC para que esta não ultrapasse a tensão máxima dos componentes que lhe estão ligados. Este sistema atuará também em caso de anomalia do sistema.

O circuito de proteção desenvolvido limita a tensão do barramento CC a 400 V. Assim, quando a tensão do barramento CC é superior a 400 V é acionado um semicondutor de potência, e a energia em excesso é dissipada numa resistência que fica em paralelo com o barramento CC. A Figura 5.15 apresenta o aspeto final do circuito de proteção do barramento CC.



Figura 5.15 - Aspeto final do circuito de proteção do barramento CC.

5.3.4 Baterias

Embora se possa considerar que as baterias não fazem parte do conversor de potência unificado proposto, e sabendo ainda que numa fase inicial de desenvolvimento e teste as baterias não são utilizadas como fonte de energia, estas são atualmente um elemento fulcral de um veículo elétrico. Pretendendo-se desenvolver um sistema para integração no CEPIUM (Carro Elétrico *Plug-In* da Universidade do Minho) [142], e também para se validar o sistema de carregamento desenvolvido, foi projetado um banco de baterias.

De modo a se obter a tensão e capacidade desejadas foi projetado um banco de baterias com 32 baterias de lítio ferro fosfato associadas em série. Na Figura 5.16 apresenta-se uma das baterias *WN100AH* utilizadas, e comercializadas pela empresa *GWL Power*. As características nominais destas baterias são apresentadas no item 4.2.



Figura 5.16 - Bateria *WN100AH* de lítio ferro fosfato comercializada pela empresa *GWL Power*.

Para a concretização do conjunto foi necessário considerar o espaço ocupado pelas baterias e o espaço útil disponível na mala traseira do veículo (CEPIUM) onde serão integradas. De forma a avaliar a melhor disposição e distribuição das baterias foi elaborado um esquema bidimensional à escala. A Figura 5.17 apresenta graficamente a disposição final otimizada e as ligações entre as 32 baterias. A ligação entre baterias é efetuada com barras de cobre flexíveis. Pelo facto de serem flexíveis estas barras garantem que não são causados danos internos nos terminais das baterias devido a vibrações ou choques enquanto garantem uma ligação robusta.

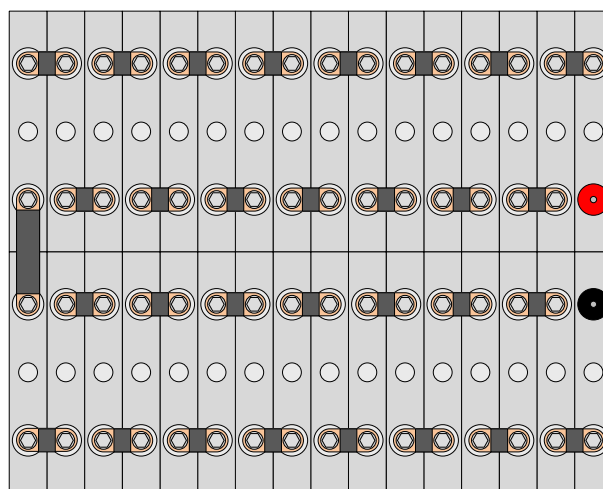


Figura 5.17 - Disposição e esquema de ligações da associação série das 32 baterias *WN100AH*.

A grande maioria das tecnologias de baterias existentes no mercado, e particularmente a usada no âmbito desta tese de doutoramento, requerem aquando da associação das mesmas em série, ou em paralelo, um sistema de gestão do banco de baterias (BMS – *Battery Management System*). Estes sistemas de gestão garantem que a tensão aos terminais de cada bateria seja igual, tanto durante o carregamento como durante a descarga. Para além de garantir o equilíbrio da tensão, o sistema de gestão também permite ajustar os valores máximo e mínimo da tensão admissível em cada bateria, bem como efetuar o controlo da corrente de carregamento das baterias.

Embora ainda não tenha sido adquirido um sistema de gestão de baterias, já se fez um estudo de mercado dos sistemas comercialmente disponíveis para a tecnologia de baterias selecionada. Deste estudo, e após análise dos prós e contras de cada solução optou-se pelo sistema de gestão da empresa *123electric*. Este sistema é composto por uma unidade principal, um sensor de corrente, dois indicadores de agulha para o estado de carga e corrente instantânea, e uma pequena placa de circuito impresso para cada bateria do banco. Permite controlar bancos com até 255 baterias e utiliza o protocolo *one-Wire* para a comunicação entre as baterias e a unidade principal. Esta última característica foi um dos principais aspetos na escolha deste sistema de gestão [143]. A unidade principal é configurável de acordo com as especificações da bateria, como por exemplo a capacidade nominal das baterias, os limites de tensão permitidos, a tensão de equalização, e a gama de temperaturas. É também possível escolher o tipo de carregamento pretendido: balanceado, rápido ou de emergência. Dependendo do tipo de carregador escolhido pode-se ainda configurar a corrente mínima e máxima de carregamento. O relógio interno permite seleccionar a hora para começar e terminar o carregamento [143].

A Figura 5.18 apresenta um exemplo de utilização do sistema de gestão selecionado. Neste exemplo o sistema está a ser utilizado num banco de baterias constituído pela associação série de 24 baterias. A Figura 5.19 (a) apresenta a interface com o utilizador, enquanto a Figura 5.19 (b) mostra o aspeto do menu de configuração. Na interface é mostrado o estado de carga e a tensão das baterias, assim como a tensão e temperatura das baterias com os valores mais baixos e mais altos da série. Mostra ainda a corrente instantânea, o tipo de carregamento seleccionado e os erros existentes na série.



Figura 5.18 - Exemplo de utilização do sistema de gestão de baterias da empresa *123electric*.

5.4 Sistema de Controlo

Por forma a implementar os modos de operação do conversor de potência, desde a sua interação com os sistemas auxiliares, passando pelos algoritmos de controlo, e chegando ao acionamento dos semicondutores totalmente controláveis de cada conversor de potência, foi desenvolvido um sistema de controlo baseado num microcontrolador. Este sistema incorpora uma unidade de conversão de

análogo para digital, assim como um conjunto de sensores e respetivos sistemas de condicionamento de sinal.

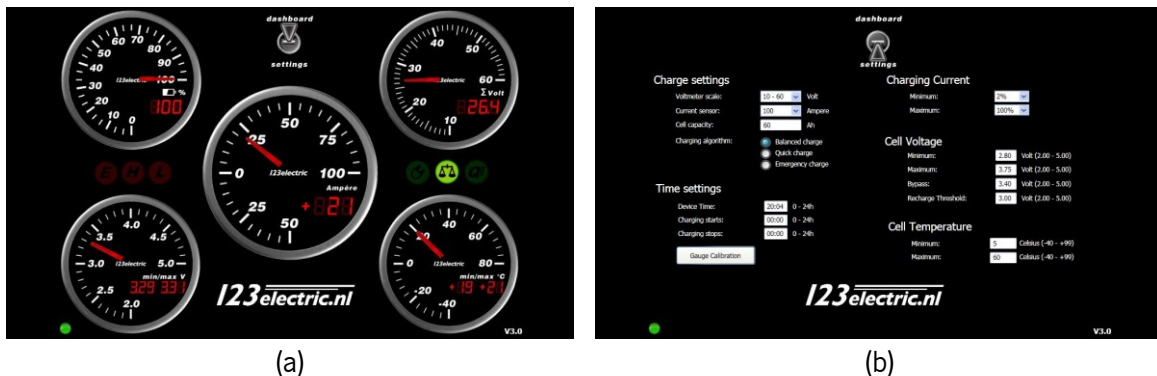


Figura 5.19 - Sistema de gestão de baterias da empresa 123electric: (a) Interface com o utilizador; (b) Menu de configuração.

Este sistema de controlo segue uma sequência de funcionamento de acordo com a máquina de estados apresentada na Figura 5.20. Assim, quando o sistema de controlo é alimentado o microcontrolador é inicializado com as configurações de base do sistema, passando depois ao estado “Controlo Central”, onde permanece até receber novas ordens. O sistema muda deste estado sempre que exista uma interrupção ou seja selecionado um modo de operação.

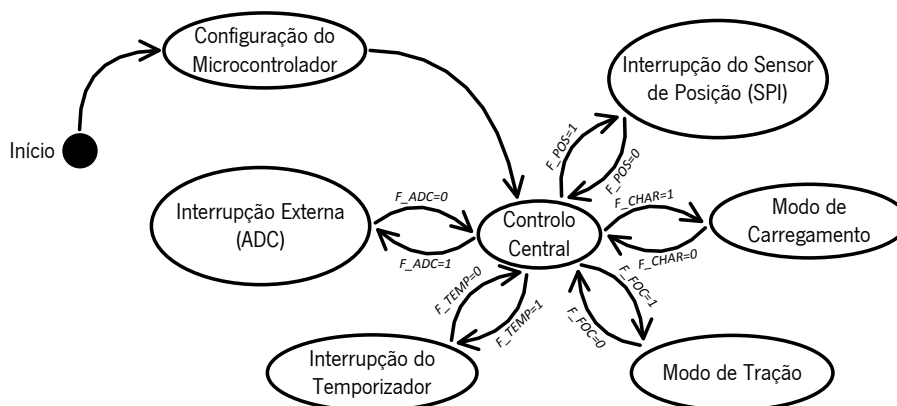


Figura 5.20 - Máquina de estados implementada para o sistema de controlo.

As interrupções programadas, e que levam o sistema a mudar de estado são: interrupção do temporizador, interrupção do conversor analógico-digital (ADC - *Analog-to-Digital Converter*) e interrupção do sensor de posição do rotor da máquina elétrica. Os modos de operação programados são dois: modo de tração e modo de carregamento. A interrupção do temporizador (F_TEMP) ocorre a cada 10 μs , dando início à conversão analógico digital. Quando esta conversão termina é despoletada a interrupção do ADC, que neste caso está configurada como interrupção externa ao microcontrolador. Em resposta à interrupção do ADC é lido o valor das entradas, sendo este convertido de seguida para valores reais. No fim da conversão é ativa a variável que indica o fim da conversão (F_ADC) e é pedido o valor da posição do rotor, desde que o modo de tração esteja selecionado. A

interrupção do sensor de posição é ativada por este de modo a ser utilizada a informação de posição. Uma vez lida a informação, o ângulo obtido é convertido para radianos e a variável da posição do rotor é ativa (F_POS). Tal como referido anteriormente a comunicação entre o microcontrolador e o sensor de posição é do tipo SPI.

O sistema só entra no modo de tração se o mesmo for selecionado (F_FOC) e as variáveis de fim de conversão e posição obtida estiverem ativas. O modo de carregamento é ativo quando é escolhido (F_CHAR) e a variável do fim de conversão está ativa. O sistema não permite que os dois modos sejam selecionados simultaneamente, sendo apenas selecionado um modo se o outro não estiver ativo. Os itens seguintes apresentam os elementos necessários para a implementação do sistema de controlo aqui apresentado.

5.4.1 Unidade Central

O elemento central do sistema de controlo é o DSC *TMS320F28335* da *Texas Instruments*, um microcontrolador que combina o poder de computação de um DSP (*Digital Signal Processor*) e os periféricos de um sistema computacional num único circuito integrado. A unidade de processamento é de 32 bits com vírgula flutuante, podendo funcionar com uma frequência de relógio de 150 MHz. A capacidade de realizar operações com números de vírgula flutuante torna o sistema altamente eficiente, mesmo aquando da necessidade da realização de operações de maior complexidade que requerem elevada capacidade de processamento. Este DSC tem: 3 temporizadores de 32 bits; comunicação série, SPI (*Serial Peripheral Interface*) e CAN (*Controller Area Network*); até 18 saídas de MLI (Modulação de Largura de Impulso); 16 canais de ADCs de 12 bits; e 88 portas das quais 64 podem ser associadas a uma das 8 interrupções externas [144].

O ambiente integrado de desenvolvimento usado foi o *Code Composer Studio*, uma ferramenta disponibilizada pela *Texas Instruments* e que possibilita a programação do microcontrolador usando a linguagem C++. O compilador desta ferramenta otimiza o código para uma melhor performance, existindo assim um nível de abstração superior para o programador sem que o desempenho do sistema seja comprometido.

O kit de desenvolvimento adquirido é composto por uma placa de controlo *TMDSCNCD28335* (Figura 5.21 (a)) onde se encontra acondicionado o DSC, e pela placa *TMDSDOCK28335* (Figura 5.21 (b)) que permite programar e depurar o código do DSC. Esta placa possui um emulador *JTAG* com interface USB do tipo *XDS100V2*, compatível com o ambiente integrado de desenvolvimento *Code Composer Studio*. Ambas as placas são desenvolvidas pela *Texas Instruments*.

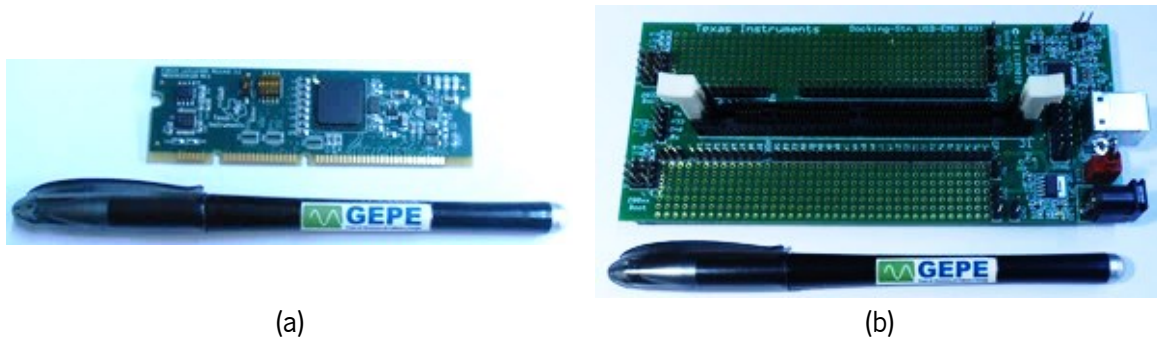


Figura 5.21 - Kit de desenvolvimento: (a) Placa de controlo *TMDSCNCD28335*; (b) Base *TMDSDOCK28335*.

Sendo a base *TMDSDOCK28335* uma placa genérica da *Texas Instruments*, a sua integração com os restantes elementos do sistema unificado proposto não era prática, pelo que apenas foi utilizada para programar e depurar o DSC. Em alternativa foi desenvolvida a placa da Figura 5.22 que tem um conjunto de conectores pensados para facilitar a conexão dos diferentes circuitos ao DSC.



Figura 5.22 - Aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para a interface entre a placa de controlo *TMDSCNCD28335* e os restantes circuitos.

A placa de controlo conecta-se à placa desenvolvida através de um soquete de 100 pinos do tipo DIMM (*Dual Inline Memory Module*). A programação do DSC é realizada por intermédio de uma ficha macho de 14 pinos, 2 filas, e a base *TMDSDOCK28335*. Existem ainda mais duas fichas macho de 14 pinos, 2 filas, para facilitar o acesso aos 12 MLI, 6 em cada ficha. Como estes terminais se encontram ligados diretamente aos portos do DSC, que trabalha a 3,3 V, é necessário adequar aos níveis de tensão dos circuitos de ataque dos semicondutores totalmente controláveis. Para além destas três fichas macho existem mais duas do mesmo tipo que são usadas para comunicação genérica com outros periféricos, nomeadamente um ADC externo. A placa possui ainda uma ficha de 5 pinos com acesso aos terminais de comunicação do protocolo CAN, neste caso a placa já possui o conversor de níveis de tensão do DSC para os níveis do protocolo de comunicação CAN. Também existem duas fichas do tipo série, sendo uma utilizada para o protocolo de comunicação SPI ou interface com sensor de posição em quadratura, e a outra para o protocolo de comunicação série RS232. Através de seletores é possível

selecionar se existe ou não isolamento na comunicação série, desde que seja instalada uma fonte isolada na placa adaptadora.

5.4.2 Sensores

Os algoritmos de controlo, tanto do modo de tração como no modo de carregamento necessitam da realimentação de algumas variáveis do sistema. Nesse sentido foram projetados e construídos diversos circuitos de aquisição e condicionamento de sinal, que seguidamente são apresentados.

Sensor de Tensão

Os sensores de tensão são necessários para obter os valores da tensão das baterias, do barramento CC e da rede elétrica. Para efetuar estas medições são utilizados os sensores *CYHVS5-25A* da *ChenYang Technologies*. A escolha recaiu sobre estes sensores porque são de efeito *Hall*, permitindo medir tensões CA (corrente alternada) e tensões CC (corrente contínua). Além disso, sendo a saída destes sensores em corrente, o sistema fica menos sensível a ruído eletromagnético. Este sensor mede tensões até 1500 V com isolamento galvânico de 2,5 kV (valor eficaz) entre o primário e o secundário. A uma temperatura ambiente de 25°C apresenta um desvio de $\pm 0,8\%$ do valor medido e um desvio de linearidade inferior a 0,2% [145].

A Figura 5.23 apresenta o aspeto final de um sensor de tensão montado na placa de circuito impresso desenvolvida para o efeito. A placa desenvolvida possui condensadores de filtragem para as tensões de alimentação, neste caso ± 15 V. Para além disso também possui conectores para facilitar a ligação do sensor a um cabo elétrico.



Figura 5.23 - Aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para os sensores de tensão *CYHVS5-25A* da *ChenYang Technologies*.

Para adequar a tensão medida aos níveis de corrente de medida do sensor é adicionada uma resistência em série (R) com o sensor, como é possível observar no esquemático da Figura 5.24.

O valor da resistência é dimensionado de acordo com a equação seguinte:

$$R = \frac{V_{med}}{I_p} \quad (5.1)$$

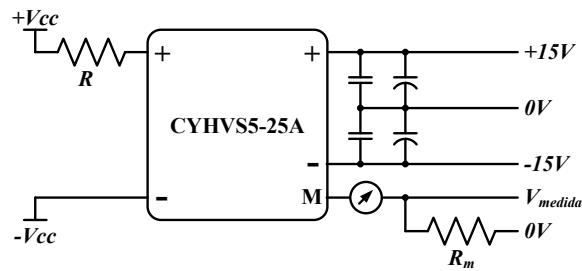


Figura 5.24 - Esquema de ligação do sensor de tensão *CYHVS5-25A* da *ChenYang Technologies*.

Outro valor que é necessário calcular consiste na potência dissipada pela resistência. O valor da potência dissipada é dado por:

$$P_R = R I_P^2 \quad (5.2)$$

Para a tensão do barramento CC a resistência é calculada com base numa tensão máxima de medida de 1000 V. De acordo com as equações (5.1) e (5.2) a resistência é de 200 k Ω com uma potência de 5 W. De forma a diminuir a potência dissipada na resistência o valor da mesma é dividido por dois, sendo adicionada mais uma resistência em série com o sensor. Nesta situação são necessárias duas resistências de 100 k Ω com potência de 2,5 W. As resistências para a medição da tensão na rede elétrica e baterias são calculadas da mesma forma. Para a rede elétrica é tida uma tensão de 900 V enquanto para as baterias é tida uma tensão de 200 V.

Sensor de Corrente

Os sensores de corrente são utilizados para a realimentação das correntes da máquina elétrica e da corrente do barramento CC. Para medir as correntes da máquina elétrica são usados os sensores *LA 100-P* da *LEM*, e para medir a corrente do barramento CC é usado o sensor *LA 200-P* também da *LEM*. Tal como os sensores de tensão estes sensores são de efeito de *Hall*.

Os sensores *LA 100-P* medem correntes até 100 A (valor eficaz) com isolamento galvânico de 2,5 kV (valor eficaz) entre o primário e o secundário. A relação de transformação entre a corrente medida e a corrente de saída é de 1:2000. Assim temos uma corrente de saída de ± 100 mA para a corrente nominal de entrada. A uma temperatura ambiente de 25°C apresenta um desvio de $\pm 0,45\%$ do valor medido e um desvio de linearidade inferior a 0,15%. Possui uma largura de banda desde CC até 200 kHz [146]. O sensor *LA 200-P* mede correntes até 200 A (valor eficaz) com isolamento galvânico de 3 kV (valor eficaz) entre o primário e o secundário. A relação de transformação entre a corrente medida e a corrente de saída é também de 1:2000. Assim, temos uma corrente de saída de ± 50 mA para a corrente nominal de entrada. A uma temperatura ambiente de 25°C apresenta um desvio de $\pm 0,4\%$ do valor medido e um desvio de linearidade inferior a 0,15%. Possui uma largura de banda desde CC até 100 kHz [147].

Ambos os sensores possuem um orifício por onde passa o condutor cuja corrente se pretende medir, assim não é necessário interromper o circuito para colocar o sensor em série. Tal como acontece nos sensores de tensão a saída é em corrente, sendo mais uma vez necessário colocar uma resistência de medida para se obter o valor da corrente medida em volts.

A Figura 5.25 apresenta o aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para cada tipo de sensor de corrente. Tal como acontece no sensor de tensão a placa desenvolvida possui condensadores de filtragem para as tensões de alimentação, $\pm 15\text{ V}$, e um conector para facilitar a ligação.



Figura 5.25 - Aspeto final das placas de circuito impresso desenvolvidas para os sensores de corrente da LEM: (a) LA 100-P, (b) LA 200-P.

A Figura 5.26 apresenta o esquema de ligação de ambos os sensores.

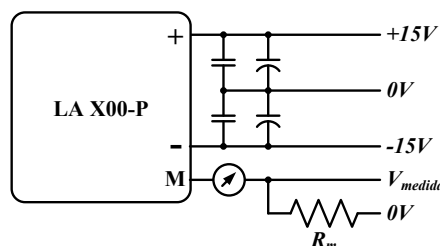


Figura 5.26 - Esquema de ligação dos sensores de corrente da LEM.

Sensor de Posição

Para obter a posição do rotor é usado o sensor *AM512B* da *RLS*. Este sensor está integrado na placa de avaliação *RMK1B* (Figura 5.27). Este sensor é magnético, de efeito de *Hall*, com uma resolução de 9 bits, podendo operar até uma rotação máxima de 30000 rpm. Apresenta um desvio de $\pm 0,7^\circ$ e uma histerese de $0,45^\circ$ [148]. A saída do ângulo é absoluta, a qual está configurada para operar com o protocolo de comunicação SSI (*Synchronous Serial Interface*).

É usado o protocolo de comunicação SPI para a comunicação entre o sensor de posição e o DSC, visto que os sinais SPI são compatíveis com os sinais SSI. Os sinais *SCLK* e *MISO* do protocolo SPI correspondem, respetivamente, aos sinais *CLOCK* e *DATA* do protocolo SSI. De forma a evitar interferências na comunicação entre o DSC e o sensor de posição foi adicionado, em cada extremidade do cabo, um circuito impresso com um transceptor diferencial. A Figura 5.28 apresenta as duas placas

de circuito impresso desenvolvidas para esse efeito, permitindo assim uma comunicação diferencial entre o DSC e o sensor de posição. Cada placa é constituída por um condensador de filtragem e um transceptor diferencial *SN65LBC170DB* da *Texas Instruments*.

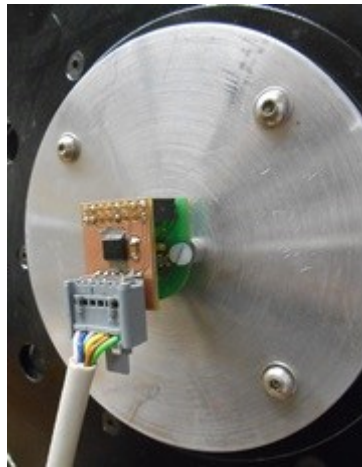


Figura 5.27 - Sensor de posição do rotor *AM512B* da *RLS*, aplicado na máquina elétrica.



(a)



(b)

Figura 5.28 - Aspeto final das placas de circuito impresso desenvolvidas para o condicionamento de sinal do sensor de posição do rotor: (a) Lado do sensor de posição; (b) Lado do DSC.

Acelerador

Inicialmente a referência do sistema de controlo foi obtida através de um potenciômetro de 4,7 k Ω . Numa segunda fase a referência do sistema de controlo passou a ser obtida a partir de um acelerador eletrónico de um *Renault Clio* de 2001. Devido a não existir muita informação sobre o sistema interno do acelerador, optou-se por desmontar o mesmo para fazer o levantamento interno. A Figura 5.29 apresenta o interior do acelerador. A abertura do acelerador também permitiu confirmar as ligações internas e respetiva correspondência da ficha de conexão com o exterior.

Após analisar o acelerador eletrónico conclui-se que o mesmo é baseado num potenciômetro. Assim sendo, apenas é necessário fazer o ajuste do valor máximo e mínimo obtido, em relação à primeira opção. Não se escolheu logo esta solução porque numa primeira fase de testes ao sistema de controlo a opção era ter a referência o mais estável possível durante um determinado período de tempo.

A Figura 5.30 apresenta o acelerador eletrónico incorporado num sistema com pedal para fazer o seu acionamento.



Figura 5.29 - Interior do acelerador eletrónico utilizado.



Figura 5.30 - Aspeto final do acelerador eletrónico utilizado.

5.4.3 Conversor Digital Analógico

A visualização em tempo real das variáveis internas do microcontrolador permite aferir se o sistema de controlo se encontra a funcionar corretamente. É possível obter o valor das variáveis externamente através de um conversor digital analógico (DAC - *Digital-to-Analog Converter*), para esse efeito foi usado um DAC já existente no GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia [149]). A placa de circuito impresso desenvolvida no GEPE contém o DAC *TLV5610* da *Texas Instruments*, o qual permite visualizar até 8 sinais com uma resolução de 12 bits [150]. A tensão de saída do conversor é unipolar e varia entre 0 V e 2,5 V. A placa de circuito impresso também contém condicionamento de sinal para ajustar a tensão de saída do conversor para níveis compreendidos entre -5 V e 5 V. Cada canal de saída encontra-se ligado a uma ficha do tipo BNC para simplificar a conexão entre a placa e o osciloscópio, como se pode observar na Figura 5.31. A comunicação entre o DAC e o DSC utiliza o protocolo de comunicação SPI.



Figura 5.31 - Placa de circuito impresso com o conversor digital analógico.

5.4.4 Condicionamento de Sinal

Como referido anteriormente, é necessário fazer a realimentação de algumas grandezas do sistema para que o controlo funcione corretamente. A maior parte dos sensores introduzidos no sistema proposto possui saída em sinal analógico, pelo que é necessário um ADC para converter o sinal de saída em digital.

Os ADCs internos do DSC possuem algumas limitações relativamente aos requisitos do sistema unificado proposto, nomeadamente uma gama de valores de entrada reduzida e unipolar, com valores entre 0 V e +3 V. Para a utilização destes ADCs com os sensores escolhidos é necessário ter um circuito eletrónico que permita a adição de um valor médio à maioria dos sinais obtidos. A adição de um valor médio deve ser precisa, pois pequenas variações do valor médio podem influenciar bastante o resultado final do sistema de controlo. Por outro lado, a baixa gama de tensões de entrada torna o sistema mais sensível a perturbações eletromagnéticas. Estes inconvenientes levaram ao desenvolvimento de uma placa de circuito impresso com um ADC externo, o *ADS8528* da *Texas Instruments*. Este ADC possui 8 canais de entrada com 12 bits de resolução e uma tensão de entrada configurável entre ± 5 V ou ± 10 V, tendo sido selecionada a gama de ± 5 V. A comunicação com o microcontrolador pode ser série ou paralela, tendo sido escolhida a comunicação paralela [151].

A Figura 5.32 apresenta a placa de circuito impresso desenvolvida para o condicionamento de sinal, onde se encontra o ADC externo *ADS8528*. Visto que os 8 canais de entrada não são suficientes para todas as variáveis a medir, a placa desenvolvida permite a adição de outra em paralelo. Assim, uma placa de condicionamento de sinal obtém os valores das correntes do sistema, enquanto a outra obtém os valores das tensões.

Como referido anteriormente os sensores de tensão e corrente possuem saídas em corrente, sendo necessária a sua conversão para tensão à entrada do ADC. As resistências de medida necessárias para essa conversão encontram-se nesta placa, para garantir que o sinal sofre a mínima distorção

possível entre o sensor e o ponto de medida. Entre as resistências de medida e o ADC existem amplificadores de tensão e filtros passa baixo para fazerem o condicionamento de sinal.



Figura 5.32 - Aspeto final da placa de circuito impresso desenvolvida para o condicionamento de sinal.

Esta placa para além do condicionamento de sinal também possui circuitos de deteção de erros. Cada sinal possui um circuito de comparação onde é possível configurar a deteção de sobrecorrentes ou sobretensões. Em caso de erro são ativadas as saídas isoladas que existem para cada sinal. Estas saídas na maior parte das situações são utilizadas para desligar as comutações dos semicondutores totalmente controláveis, evitando a sua destruição.

De seguida passa-se a apresentar o cálculo das resistências de medida auxiliares para os sensores de tensão e corrente. O ganho dos amplificadores de tensão é igual para todos os sinais, tendo o valor igual a 2. Desta forma, o valor da resistência de medida deve de ser calculado de modo a que a tensão que aparece aos seus terminais esteja compreendida entre $-2,5\text{ V}$ e $+2,5\text{ V}$. Sabendo que a corrente obtida à saída dos sensores de tensão (baterias, barramento CC e rede elétrica) é de 25 mA e que a tensão à entrada do andar amplificador é de $\pm 2,5\text{ V}$, é possível determinar o valor da resistência de medida a partir das equações seguintes:

$$R_M = \frac{V_{R_M}}{I_S} = \frac{2,5}{25 \times 10^{-3}} = 100\ \Omega \quad (5.3)$$

$$P_{R_M} = R_M I_S^2 = 100 \times (25 \times 10^{-3})^2 = 62,5 \times 10^{-3}\text{ W} \quad (5.4)$$

Após o cálculo da resistência de medida é necessário verificar se a mesma se encontra dentro da gama de valores recomendados pelo fabricante do sensor em questão. Neste caso, para o sensor

CYHVS5-25A da *ChenYang Technologies* a resistência de medida deve estar compreendida entre $100\ \Omega$ e $350\ \Omega$. Caso o valor calculado da resistência de medida seja inferior ao valor mínimo recomendado, existe na placa de condicionamento de sinal uma resistência em série com a resistência de medida que permite ajustar o valor mínimo da resistência de medida vista pelo sensor. Caso o valor calculado esteja dentro dos valores aceitáveis essa resistência em série é substituída por uma ligação direta.

O cálculo da resistência de medida para os sensores de corrente é semelhante à dos sensores de tensão, apenas se altera a corrente de saída dos sensores. Para o sensor de corrente do barramento CC a corrente de saída é de $\pm 50\ \text{mA}$ enquanto para os sensores de corrente da máquina elétrica o valor é de $\pm 100\ \text{mA}$. Para o sensor da corrente no barramento CC foi obtida uma resistência de medida de $50\ \Omega$ e $125\ \text{mW}$. Tal como acontece nos sensores de tensão é necessário verificar se a resistência de medida está dentro dos valores aceitáveis pelo sensor, que neste caso é de $0\ \Omega$ a $60\ \Omega$. Para os sensores de corrente da máquina elétrica a resistência de medida é de $25\ \Omega$ e $250\ \text{mW}$, estando na gama de valores permitidos pelo sensor entre $0\ \Omega$ e $110\ \Omega$.

5.4.5 Placa de Comando

A placa de comando faz a interface entre a placa adaptadora e a placa de circuito impresso que contém os circuitos de ataque dos semicondutores totalmente controláveis. A função principal da placa é adequar os níveis de tensão do DSC aos níveis de tensão dos circuitos de ataque, ou seja, converter os níveis em lógica TTL (*Transistor-Transistor Logic*) de $3,3\ \text{V}$ em lógica CMOS (*Complementary Metal-Oxide-Semiconductor*) de $15\ \text{V}$. A Figura 5.33 apresenta a placa de circuito impresso desenvolvida.



Figura 5.33 - Aspecto final da placa de circuito impresso desenvolvida para comando.

Esta placa possui também a capacidade de gerir os erros provenientes dos circuitos de ataque e da placa de condicionamento de sinal. Os erros são memorizados, sendo necessário fazer a reinicialização dos mesmos a partir de um comando externo à placa. Em caso de erro, os sinais de

MLI provenientes do DSC são automaticamente desabilitados, não sendo transmitidos para os circuitos de ataque. Para além do sinal de erro também existe um comando externo que permite habilitar ou desabilitar os sinais de MLI. Para que os sinais de MLI sejam transmitidos aos circuitos de ataque é necessário que não existam erros e o comando habilitar esteja ativo.

Para além das características acima descritas, a placa de comando também possui duas entradas isoladas que podem ser usadas para dar ordens externas ao DSC.

5.4.6 Placa de Relés

A placa de relés, apresentada na Figura 5.34, foi desenvolvida com o intuito de controlar os contactores auxiliares de forma isolada. A placa é composta por quatro relés do tipo *40.52S*, da *Finder*, e pelos circuitos de acionamento dos mesmos. A saída de cada relé é usada para controlar o acionamento do contactor principal do barramento CC, o contactor de pré-carga dos condensadores do barramento CC no modo de carregamento, o contactor que faz a ligação dos conversores à rede elétrica durante o modo de tração e o sistema de refrigeração. Para além do isolamento galvânico, existente por natureza num relé, também é adicionado um optoacoplador a cada circuito de ataque da bobina do relé para evitar possíveis interferências do acionamento do relé. Esta placa possui ainda duas alimentações, uma proveniente do DSC e outra de uma fonte de alimentação isolada. O acionamento dos relés é com lógica inversa, ou seja, os relés são acionados quando a saída do DSC vai a 0 V.



Figura 5.34 - Aspeto final da placa de relés.

5.5 Acoplamento à Rede Elétrica

O acoplamento do conversor de potência à rede elétrica é realizado através de contactores, como exposto no esquema elétrico do circuito de potência da Figura 5.35. O sistema é composto por um

disjuntor tetrapolar (D2), um contactor principal (KM3) e um contactor auxiliar (KM4) com respectivas resistências (R_{px}) de pré-carga para realizar a pré-carga dos condensadores do barramento CC.

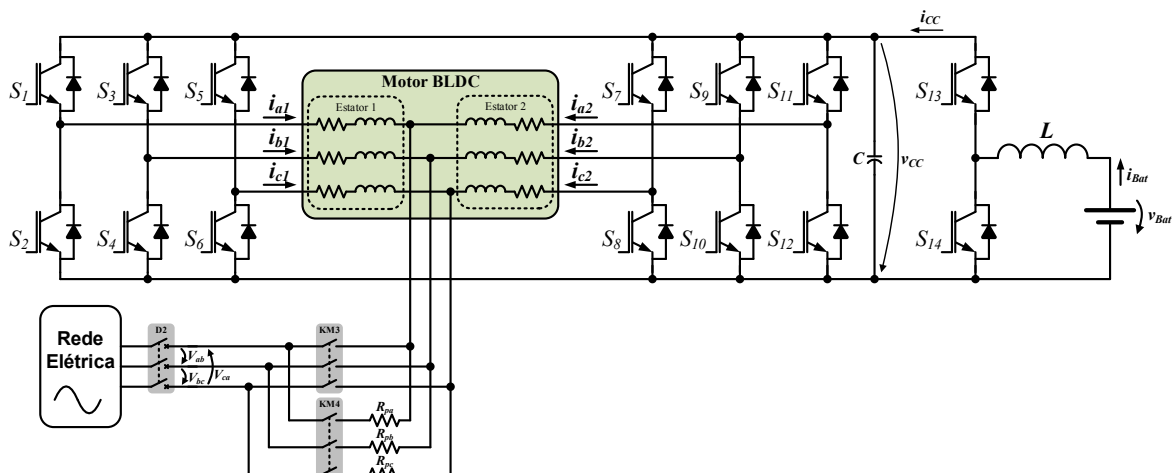


Figura 5.35 - Esquema elétrico do circuito de potência implementado.

O controlo dos contactores é efetuado através da placa de relés descrita no item anterior. A Figura 5.36 apresenta o circuito de comando implementado para o controlo dos contactores. O contactor (KM4) que aciona o sistema de pré-carga é acionado a partir do relé KM7, enquanto o contactor (KM3) que liga o sistema à rede elétrica é acionado pelo relé KM6. Em ambos os casos, os contactores só são acionados se o contactor geral (KM2) estiver acionado. Por sua vez o contactor geral é acionado por um impulso do relé KM5, desde que o botão de emergência não esteja pressionado. O contactor KM2 permanece autoalimentado até que o botão de emergência seja pressionado, nesta situação todo o sistema é desligado. O contactor do barramento CC (KM1) é acionado pelo contactor geral (KM2). Enquanto o contactor geral estiver acionado existe uma lâmpada sinalizadora vermelha (L1) ligada para alertar que o sistema se encontra em funcionamento.

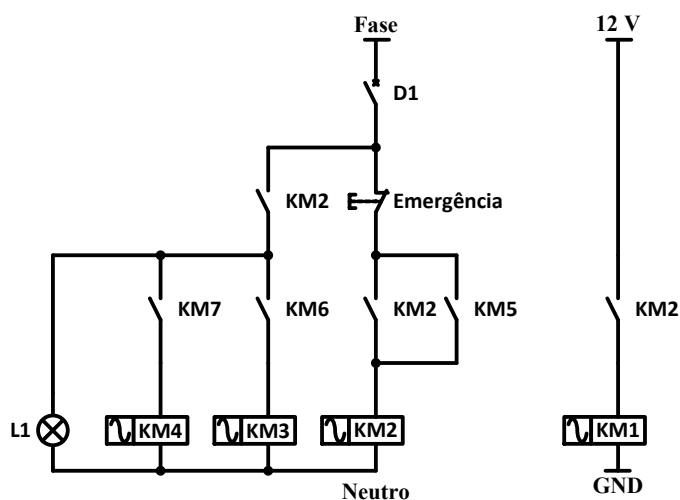


Figura 5.36 - Circuito de comando implementado.

O procedimento de pré-carga existe sempre que a tensão dos condensadores do barramento CC está abaixo de um nível de tensão estipulado. Caso não exista a pré-carga durante o processo de ligação com a rede elétrica pode ocorrer o consumo de elevadas correntes pelo conversor de potência, visto que os condensadores podem estar descarregados, podendo levar à destruição de alguns componentes. A pré-carga é implementada com a adição de três resistências em série com as três fases da rede elétrica, com o intuito de limitar as correntes iniciais consumidas. Após a pré-carga dos condensadores o contactor KM4 é desligado, sendo simultaneamente acionado o contactor KM3. O controlo do processo de acoplamento à rede elétrica ocorre de forma automática. Os sinais de ordem provenientes do DSC acionam os relés (KM5, KM6 e KM7), que por sua vez acionam os respetivos contactores. Para garantir algum nível de imunidade a interferências externas na bobina dos relés foi adicionado um circuito RC em paralelo com a bobina [152].

A Figura 5.37 apresenta o aspeto final da montagem dos contactores, disjuntores, lâmpada sinalizadora e botão de emergência. Para além dos elementos acima descritos, também está presente o disjuntor monofásico de proteção ao sistema de controlo, os terminais de descarga do barramento CC e os terminais que unem os terminais intermédios da máquina elétrica à rede elétrica.



Figura 5.37 - Contactores, disjuntores, lâmpada sinalizadora e botão de emergência no protótipo desenvolvido.

O contactor do barramento CC (KM1) é adequado para funcionar com tensões e correntes contínuas. O único contacto suporta correntes até 500 A, e tensões entre 12 V e 900 V contínuos. Permite efetuar uma interrupção de 2000 A para uma tensão de até 320 V contínuos. O invólucro é hermeticamente fechado, estando preparado para operar em ambientes agressivos ou explosivos sem ocorrer a oxidação ou contaminação da bobina ou contactos, mesmo por longos períodos de não utilização. Este contactor é adequado para trabalhar como interruptor de circuitos com baterias [153]. A Figura 5.38 apresenta o referido contactor.

5.6 Interface com o Utilizador

A existência de uma interface entre o utilizador e o sistema desenvolvido é um aspeto fundamental a ter em consideração. Neste sentido inicialmente foi desenvolvida uma interface com base num

mostrador de cristal líquido de 20x4. Posteriormente foi desenvolvida uma aplicação gráfica amigável e intuitiva para interação com o utilizador.



Figura 5.38 - Contactor do barramento CC.

5.6.1 Mostrador de Cristal Líquido

A interface baseada no mostrador de cristal líquido usa o *LK204-25* da *Matrix Orbital*, com botões adicionais para navegar nos menus programados, como se pode observar na Figura 5.39. Este mostrador possui comunicação série, TTL e I2C (*Inter-Integrated Circuit*). Foi usada a comunicação série para fazer a ligação com o DSC. Além disso também possui portos onde é possível ligar um teclado matricial 4x4. Esses portos são usados para conectar os botões utilizados na navegação dos menus [154].



Figura 5.39 - Mostrador de cristal líquido.

No menu principal é possível escolher as seguintes opções: “Operação”, “Teste Reles”, “Teste Saídas” ou “Informação”. No menu “Operação” seleciona-se o tipo de funcionamento desejado: “Frente”, quando se pretende que a máquina elétrica rode no sentido de movimentar o veículo elétrico para a frente; “Neutro”, para desabilitar o funcionamento da máquina elétrica; “Marcha Trás”, para colocar a máquina elétrica em funcionamento para colocar o sentido inverso de deslocamento do veículo

elétrico; ou “Carregamento”, quando se pretende colocar o veículo elétrico no modo de carregar as baterias. Quando a opção “Carregamento” é escolhida, aparece um novo menu com as opções seguintes: “Lento”, quando se pretende que o carregamento das baterias seja realizado lentamente; “Rápido”, só é permitido escolher este modo quando se deteta que o veículo se encontra ligado à rede elétrica através de uma conexão trifásica; ou “Limite A”, que tanto é válido para o carregamento lento e rápido, sendo que esta opção possibilita selecionar a corrente máxima de carregamento permitida.

No menu “Teste Relés” é possível ligar/desligar os relés que se encontram na “Placa de Relés” descrita anteriormente. Neste menu aparecem as seguintes opções: “Geral”, liga o contactor geral desde que o botão de emergência não esteja pressionado; “Rede”, liga o contactor que permite ligar a máquina elétrica à rede elétrica; “Pré-Carga”, aciona o contactor que coloca as resistências de pré-carga em série com a rede elétrica e a máquina elétrica; e “Refrigeração”, aciona o relé que liga a bomba de água do sistema de refrigeração.

O menu “Teste Saídas” apresenta as opções: “Habilitar”, que permite habilitar ou desabilitar as comutações do conversor de potência; e “Reinicialização”, que faz a reinicialização dos erros da “Placa de Comando” anteriormente descrita. No menu “Informação” é selecionado o tipo de informação a aparecer no mostrador, sendo possível selecionar entre: “Posição”, mostra a posição do rotor; “Acelerador”, apresenta o valor do acelerador lido pelo conversor digital analógico; e “Operação”, exibe o valor interno da variável escolhida no menu “Operação”.

5.6.2 Aplicação em Qt

A aplicação gráfica foi desenvolvida no software Qt porque permite o desenvolvimento de aplicações para plataformas fixas ou móveis transversais a diferentes plataformas de desenvolvimento. O desenvolvimento de aplicações em Qt é licenciado com licenças comerciais e código aberto. A licença comercial oferece todos os direitos para criar e distribuir o software sem qualquer obrigação de código aberto. Este tipo de licença também dá acesso ao suporte oficial e uma relação estratégica com a empresa Qt para garantir que as metas do desenvolvimento sejam atingidas. O desenvolvimento em Qt também está disponível nas licenças de código aberto GPL (*General Public License*) e LGPLv3 (*Lesser General Public License v3.0*), estando algumas bibliotecas só disponíveis na licença GPL. O Qt em licença de código aberto, sendo ideal para projetos com distribuição de código aberto, propósitos acadêmicos, projetos de passatempos, projetos internos de pesquisa sem distribuição externa, ou em outros projetos onde todas as obrigações (L)GPL são aplicadas [155].

A aplicação desenvolvida possui quatro separadores, sendo possível escolher um dos seguintes: “Tacómetros”, “Gráficos”, “Estado Variáveis”, e “Configurações”.

O separador presente na Figura 5.40 é o que aparece por defeito quando a aplicação é inicializada. Neste separador é possível seleccionar o tipo de operação desejada, veículo para a frente ou para trás, colocar no modo neutro, seleccionar o modo de parque, e escolher o tipo de carregamento desejado. Também é possível visualizar as rotações da máquina elétrica, o estado de carga das baterias e a potência, tanto da máquina elétrica como de carregamento das baterias, dependendo do modo selecionado.

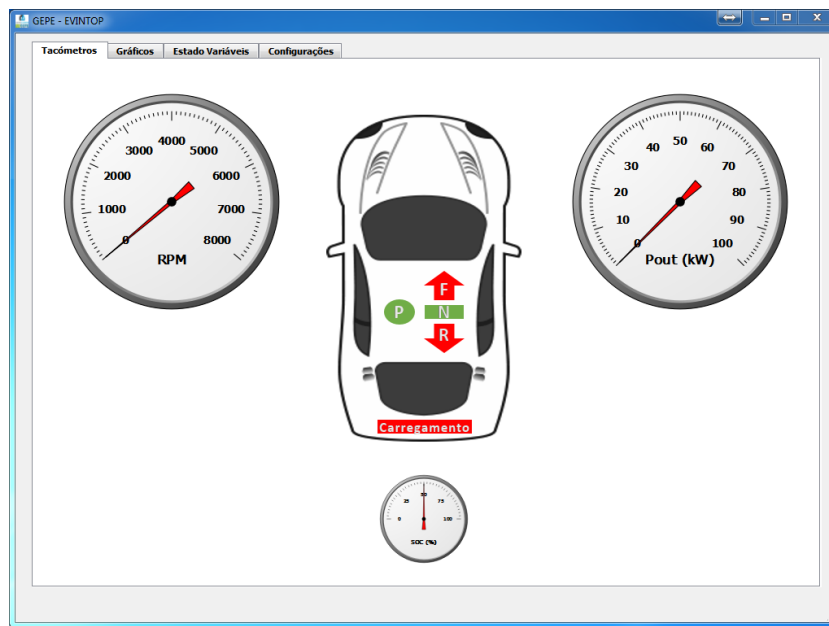


Figura 5.40 - Separador “Tacómetros” da aplicação gráfica desenvolvida em Qt.

Tal como acontece no controlo implementado no DSC, a inversão do sentido de rotação da máquina elétrica só é possível se a mesma não estiver em funcionamento e o acelerador não estiver a ser pressionado. Para seleccionar o modo de carregamento tem de estar selecionado o modo neutro da máquina elétrica, bem como o modo de parque.

O separador apresentado na Figura 5.41 é denominado de “Gráficos”. Este separador apresenta a evolução temporal das tensões e correntes do sistema, bem como a posição do acelerador e do rotor da máquina elétrica. São mostradas as correntes de cada estator, a corrente do barramento CC e das baterias, as tensões da rede elétrica e a tensão do barramento CC e das baterias.

A Figura 5.42 apresenta o separador “Estado Variáveis”. Através deste separador é possível visualizar o estado de algumas variáveis internas do DSC. Permite ainda observar se determinada variável, do tipo booleana, ou entrada/saída se encontra ativa ou desativa.

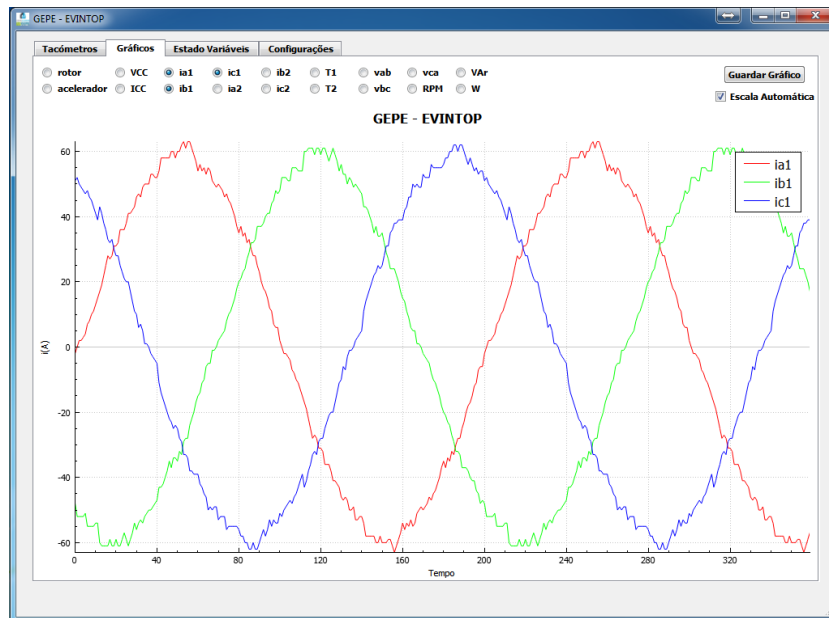


Figura 5.41 - Separador “Gráficos” da aplicação gráfica desenvolvida em Qt.



Figura 5.42 - Separador “Estado Variáveis” da aplicação gráfica desenvolvida em Qt.

A Figura 5.43 apresenta o separador “Configurações”. Tal como o próprio nome indica, neste separador são apresentadas as configurações possíveis de realizar ao sistema. A comunicação entre a aplicação gráfica e o DSC é realizada através do protocolo de comunicação série. Neste sentido uma das configurações existentes é a configuração do número da porta, que se encontra disponível no dispositivo onde está a correr a aplicação, para se estabelecer a comunicação com o DSC. Quando a opção “Ajuda em inclinação” se encontra ativa a máquina elétrica é travada durante 5 s, a não ser que o acelerador seja pressionado. Também é possível configurar o tipo de carregamento pretendido, lento ou rápido e modo G2V ou V2G. No modo G2V o valor da corrente máxima é o valor máximo de

corrente que a rede elétrica fornece ao veículo, enquanto no modo V2G é o valor máximo de corrente que é fornecida à rede elétrica a partir das baterias.

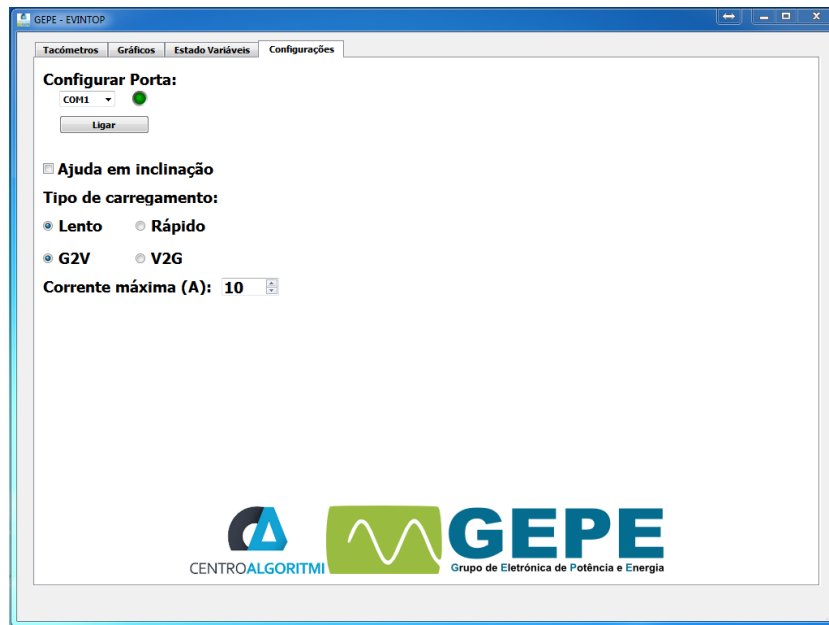


Figura 5.43 - Separador “Configurações” da aplicação gráfica desenvolvida em Qt.

5.7 Conclusões

Ao longo deste capítulo foi apresentado o desenvolvimento do sistema unificado proposto para esta tese de doutoramento. O sistema unificado proposto integra o sistema de tração e carregamento de baterias no mesmo conversor de potência.

A máquina elétrica escolhida não é comercializada com todos os terminais dos enrolamentos acessíveis, pelo que se apresentaram as modificações realizadas à máquina elétrica de modo a se obter o acesso a todos os terminais dos enrolamentos. Uma vez que a máquina elétrica escolhida possui dois estatores e um rotor interno, durante a montagem houve a necessidade de ajustar o segundo estator para que as tensões produzidas por ambos não possuam desfasamento.

O sistema de acionamento apresentado é composto pelo conversor de potência, circuitos de ataque, proteção das portas dos semicondutores totalmente controláveis, condensadores e proteção do barramento de corrente contínua (CC), e baterias. Para evitar o aumento não desejado da tensão do barramento CC foi desenvolvida uma placa de circuito impressa para proteção.

O sistema de armazenamento foi constituído por 32 baterias de lítio ferro fosfato associadas em série. Embora ainda não se tenha adquirido um sistema de gestão do banco de baterias (BMS – *Battery Management System*), foi realizado um estudo dos que existiam comercialmente. A escolha recaiu

sobre o BMS da empresa *123electric* porque utiliza o protocolo de comunicação *one-Wire* e permite o controlo de até 255 baterias associadas em série.

No sistema de controlo foi apresentado o microcontrolador, os sensores, o conversor digital analógico, o condicionamento de sinal, a placa de comando e a placa de relés implementados para esta tese de doutoramento. Uma vez que o sensor de posição do rotor e o conversor digital analógico partilham a mesma interface com o microcontrolador, não é possível ter acesso ao conversor digital analógico quando a máquina elétrica se encontra em funcionamento. As placas de condicionamento de sinal desenvolvidas possuem deteção de erros dos sinais adquiridos, que estão a ser usados para desabilitar as comutações dos semicondutores totalmente controláveis. A placa de comando apresenta adequa os níveis de tensão do microcontrolador aos níveis de tensão dos circuitos de ataque, e faz a gestão dos erros provenientes das placas de condicionamento de sinal e dos circuitos de ataque dos semicondutores totalmente controláveis. A placa de relés permite o acionamento dos contactores a partir do microcontrolador de forma isolada.

É explicado o processo de acoplamento à rede elétrica. Onde inicialmente é realizada a pré-carga dos condensadores do barramento CC, e só depois é acionado o contactor que liga os pontos intermédios da máquina elétrica à rede elétrica.

No desenvolvimento da solução unificada para o sistema de tração e carregamento, lento ou rápido, das baterias, para já, não foi tido em consideração o espaço total ocupado pela solução implementada para esta tese de doutoramento. Muitos dos sistemas apresentados podem ser posteriormente simplificados e reduzidos, para tornar a solução o mais compacta possível.

Capítulo 6

Resultados Experimentais do Sistema Unificado Proposto

6.1 Introdução

Ao longo deste capítulo são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos com o sistema unificado proposto.

Em primeiro lugar são apresentados os ensaios realizados à máquina elétrica a operar como gerador, depois de serem efetuadas alterações nas ligações internas dos enrolamentos. Para colocar a máquina elétrica a operar como gerador foi construída uma estrutura mecânica para fazer o acoplamento entre a máquina elétrica e um motor de indução.

Os diferentes sensores e a sua correta calibração são essenciais ao funcionamento adequado do sistema de controlo, assim foram realizados ensaios aos sensores constituintes do sistema. Inicialmente são apresentados os resultados de calibração para o sensor de posição do rotor, procedendo-se de seguida com a análise da linearidade dos valores obtidos a partir dos sensores de tensão e de corrente.

São apresentados os ensaios iniciais realizados aos conversores de potência implementados. Estes consistiram em verificar a frequência de comutação, o tempo morto entre os semicondutores totalmente controláveis do mesmo braço e avaliar o comportamento dos conversores de potência a funcionar com carga.

Posteriormente são apresentados os resultados experimentais obtidos para o sistema de tração. Inicialmente descreve-se o sistema de refrigeração líquida implementado, visto que a máquina elétrica possui sistema de refrigeração líquida. De seguida apresentam-se os resultados experimentais da máquina elétrica a operar com carga mecânica acoplada ao veio. É usada uma bancada de ensaios para aplicar diferentes binários resistivos ao veio de saída da máquina elétrica.

Por fim são apresentados os resultados obtidos para o sistema de carregamento das baterias, lento e rápido. Em ambos os casos foram utilizados transformadores que permitiram testar o sistema com níveis de tensão diferentes dos nominais da rede elétrica e de forma isolada. Sendo também

apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos para os valores das tensões e correntes consumidas da rede elétrica.

Os resultados experimentais expostos ao longo deste capítulo foram obtidos com o osciloscópio *DL708E* da *Yokogawa*.

6.2 Ensaio Realizados à Máquina Elétrica

Para realizar os diferentes ensaios pretendidos à máquina elétrica, foi construído um acoplamento mecânico que permite que a máquina elétrica em testes seja acionada por um motor de indução. Este acoplamento possibilita o funcionamento da máquina elétrica como gerador, sendo possível visualizar as formas de onda das forças contra-eletromotriz e obter alguns parâmetros da máquina elétrica. Por outro lado, também é possível fazer a calibração do sensor de posição, bem como a calibração do desfasamento entre estatores, caso seja necessário. Assim sendo, uma vez que se pretende ter acesso a diferentes velocidades de funcionamento da máquina elétrica é utilizado um variador de frequência para controlar a velocidade de rotação do motor de indução. O variador de frequência usado para a montagem é da série *Midimaster Eco* da Siemens.

A Figura 6.1 apresenta o aspeto final do sistema implementado para o acionamento da máquina elétrica como gerador. O sistema é composto pelo variador de frequência, motor de indução e máquina elétrica com respetivo sistema de acoplamento entre ambos. Neste sistema não foi considerado um sistema de arrefecimento para a máquina elétrica uma vez que a potência extraída da mesma é residual.

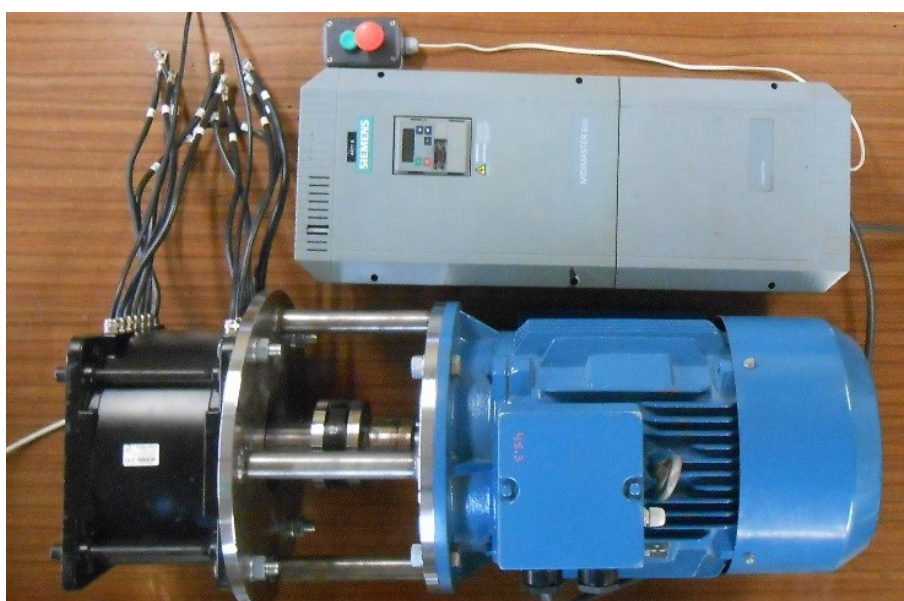


Figura 6.1 - Aspeto final do acoplamento entre a máquina elétrica e o motor de indução com respetivo sistema de acionamento elétrico.

Após a montagem dos dois estatores realizou-se um ensaio das tensões produzidas em cada fase de cada estator. Este ensaio permitiu validar se as ligações internas em cada estator foram realizadas corretamente e verificar o defasamento das tensões produzidas em cada estator. Como é possível observar na Figura 6.2 (a) existe um defasamento nas tensões produzidas entre o estator 1 e o estator 2. Este defasamento justifica-se após a máquina elétrica ter sido desmontada uma vez que não existe sincronização, mecânica, entre os estatores, apenas existe um anel circular sem marcação. A Figura 6.2 (b) apresenta novamente as tensões produzidas aos terminais de ambos os estatores já com o defasamento inicial compensado. A compensação das tensões entre estatores foi alcançada a partir da compensação mecânica do estator 2, ou seja, o estator 2 rodou mecanicamente.

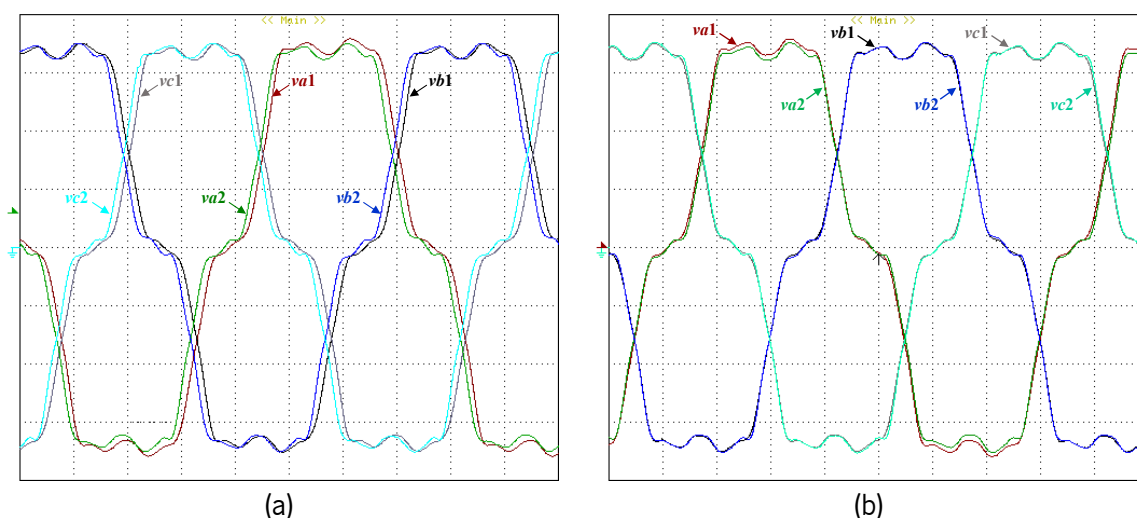


Figura 6.2 - Tensões produzidas aos terminais de cada estator da máquina elétrica: (a) Defasamento inicial após as alterações efetuadas; (b) Defasamento final alcançado após a compensação (Tensões: 10 V/div; Tempo: 2 ms/div).

A Figura 6.3 apresenta as tensões produzidas nas três fases de cada estator da máquina elétrica para uma velocidade de rotação de 1000 rpm. Os estatores encontram-se ligados em estrela com acesso ao ponto neutro. É escolhida esta velocidade de rotação devido a um parâmetro da máquina elétrica ser obtido para esta velocidade.

A Figura 6.4 apresenta as tensões e correntes produzidas nas três fases de cada estator a uma velocidade de rotação de 1000 rpm com uma carga resistiva de 26 Ω . Os estatores encontram-se ligados em estrela com acesso ao ponto neutro.

A Figura 6.5 apresenta as tensões produzidas pelos dois estatores quando se encontram ligados em série, para uma velocidade de rotação de 1000 rpm. Uma vez mais, os valores das tensões são obtidos com a série dos estatores ligada em estrela com acesso ao ponto neutro.

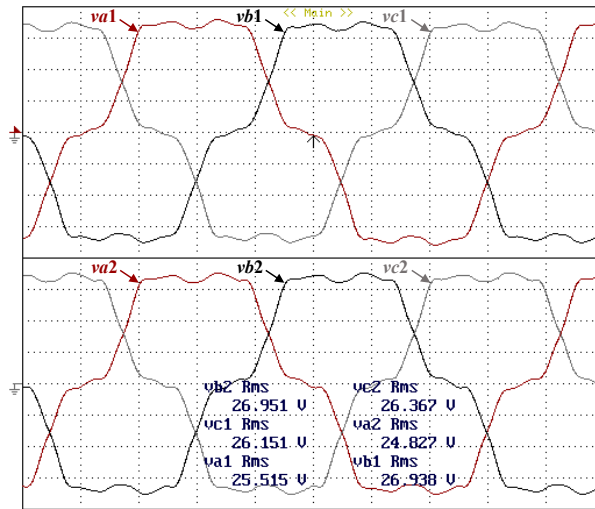


Figura 6.3 - Tensões produzidas em cada estator da máquina elétrica a uma velocidade de rotação de 1000 rpm (Tensões: 10 V/div; Tempo: 2 ms/div).

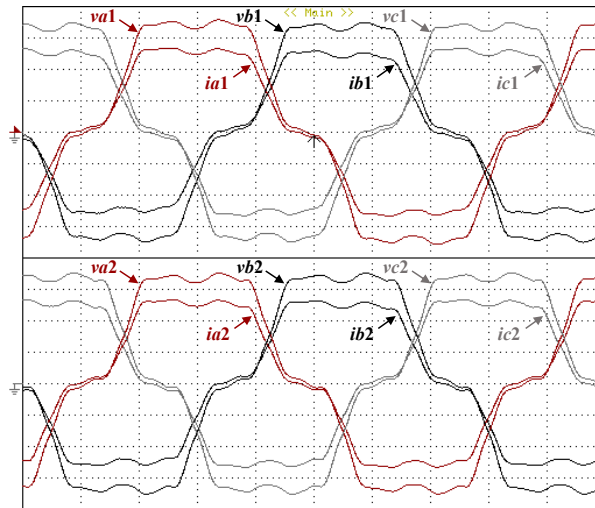


Figura 6.4 - Tensões e correntes produzidas em cada estator da máquina elétrica a uma velocidade de rotação de 1000 rpm, com carga resistiva de 26 Ω (Tensões: 20 V/div; Correntes: 0,5 A/div; Tempo: 2 ms/div).

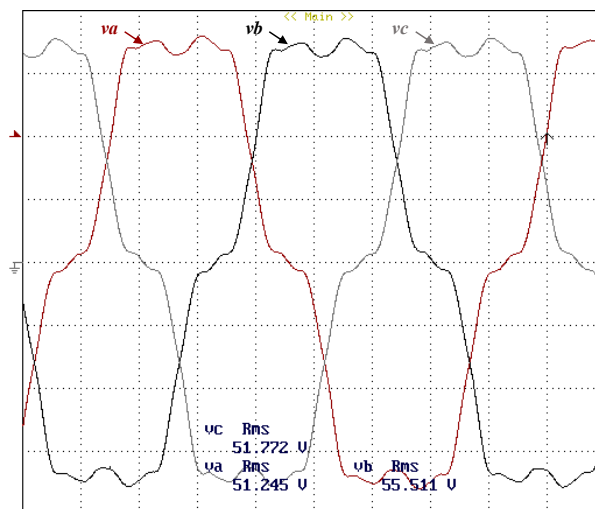


Figura 6.5 - Tensões produzidas quando os estatores da máquina elétrica se encontram ligados em série e velocidade de rotação de 1000 rpm (Tensões: 20 V/div; Tempo: 2 ms/div).

6.3 Ensaio Realizados aos Sensores

Neste item são apresentados os ensaios realizados aos sensores do sistema unificado desenvolvido. Inicialmente são apresentados os resultados da calibração dos sensores de posição do rotor. Com o intuito de verificar a linearidade dos sensores de tensão e de corrente também foram realizados ensaios aos mesmos.

6.3.1 Sensores de Posição

A máquina elétrica possui sensores de efeito *Hall* em cada estator. A Figura 6.6 mostra a saída dos sensores de efeito *Hall* em cada estator. A saída dos sensores de efeito *Hall* geralmente é do tipo coletor aberto. Para obter os resultados apresentados foi adicionada uma resistência de *pull-up* em cada saída do sensor de efeito *Hall*.

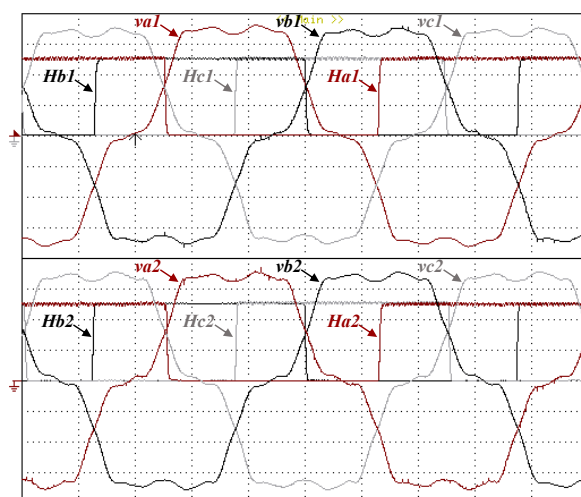


Figura 6.6 - Saída dos sensores de efeito *Hall* em cada estator (Tensões: 10 V/div; *Hall*: 2 V/div; Tempo: 2 ms/div).

Os sensores de efeito *Hall* não são adequados ao tipo de controlo escolhido. Sendo assim foi, posteriormente, adicionado um sensor de posição. Após a colocação do novo sensor de posição na máquina elétrica foi necessário realizar a calibração do mesmo.

A Figura 6.7 apresenta os resultados do ensaio realizado para a calibração do sensor de posição do rotor. Na Figura 6.7 (a) é possível observar as tensões (v_a , v_b e v_c) produzidas pela associação dos estatores em série e a posição do rotor (θ_{mec}) da máquina elétrica. Visto que para comunicação com o sensor de posição é utilizada a comunicação SPI, a onda apresentada para o sensor de posição é obtida através de uma saída da Modulação de Largura de Impulso (MLI) do microcontrolador com um filtro passa baixo. De notar que o zero do sensor de posição não se encontra em fase com o zero da tensão da fase a (v_a) e o sentido de rotação do sensor é oposto ao da máquina elétrica.

A Figura 6.7 (b) apresenta a posição do rotor em fase com a tensão e com o sentido de rotação correto. A compensação foi realizada por software no microcontrolador.

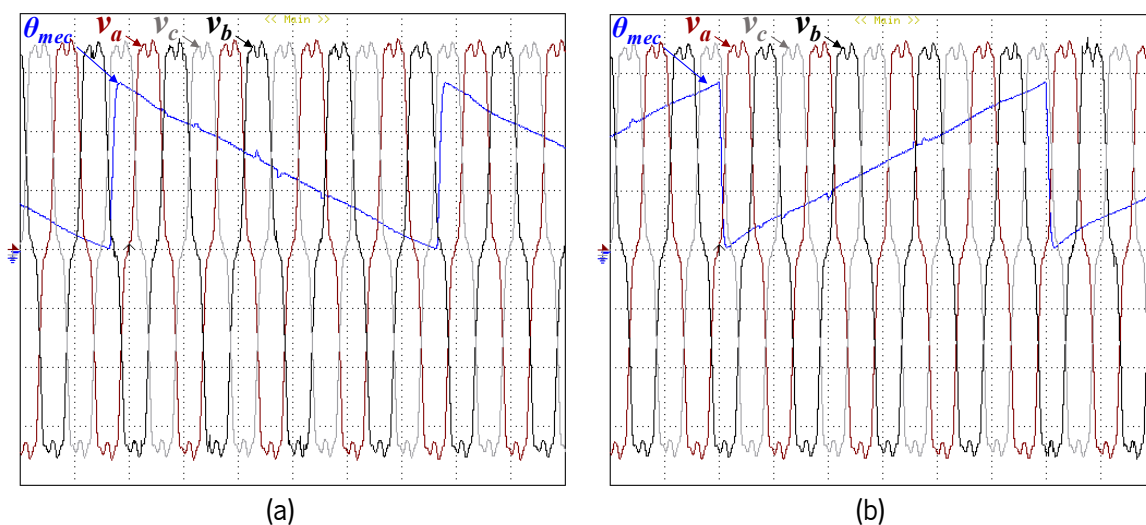


Figura 6.7 - Tensões e posição do rotor da máquina elétrica: (a) Sem compensação do sensor de posição; (b) Com calibração do sensor de posição (Tensões: 20 V/div; θ_{mec} : 1 V/div; Tempo: 10 ms/div).

6.3.2 Sensores de Tensão

Para o sistema implementado são usados 5 sensores de tensão: um para medir a tensão das baterias, outro para medir a tensão do barramento CC e mais três para medir as tensões compostas da rede elétrica. O ensaio aqui apresentado refere-se à calibração do sensor de tensão do barramento CC, sendo também usado para verificar a linearidade do mesmo. Para os outros sensores foi utilizado o mesmo método de calibração.

O ensaio realizado ao sensor consistiu em aplicar no barramento CC uma tensão contínua, com recurso a uma fonte de tensão contínua controlável. A Figura 6.8 apresenta a relação entre a tensão aplicada ao sensor e o valor medido pelo conversor analógico digital. A partir dos gráficos elaborados para cada sensor de tensão foi possível visualizar que as medições efetuadas pelo sensor de tensão são lineares. A equação característica de cada sensor foi implementada no DSC de forma a garantir que os valores medidos pelos sensores sejam fiáveis para o sistema de controlo.

6.3.3 Sensores de Corrente

Para realizar a medição de correntes no sistema unificado desenvolvido são utilizados 8 sensores de corrente. Sendo usados 6 sensores para medir as correntes da máquina elétrica, três em cada estator, um para medir a corrente do barramento CC e outro para medir a corrente das baterias. Tal como nos sensores de tensão os ensaios aqui apresentados são realizados com o intuito de calibrar e verificar a linearidade dos mesmos.

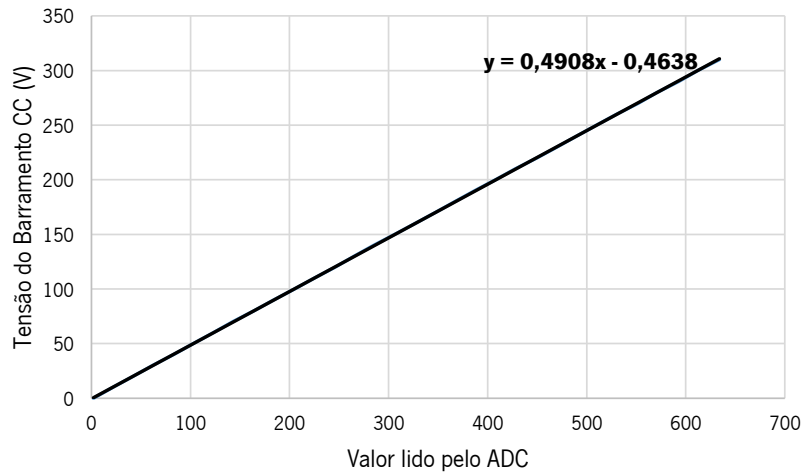


Figura 6.8 - Relação entre a tensão medida e o valor lido pelo conversor analógico digital do sensor de tensão do barramento CC.

Para realizar o ensaio aos sensores de corrente foi usada uma fonte de tensão contínua controlável com a saída em curto-circuito. O sensor foi intercalado na saída da fonte de tensão de forma a ser possível medir a sua corrente de curto-circuito. Uma vez que a fonte de tensão apresenta uma corrente máxima de 10 A e os sensores a testar são de 100 A e 200 A foi necessário aumentar o valor da corrente de teste para valores próximos dos nominais. Para aumentar a corrente no sensor aumentou-se o número de espiras que atravessam a janela do sensor. Foi possível passar 10 espiras na janela do sensor, permitindo assim uma corrente de teste de 100 A.

A Figura 6.9 apresenta a relação entre a tensão aplicada ao sensor e o valor medido pelo conversor analógico digital. A partir dos gráficos elaborados para cada sensor de corrente foi possível visualizar que as medições efetuadas pelos sensores de corrente são lineares. A equação característica de cada sensor foi implementada no DSC de forma a garantir que os valores medidos pelos sensores sejam fiáveis para o sistema de controlo.

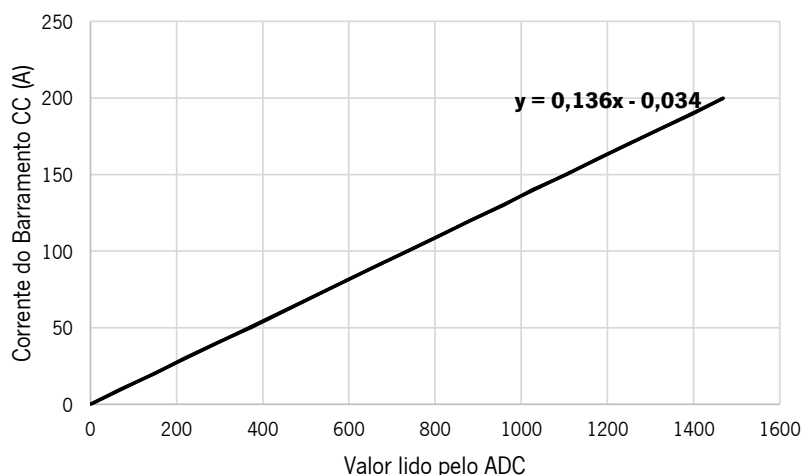


Figura 6.9 - Relação entre a tensão medida e o valor lido pelo conversor analógico digital do sensor de corrente do barramento CC.

6.4 Conversor de Potência

Neste item são descritos os ensaios realizados ao conversor de potência implementado. Como referido no capítulo da implementação o conversor CC-CC não foi implementado, sendo apenas implementados os dois conversores de potência que acionam a máquina elétrica.

O ensaio dos conversores de potência foi realizado para verificar a frequência de comutação e os tempos mortos existentes entre os semicondutores totalmente controláveis do mesmo braço do conversor de potência, bem como o correto funcionamento dos conversores de potência. Assim, foram sintetizadas no DSC três formas de onda sinusoidais que serviram de referência aos registos internos referentes às saídas MLI. A Figura 6.10 (a) apresenta os sinais de referência à saída do DSC para o conversor 1, enquanto a Figura 6.10 (b) apresenta os sinais de referência à saída do DSC para o conversor 2. De referir que em ambas as situações os sinais foram obtidos com um filtro passa-baixo com frequência de corte de 500 Hz.

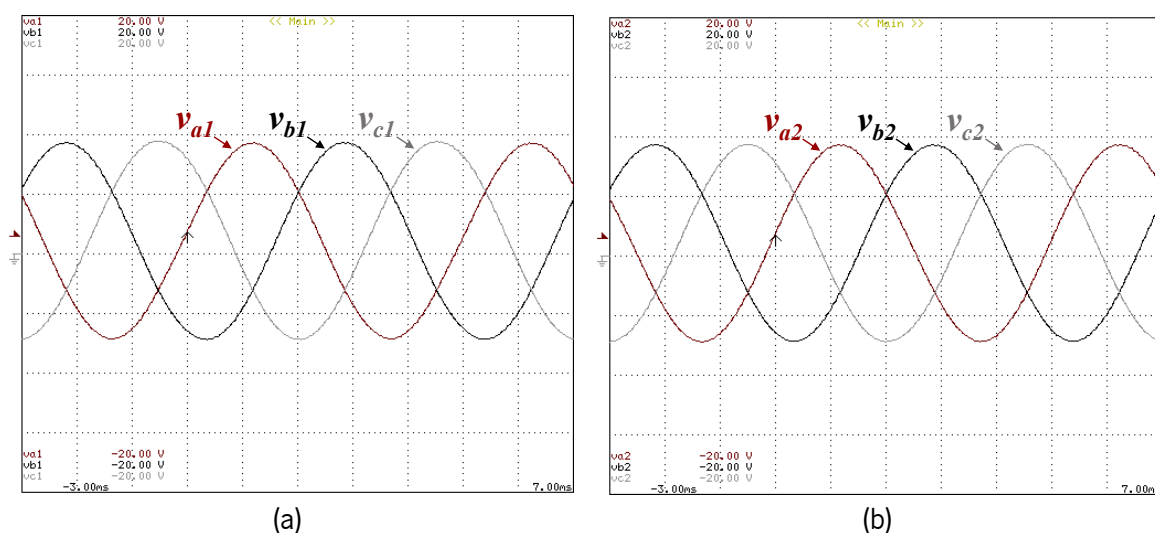


Figura 6.10 - Sinais de referência sintetizados para verificar o correto funcionamento dos conversores de potência, com filtro passa-baixo de 500 Hz: (a) Conversor 1; (b) Conversor 2 (Tensões: 5 V/div; Tempo: 1 ms/div).

A Figura 6.11 apresenta os sinais MLI aplicados a dois semicondutores totalmente controláveis de um dos braços dos dois conversores de potência. Os sinais S_1 e S_2 correspondem ao sinal MLI dos semicondutores totalmente controláveis superior e inferior, respetivamente. Como é possível visualizar o tempo morto existente entre os dois semicondutores totalmente controláveis do mesmo braço é de 2,5 μ s. No DSC para além de se configurar a duração do tempo morto também é possível configurar tempos mortos diferentes para o ligar/desligar do semicondutor totalmente controlável, neste caso foi considerado o mesmo tempo.

Para testar os conversores de potência com carga foram conectadas resistências de potência aos terminais dos mesmos. A Figura 6.12 apresenta as tensões simples e as correntes fornecidas pelo

conversor de potência às resistências. Não foi possível realizar este teste à potência máxima dos conversores de potência devido a limitações da fonte de tensão que alimenta o barramento CC. A Figura 6.13 apresenta a tensão e a corrente do barramento CC.

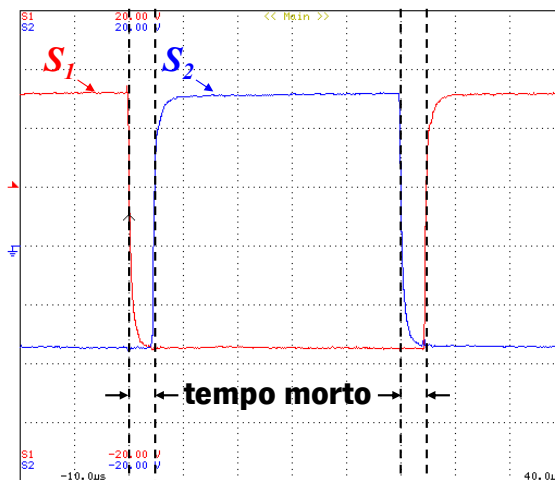


Figura 6.11 – Sinais MLI aplicados aos semicondutores totalmente controláveis, superior e inferior, de um dos braços dos conversores de potência (Tensão: 5 V/div; Tempo: 5 μ s/div).

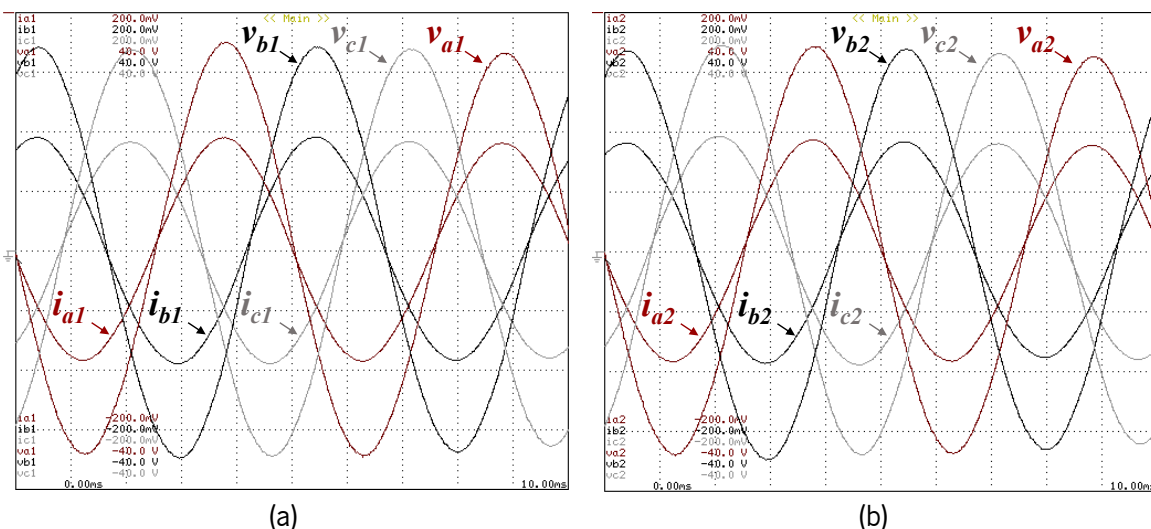


Figura 6.12 - Tensões simples e correntes produzidas pelos conversores de potência: (a) Conversor 1; (b) Conversor 2 (Tensão: 10 V/div; Corrente: 5 A/div; Tempo: 1 ms/div).

6.5 Sistema de Tração

Ao longo deste item são apresentados os resultados experimentais obtidos para o funcionamento da máquina elétrica a operar com carga mecânica acoplada. Para aplicar carga mecânica foi utilizada uma bancada de ensaios. A bancada de ensaios permite acoplar diferentes tipos de máquinas elétricas a um freio eletromagnético, sendo possível controlar o binário aplicado. Para garantir que os resultados obtidos fossem os mais exatos possível procedeu-se à calibração da bancada de ensaios de acordo com o processo descrito em [156].

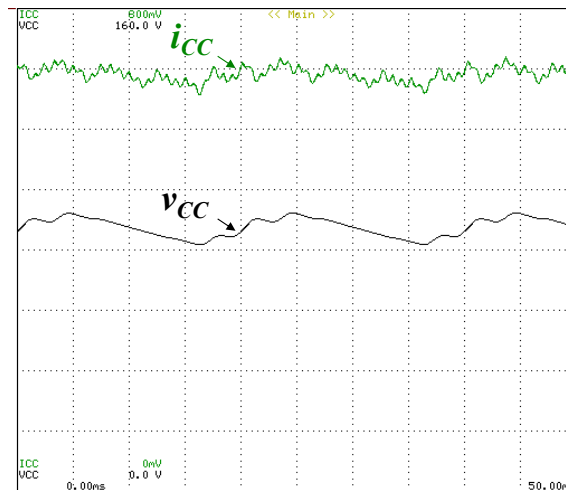


Figura 6.13 - Tensão e corrente do barramento CC (Tensão: 20 V/div; Corrente: 1 A/div; Tempo: 5 ms/div).

Visto que a máquina elétrica escolhida possui um sistema de refrigeração líquida foi necessário criar um sistema de refrigeração para a mesma. A Figura 6.14 apresenta o sistema de refrigeração em conjunto com a máquina elétrica e a bancada de ensaios. O sistema de refrigeração é constituído por um reservatório de líquidos e uma bomba circuladora do líquido de refrigeração.

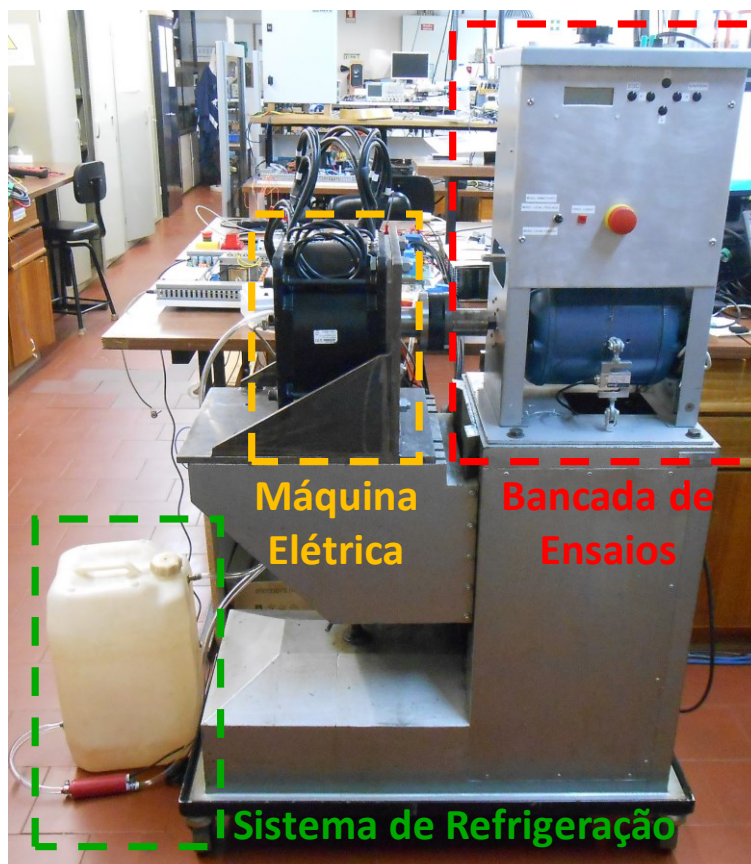


Figura 6.14 – Conjunto composto pela bancada de ensaios, máquina elétrica e sistema de refrigeração em conjunto com a máquina elétrica e a bancada de ensaios.

A Figura 6.15 apresenta os sinais de referência (t_{a_ref} , t_{b_ref} e t_{c_ref}) aplicados aos três braços do conversor de potência quando a máquina elétrica está a acionar uma carga mecânica de 9 Nm. Aos

sinais apresentados foi aplicado um filtro passa-baixo com uma frequência de corte de 500 Hz, selecionado a partir das configurações de cada canal do osciloscópio. Para esta carga mecânica a máquina elétrica possui uma velocidade de rotação de 500 rpm.

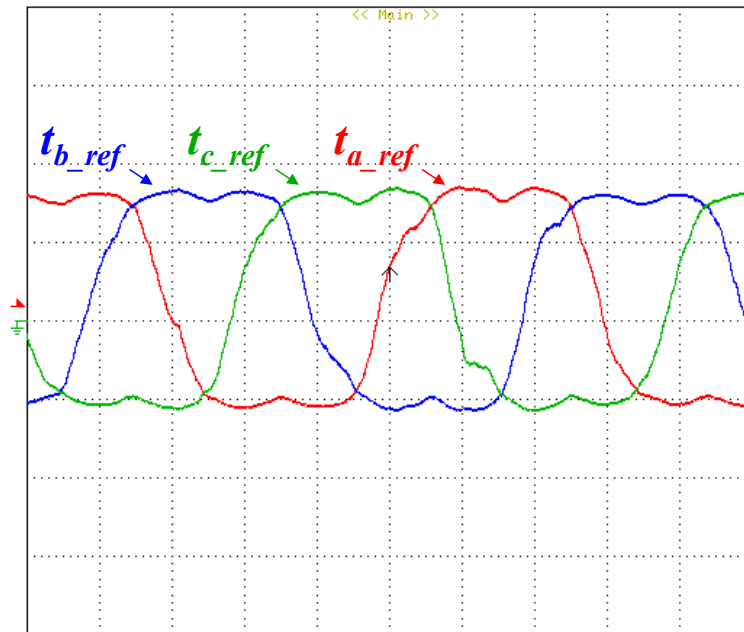


Figura 6.15 - Sinais de referência aplicados aos braços do conversor de potência quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 9 Nm (Tensão: 5 V/div; Tempo: 5 ms/div).

A Figura 6.16 apresenta as tensões simples (v_a , v_b e v_c) e as correntes (i_a , i_b e i_c) fornecidas à máquina elétrica quando esta aciona uma carga mecânica de 9 Nm em regime permanente. A tensão simples e a corrente apresentam um valor eficaz de 27 V e 12,2 A, respetivamente.

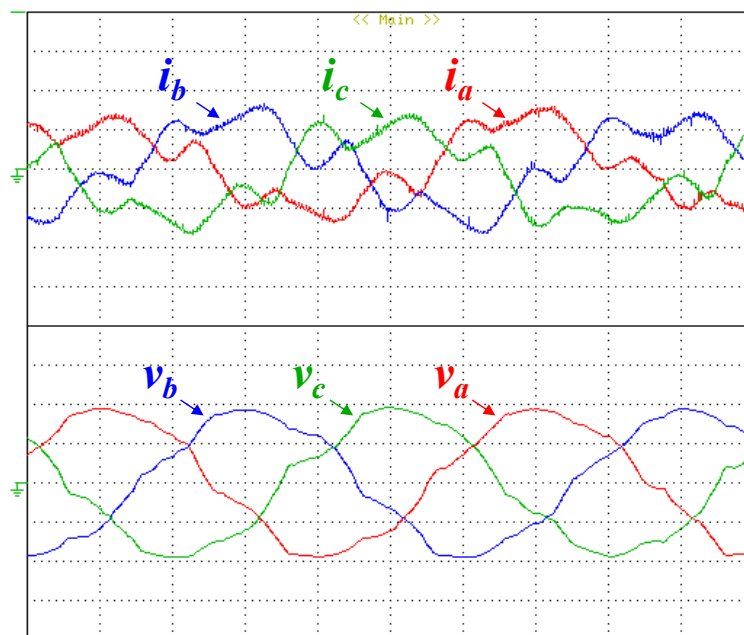


Figura 6.16 - Tensões simples e correntes fornecidas à máquina elétrica quando aciona uma carga mecânica de 9 Nm (Tensão: 20 V/div; Corrente: 20 A/div; Tempo: 5 ms/div).

A Figura 6.17 apresenta o sinal de referência aplicado à fase a (t_{a_ref}) do conversor de potência e a corrente da mesma fase (i_a), quando a máquina elétrica está a acionar uma carga mecânica de 9 Nm. Analisando o desfasamento existente entre ambos verifica-se que o mesmo é praticamente inexistente, uma vez que a máquina elétrica está a acionar uma carga mecânica de valor aproximado a 10% do valor nominal (80 Nm).

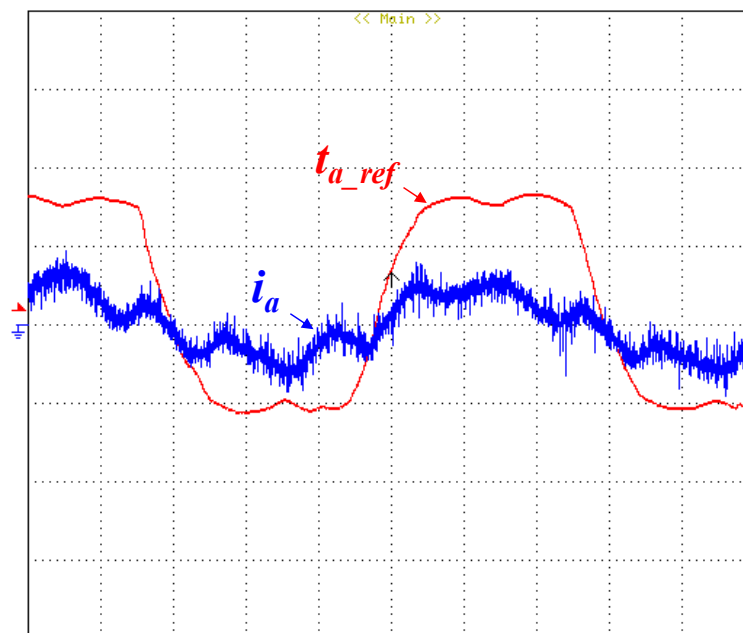


Figura 6.17 - Sinal de referência e corrente da fase a quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 9 Nm (Tensão: 5 V/div; Corrente: 50 A/div; Tempo: 5 ms/div).

A Figura 6.18 apresenta os sinais de referência (t_{a_ref} , t_{b_ref} e t_{c_ref}) aplicados aos três braços do conversor de potência quando a máquina elétrica está a acionar uma carga mecânica de 28 Nm. Aos sinais apresentados foi aplicado um filtro passa-baixo com uma frequência de corte de 500 Hz, selecionado a partir das configurações de cada canal do osciloscópio. Para esta carga mecânica a máquina elétrica possui uma velocidade de rotação de 400 rpm.

A Figura 6.19 apresenta as tensões simples (v_a , v_b e v_c) e as correntes (i_a , i_b e i_c) fornecidas à máquina elétrica quando aciona uma carga mecânica de 28 Nm em regime permanente. A tensão simples e a corrente apresentam um valor eficaz de 21 V e 28,3 A, respetivamente.

A Figura 6.20 apresenta o sinal de referência aplicado à fase a (t_{a_ref}) do conversor de potência e a corrente da mesma fase (i_a), quando a máquina elétrica está a acionar uma carga mecânica de 28 Nm. Analisando as formas de onda obtidas verifica-se que existe um desfasamento de 9° entre ambas. Este desfasamento deve-se ao binário resistente intrínseco ao sistema.

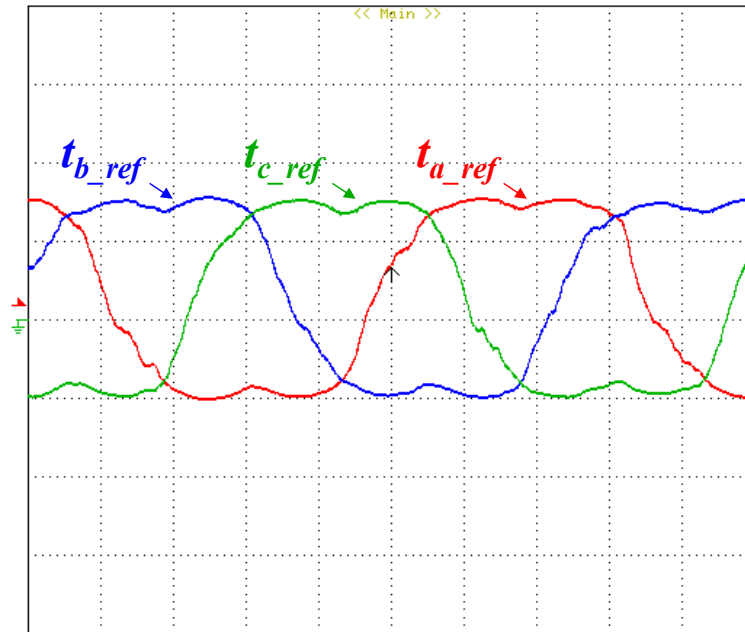


Figura 6.18 - Sinais de referência aplicados aos braços do conversor de potência quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 28 Nm (Tensão: 5 V/div; Tempo: 5 ms/div).

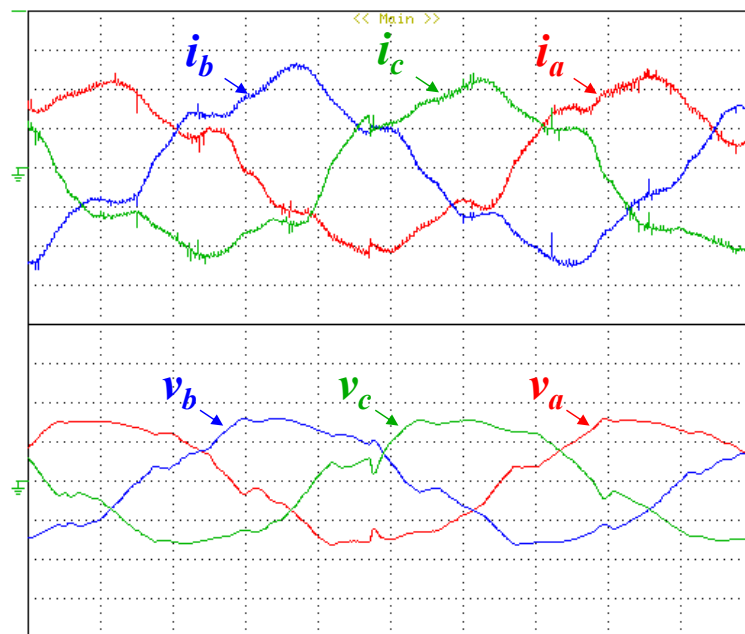


Figura 6.19 - Tensões simples e correntes fornecidas à máquina elétrica quando aciona uma carga mecânica de 28 Nm (Tensão: 20 V/div; Corrente: 20 A/div; Tempo: 5 ms/div).

A Figura 6.21 apresenta os sinais de referência (t_{a_ref} , t_{b_ref} e t_{c_ref}) aplicados aos três braços do conversor de potência quando a máquina elétrica está a acionar uma carga mecânica de 45 Nm. Aos sinais apresentados foi aplicado um filtro passa-baixo com uma frequência de corte de 500 Hz, selecionado a partir das configurações de cada canal do osciloscópio. Para esta carga mecânica a máquina elétrica possui uma velocidade de rotação de 310 rpm.

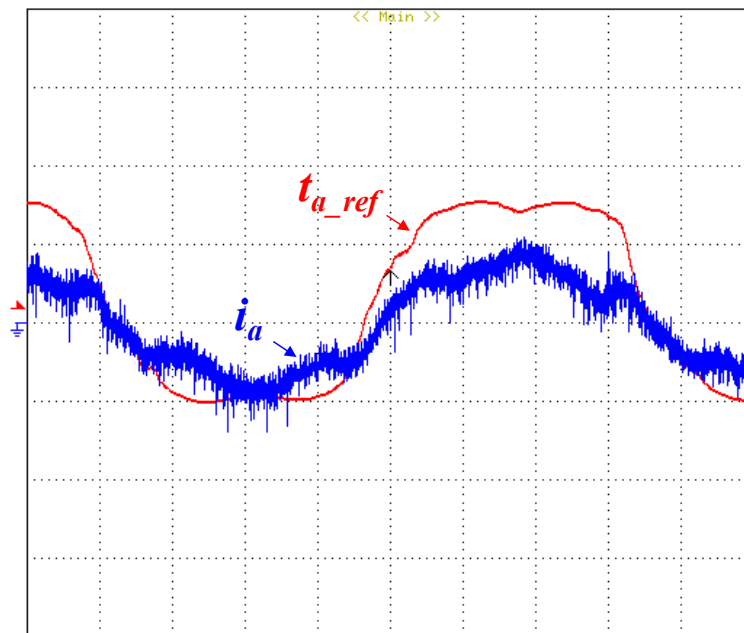


Figura 6.20 - Sinal de referência e corrente da fase a quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 28 Nm (Tensão: 5 V/div; Corrente: 50 A/div; Tempo: 5 ms/div).

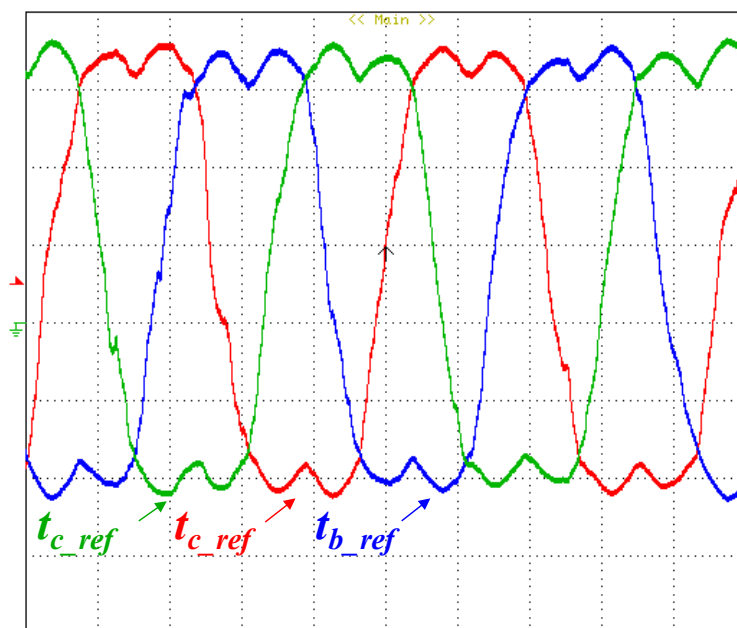


Figura 6.21 - Sinais de referência aplicados aos braços do conversor de potência quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 45 Nm (Tensão: 2 V/div; Tempo: 10 ms/div).

A Figura 6.22 apresenta as tensões simples (v_a , v_b e v_c) e as correntes (i_a , i_b e i_c) fornecidas à máquina elétrica quando aciona uma carga mecânica de 45 Nm em regime permanente. A tensão simples e a corrente apresentam um valor eficaz de 18 V e 38,7 A, respetivamente.

A Figura 6.23 apresenta o sinal de referência aplicado à fase a (t_{a_ref}) do conversor de potência e a corrente da mesma fase (i_a), quando a máquina elétrica está a acionar uma carga mecânica de 45 Nm. Analisando as formas de onda obtidas verifica-se que existe um desfasamento de 13° entre ambas. Mais uma vez este desfasamento deve-se ao binário resistente intrínseco ao sistema.

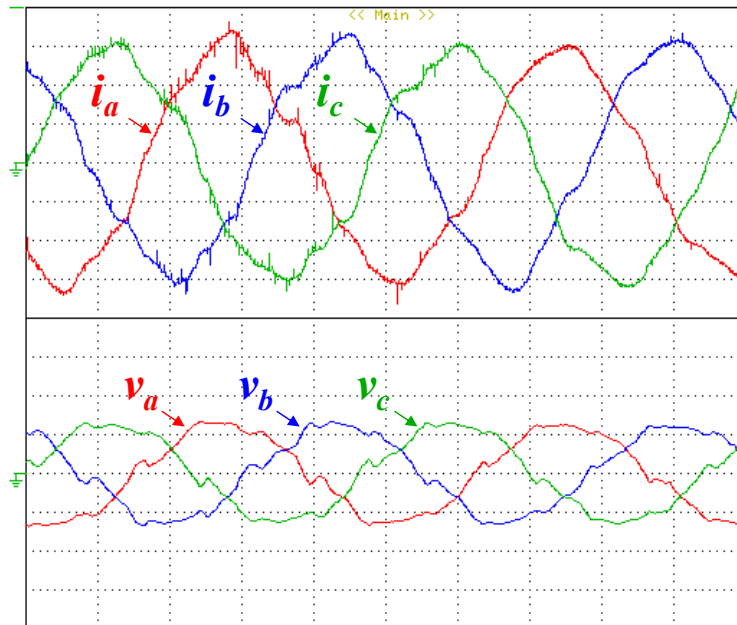


Figura 6.22 - Tensões simples e correntes fornecidas à máquina elétrica quando aciona uma carga mecânica de 45 Nm (Tensão: 20 V/div; Corrente: 20 A/div; Tempo: 10 ms/div).

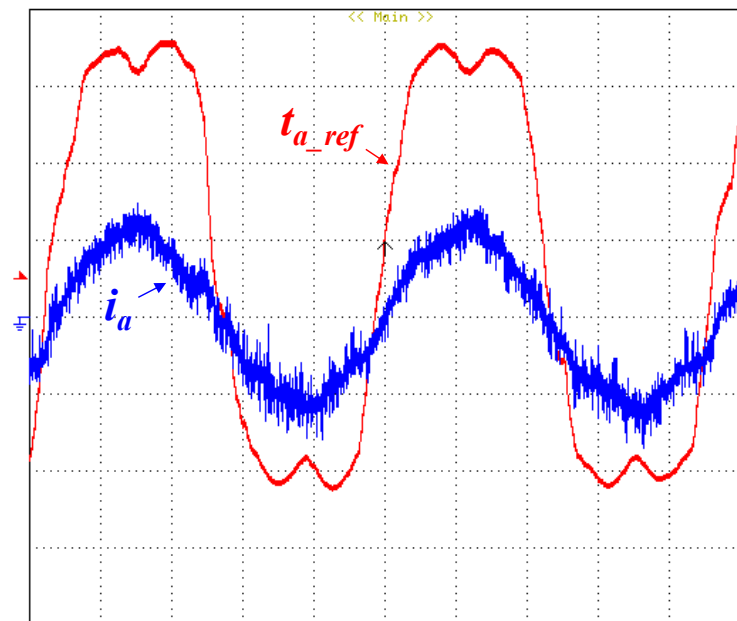


Figura 6.23 - Sinal de referência e corrente da fase a quando a máquina elétrica aciona uma carga mecânica de 45 Nm (Tensão: 2 V/div; Corrente: 20 A/div; Tempo: 10 ms/div).

Não foi possível aplicar mais carga mecânica à máquina elétrica devido aos limites da bancada de ensaios, apenas é possível aplicar binários resistentes até 45 Nm.

6.6 Sistema de Carregamento

Neste item são apresentados os resultados experimentais obtidos para o sistema de carregamento das baterias, lento e rápido. Os ensaios foram realizados para uma tensão simples com valor eficaz de 50 V. Essa tensão é obtida a partir de três transformadores monofásicos de 11 kVA (Figura 6.24),

cada um. Ao ligar os transformadores à rede elétrica verificou-se uma corrente de *inrush* elevada. Neste sentido procedeu-se à implementação do circuito limitador de corrente da Figura 6.25. O uso dos transformadores possibilitou reduzir o valor eficaz da tensão da rede e, por outro lado, permitiu trabalhar de forma isolada da rede elétrica.

Como referido anteriormente, o sistema de carregamento é composto por um conversor CA-CC e um conversor CC-CC. Os resultados apresentados a seguir referem-se apenas ao conversor CA-CC, que neste caso funciona como retificador ativo. O Conversor CC-CC não foi implementado, embora se tenha realizado o estudo e simulação do mesmo. Em ambos os carregamentos, lento e rápido, apenas é utilizado um conversor de potência trifásico.

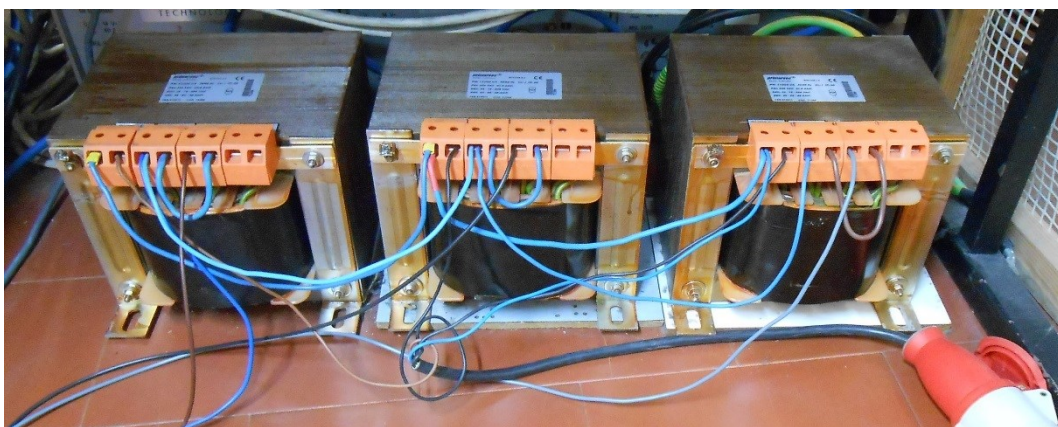


Figura 6.24 - Transformadores monofásicos de 11 kVA usados na obtenção dos resultados experimentais do sistema de carregamento.

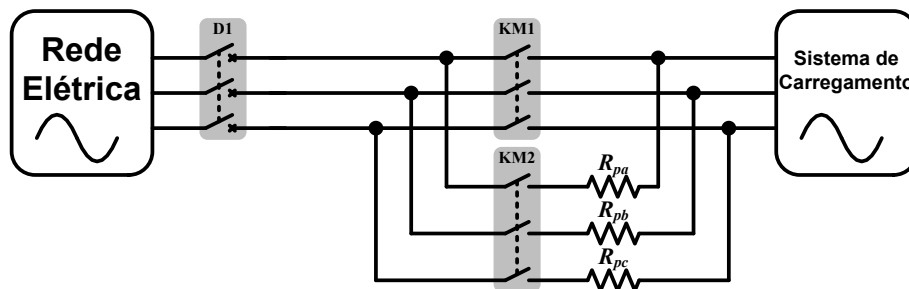


Figura 6.25 - Esquema elétrico do circuito limitador de corrente implementado para o *inrush* inicial dos transformadores.

6.6.1 Modo de Carregamento Lento das Baterias

Como referido anteriormente é necessário a existência de um algoritmo de controlo que detete a fase da rede elétrica. Assim, os primeiros resultados obtidos são os da malha de captura de fase. A Figura 6.26 apresenta as formas de onda da tensão simples (v_a), o sinal de saída da malha de captura de fase (PLL) e a evolução do ângulo ωt . Como é possível observar na Figura 6.26 (a) o processo de sincronização com a rede elétrica demora cerca de 4 ciclos da rede. Esta sincronização não necessita de ser mais rápida, uma vez que este processo ocorre em paralelo com outros, por exemplo a pré-

carga do barramento CC. Através da Figura 6.26 (b) é possível visualizar que a PLL está em fase com a tensão da rede, mesmo com alguma distorção existente na tensão da rede elétrica. De salientar que as formas de onda apresentadas foram obtidas através das saídas do conversor digital analógico, uma vez que no modo de carregamento não é necessário ter acesso à informação da posição do rotor da máquina elétrica.

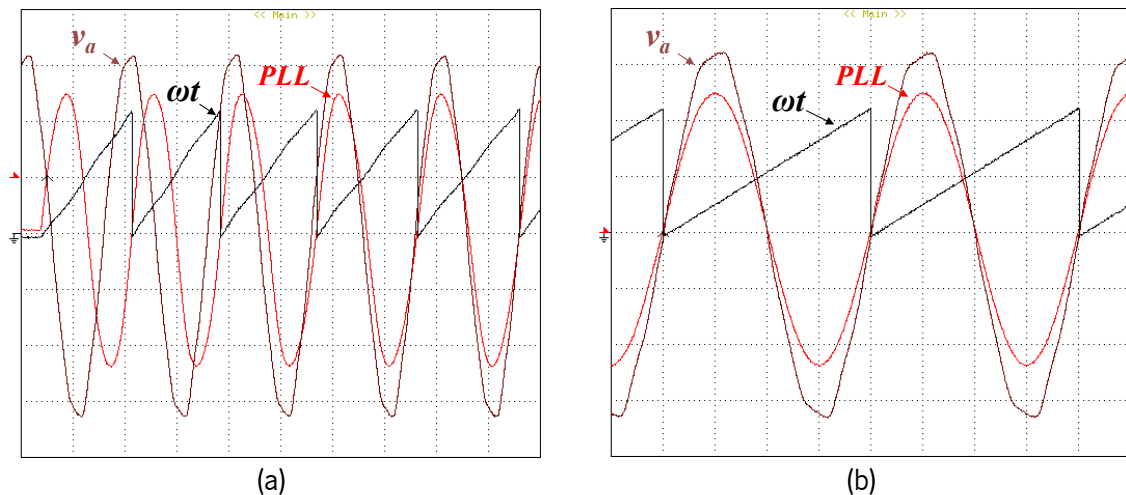


Figura 6.26 - Formas de onda do processo de sincronização com a rede elétrica no modo de carregamento lento das baterias: (a) Regime transitório (Tensão: 1 V/div; Tempo: 10 ms/div); (b) Regime permanente (Tempo: 5 ms/div).

Depois do processo de sincronismo com a rede elétrica estar validado, são obtidos os resultados experimentais para o sistema de carregamento lento das baterias. Visto que o barramento CC contém condensadores, e quando o veículo for conectado à rede elétrica os mesmos podem estar descarregados, é necessário fazer a pré-carga do barramento CC. Na Figura 6.27 é apresentada a pré-carga da tensão do barramento CC (v_{CC}) e a entrada em funcionamento do conversor de potência trifásico. Relembre-se que nesta situação apenas são controlados dois braços do mesmo, estando o terceiro desligado. No instante t_0 é iniciada a pré-carga do barramento CC até que a tensão chegue a 10 V, instante t_1 . A partir deste instante é dada a entrada em funcionamento do sistema de controlo.

Durante as simulações do sistema de carregamento chegou-se à conclusão que o valor da indutância dos enrolamentos da máquina elétrica é baixa. A Figura 6.28 apresenta a corrente (i_a), a corrente de referência (i_{a_ref}) e a tensão do barramento CC (v_{CC}) para o sistema a funcionar só com a indutância dos enrolamentos da máquina elétrica, ou seja, sem indutância extra de acoplamento à rede elétrica.

Na Figura 6.29 é possível visualizar a corrente (i_a), a corrente de referência (i_{a_ref}) e a tensão do barramento CC (v_{CC}) quando o sistema está a funcionar com uma indutância extra de acoplamento à rede. Os resultados apresentados são para uma tensão de referência do barramento CC de 100 V. Pode-se observar que a corrente absorvida da rede elétrica segue a corrente de referência, contudo ainda apresenta algum conteúdo harmónico. As características e o espectro harmónico da corrente

no modo de carregamento lento das baterias são apresentadas na Figura 6.30. A corrente apresenta um THD de 5,68% e uma corrente com valor eficaz de 4,5 A.

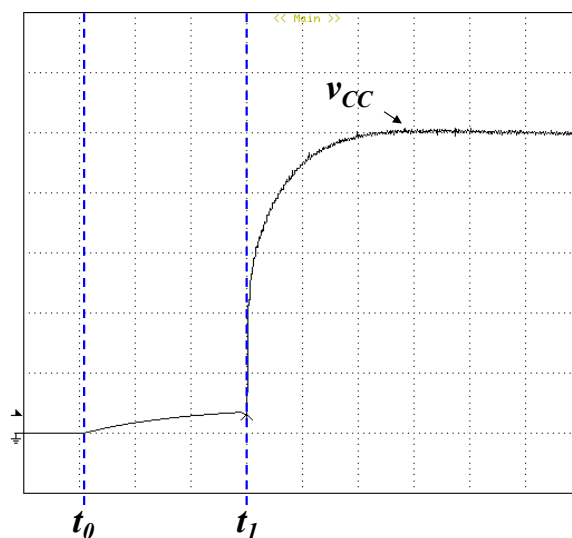


Figura 6.27 - Tensão do barramento CC no modo de carregamento lento das baterias (Tensão: 20 V/div; Tempo: 200 ms/div).

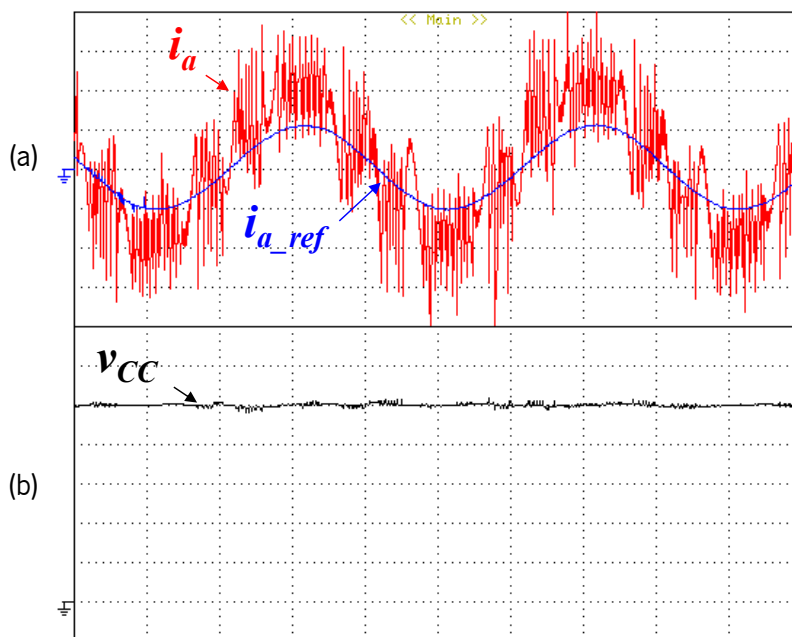


Figura 6.28 - Resultados experimentais obtidos durante o carregamento lento das baterias, sem indutância extra de acoplamento à rede elétrica: (a) Corrente e corrente de referência; (b) Tensão do barramento CC (Corrente: 2 A/div; Tensão: 20 V/div; Tempo: 5 ms/div).

A Figura 6.31 apresenta a tensão da rede elétrica (v_a), a corrente (i_a) e a respetiva referência (i_{a_ref}) para o modo de operação V2G. Os resultados são obtidos com a tensão do barramento CC de 100 V. Pode-se observar que a corrente fornecida à rede elétrica segue a referência de corrente, que neste modo de operação está 180° desfasada da tensão da rede elétrica. As características e o espectro harmónico da corrente fornecida à rede elétrica são apresentadas na Figura 6.32. A corrente apresenta um THD de 6,43% e uma corrente com valor eficaz de 1,96 A.

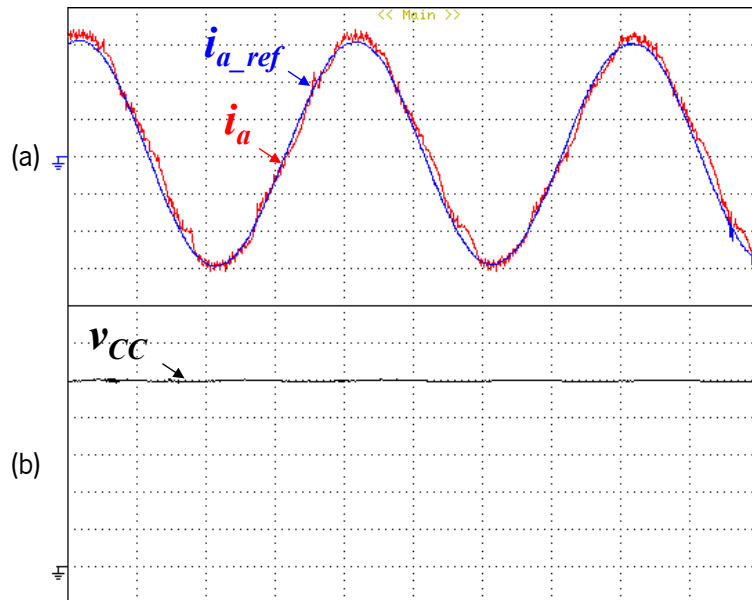


Figura 6.29 - Resultados experimentais obtidos durante o carregamento lento das baterias: (a) Corrente e sua referência; (b) Tensão do barramento CC (Corrente: 2 A/div; Tensão: 20 V/div; Tempo: 5 ms/div).

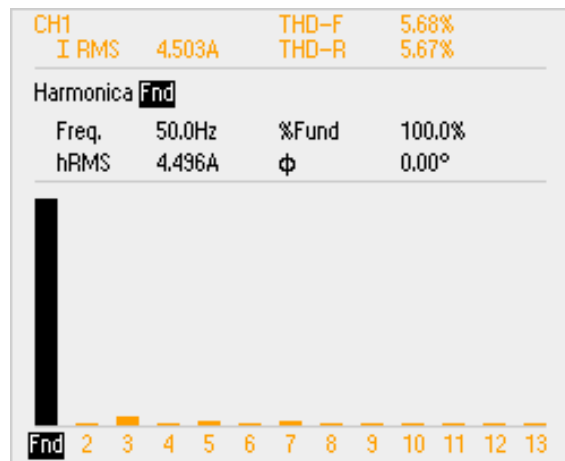


Figura 6.30 - Espectro harmónico da corrente de entrada no modo de carregamento lento das baterias.

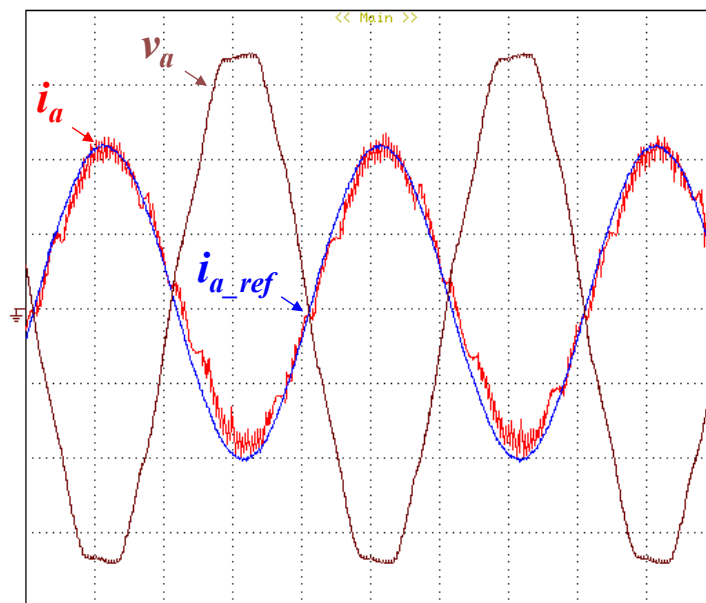


Figura 6.31 - Resultados experimentais obtidos para o modo de operação V2G (Corrente: 2 A/div; Tensão: 20 V/div; Tempo: 5 ms/div).

6.6.2 Modo de Carregamento Rápido das Baterias

Semelhante ao carregamento lento das baterias é necessário fazer a pré-carga da tensão do barramento CC (Figura 6.33). No instante t_0 é iniciada a pré-carga do barramento CC até que a tensão chegue a 90 V, instante t_1 . A partir deste instante entra em funcionamento o sistema de controlo. A tensão de referência (v_{CC_ref}) do barramento CC é seleccionada para 150 V. É possível observar que a tensão final de pré-carga é superior à do carregamento lento, uma vez que o barramento CC é carregado a partir da tensão composta ao contrário do carregamento lento que é a partir da tensão simples.

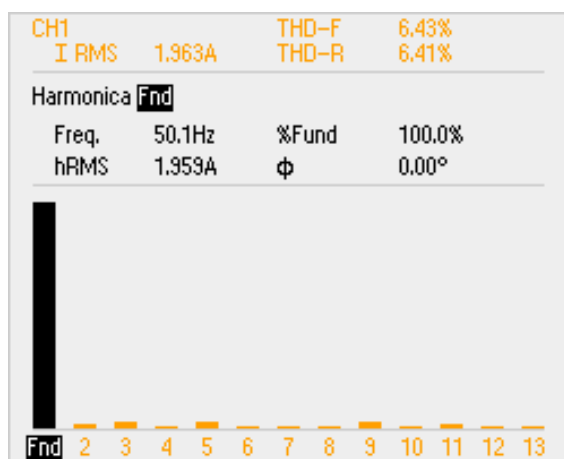


Figura 6.32 - Espectro harmónico da corrente no modo de operação V2G.

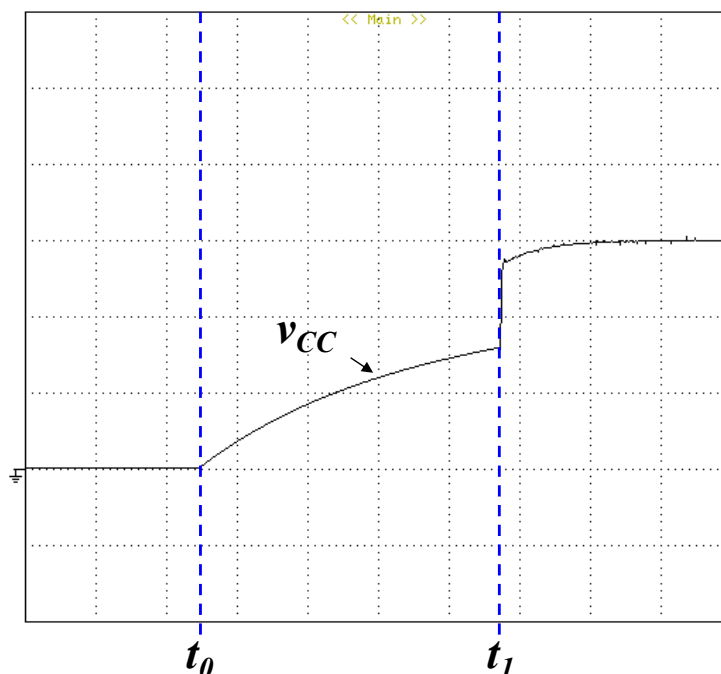


Figura 6.33 - Tensão do barramento CC no modo de carregamento rápido das baterias (Tensão: 50 V/div; Tempo: 50 ms/div).

A Figura 6.34 (a) apresenta a potência ativa (P), a potência reativa (Q) e as respetivas referências (P_{ref} , Q_{ref}), no modo de carregamento rápido. As formas de onda da tensão (v_a , v_b e v_c) e da corrente

(i_a , i_b e i_c) obtidas em cada fase no modo de carregamento rápido das baterias são apresentadas na Figura 6.34 (b). Os resultados foram obtidos para uma potência ativa de 300 W e uma potência reativa nula.

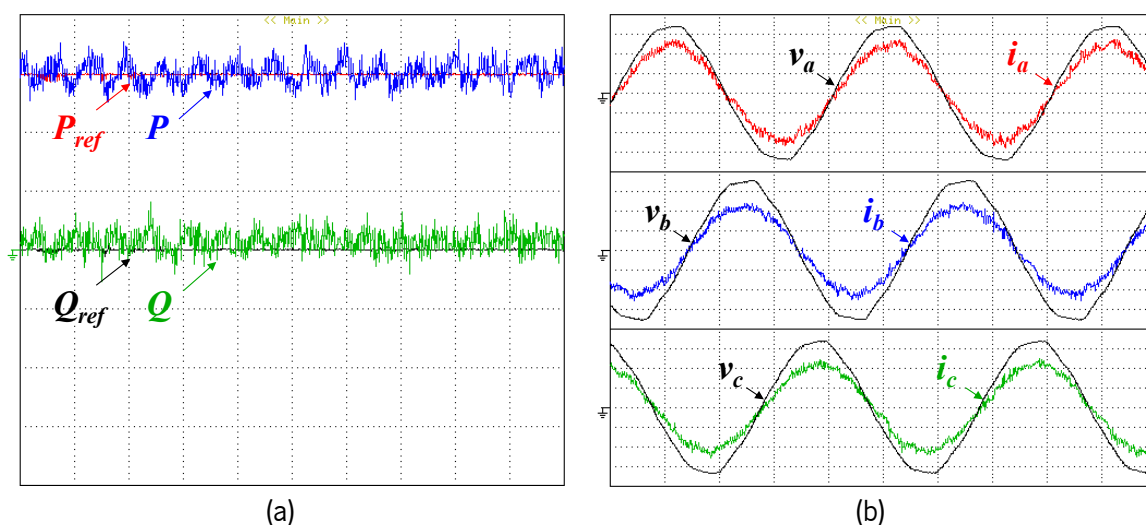


Figura 6.34 - Resultados experimentais durante o modo de carregamento rápido das baterias: (a) Potência ativa e reativa, e respectivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div).

As características e o espectro harmônico da corrente em cada fase no modo de carregamento rápido das baterias são apresentadas na Figura 6.35. A corrente na fase a apresenta um THD de 11,1% e uma corrente com valor eficaz de 3,52 A, na fase b a corrente apresenta um THD de 10,4% e uma corrente com valor eficaz de 3,24 A, enquanto que na fase c a corrente apresenta um THD de 11,1% e uma corrente com valor eficaz de 3,24 A.

Como referido anteriormente no modo de carregamento rápido das baterias é possível absorver potência reativa indutiva ou capacitiva da rede elétrica. Seguidamente são apresentados os resultados experimentais obtidos para o carregamento rápido das baterias com consumo de potência reativa indutiva ou capacitiva da rede elétrica.

A Figura 6.36 (a) apresenta a potência ativa, a potência reativa e as respetivas referências, no modo de carregamento rápido das baterias com consumo de potência reativa indutiva da rede elétrica. As formas de onda da tensão e da corrente obtidas em cada fase no modo de carregamento rápido das baterias com consumo de potência reativa indutiva da rede elétrica são apresentadas na Figura 6.36 (b). Os resultados foram obtidos para uma potência ativa de 300 W e uma potência reativa de 200 VAR (potência reativa indutiva).

A Figura 6.37 (a) apresenta a potência ativa, a potência reativa e as respetivas referências, no modo de carregamento rápido das baterias com consumo de potência reativa capacitiva da rede elétrica. As

formas de onda da tensão e da corrente obtidas em cada fase no modo de carregamento rápido das baterias com consumo de potência reativa capacitiva da rede elétrica são apresentadas na Figura 6.37 (b). Os resultados foram obtidos para uma potência ativa de 300 W e uma potência reativa de -200 VAR (potência reativa capacitiva).

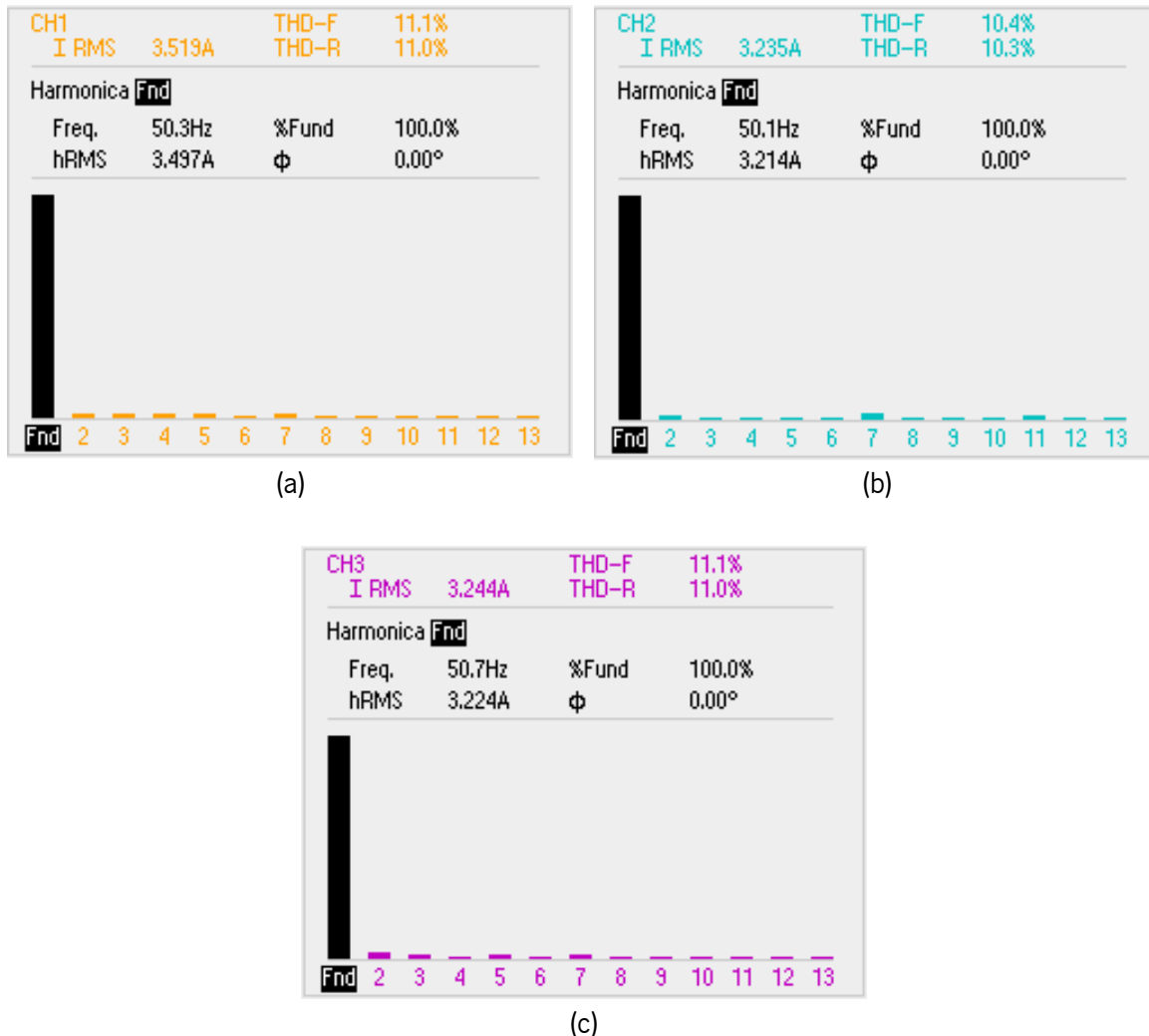


Figura 6.35 - Espectro harmônico da corrente de entrada em cada fase no modo de carregamento rápido das baterias: (a) Fase a; (b) Fase b; (c) Fase c.

A Figura 6.38 (a) apresenta a potência ativa, a potência reativa e as respectivas referências, no modo de operação V2G. As formas de onda da tensão e da corrente obtidas em cada fase no modo de operação V2G são apresentadas na Figura 6.38 (b). Pode-se observar que a corrente fornecida à rede elétrica está em oposição de fase com a tensão da rede elétrica. Os resultados foram obtidos com a tensão do barramento CC de 150 V, e para uma potência ativa de -300 W e uma potência reativa nula.

A Figura 6.39 (a) apresenta a potência ativa, a potência reativa e as respectivas referências, no modo de operação V2G com injeção de potência reativa indutiva para a rede elétrica. As formas de onda da tensão e da corrente obtidas em cada fase no modo de operação V2G com injeção de potência reativa

indutiva para a rede elétrica são apresentadas na Figura 6.39 (b). Os resultados foram obtidos para uma potência ativa de -300 W e uma potência reativa de 200 VAR.

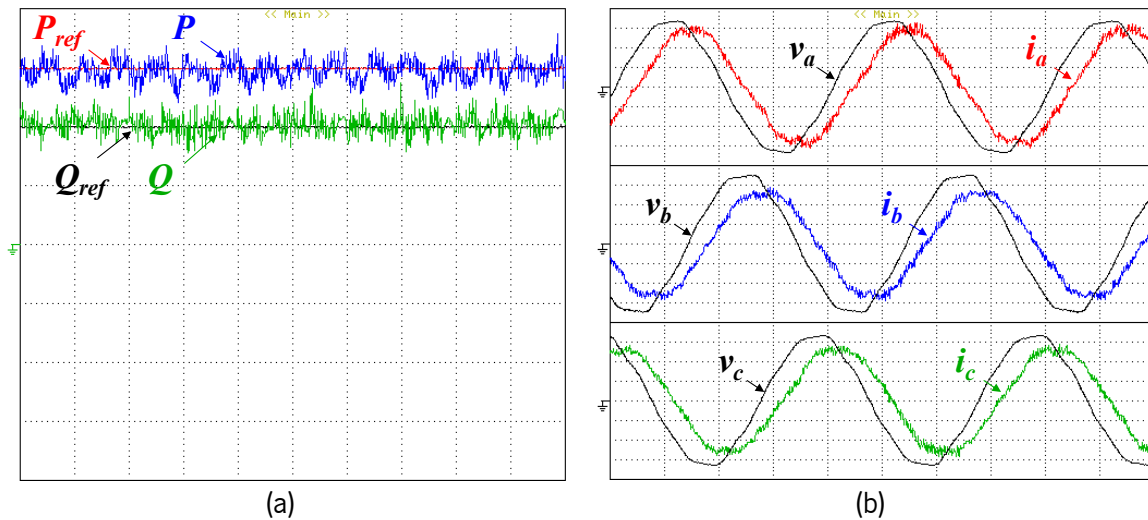


Figura 6.36 - Resultados experimentais durante o modo de carregamento rápido das baterias com consumo de potência reativa indutiva da rede elétrica: (a) Potência ativa e reativa, e respectivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div).

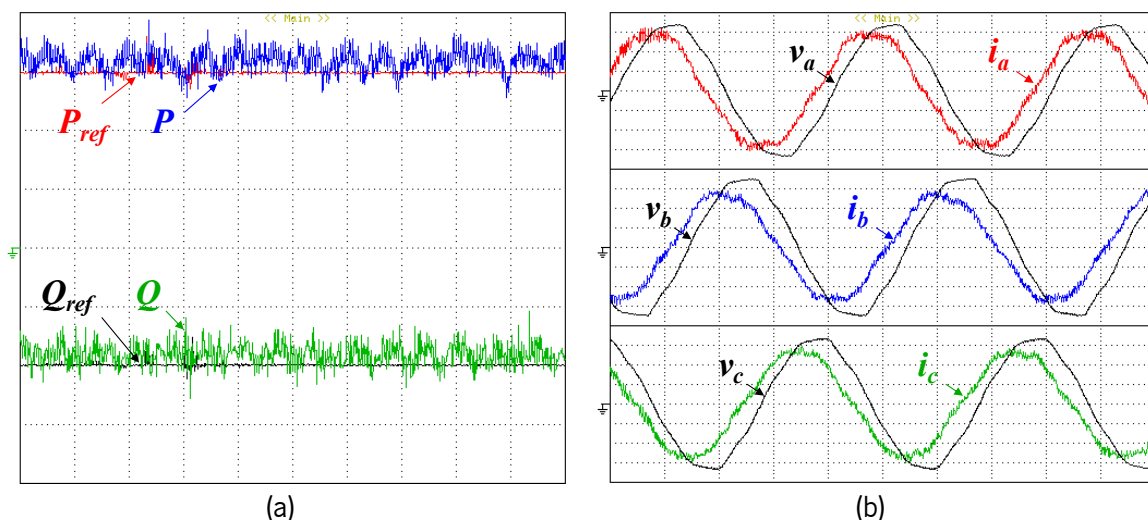


Figura 6.37 - Resultados experimentais durante o modo de carregamento rápido das baterias com consumo de potência reativa capacitiva da rede elétrica: (a) Potência ativa e reativa, e respectivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div).

A Figura 6.40 (a) apresenta a potência ativa, a potência reativa e as respectivas referências, no modo de operação V2G com injeção de potência reativa capacitiva para a rede elétrica. As formas de onda da tensão e da corrente obtidas em cada fase no modo de operação V2G com injeção de potência reativa capacitiva para a rede elétrica são apresentadas na Figura 6.40 (b). Os resultados foram obtidos para uma potência ativa de -300 W e uma potência reativa de -200 VAR.

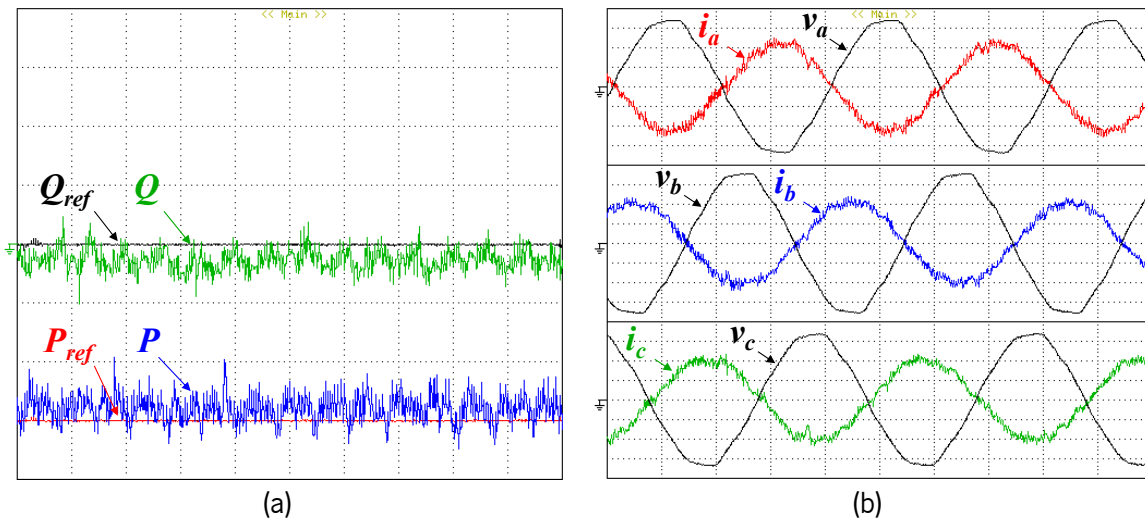


Figura 6.38 - Resultados experimentais durante o modo de operação V2G: (a) Potência ativa e reativa, e respetivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div).

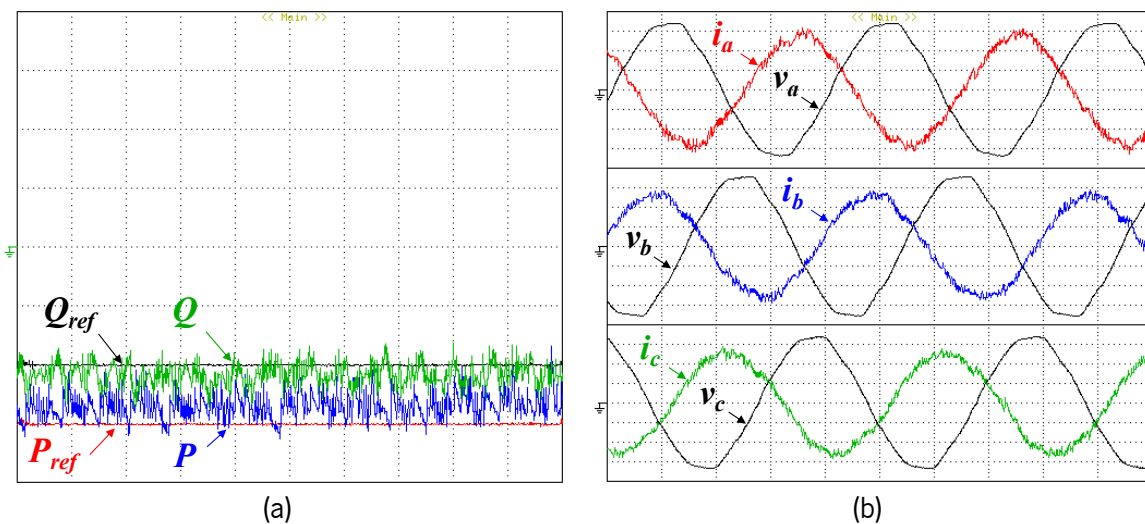


Figura 6.39 - Resultados experimentais durante o modo de operação V2G com injeção de potência reativa indutiva para a rede elétrica: (a) Potência ativa e reativa, e respetivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div).

6.7 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos com o conversor de potência unificado implementado.

Em primeiro lugar foram apresentados os ensaios realizados à máquina elétrica depois de terem sido feitas alterações nas ligações internas dos enrolamentos. Os ensaios foram realizados com o auxílio de um motor de indução para fazer o acionamento da máquina elétrica. Verificou-se que os ensaios permitiram corrigir alguns erros cometidos durante a modificação das ligações internas dos enrolamentos e ajustar o desfasamento inicialmente existente entre os dois estatores.

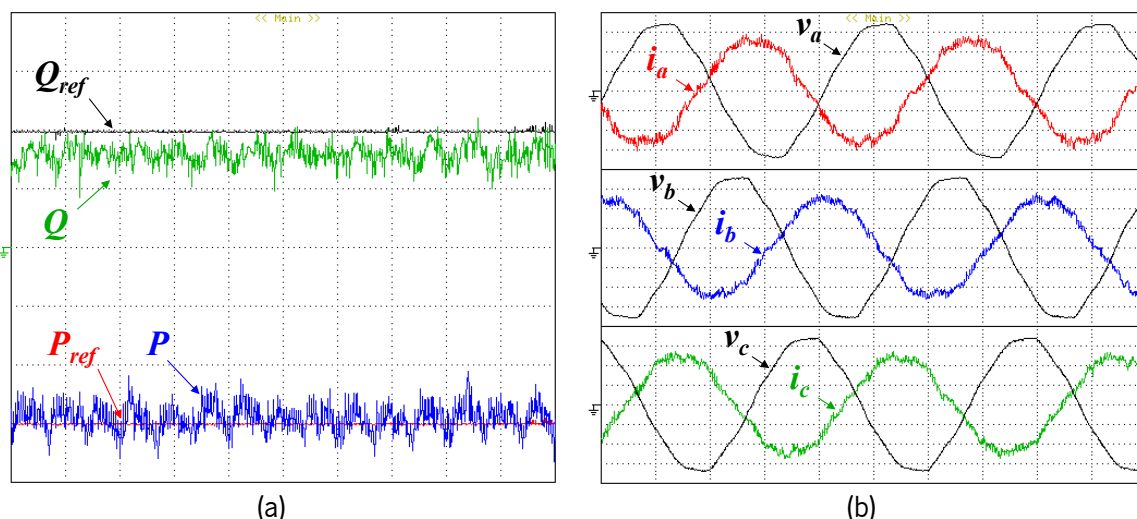


Figura 6.40 - Resultados experimentais durante o modo de operação V2G com injeção de potência reativa capacitiva para a rede elétrica: (a) Potência ativa e reativa, e respectivas referências (Potência ativa: 100 W/div; Potência reativa: 100 VAR/div); (b) Tensão e corrente em cada fase (Tensão: 20 V/div; Corrente: 2 A/div; Tempo: 5 ms/div).

Seguidamente foram testados os sensores usados na realimentação do sistema de controlo implementado. O ensaio realizado ao sensor de posição do rotor permitiu fazer a calibração do zero do sensor e adequar o sentido de rotação. Foi verificado o correto funcionamento dos sensores de tensão e corrente assim como a análise da linearidade dos valores obtidos.

Dos ensaios realizados aos conversores de potência implementados, verificou-se que a frequência de comutação estava nos valores pretendidos, 40 kHz, assim como o tempo morto de 2,5 μ s existente entre os semicondutores totalmente controláveis do mesmo braço. Por fim os conversores de potência mostraram um bom funcionamento ao acionarem uma carga resistiva.

Os resultados experimentais obtidos para o sistema de tração foram apresentados para a máquina elétrica a operar com diferentes valores de carga mecânica aplicada ao veio. Para uma carga mecânica de 9 Nm a velocidade de rotação é de 500 rpm, as tensões simples e correntes apresentam valores eficazes de 27 V e 12,2 A, respetivamente. Para uma carga mecânica de 45 Nm a velocidade de rotação da máquina elétrica baixa para as 310 rpm, as tensões simples e as correntes fornecidas à máquina elétrica apresentam valores eficazes de 18 V e 38,7 A, respetivamente. Como era de esperar quanto maior for o valor da carga mecânica maior será a corrente consumida pela máquina elétrica. O valor da tensão eficaz baixou ao aumentar porque a velocidade de rotação também baixou, por outro lado a tensão do barramento CC era de 150 V, metade do seu valor nominal de funcionamento. Os resultados experimentais obtidos para o sistema de tração não superaram os 45 Nm, devido a este ser o limite de binário da bancada de testes.

Por fim foram apresentados os resultados referentes ao sistema de carregamento das baterias, lento e rápido. Os resultados obtidos no processo de sincronismo com a rede elétrica mostraram o bom

funcionamento da malha de captura de fase (PLL) mesmo com algumas distorções da tensão da rede elétrica. No carregamento lento, modo G2V (*Grid-to-Vehicle*), foi verificado que a indutância dos enrolamentos da máquina elétrica apresenta valor baixo para ser usada como filtro de corrente, obtendo-se correntes com elevadas taxas de distorção harmônica.

O carregamento lento das baterias é realizado através de uma conexão monofásica entre o veículo e a rede elétrica. No modo G2V a corrente consumida da rede elétrica apresenta um valor de THD (*Total Harmonic Distortion*) de 5,68% e um valor eficaz de 4,5 A, o que perfaz um valor de potência ativa de 225 W e uma potência reativa nula. No modo V2G (*Vehicle-to-Grid*) a corrente fornecida à rede elétrica apresenta um valor eficaz de 1,96 A e um THD de 6,43%, fornecendo uma potência ativa à rede elétrica de valor 100 W e uma potência reativa nula. Estes valores foram obtidos com uma tensão simples da rede elétrica com valor eficaz de 50 V e uma tensão do barramento CC com valor médio de 100 V, em ambos os modos de funcionamento, G2V e V2G.

O carregamento rápido das baterias é realizado através de uma conexão trifásica entre o veículo e a rede elétrica. No modo G2V a corrente apresenta um valor de THD próximo dos 11% e um valor eficaz de 3 A, para uma potência ativa de 300 W e uma potência reativa nula. Neste modo de carregamento também foram obtidos resultados experimentais para a compensação da potência reativa indutiva e capacitiva de 200 VAR. No modo V2G a potência ativa fornecida à rede elétrica foi de 300 W e uma potência reativa nula, apresentando uma corrente com valor eficaz de 2,5 A em cada fase. Neste modo também foram obtidos resultados para a compensação da potência reativa indutiva e capacitiva de 200 VAR.

Durante o modo de carregamento, lento e rápido, não foram verificadas quaisquer vibrações do rotor. Contudo é necessário ter em mente que os resultados obtidos não foram realizados à potência nominal.

De salientar que os resultados experimentais foram obtidos com indutâncias extras, entre a rede elétrica e o conversor de potência, e um único conversor de potência e não com os dois conversores de potência implementados. Assim, os resultados obtidos são para a associação dos enrolamentos da máquina elétrica em série, com uma ligação final em estrela.

Capítulo 7

Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

7.1 Introdução

A introdução dos veículos elétricos no mercado trás consigo novas oportunidades, nomeadamente a sua integração nos sistemas elétricos como elemento estabilizador, e que pode ainda conduzir ao aumento da eficiência energética desses sistemas.

Um olhar atento aos conversores de potência atualmente existentes nos veículos elétricos permite verificar que existem grandes semelhanças entre o conversor de potência que aciona a máquina elétrica e o conversor de potência do sistema de carregamento das baterias. Além disso, constata-se que estes sistemas nunca funcionam simultaneamente, pelo que têm sido estudadas e propostas por diversos autores inúmeras topologias e técnicas de controlo que visam unificar ambos os conversores de potência num único conversor, procurando dessa forma reduzir o volume, o peso e o custo total do sistema.

Assim, o foco desta tese de doutoramento consistiu no estudo e implementação de um conversor bidirecional unificado para os sistemas de tração e de carregamento de baterias em veículos elétricos.

7.2 Conclusões Gerais

No Capítulo 1 foi apresentado o tema desta tese de doutoramento através do enquadramento e de uma breve abordagem aos conceitos relacionados com os veículos elétricos. Foram apresentadas de seguida as motivações e as contribuições mais relevantes desta tese de doutoramento. Por fim foi apresentada a organização dos capítulos ao longo desta tese de doutoramento.

Ao longo do Capítulo 2 foram apresentados os conversores de potência atualmente mais usados para os sistemas de carregamento de baterias e de tração em veículos elétricos, tanto na área da investigação académica como na indústria.

Foram apresentadas algumas topologias de conversores de potência unificados. A diversidade de topologias é enorme, existindo soluções baseadas nas máquinas elétricas com duplos enrolamentos, com conversores de tensão, com conversores de corrente, com e sem isolamento galvânico. A maioria

das topologias descritas usa os enrolamentos da máquina elétrica como bobinas de acoplamento à rede elétrica, durante o processo de carregamento.

Esta unificação só é possível porque durante o modo de carregamento de baterias o sistema de tração não se encontra em funcionamento, e no modo de tração o sistema de carregamento das baterias encontra-se desligado. A utilização de um único conversor de potência permite reduzir o volume, o peso e os custos associados aos dois conversores de potência que existem atualmente nos veículos elétricos, e simultaneamente melhorar e aumentar as suas funcionalidades.

No Capítulo 3 foram apresentadas as principais topologias de máquinas de fluxo axial, com ênfase na topologia e modelo matemático da máquina elétrica escolhida (*HPM-20KW* da *Golden Motors*). Esta consiste numa máquina de fluxo axial de corrente contínua sem escovas com ímãs permanentes (*brushless DC motor*). A escolha recaiu sobre esta máquina elétrica porque possui dois estatores e permite ter acesso a todos os terminais dos seus enrolamentos.

Dos algoritmos de controlo apresentados para o sistema de tração a escolha recaiu sobre o controlo por orientação de campo (*FOC - Field Oriented Control*). Este controlo apresenta as vantagens da baixa ondulação no binário e da frequência de comutação fixa. Na modulação por vetores espaciais a tensão aplicada à carga é cerca de 15% maior, apresentando menor distorção harmónica quando comparada com a Modulação por Largura de Impulso (MLI). O número de comutações dos semicondutores totalmente controláveis é aproximadamente 30% menor do que na MLI, traduzindo-se numa eficiência maior.

Posteriormente foram apresentados os algoritmos de controlo para o conversor CC-CC bidirecional. O conversor CC-CC funciona como elevador da tensão durante o modo de tração da máquina elétrica e quando é necessário devolver parte da energia armazenada nas baterias à rede elétrica. Por outro lado, funciona como abaixador de tensão durante o carregamento lento ou rápido das baterias a partir da rede elétrica, ou durante as travagens regenerativas.

O Capítulo 4 foi iniciado com os métodos usados na obtenção dos parâmetros necessários para a implementação dos modelos de simulação em *PSIM*. Assim, foi apresentado e descrito o modelo da bateria utilizado nas simulações. Em seguida foi descrita a obtenção dos parâmetros da máquina elétrica de acordo com as necessidades para o modelo da máquina elétrica do software de simulação.

As simulações do controlo do conversor CC-CC foram divididas em duas: funcionamento como conversor elevador de tensão; e funcionamento como conversor abaixador de tensão. O modo elevador de tensão é usado no modo de tração para adequar a tensão das baterias à tensão do barramento

CC. O modo abaixador de tensão é usado durante o carregamento das baterias, quer seja lento ou rápido, e quando é necessário armazenar a energia proveniente das travagens.

Os resultados do algoritmo de controlo que aciona a máquina elétrica foram apresentados para o funcionamento da máquina elétrica a operar com carga mecânica acoplada ao veio. Dos resultados obtidos verificou-se que o binário produzido pela máquina elétrica é diretamente proporcional à variável de controlo i_q e às correntes absorvidas pela máquina elétrica.

No carregamento lento das baterias foram apresentados resultados para o modo G2V (*Grid-to-Vehicle*) e V2G (*Vehicle-to-Grid*). Em ambos os modos o algoritmo de controlo mostrou um bom funcionamento, sendo possível observar que a corrente absorvida da rede elétrica é sinusoidal e está em fase com a tensão no modo G2V. No carregamento rápido das baterias foi mostrado que é possível fazer a compensação de potência reativa a partir do algoritmo de controlo implementado, sendo também verificado que as correntes consumidas são sinusoidais e estão em fase com as respetivas tensões.

O Capítulo 5 é iniciado com a necessidade de alterar as ligações internas da máquina elétrica. As modificações foram realizadas de modo a se obter o acesso a todos os terminais dos seus enrolamentos. Durante o processo de montagem houve a necessidade de ajustar os estatores para que as tensões produzidas por ambos não possuam desfasamento.

Na implementação do sistema unificado proposto nesta tese existiu a necessidade de desenvolver todo o hardware de potência, incluindo o projeto, desenvolvimento e montagem das placas de circuito impresso mencionadas. O sistema de acionamento apresentado é composto pelo conversor CC-CC bidirecional e pelos dois conversores de potência que acionam a máquina elétrica, circuitos de ataque, proteção das portas dos semicondutores de potência, condensadores e proteção do barramento CC, e pelas baterias. O sistema de controlo apresentado é composto pelo microcontrolador, pelos sensores, pelo conversor digital-analógico, pelos circuitos de condicionamento de sinal, pela placa de comando e pela placa de relés.

Os dois conversores de potência que acionam a máquina elétrica foram projetados para uma potência nominal de 30 kW cada um. A máquina elétrica possui uma potência nominal de 50 kW, um binário nominal de 80 Nm e uma velocidade nominal de 6000 rpm. A máquina elétrica é de refrigeração líquida, assim como o dissipador utilizado nos conversores de potência. Ambos os conversores de potência podem produzir correntes e tensões com valores eficazes de até 120 A e 150 V, respetivamente. Durante o modo de tração o barramento CC possui um valor médio de 300 V.

Quando as baterias do veículo estão a ser carregadas de forma lenta o mesmo encontra-se conectado à rede elétrica através de uma ligação monofásica. Cada conversor de potência CA-CC apresenta uma corrente máxima absorvida, modo G2V, com valor eficaz de 8 A, perfazendo uma potência ativa total de 3,5 kW. No modo V2G, o veículo pode fornecer uma corrente com valor eficaz de até 8 A em cada conversor de potência. Em ambos os modos de funcionamento, G2V e V2G, foi considerada uma potência reativa nula e a tensão do barramento CC apresenta valor médio de 350 V.

O carregamento rápido das baterias é realizado a partir de uma conexão trifásica com a rede elétrica. No modo G2V a corrente máxima absorvida da rede elétrica apresenta um valor eficaz de 30 A em cada conversor de potência CA-CC. No total a potência ativa fornecida pela rede elétrica ao veículo é de 40 kW. O modo V2G apresenta uma corrente fornecida à rede elétrica com valor eficaz de até 30 A em cada conversor de potência, perfazendo uma potência ativa máxima fornecida à rede elétrica de 40 kW. No carregamento rápido é possível absorver ou fornecer potência reativa, indutiva ou capacitiva, à rede elétrica com valor de até 10 kW. Em ambos os modos, G2V ou V2G, a tensão do barramento CC apresenta um valor médio de 600 V.

Os valores médios de tensão apresentados para o barramento CC podem sofrer alterações de valor, uma vez que foram estipulados para os valores nominais da tensão eficaz da rede elétrica. O barramento CC admite tensões de funcionamento com valor médio de até 800 V, e uma tensão de pico com valor de 1200 V.

Uma vez que a tensão das baterias é inferior aos valores de tensão do barramento CC nos diferentes modos de operação, tração e carregamento lento ou rápido das baterias, é necessário a utilização de um conversor CC-CC bidirecional. Este conversor funciona como elevador de tensão no modo de tração e quando é necessário devolver parte da energia armazenada nas baterias à rede elétrica, V2G. Durante o carregamento das baterias (G2V), lento ou rápido, e nas travagens regenerativas o conversor CC-CC funciona como abaixador de tensão. Devido à falta de tempo o conversor CC-CC bidirecional não foi implementado no âmbito desta tese de doutoramento.

No Capítulo 6 foram apresentados os ensaios realizados à máquina elétrica depois de terem sido feitas alterações nas ligações internas dos enrolamentos. Os ensaios foram realizados com o auxílio de um motor de indução para fazer o acionamento da máquina elétrica. Verificou-se que os ensaios permitiram corrigir alguns erros cometidos durante a ligação interna dos enrolamentos e ajustar o desfasamento inicialmente existente entre os dois estatores.

Foram realizados testes aos sensores usados na realimentação do sistema de controlo implementado. Procedeu-se à calibração do sensor de posição adicionado ao rotor da máquina elétrica, bem como à calibração e análise da linearidade dos valores obtidos a partir dos sensores de tensão e de corrente.

Os resultados experimentais obtidos para o sistema de tração foram apresentados para a máquina elétrica a operar com diferentes valores de carga mecânica aplicada ao veio. Para uma carga mecânica de 45 Nm as correntes e as tensões simples fornecidas à máquina elétrica apresentam valores eficazes de 38,7 A e 18 V, respetivamente. É de salientar que não foi possível testar a máquina elétrica com o seu valor de binário nominal, 80 Nm, devido ao limite da bancada de ensaios. Dessa forma os resultados experimentais foram obtidos para um valor de binário máximo de 45 Nm, e uma tensão do barramento CC com valor médio de 150 V.

Como referido anteriormente no carregamento lento o veículo elétrico é ligado à rede elétrica através de uma conexão monofásica. No modo G2V foi verificado que quando não existem indutâncias extras de acoplamento à rede elétrica as correntes apresentam elevado nível de ondulação, o que se traduz em elevadas taxas de distorção harmónica. Este fenómeno deve-se ao facto de os enrolamentos da máquina elétrica possuírem baixo valor de indutância, sendo necessário adicionar uma indutância extra para que os resultados obtidos fossem satisfatórios.

Com a adição de indutâncias extras, durante o carregamento lento das baterias, G2V, a corrente fornecida pela rede elétrica apresenta um valor eficaz de 4,5 A e um valor de THD (*Total Harmonic Distortion*) de 5,68%, com um valor de potência ativa consumida à rede elétrica de 225 W e uma potência reativa nula. No modo V2G a corrente fornecida à rede elétrica apresenta um valor eficaz de 1,96 A e um THD de 6,43%, com um valor de potência ativa fornecida à rede elétrica de 100 W e uma potência reativa nula. Ambos os modos, G2V e V2G, foram obtidos para uma tensão simples da rede elétrica com valor eficaz de 50 V e uma tensão do barramento CC com valor médio de 100 V. Os valores de funcionamento apresentados são inferiores aos valores nominais, contudo verificou-se o correto funcionamento do sistema de controlo para os modos G2V e V2G.

O carregamento rápido das baterias é efetuado através de uma conexão trifásica entre o veículo e a rede elétrica. No modo G2V a corrente fornecida pela rede elétrica apresenta um valor eficaz de 3 A em cada fase e um valor de THD próximo dos 11%, para uma potência ativa de 300 W consumida à rede elétrica e uma potência reativa nula. Também foram obtidos resultados experimentais com a compensação da potência reativa indutiva ou capacitiva de 200 Var, para uma potência ativa de 300 W. No modo V2G a corrente apresenta um valor eficaz de 2,5 A em cada fase, uma potência ativa fornecida à rede elétrica de 300 W e uma potência reativa nula. Embora não seja usual fazer a

compensação da potência reativa no modo V2G, também foram obtidos resultados experimentais do sistema de controlo a realizar essa compensação. Os resultados foram obtidos para uma potência ativa fornecida à rede elétrica de 300 W e uma potência reativa indutiva ou capacitiva de 200 VAR.

Em ambos os modos, G2V e V2G, do carregamento rápido das baterias, a tensão do barramento CC tem o valor médio de 150 V e as tensões simples da rede elétrica o valor eficaz de 50 V para as 3 fases. Os resultados obtidos permitiram verificar o correto funcionamento do sistema de controlo implementado para os modos G2V e V2G do carregamento rápido das baterias.

Uma vez que os resultados dos ensaios realizados foram obtidos para valores de potência inferiores ao nominal, para cada modo de funcionamento, não foram realizados testes térmicos nem de eficiência aos conversores de potência desenvolvidos. Assim, também não foi possível observar efeitos de vibrações mecânicas do rotor que possam ocorrer durante o carregamento das baterias.

7.3 Sugestões de Trabalho Futuro

Os resultados apresentados ao longo da tese de doutoramento permitiram fazer a validação da nova topologia de conversor bidirecional unificado para sistema de tração e carregamento de baterias em veículos elétricos. Contudo ainda existe trabalho a ser realizado, ou melhorias a serem introduzidas, conforme descrito a seguir:

- Estudar e implementar técnicas de modulação que permitam o controlo simultâneo dos dois conversores de potência, uma vez que os resultados experimentais expostos foram obtidos com o controlo de um único conversor de potência trifásico.
- Realizar novos ensaios, aos sistemas de tração e carregamento de baterias, para diferentes condições de funcionamento.
- Dimensionar e construir a bobina do conversor CC-CC, assim como a implementação do conversor CC-CC descrito e simulado nesta tese de doutoramento.
- Alterar o valor da tensão média de proteção do barramento CC quando forem realizados os ensaios à potência nominal.
- Antes de serem realizados ensaios à potência nominal do sistema desenvolvido, é necessário desmontar a máquina elétrica e substituir as fivelas de plástico, que estão a manter juntas as espiras dos enrolamentos do estator, por cordel de bobinagem.

- Verificar se existem possíveis efeitos físicos que possam ocorrer durante o carregamento, lento ou rápido, das baterias à potência nominal.
- Desenvolver uma nova placa de circuito impresso, visto que muitos dos sistemas apresentados podem ser simplificados e reduzidos, de forma a tornar o sistema final implementado o mais compacto possível. No desenvolvimento da nova placa de circuito impresso deve ser adicionado o circuito de condicionamento de sinal para os sensores de temperatura atualmente existentes, os quais não foram considerados no protótipo implementado.
- Melhorar a interface gráfica com o utilizador e aperfeiçoar as tramas de comunicação atualmente existentes entre o microcontrolador e a interface gráfica desenvolvida. O protocolo de comunicação existente não possui controlo de erros nem de fluxo. Assim sendo, é necessário proceder à implementação de um controlo de erros e de fluxo entre os dispositivos.
- Verificar se é possível utilizar os sensores de efeito *hall* da máquina elétrica no controlo de tração atualmente implementado.
- Estudar algoritmos de controlo que não necessitem de obter fisicamente a posição do rotor da máquina elétrica.
- Colocar todo o sistema desenvolvido no interior de um quadro elétrico, de forma a ser possível testar o sistema com valores nominais de correntes e tensões em segurança.
- Pretende-se que a máquina elétrica e o sistema desenvolvido no âmbito desta tese de doutoramento sejam utilizados na conversão de um veículo com motor de combustão interna em veículo elétrico. Esta transformação irá permitir a realização de ensaios reais ao sistema desenvolvido em condições reais de utilização.
- Realizar estudos comparativos entre as soluções convencionais, com conversores independentes, e a solução proposta com conversor de potência unificado. Assim, será possível avaliar e comparar o desempenho, a eficiência, o custo, o peso e o volume ocupado por ambas soluções.
- Será ainda interessante adequar o controlo do sistema de tração de forma a ser possível implementar o sistema de ajuda em inclinação, ou seja, adequando nesta situação o controlo de binário atualmente existente para um controlo de velocidade. Este controlo também irá permitir implementar a função de *cruise control* do veículo elétrico.

Lista de Referências

- [1] W. R. Young, “Electric vehicles of yesterday carry us into tomorrow,” Conference Record Southcon, 1994, pp. 14–16, DOI: 10.1109/SOUTHCON.1994.498067.
- [2] “Electric Vehicles History Part III.” Disponível em: <http://www.electricvehiclesnews.com/History/historyearlyIII.htm>. Acedido a: 6 de outubro de 2016.
- [3] “Charles Franklin Kettering 1876-1958.” Disponível em: <http://www.nasonline.org/publications/biographical-memoirs/memoir-pdfs/kettering-charles.pdf>. Acedido a: 6 de outubro de 2016.
- [4] “Story of land speed record.” Disponível em: http://www.speedace.info/land_speed_record_story.htm. Acedido a: 6 de outubro de 2016.
- [5] G. O. Collantes and D. University of California, The California Zero-emission Vehicle Mandate: A Study of the Policy Process, 1990-2004. University of California, Davis, 2006, ISBN: 9780542898495.
- [6] J. Larminie and J. Lowry, Electric Vehicle Technology Explained. Wiley, 2004, ISBN: 9780470090695.
- [7] “General Motors Volt - successor to the EV1?” Disponível em: <http://www.friendoozle.com/article/2/general-motors-volt-successor-to-the-ev1/>. Acedido a: 20 de fevereiro de 2017.
- [8] “Tesla Motors.” Disponível em: <http://www.teslamotors.com/>. Acedido a: 8 de fevereiro de 2017.
- [9] J. Martins and F. Brito, Carros Elétricos. Publindustria, 2012, ISBN: 9789728692643.
- [10] C. C. Chan, “The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles,” Proceedings of the IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 704–718, 2007, ISSN: 0018-9219, DOI: 10.1109/JPROC.2007.892489.
- [11] “Nissan Leaf.” Disponível em: http://autoviva.sapo.pt/nissan_leaf/version/30665. Acedido a: 20 de fevereiro de 2017.
- [12] “Renault Zoe.” Disponível em: https://en.wikipedia.org/wiki/Renault_Zoe#cite_note-Zoe50K-7. Acedido a: 20 de fevereiro de 2017.
- [13] “Lightning GT.” Disponível em: <http://lightningcarcompany.co.uk/Lightning/home.html>. Acedido a: 8 de fevereiro de 2017.

- [14] I. Husain, *Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals*. CRC Press, 2003, ISBN: 9780203009390.
- [15] J. M. Miller, *Propulsion Systems for Hybrid Vehicles*. Institution of Engineering and Technology, 2004, ISBN: 9780863419157.
- [16] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design*, Second Edition. CRC Press, 2009, ISBN: 9781420054002.
- [17] K. T. Chau, C. C. Chan, and C. Liu, "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 6, pp. 2246–2257, 2008, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2008.918403.
- [18] M. Zeraouia, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo, "Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study," *IEEE Transactions on Vehicular technology*, vol. 55, no. 6, pp. 1756–1764, 2006, DOI: 10.1109/VPPC.2005.1554571.
- [19] A. Emadi, *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*. CRC Press, 2005, ISBN: 9781420028157.
- [20] M. Duvall, *Comparing the benefits and impacts of hybrid electric vehicle options*. 2002.
- [21] V. Monteiro, J. Ferreira, A. N. Meléndez, and J. L. Afonso, "Electric Vehicles On-Board Battery Charger for the Future Smart Grids," *Technological Innovation for the Internet of Things*, vol. 394, Camarinha-Matos, LuisM. and Tomic, Slavisa and Graça, Paula, Ed. Springer Berlin Heidelberg, 2013, pp. 351–358, DOI: 10.1007/978-3-642-37291-9_38.
- [22] V. Monteiro, H. Gonçalves, J. Ferreira, A. N. Meléndez, and J. Afonso, "Batteries Charging Systems for Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *New Advances in Vehicular Technology and Automotive Engineering*, Prof. Joao Carmo, Ed. 2012, DOI: 10.5772/45791.
- [23] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, 2013, ISSN: 0885-8993, DOI: 10.1109/TPEL.2012.2212917.
- [24] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, 2012, pp. 1–8, DOI: 10.1109/IEVC.2012.6183208.
- [25] V. Monteiro, J. C. Ferreira, G. Pinto, D. Pedrosa, and J. L. Afonso, "iV2G Charging Platform," *13th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems*, 2010, pp. 409–414, DOI: 10.1109/ITSC.2010.5625255.
- [26] J. G. Pinto, V. Monteiro, H. Goncalves, B. Exposto, D. Pedrosa, C. Couto, and J. L. Afonso, "Bidirectional battery charger with Grid-to-Vehicle, Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Home technologies," *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pp. 5934–5939, 2013, ISSN: 1553-572X, DOI: 10.1109/IECON.2013.6700108.

- [27] R. Zgheib, K. Al-Haddad, and I. Kamwa, “V2G, G2V and active filter operation of a bidirectional battery charger for electric vehicles,” 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2016, pp. 1260–1265, DOI: 10.1109/ICIT.2016.7474935.
- [28] L. D. Sousa, B. Silvestre, and B. Bouchez, “A combined multiphase electric drive and fast battery charger for Electric Vehicles,” 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2010, pp. 1–6, DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729057.
- [29] S. Dusmez and A. Khaligh, “Cost effective solutions to level 3 on-board battery chargers,” 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012, pp. 2121–2127, DOI: 10.1109/APEC.2012.6166114.
- [30] M. Yilmaz and P. T. Krein, “Review of integrated charging methods for plug-in electric and hybrid vehicles,” 2012 IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety (ICVES 2012), 2012, pp. 346–351, DOI: 10.1109/ICVES.2012.6294276.
- [31] S. Haghbin, K. Khan, S. Lundmark, M. Alaküla, O. Carlson, M. Leksell, and O. Wallmark, “Integrated chargers for EV’s and PHEV’s: examples and new solutions,” The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, 2010, pp. 1–6, DOI: 10.1109/ICELMACH.2010.5608152.
- [32] S. S. Williamson, A. K. Rathore, and F. Musavi, “Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenges,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 5, pp. 3021–3032, 2015, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2015.2409052.
- [33] P. Dost, A. Bouabana, and C. Sourkounis, “On analysis of electric vehicles DC-quick-chargers based on the CHAdeMO protocol regarding the connected systems and security behaviour,” IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014, pp. 4492–4497, DOI: 10.1109/IECON.2014.7049179.
- [34] C. Ricaud and P. Vollet, “Connection method for charging systems – a key element for electric vehicles.” Disponível em: <http://www.schneider-electric.co.uk/documents/electrical-distribution/en/local/ev/Connection-method-for-charging-systems.pdf>. Acedido a: 09/01/2017.
- [35] SGORME, “Formas de Carregamento de Veículos Eléctricos em Portugal,” 2011.
- [36] P. Van den Bossche, B. Verbrugge, N. Omar, and J. Van Mierlo, “Matching accessories: standardization developments in electric vehicle infrastructure,” World Electric Vehicle Journal, vol. 4, pp. 921–926, 2010, ISSN: 2032-6653.
- [37] “Technical Guidelines on Charging Facilities for Electric Vehicles.” Disponível em: http://www.emsd.gov.hk/filemanager/en/content_444/Charging_Facilities_Electric_Vehicles.pdf. Acedido a: 09/01/2017.
- [38] V. Monteiro, H. Gonçalves, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, Batteries charging systems for electric and plug-in hybrid electric vehicles, no. 1. InTech, 2012, ISBN: 978-953-51-0698-2.

- [39] B. Kedjar, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, "Vienna Rectifier With Power Quality Added Function," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 3847–3856, 2014, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2013.2286577.
- [40] J. S. Lee and K. B. Lee, "A Novel Carrier-Based PWM Method for Vienna Rectifier With a Variable Power Factor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 3–12, 2016, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2015.2464293.
- [41] V. Monteiro, J. G. Pinto, and J. L. Afonso, "Operation Modes for the Electric Vehicle in Smart Grids and Smart Homes: Present and Proposed Modes," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 3, pp. 1007–1020, 2016, ISSN: 0018-9545, DOI: 10.1109/TVT.2015.2481005.
- [42] O. Hegazy, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "Design and control of bidirectional DC/AC and DC/DC converters for plug-in hybrid electric vehicles," *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2011 International Conference on, 2011, pp. 1–7, DOI: 10.1109/PowerEng.2011.6036530.
- [43] H. Xu, X. Wen, and L. Kong, "Dual-phase DC-DC converter in fuel cell electric vehicle," *Power Electronics Congress, 2004. CIEP 2004. 9th IEEE International*, 2004, pp. 92–97, DOI: 10.1109/CIEP.2004.1437553.
- [44] V. Monteiro, B. Exposto, J. G. Pinto, M. J. Sepúlveda, A. A. N. Meléndez, and J. L. Afonso, "Three-phase three-level current-source converter for EVs fast battery charging systems," *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015, pp. 1401–1406, DOI: 10.1109/ICIT.2015.7125293.
- [45] G. J. Su and L. Tang, "Current source inverter based traction drive for EV battery charging applications," *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2011, pp. 1–6, DOI: 10.1109/VPPC.2011.6043143.
- [46] H. Akagi, "Active Harmonic Filters," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, 2005, ISSN: 0018-9219, DOI: 10.1109/JPROC.2005.859603.
- [47] S. Pettersson, M. Salo, and H. Tuusa, "Four-Wire Current Source Active Power Filter with an Open-Loop Current Control," *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, 2007, pp. 542–549, DOI: 10.1109/PCCON.2007.373019.
- [48] W. E. Rippel and A. G. Cocconi, "Integrated Motor Drive and Recharge System," U.S. Patent 5099186, 1992.
- [49] S. Lacroix, E. Laboure, and M. Hilairet, "An integrated fast battery charger for Electric Vehicle," *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2010, pp. 1–6, DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729063.
- [50] I. Subotic, N. Bodo, and E. Levi, "An EV Drive-Train With Integrated Fast Charging Capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1461–1471, 2016, ISSN: 0885-8993, DOI: 10.1109/TPEL.2015.2424592.
- [51] H. C. Chang and C. M. Liaw, "Development of a Compact Switched-Reluctance Motor Drive for EV Propulsion With Voltage-Boosting and PFC Charging Capabilities," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 7, pp. 3198–3215, 2009, ISSN: 0018-9545, DOI: 10.1109/TVT.2009.2017546.

- [52] S. Haghbin and I. S. Guillen, “Integrated motor drive and non-isolated battery charger based on the torque cancelation in the motor,” *Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2013 IEEE 10th International Conference on, 2013, pp. 824–829, DOI: 10.1109/PEDS.2013.6527131.
- [53] S. Haghbin, T. Thiringer, and O. Carlson, “An integrated split-phase dual-inverter permanent magnet motor drive and battery charger for grid-connected electric or hybrid vehicles,” 2012 XXth International Conference on Electrical Machines, 2012, pp. 1941–1947, DOI: 10.1109/ICEIMach.2012.6350147.
- [54] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula, and O. Carlson, “Grid-Connected Integrated Battery Chargers in Vehicle Applications: Review and New Solution,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 2, pp. 459–473, 2013, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2012.2187414.
- [55] S. Haghbin, R. Ghorbani, A. Bermejo, and I. S. Guillen, “An Integrated Motor Drive and Battery Fast Charger Station for Plug-in Vehicles,” 13th Spanish Portuguese Conference on Electrical Engineering (13CHLIE), 2013.
- [56] F. Lacressonniere and B. Cassoret, “Converter used as a battery charger and a motor speed controller in an industrial truck,” 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, p. 7 pp.–P.7, DOI: 10.1109/EPE.2005.219286.
- [57] A. G. Cocconi, Combined Motor Drive and Battery Charge System, Aug. 23. 1994.
- [58] S. Haghbin, “Integrated motor drives and battery chargers for electric or plug-in hybrid electric vehicles,” Chalmers University of Technology, ISSN: 0346-718X, ISBN: 978-91-7385-811-3, 2013.
- [59] I. Subotic and E. Levi, “A review of single-phase on-board integrated battery charging topologies for electric vehicles,” *Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2015 IEEE Workshop on, 2015, pp. 136–145, DOI: 10.1109/WEMDCD.2015.7194522.
- [60] M. Zaja, M. Oprea, C. G. Suarez, and L. Mathe, “Electric Vehicle Battery Charging Algorithm Using PMSM Windings and an Inverter as an Active Rectifier,” 2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2014, pp. 1–6, DOI: 10.1109/VPPC.2014.7007057.
- [61] R. Surada and A. Khaligh, “A novel approach towards integration of propulsion machine inverter with energy storage charger in plug-in hybrid electric vehicles,” *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 2493–2498, DOI: 10.1109/IECON.2010.5675358.
- [62] A. Bruyère, L. D. Sousa, B. Bouchez, P. Sandulescu, X. Kestelyn, and E. Semail, “A multiphase traction/fast-battery-charger drive for electric or plug-in hybrid vehicles: Solutions for control in traction mode,” 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2010, pp. 1–7, DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729220.
- [63] W. Lhomme, P. Delarue, X. Kestelyn, P. Sandulescu, and A. Bruyère, “Control of a combined multiphase electric drive and battery charger for electric vehicle,” 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2013, pp. 1–10, DOI: 10.1109/EPE.2013.6631890.

- [64] L. Wang, J. Liang, G. Xu, K. Xu, and Z. Song, "A novel battery charger for plug-in hybrid electric vehicles," 2012 IEEE International Conference on Information and Automation, 2012, pp. 168–173, DOI: 10.1109/ICInfA.2012.6246802.
- [65] N. Sakr, D. Sadarnac, and A. Gascher, "A review of on-board integrated chargers for electric vehicles," 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, 2014, pp. 1–10, DOI: 10.1109/EPE.2014.6910865.
- [66] S. Haghbin, S. Lundmark, O. Carlson, and M. Alakula, "A combined motor/drive/battery charger based on a split-windings PMSM," 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2011, pp. 1–6, DOI: 10.1109/VPPC.2011.6043000.
- [67] S. Haghbin, K. Khan, S. Zhao, M. Alakula, S. Lundmark, and O. Carlson, "An Integrated 20-kW Motor Drive and Isolated Battery Charger for Plug-In Vehicles," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 28, no. 8, pp. 4013–4029, 2013, ISSN: 0885-8993, DOI: 10.1109/TPEL.2012.2230274.
- [68] S. Haghbin, M. Alakula, K. Khan, S. Lundmark, M. Leksell, O. Wallmark, and O. Carlson, "An integrated charger for plug-in hybrid electric vehicles based on a special interior permanent magnet motor," 2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2010, pp. 1–6, DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729071.
- [69] ---, "An optimized simple current sharing function of SRM with intrgrated battery charger for EV drive," 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2016, pp. 1–5, DOI: 10.1109/ITEC-AP.2016.7538414.
- [70] J. F. Gieras, R. J. Wang, and M. J. Kamper, Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. Springer Netherlands, 2008, ISBN: 978-1-4020-6993-2.
- [71] T. Davenport, "Improvement in propelling machinery by magnetism and electro-magnetism," U.S. Patent 132, 1837.
- [72] A. Mahmoudi, N. Rahim, and W. Hew, "Axial-flux permanent-magnet machine modeling, design, simulation, and analysis," Scientific Research and Essays, vol. 6, no. 12, pp. 2525–2549, 2011.
- [73] "Golden Motor." Disponível em: <https://goldenmotor.com/>. Acedido a: 13 de fevereiro de 2017.
- [74] "PMS 156W ." Disponível em: <http://www.heinzmann.com/de/elektromotoren/scheibenlaufermotor/synchronmotor> . Acedido a: 15 de fevereiro de 2017.
- [75] R. Krishnan, Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. CRC Press, 2010, ISBN: 978-0-8247-5384-9.
- [76] A. Lidozzi, L. Solero, F. Crescimbin, and R. Burgos, "Vector control of trapezoidal back-EMF PM machines using pseudo-Park transformation," Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, pp. 2167–2171, DOI: 10.1109/PESC.2008.4592263.

- [77] J. P. John, S. S. Kumar, and B. Jaya, "Space vector modulation based field oriented control scheme for brushless DC motors," *Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT)*, 2011 International Conference on, 2011, pp. 346–351, DOI: 10.1109/ICETECT.2011.5760141.
- [78] P. Kshirsagar and R. Krishnan, "High-efficiency current excitation strategy for variable-speed nonsinusoidal back-emf pmsm machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 1875–1889, 2012, DOI: 10.1109/TIA.2012.2225814.
- [79] S. Mohsen, G. S. Asghar, and Y. Mosayeb, "A Comparative Study Between Direct Torque Control and Predictive Torque Control for Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machines," *Electrical Engineering*, vol. 64, no. 6, pp. 346–353, 2013, DOI: 10.2478/jee-2013-0052.
- [80] K. H. Harib, E. A. Khousa, and A. Ismail, "Field oriented motion control of a 3-phase permanent magnet synchronous motor," 2011 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2011, pp. 1–7, DOI: 10.1109/EPECS.2011.6126797.
- [81] D. Pedrosa, J. Carvalho, H. Gonçalves, V. Monteiro, A. Fernandes, and J. L. Afonso, "Field oriented control of an axial flux permanent magnet synchronous motor for traction solutions," *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 1466–1472, DOI: 10.1109/IECON.2014.7048695.
- [82] V. C. Ilioudis and N. I. Margaritis, "PMSM sensorless speed estimation based on sliding mode observers," 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, pp. 2838–2843, DOI: 10.1109/PESC.2008.4592377.
- [83] J. Wang and H. Liu, "Novel intelligent sensorless control of permanent magnet synchronous motor drive," 2009 9th International Conference on Electronic Measurement Instruments, 2009, pp. 2–953–2–958, DOI: 10.1109/ICEMI.2009.5274386.
- [84] D. Paulus, J. F. Stumper, and R. Kennel, "Sensorless Control of Synchronous Machines Based on Direct Speed and Position Estimation in Polar Stator-Current Coordinates," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2503–2513, 2013, ISSN: 0885-8993, DOI: 10.1109/TPEL.2012.2211384.
- [85] L. Amezcua-Brooks, J. Liceaga-Castro, and E. Liceaga-Castro, "Speed and Position Controllers Using Indirect Field-Oriented Control: A Classical Control Approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 1928–1943, 2014, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2013.2262750.
- [86] X. Wang, N. Liu, and R. Na, "Simulation of PMSM field-oriented control based on SVPWM," 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009, pp. 1465–1469, DOI: 10.1109/VPPC.2009.5289523.
- [87] ---, "PMSM Vector Control with Single-Shunt Current-Sensing Using MC56F8013/23 - Design Reference Manual," 2008. Disponível em: <http://www.nxp.com/assets/documents/data/en/reference-manuals/DRM102.pdf>. Acedido a: 3 de janeiro de 2017.

- [88] R. Parekh, "VF control of 3-phase induction motor using space vector modulation," Microchip AN955, 2005.
- [89] D. Rathnakumar, J. LakshmanaPerumal, and T. Srinivasan, "A new software implementation of space vector PWM," Proceedings. IEEE SoutheastCon, 2005., 2005, pp. 131–136, DOI: 10.1109/SECON.2005.1423232.
- [90] X. del Toro Garcia, B. Zigmund, A. A. Terlizzi, R. Pavlanin, and L. Salvatore, "Comparison between FOC and DTC strategies for permanent magnet synchronous motors," Advances in Electrical and Electronic Engineering, vol. 5, pp. 76–81, 2006.
- [91] A. Gupta, T. Kim, T. Park, and C. Lee, "Intelligent Direct Torque Control of Brushless DC motors for hybrid electric vehicles," 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009, pp. 116–120, DOI: 10.1109/VPPC.2009.5289860.
- [92] C. Bian, S. Ren, and L. Ma, "Sensorless DTC of super high-speed PMSM," Automation and Logistics, 2007 IEEE International Conference on, 2007, pp. 3060–3064, DOI: 10.1109/ICAL.2007.4339107.
- [93] S. B. Ozturk and H. A. Toliyat, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Non-sinusoidal Back-EMF," 2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference, 2007, vol. 1, pp. 165–171, DOI: 10.1109/IEMDC.2007.383571.
- [94] J. S. Moon, J. H. Lee, I. Y. Ha, T. K. Lee, and C. Y. Won, "An efficient battery charging algorithm based on state-of-charge estimation for electric vehicle," 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, 2011, pp. 1–6, DOI: 10.1109/ICEMS.2011.6073783.
- [95] V. Monteiro, D. Pedrosa, B. Exposto, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, "Smart charging system of the electric vehicle CEPIUM," Annual Seminar on Automation, Industrial Electronics and Instrumentation 2012-SAAEI'12, 2012, pp. 500–505.
- [96] P. Rodríguez, A. Luna, R. S. Muñoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 1, pp. 99–112, 2012, ISSN: 0885-8993, DOI: 10.1109/TPEL.2011.2159242.
- [97] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - An overview and evaluation," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005, pp. 2474–2481, DOI: 10.1109/PESC.2005.1581980.
- [98] H. Carneiro, L. F. C. Monteiro, and J. L. Afonso, "Comparisons between synchronizing circuits to control algorithms for single-phase active converters," 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009, pp. 3229–3234, DOI: 10.1109/IECON.2009.5415214.
- [99] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, 2006, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2006.881997.

- [100] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 1263–1270, 2004, ISSN: 0885-8950, DOI: 10.1109/TPWRS.2004.831280.
- [101] C. K. Ahn, P. Shi, and S. H. You, "A New Approach on Design of a Digital Phase-Locked Loop," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 23, no. 5, pp. 600–604, 2016, ISSN: 1070-9908, DOI: 10.1109/LSP.2016.2542291.
- [102] L. G. B. Rolim, D. R. da Costa Jr., and M. Aredes, "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, 2006, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2006.885483.
- [103] H. Carneiro, B. Exposto, and J. L. Afonso, "Evaluation of two fundamental Positive-Sequence Detectors for highly distorted and unbalanced systems," *11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2011, pp. 1–6, DOI: 10.1109/EPQU.2011.6128883.
- [104] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, "Design and Tuning of a Modified Power-Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Power Conditioning Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3639–3650, 2012, ISSN: 0885-8993, DOI: 10.1109/TPEL.2012.2183894.
- [105] T. Thacker, D. Boroyevich, R. Burgos, and F. Wang, "Phase-Locked Loop Noise Reduction via Phase Detector Implementation for Single-Phase Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2482–2490, 2011, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2010.2069070.
- [106] R. E. Best, *Phase-Locked Loops*. McGraw-hill, 2003, ISBN: 9780071412018.
- [107] S. R. Al-Araji, Z. M. Hussain, and M. A. Al-Qutayri, *Digital Phase Lock Loops: Architectures and Applications*. Springer US, 2007, ISBN: 9780387328645.
- [108] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A new phase-locked loop (PLL) system," *Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems. MWSCAS 2001 (Cat. No.01CH37257)*, 2001, vol. 1, pp. 421–424 vol.1, DOI: 10.1109/MWSCAS.2001.986202.
- [109] H. Zhang, C. Dai, and S. Wu, "Research on Single-Phase PLL for the Synchronization of Thyristor Controlled Series Capacitor," *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, 2012, pp. 1–5, DOI: 10.1109/APPEEC.2012.6307295.
- [110] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 2, pp. 617–622, 2002, ISSN: 0885-8977, DOI: 10.1109/61.997949.
- [111] V. Monteiro, J. G. Pinto, B. Exposto, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, "Smart Charging Management for Electric Vehicle Battery Chargers," *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2014, pp. 1–5, DOI: 10.1109/VPPC.2014.7007133.

- [112] M. Karimi-Ghartemani and A. K. Ziarani, "Periodic orbit analysis of two dynamical systems for electrical engineering applications," *Journal of Engineering Mathematics*, vol. 45, no. 2, pp. 135–154, 2003, ISSN: 1573-2703, DOI: 10.1023/A:1022124027718.
- [113] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, and J. D. Irwin, *Control in Power Electronics: Selected Problems*. Elsevier Science, 2002, ISBN: 9780080490786.
- [114] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of current controllers for distributed power generation systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 654–664, 2009, DOI: 10.1109/TPEL.2009.2012527.
- [115] V. Monteiro, J. C. Ferreira, D. Pedrosa, M. J. Sepúlveda, J. C. Aparício Fernandes, and J. L. Afonso, "Comprehensive Analysis and Comparison of Digital Current Control Techniques for Active Rectifiers," *CONTROLO 2016: Proceedings of the 12th Portuguese Conference on Automatic Control*, Garrido, Paulo and Soares, Filomena and Moreira, António Paulo, Ed. Cham: Springer International Publishing, 2017, pp. 655–666, DOI: 10.1007/978-3-319-43671-5_55.
- [116] L. Malesani and P. Tomasin, "PWM current control techniques of voltage source converters-a survey," *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, 1993. *Proceedings of the IECON '93., International Conference on*, 1993, pp. 670–675, DOI: 10.1109/IECON.1993.339000.
- [117] M. A. Dzieaniakowski and M. P. Kazmierkowski, "Microprocessor-based novel current regulator for VSI-PWM inverters," *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, 1992*, pp. 459–464, DOI: 10.1109/PESC.1992.254845.
- [118] J. W. Dixon, S. Tepper, and L. Moran, "Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual, 1994*, pp. 894–900, DOI: 10.1109/APEC.1994.316303.
- [119] M. P. Kazmierkowski and M. A. Dzieaniakowski, "Review of current regulation techniques for three-phase PWM inverters," *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on, 1994*, vol. 1, pp. 567–575 vol.1, DOI: 10.1109/IECON.1994.397839.
- [120] H. Mao, X. Yang, Z. Chen, and Z. Wang, "A Hysteresis Current Controller for Single-Phase Three-Level Voltage Source Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3330–3339, 2012, ISSN: 0885-8993, DOI: 10.1109/TPEL.2011.2181419.
- [121] Y. Ye, M. Kazerani, and V. H. Quintana, "A novel modeling and control method for three-phase PWM converters," *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, 2001, vol. 1, pp. 102–107, DOI: 10.1109/PESC.2001.954002.
- [122] X. Wang, K. Huang, S. Yan, and B. Xu, "Simulation of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier Based on Direct Current Control," *2008 Congress on Image and Signal Processing*, 2008, vol. 5, pp. 194–198, DOI: 10.1109/CISP.2008.705.

- [123] L. Shi, H. Xu, D. Li, and Z. Yuan, "A novel high power factor PWM rectifier inverter for electric vehicle charging station," 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, 2011, pp. 1–6, DOI: 10.1109/ICEMS.2011.6073790.
- [124] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/41.720325.
- [125] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013, ISSN: 1551-3203, DOI: 10.1109/TII.2012.2221469.
- [126] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodríguez, "Model Predictive Control - A Simple and Powerful Method to Control Power Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, 2009, ISSN: 0278-0046, DOI: 10.1109/TIE.2008.2008349.
- [127] M. Parvez, S. Mekhilef, N. M. L. Tan, and H. Akagi, "Model predictive control of a bidirectional AC-DC converter for V2G and G2V applications in electric vehicle battery charger," 2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2014, pp. 1–6, DOI: 10.1109/ITEC.2014.6861795.
- [128] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Design and implementation of predictive current control of three-phase \PWM\ rectifier using space-vector modulation (SVM) ," Energy Conversion and Management , vol. 51, no. 12, pp. 2473 – 2481, 2010, ISSN: 0196-8904, DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.enconman.2010.05.010>.
- [129] J. Wang, H. Nademi, and L. Norum, "Control of input current harmonics and output voltage of three-phase voltage source PWM rectifier using Model Predictive Control," 2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2013, pp. 1–6, DOI: 10.1109/ISIE.2013.6563634.
- [130] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, 2008, ISSN: 0885-8993, DOI: 10.1109/TPEL.2008.2002065.
- [131] S. M. Mousavi G. and M. Nikdel, "Various battery models for various simulation studies and applications," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 32, pp. 477–485, 2014, ISSN: 1364-0321, DOI: 10.1016/j.rser.2014.01.048.
- [132] O. Tremblay and L.-A. Dessaint, "Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications," World Electric Vehicle Journal, vol. 3, pp. 289–298, 2009, ISSN: 2032-6653.
- [133] ---, "WN100AH cell specification." Disponível em: https://files.i4wifi.cz/inc/_doc/attach/StoItem/2900/GWL-WINA_WN100AH_Specifications.pdf. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.

- [134] O. Tremblay, L. A. Dessaint, and A. I. Dekkiche, “A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles,” 2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007, pp. 284–289, DOI: 10.1109/VPPC.2007.4544139.
- [135] S. Melentjev and D. Lebedev, “Overview of simplified mathematical models of batteries,” 13th International Symposium “Topical problems in the field of electrical and power engineering”: doctoral school of energy and geotechnology, 2013, pp. 231–235.
- [136] S. Anwar, W. Zhang, F. Wang, and D. J. Costinett, “Integrated DC-DC converter design for Electric Vehicle powertrains,” Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016 IEEE, 2016, pp. 424–431, DOI: 10.1109/APEC.2016.7467907.
- [137] ---, “Power Module MG12150W-XN2MM,” 2014. Disponível em: http://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/power_semiconductors/littelfuse_power_semiconductor_igbt_module_mg12150w_xn2mm_datasheet.pdf.pdf. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [138] ---, “RG76003.” Disponível em: http://www.e-guasch.com/onlinedocs/catalogue/datasheets/heatsinks/liquid%20cooling/RG76003_i.pdf. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [139] ---, “Connection of Gate Drivers to IGBT and Controller.” Disponível em: <https://www.semikron.com/service-support/downloads.html#show/sort/title+date=1/>. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [140] ---, “HCPL-316J.” Disponível em: <https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolated-gate-drive-optocouplers/highly-integrated-smart-gate-drives/hcpl-316j>. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [141] ---, “Desaturation Fault Detection.” Disponível em: <https://www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial-plastic/isolated-gate-drive-optocouplers/highly-integrated-smart-gate-drives/hcpl-316j#documentation>. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [142] “CEPIUM.” Disponível em: <https://www.gepe.dei.uminho.pt/cepium/>. Acedido a: 13 de fevereiro de 2017.
- [143] ---, “User Manual - 123electric Battery Management System.” Disponível em: http://www.123electric.nl/index.phtml?category_id=61. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [144] ---, “TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs).” Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [145] ---, “Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A.” Disponível em: <http://www.cy-sensors.com/CYHVS5-25A.pdf>. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [146] ---, “Current Transducer LA 100-P.” Disponível em: http://www.lem.com/docs/products/la_100-p_e_.pdf. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.

- [147] ---, “Current Transducer LA 200-P.” Disponível em: <http://www.lem.com/docs/products/la%20200-p.pdf>. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [148] ---, “AM512B - angular magnetic encoder IC.” Disponível em: <http://www.rls.si/am512b-9-bit-rotary-magnetic-sensor-chip>. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [149] “GEPE.” Disponível em: <http://www.gepe.dei.uminho.pt/index.html>. Acedido a: 10 de fevereiro de 2017.
- [150] ---, “8-CHANNEL, 12-/10-/8-BIT, 2.7-V TO 5.5-V LOW POWER DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER WITH POWER DOWN.” Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv5610.pdf>. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [151] ---, “ADS85x8 12-, 14-, and 16-Bit, 8-Channel, Simultaneous Sampling ADCs.” Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads8528.pdf>. Acedido a: 9 de janeiro de 2017.
- [152] ---, “Fundamentals of relay technology.” Disponível em: https://www.phoenixcontact.com/assets/downloads_ed/global/web_dwl_technical_info/105396_en_00.pdf. Acedido a: 10 de janeiro de 2017.
- [153] ---, “KILOVAC High Voltage DC Contactors.” Disponível em: <http://www.te.com/usa-en/product-1618387-3.html>. Acedido a: 10 de janeiro de 2017.
- [154] ---, “LK204-25.” Disponível em: <https://www.matrixorbital.ca/lk204-25-manual>. Acedido a: 10 de janeiro de 2017.
- [155] ---, “Licensing - Before you begin, make the right license choice.” Disponível em: <https://www.qt.io/licensing/>. Acedido a: 10 de janeiro de 2017.
- [156] D. D. R. Pedrosa, R. Pereira, H. Gonçalves, B. F. Exposto, V. D. F. Monteiro, J. Pinto, and J. L. Afonso, “Development of a digital controller with data acquisition to a test bench for electric motors,” Annual Seminar on Automation, Industrial Electronics and Instrumentation 2012 (SAAEI’12), 2012, pp. 458–463.