

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



FEUP FACULDADE DE ENGENHARIA
UNIVERSIDADE DO PORTO

Conversor CC/CC bidireccional em corrente para sistemas híbridos de armazenamento de energia

Bruno Alexandre Borges Gonçalves

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Rui Esteves Araújo

Co-orientador: Ricardo Pinto de Castro

20 de junho de 2021

© Bruno Alexandre Borges Gonçalves, 2021

Resumo

O sector dos transportes é, hoje em dia, um sistema de grande importância para a sociedade, uma vez que possui um papel fundamental no que diz respeito aos aspectos económicos e sociais, a nível global. A crescente exigência por sistemas de transporte, particularmente em meio marítimo, vem acompanhada por questões relacionadas com a sustentabilidade, uma vez que ainda existe uma grande dependência nos combustíveis fósseis.

Uma possível solução para este problema pode passar pela electrificação da propulsão, bem como pelo uso de sistemas híbridos de armazenamento de energia nas embarcações. Aliando uma metodologia de controlo adequada a estes sistemas, é possível atingir o objectivo de reduzir tanto o consumo de combustível, como as emissões de gases. Para que seja possível seleccionar o tipo de sistema híbrido de armazenamento de energia mais indicado à aplicação em causa, torna-se necessário determinar tanto os constituintes mais adequados do mesmo, como a electrónica de potência que realiza a conversão de energia entre eles.

É na componente relativa à electrónica de potência que este trabalho de dissertação encontra o seu propósito. Com o objectivo de estudar o funcionamento de conversores de potência CC/CC bidireccional e também, de investigar as suas características multi-porto, este trabalho de tese será desenvolvido em torno de uma *Dual Half Bridge*, que é passível de ser aplicada a um sistema híbrido de armazenamento de energia. Também será alvo deste trabalho, a realização de um controlador com a capacidade de controlar a corrente no primário do conversor e de equalizar as tensões nos portos de saída do mesmo.

Numa primeira fase, será levada a cabo uma pesquisa bibliográfica na qual irão ser estudados os diversos constituintes dos sistemas híbridos de armazenamento de energia, de modo a perceber quais as vantagens e desvantagens de cada um e quais os mais indicados para a aplicação a embarcações marítimas.

Posteriormente irá ser realizada a análise teórica ao conversor proposto, a *Dual Half Bridge*. Nesta etapa, em primeiro lugar, estudar-se-á o conversor em malha aberta, por forma a validar o modelo teórico proposto. Seguidamente, efectuar-se-á uma análise em malha fechada, com o objectivo de avaliar o desempenho da metodologia de controlo proposta. Esta envolve duas malhas: uma responsável pelo controlo da corrente do primário e outra responsável pela equalização das tensões de saída.

Palavras-chave: Controlo de Corrente; *Dual Half Bridge*; Equalização; Sistemas Híbridos de Armazenamento de Energia.

Abstract

Nowadays, the transport sector is of great importance for society, since it plays a fundamental role with regards to the global economy and social aspects. The growing demand for transport systems, particularly in the maritime environment, raises questions concerning sustainability, as there is still a great dependence on fossil fuels.

The electrification of propulsion, alongside the use of hybrid energy storage systems in maritime vessels may be a possible solution for this issue. Combining a suitable control methodology with these systems, allows to attain the objective of reducing both fuel consumption and greenhouse gas emissions. In order to select the most appropriate system for maritime applications, it becomes necessary to determine which components are most suited for it, as well as the elements that perform power conversion.

According to the latter, this dissertation work finds its purpose in the power electronics field. Aiming to study the functioning of bidirectional DC/DC power converters and also its multi-port characteristics, this dissertation will be developed around a dual half bridge converter, which is liable to be applied to a hybrid energy storage system. Another goal of this work is to implement a controller that is able to control the electric current in the primary side of the converter and also to equalize the voltage at its output ports.

Firstly, a state of the art review will be carried out, in order to study the several components that are part of hybrid energy storage systems, with the objective of understanding its advantages and disadvantages, as well as to help choose which of them are more suitable to maritime vessels.

Finally, a theoretical analysis on the dual half bridge converter, will take place. During this stage, an open loop analysis will be carried out, so that the proposed theoretical model for the converter can be validated. After that, a closed loop analysis will be performed to evaluate the performance of the proposed control methodology. This methodology involves two control loops: one responsible for the control of the converter's primary side current and another responsible for the output port voltage equalization.

Keywords: Current Control; Dual Half Bridge; Equalization; Hybrid Energy Storage Systems.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer aos meus orientadores, o Professor Doutor Rui Esteves Araújo e o Doutor Engenheiro Ricardo Pinto de Castro, por toda a orientação e paciência dispensada para comigo ao longo de todo este trabalho de dissertação. Sem as suas dicas, apreciações e sugestões não teria sido possível chegar a este ponto.

Quero também agradecer à minha família por me terem ajudado a aproveitar esta oportunidade da melhor forma. Sem o apoio deles, não teria sido fisicamente possível concluir o mestrado nem desenvolver este trabalho de tese.

Também a Cátia Seabra e o Sérgio Reis merecem o meu reconhecimento, já que foram duas pessoas que sempre me aconselharam e me deram motivação para seguir em frente nestes cinco anos.

Gostaria também de agradecer à Jennifer Silva, que desde sempre tem sido uma pessoa muito importante para mim. Sempre me ajudou a ver o mundo de outra perspectiva e me ajudou a abrir a mente, quando esta se encontrava mais fechada. Para além disso, esteve sempre presente quando precisei de falar, de ouvir um conselho ou simplesmente de partilhar as vitórias e as derrotas que fui tendo.

Por último, mas não menos importante, queria deixar uma palavra de apreço a todos os meus amigos que, para além de se preocuparem comigo e de contribuírem para o meu bem estar, também me ajudaram das mais variadas formas.

A todos, novamente, um muito obrigado.

Bruno Gonçalves

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto e motivação	1
1.1.1	Impacto ambiental do sector dos transportes	1
1.1.2	Transporte marítimo	3
1.2	Soluções de electrificação	5
1.2.1	Electrificação dos transportes marítimos	5
1.2.2	Propulsão eléctrica	5
1.3	Objectivos	8
1.4	Organização	8
2	Revisão Bibliográfica	11
2.1	Introdução	11
2.2	Sistemas armazenamento de energia	13
2.2.1	Tecnologias de armazenamento de energia	13
2.2.2	Sistemas híbridos de armazenamento de energia	24
2.2.3	Electrónica de potência em sistemas híbridos de armazenamento de energia	25
2.3	Conversores CC/CC isolados e bidireccionais	27
2.3.1	Topologias do tipo isolado	28
2.4	Revisão das principais técnicas de controlo	36
2.4.1	Esquemas gerais de controlo	37
2.4.2	Metodologias de modulação	42
2.5	Resumo e considerações	44
3	Conversor e Análise em Malha Aberta	45
3.1	Introdução	45
3.2	<i>Dual Half Bridge</i>	45
3.3	Análise em malha aberta	46
3.3.1	Pontos de funcionamento	46
3.3.2	Linearização do modelo	49
3.3.3	Ferramenta de estimação da resposta em frequência	53
3.3.4	Comparação das respostas em frequência	58
3.3.5	Influência das incertezas	62
3.4	Resumo e considerações	67
4	Análise em Malha Fechada	69
4.1	Introdução	69
4.2	Controlo do conversor	69
4.2.1	Controlo de corrente	70

4.2.2	Equalização dos super-condensadores	71
4.2.3	Ajuste do <i>duty cycle</i>	72
4.3	Simulações e resultados	73
4.3.1	Controlo de corrente	73
4.3.2	Equalização dos super-condensadores	79
4.3.3	Integração dos componentes	83
4.3.4	Variação de carga	86
4.3.5	Correntes de auto-descarga dos super-condensadores	89
4.4	Resumo e considerações	93
5	Resumo, Conclusões e Trabalho Futuro	95
Referências		97

Lista de Figuras

1.1	Emissões de dióxido de carbono em países OCDE e não-OCDE.	2
1.2	Cenário de desenvolvimento sustentável para as emissões de dióxido de carbono derivadas do sector dos transportes até 2030.	2
1.3	Variação das emissões de dióxido de carbono derivadas do transporte marítimo entre 2010 e 2019 e cenário de desenvolvimento sustentável para 2030.	4
1.4	Configuração típica de um sistema de propulsão eléctrica.	5
1.5	Emissões específicas de óxidos de azoto (em g/kWh).	7
2.1	Sistema de propulsão eléctrica com fornecimento híbrido de potência, em CC.	12
2.2	Integração de sistemas híbridos de energia em sistemas de potência de embarcações.	13
2.3	Classificação dos sistemas de armazenamento de energia.	14
2.4	Maturidade das tecnologias de armazenamento de energia.	14
2.5	Eficiência das tecnologias de armazenamento de energia.	15
2.6	Densidades de energia e de potência das diversas tecnologias de armazenamento de energia.	15
2.7	Esquemático de um sistema de armazenamento de energia do tipo bateria.	16
2.8	Estrutura de uma célula individual de um super-condensador.	20
2.9	Componentes principais de um sistema <i>flywheel</i>	21
2.10	Estrutura de um sistema de armazenamento supercondutor de energia magnética.	22
2.11	Estrutura de um sistema do tipo <i>fuel cell</i>	23
2.12	Hibridização interna e externa para baterias e super-condensadores.	24
2.13	Topologia passiva de um sistema híbrido de armazenamento de energia.	25
2.14	Topologias semi-activas de um sistema híbrido de armazenamento de energia.	26
2.15	Topologia activa de um sistema híbrido de armazenamento de energia.	26
2.16	Estrutura geral de um conversor bidireccional CC/CC.	27
2.17	Diferentes topologias dos conversores bidirecccionais CC/CC.	28
2.18	Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo <i>flyback</i>	29
2.19	Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo <i>Cuk</i>	30
2.20	Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo <i>push-pull</i>	31
2.21	Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo <i>forward</i>	32
2.22	Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo <i>dual active bridge</i>	33
2.23	Transferência de potência numa <i>dual active bridge</i>	34
2.24	Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo <i>dual half bridge</i>	34
2.25	Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo <i>half-full bridge</i>	35
2.26	Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo <i>multiport</i>	35
2.27	Classificação dos tipos de controlo.	37
2.28	Estrutura geral de um controlo por PID.	37
2.29	Estrutura geral de um controlo por <i>sliding mode</i>	39

2.30 Estrutura geral de um controlo por <i>dynamic evolution</i>	39
2.31 Estrutura geral de um controlo por <i>model predictive</i>	40
2.32 Estrutura geral de um controlo por <i>fuzzy logic</i>	41
3.1 Estrutura do conversor a implementar.	45
3.2 Implementação dos sinais de comando para os interruptores de potência.	46
3.3 Traçado da equação 3.7.	48
3.4 Esquemático da obtenção da resposta em frequência pela ferramenta de estimação.	54
3.5 Circuito <i>RC</i> para estimação da resposta em frequência.	54
3.6 Estimação da resposta em frequência obtida para o circuito <i>RC</i>	55
3.7 Circuito <i>LCR</i> para estimação da resposta em frequência.	56
3.8 Estimação da resposta em frequência obtida para o circuito <i>LCR</i>	56
3.9 Circuito <i>Buck</i> para estimação da resposta em frequência.	57
3.10 Estimação da resposta em frequência obtida para o circuito <i>Buck</i>	57
3.11 Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 7.5% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 1.	59
3.12 Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 10% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 1.	60
3.13 Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 7.5% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 2.	60
3.14 Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 10% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 2.	61
3.15 Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 7.5% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 3.	62
3.16 Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 10% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 3.	62
3.17 Influência da incerteza da resistência R_b na resposta em frequência.	63
3.18 Influência da incerteza da resistência R_b na resposta em frequência.	63
3.19 Influência da incerteza da indutância L_b na resposta em frequência.	64
3.20 Influência da incerteza da indutância L_b na resposta em frequência.	64
3.21 Influência da incerteza da indutância L_r na resposta em frequência.	65
3.22 Influência da incerteza da indutância L_r na resposta em frequência.	65
3.23 Influência da incerteza da indutância L_m na resposta em frequência.	66
3.24 Influência da incerteza da indutância L_m na resposta em frequência.	66
3.25 Zona de incerteza do conversor, no domínio das frequências.	67
4.1 Controlo do conversor.	69
4.2 Traçado das soluções obtidas para a equação que fornece ϕ em função de W	71
4.3 Corrente da bateria para uma referência em degrau.	75
4.4 Ângulo de desfasamento para uma referência em degrau.	75
4.5 Corrente da bateria para uma referência sinusoidal.	76
4.6 Ângulo de desfasamento para uma referência sinusoidal.	76
4.7 Corrente da bateria para uma referência em onda quadrada.	77
4.8 Ângulo de desfasamento para uma referência em onda quadrada.	77
4.9 Corrente da bateria para uma referência em dente de serra.	78
4.10 Ângulo de desfasamento para uma referência em dente de serra.	78
4.11 Equalização das tensões dos super-condensadores ($V_{sc1}(t_0) > V_{sc2}(t_0)$).	79
4.12 Evolução do <i>duty cycle</i> durante a equalização ($V_{sc1}(t_0) > V_{sc2}(t_0)$).	80
4.13 Sinais de comando no início da equalização ($V_{sc1}(t_0) > V_{sc2}(t_0)$).	80

4.14 Sinais de comando no fim da equalização ($V_{sc1}(t_0) > V_{sc2}(t_0)$).	81
4.15 Equalização das tensões dos super-condensadores ($V_{sc1}(t_0) < V_{sc2}(t_0)$).	82
4.16 Evolução do <i>duty cycle</i> durante a equalização ($V_{sc1}(t_0) < V_{sc2}(t_0)$).	82
4.17 Sinais de comando no início da equalização ($V_{sc1}(t_0) < V_{sc2}(t_0)$).	83
4.18 Sinais de comando no fim da equalização ($V_{sc1}(t_0) < V_{sc2}(t_0)$).	83
4.19 Evolução da corrente na simulação integrada.	84
4.20 Evolução do trânsito de potência na simulação integrada.	84
4.21 Evolução do ângulo de desfasamento na simulação integrada.	85
4.22 Evolução das tensões dos super-condensadores na simulação integrada.	85
4.23 Evolução do <i>duty cycle</i> na simulação integrada.	86
4.24 Variação da corrente em regime de carga variável.	87
4.25 Variação do ângulo de desfasamento em regime de carga variável.	87
4.26 Variação da soma das tensões dos super-condensadores em regime de carga variável.	88
4.27 Trânsito de potência em regime de carga variável.	88
4.28 Variação da corrente, considerando $I_{sc1} = I_{sc2}$	90
4.29 Variação do ângulo de desfasamento, considerando $I_{sc1} = I_{sc2}$	90
4.30 Variação das tensões dos super-condensadores, considerando $I_{sc1} = I_{sc2}$	91
4.31 Trânsito de potência, considerando $I_{sc1} = I_{sc2}$	91
4.32 Variação das tensões dos super-condensadores, considerando $I_{sc1} > I_{sc2}$	92
4.33 Variação das tensões dos super-condensadores, considerando $I_{sc1} < I_{sc2}$	93

Lista de Tabelas

2.1	Vantagens e desvantagens dos vários tipos de baterias.	19
2.2	Resumo de características dos vários tipos de conversores.	36
3.1	Pontos de funcionamento do conversor.	48
3.2	Comparação entre os modelos linearizado e implementado pela biblioteca <i>Simscape</i>	51
3.3	Pontos de funcionamento para avaliação da resposta em frequência.	58
3.4	Quantificação da banda de incerteza.	67
4.1	Ângulos de desfasamento para as diversas referências de corrente.	74

Abreviaturas e Símbolos

GEE	Gases de Efeito de Estufa
OCDE	Organização para Cooperação e Desenvolvimento Económico
OMI	Organização Marítima Internacional
RGE	Recirculação de Gases de Escape
RCS	Redução Catalítica Selectiva
IDEE	Índice de Design de Eficiência Energética
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
PID	Proporcional - Integral - Derivada

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e motivação

1.1.1 Impacto ambiental do sector dos transportes

O sector dos transportes é considerado de importância capital para a sociedade moderna, uma vez que, juntamente com os sistemas de energia, possui um papel fundamental no que diz respeito aos aspectos sociais e económicos da civilização humana. A crescente exigência por sistemas de transporte, sejam estes terrestres, aéreos ou marítimos, vem acompanhada por questões de sustentabilidade, já que, na actualidade, os transportes ainda estão bastante dependentes nos combustíveis fósseis. Como tal, é importante ter estas questões em consideração e mobilizar esforços no sentido de atingir soluções de mobilidade mais limpa e sustentável, o que permitirá uma sociedade mais descarbonizada e se reflectirá num crescimento contínuo e próspero da mesma [1][2].

Desde 1970, as emissões de GEE (Gases de Efeito de Estufa) aumentaram em mais do dobro, sendo esse aumento a uma taxa superior a qualquer outro sector de consumo de energia. Apesar da crescente sensibilização em torno do impacto do sector dos transportes nas emissões de GEE (sobretudo na forma de dióxido de carbono), estas continuaram a aumentar numa escala global. Fixadas em 7.5 giga toneladas em 2015, as emissões de dióxido de carbono provenientes do sector dos transportes, à escala global, representavam 23% do dióxido de carbono derivado da queima de combustíveis. Isto equivale a um total de 18% de todas as emissões de dióxido de carbono por mão humana. É ainda esperado que as emissões de GEE aumentem para o dobro entre 2010 e 2050 [2][3].

A evolução das emissões de dióxido de carbono, durante do período entre 1990 e 2013, para países pertencentes e não pertencentes à OCDE (Organização para Cooperação e Desenvolvimento Económico), bem como uma comparação entre sectores, está representada na figura 1.1, que salienta a dificuldade em reduzir as emissões derivadas do sector dos transportes. Uma observação importante é que, desde 1990, o volume das emissões de dióxido de carbono aumentou em cerca de 60% [3].

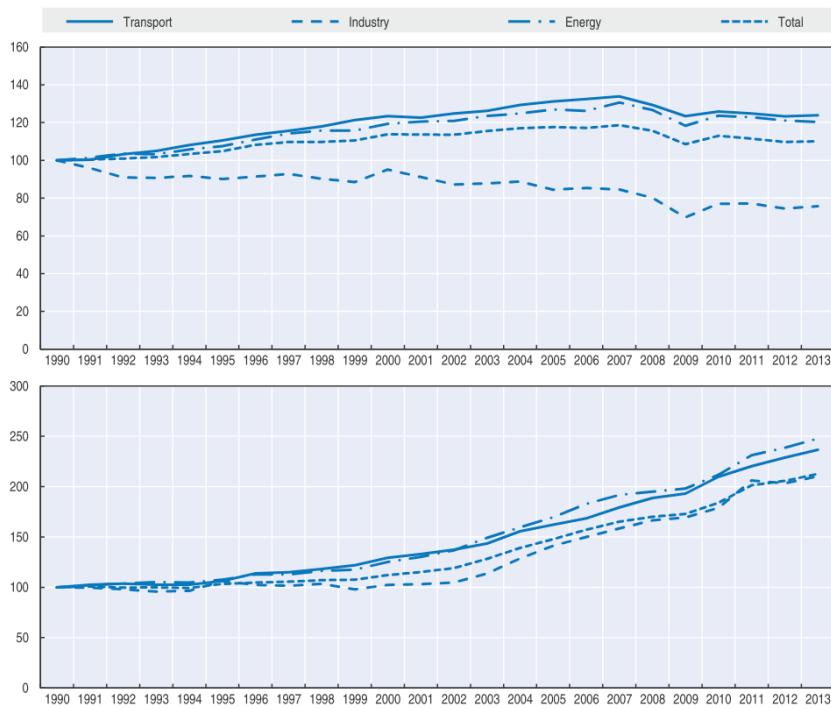


Figura 1.1: Emissões de dióxido de carbono por sector para países OCDE (em cima) e não-OCDE (em baixo) [3].

Relativamente a 2019, as emissões de dióxido de carbono relacionadas com o sector dos transportes, a nível global, aumentaram em menos de 0.5% (comparativamente aos aumentos anuais de cerca de 1.9% desde 2000), o que se deve a optimizações de eficiência, electrificação e ao maior uso de biocombustíveis. Contudo, o sector dos transportes ainda é responsável por cerca de 24% das emissões directas de dióxido de carbono derivado da combustão dos combustíveis [4].

Actualmente, o sector dos transportes encontra-se numa fase de transição crítica. As medidas de sustentabilidade existentes devem ser reforçadas para que o cenário de desenvolvimento sustentável possa ser cumprido. Este cenário está representado na figura 1.2 [4].

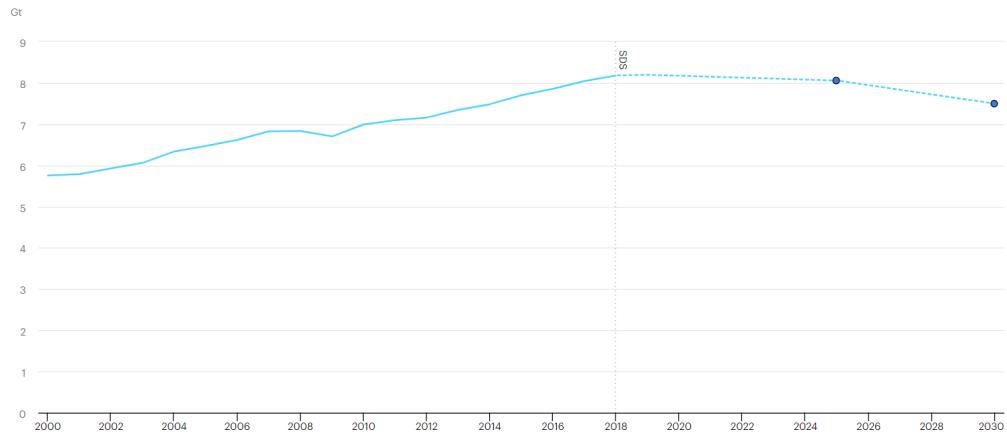


Figura 1.2: Cenário de desenvolvimento sustentável para as emissões de dióxido de carbono derivadas do sector dos transportes até 2030 [4].

Este reforço de medidas deverá ser colocado em prática na presente década, sendo que qualquer atraso que ocorra, irá implicar a introdução medidas mais rigorosas, a serem tomadas após 2030, e que podem aumentar significativamente o esforço necessário para atingir as metas de sustentabilidade estipuladas [4].

No entanto, as dificuldades enfrentadas na descarbonização do sector dos transportes, juntamente com o desenvolvimento económico projectado para alguns países, mostram a magnitude do desafio em questão. A estratégia para abordar este desafio passa pela aplicação de uma ampla variedade de políticas, que englobam o desenvolvimento tecnológico e medidas comportamentais, bem como pela cooperação internacional, da qual o protocolo de Quioto é um exemplo. Desde a sua implementação, este protocolo impôs metas a nível global para a redução das emissões totais de GEE. Isto traduziu-se no estabelecimento de medidas rigorosas por parte dos diversos governos, com o objectivo de reduzir significativamente o impacto do sector dos transportes nas emissões e de promover uma mobilidade mais limpa e sustentável em todo o tipo de ambientes. Por exemplo, a Comissão Europeia publicou o "*Transport White Paper*", que impõe o objectivo de reduzir as emissões relacionadas com o sector dos transportes em 60% até 2050 (relativamente a 1990) [2][3].

1.1.2 Transporte marítimo

Em 2019, o transporte marítimo contribuiu em menos de 2% para as emissões de dióxido de carbono derivadas da actividade humana. Como tal, e devido às economias de escala que permite, este é considerado um modo de transporte eficiente no que ao consumo de combustível diz respeito. Apesar da boa performance dos transportes marítimos relativamente a outros meios de transporte, espera-se que as emissões de gases de efeito de estufa devido a este tipo de transporte aumentem entre 50 a 250% até 2050. A principal fonte das emissões nas embarcações marítimas provém dos seus motores de combustão interna que, para além de dióxido de carbono, também produzem metano, óxidos de azoto e de enxofre, bem como partículas. Estes gases têm não só efeitos climáticos a nível global, como também têm impacto na saúde humana a nível local [4][5][6].

Pelas razões enunciadas anteriormente e, devido ao facto de que, à data da assinatura do Tratado de Paris não existirem restrições quanto às emissões derivadas de transportes marítimos, a OMI (Organização Marítima Internacional) optou por estipular os seus próprios objectivos no que à descarbonização dos transportes marítimos diz respeito. A estratégia adoptada inclui objectivos bastante ambiciosos, tais como a redução das emissões de GEE em pelo menos 50% até 2050 (relativamente a 2008). A figura 1.3 indica a variação das emissões de dióxido de carbono derivadas dos transportes marítimos entre 2010 e 2019, bem como o cenário de desenvolvimento sustentável para 2030 [4][5].

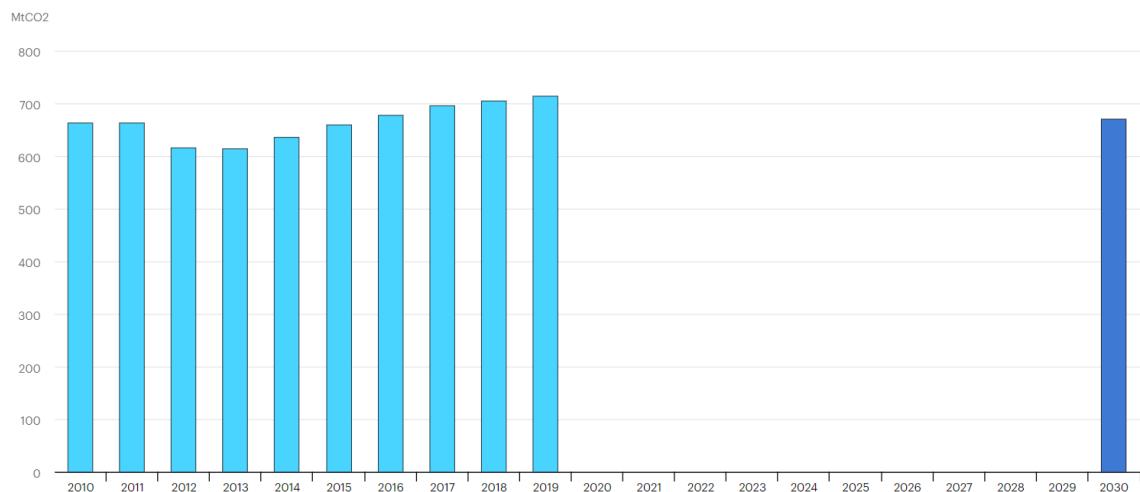


Figura 1.3: Variação das emissões de dióxido de carbono derivadas do transporte marítimo entre 2010 e 2019 e cenário de desenvolvimento sustentável para 2030 [4].

Com o intuito de atingir os objectivos propostos para as emissões de GEE, a OMI impôs uma série de severas restrições que estão descritas no anexo VI da "*IMO Marpol*"("International Convention for the Prevention of Pollution from Ships") [7].

Em primeiro lugar, foram definidas limitações às emissões de óxidos de azoto para motores a diesel com uma potência de saída superior a 130 kW. Isto implica, por exemplo, que motores a diesel em embarcações construídas após Janeiro de 2011 são limitados a 7.7 g/kWh para motores de alta velocidade e 14.4 g/kWh para motores de baixas velocidades. Após Janeiro de 2016, em áreas onde as emissões devem obrigatoriamente ser controladas, estes limites tornaram-se ainda mais apertados: 2.0 g/kWh para motores de alta velocidade e 3.4 g/kWh para motores de baixas velocidades. A área de investigação de maior importância para reduzir as emissões de óxidos de azoto provenientes da propulsão e da geração de potência, por parte dos motores a diesel, está relacionada com tecnologias de abatimento dos óxidos de azoto, tais como a RGE (Recirculação de Gases de Escape) e a RCS (Redução Catalítica Selectiva) [7].

Em segundo lugar, as restrições presentes no anexo VI da "*IMO Marpol*"também definem objectivos para a redução do IDEE (Índice de Design de Eficiência Energética) em novas embarcações. O IDEE corresponde à medida da quantidade de emissões de dióxido de carbono que são produzidas por um navio cargueiro, por toneladas de bens e por milha. Novos navios cargueiros devem reduzir o seu IDEE entre 10% a 30% (comparativamente a navios cargueiros de referência) até 2030. Isto implica que a propulsão e as plantas de produção de potência, para futuros navios, tenham de reduzir o consumo de combustível e as emissões de uma forma significativa [7].

Estas restrições impõem um novo desafio, que requer diferentes soluções para que seja possível optimizar os sistemas navais em termos de eficiência energética e de comportamento ambiental. Deverão ser conduzidos estudos que permitam optimizar soluções e procedimentos já existentes, ou que levem ao desenvolvimento de novos produtos. Neste espectro, a propulsão eléctrica pode ser vista como uma solução chave que permitirá tornar os transportes marítimos bastante mais sustentáveis [8].

1.2 Soluções de electrificação

1.2.1 Electrificação dos transportes marítimos

Recorrendo à já vasta e intensa investigação realizada a nível da indústria automóvel, tornou-se possível a adaptação de sistemas de propulsão eléctrica híbrida a aplicações marítimas. Estes sistemas possuem a vantagem de combinar os pontos fortes dos sistemas de accionamento eléctrico, de propulsores idealmente projectados, de sistemas de armazenamento modernos e do uso optimizado de motores a diesel como fonte primária de energia. Aliando a estes sistemas, a aplicação de estratégias adequadas de controlo avançado, é possível reduzir o consumo de combustível e as emissões entre 10% a 35%, justificando deste modo o investimento na electrificação e no uso de sistemas híbridos de energia [7][8][9].

1.2.2 Propulsão eléctrica

A arquitectura típica de um sistema eléctrico de propulsão está representada na figura 1.4. O conjunto de geradores a diesel tem a função de alimentar um barramento de alta tensão a frequência fixa. A partir do barramento CA (Corrente Alternada) mencionado, na maioria dos casos, é utilizado um transformador com o objectivo de converter a tensão, antes de alimentar as respectivas cargas, sendo estas os motores eléctricos para propulsão ou outras cargas auxiliares. Neste caso, o sistema de accionamento eléctrico para a propulsão é constituído um conversor de potência, cuja função passa por controlar a velocidade de rotação do veio e, por conseguinte, a velocidade da embarcação [7][9].

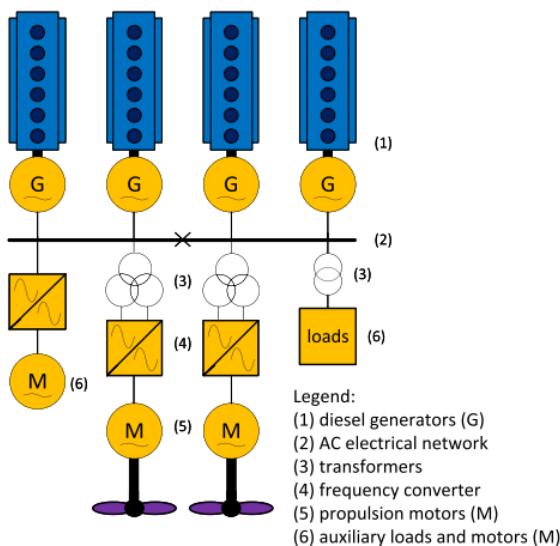


Figura 1.4: Configuração típica de um sistema de propulsão eléctrica [7].

A utilização de sistemas de propulsão eléctrica tem vários benefícios que lhe são intrínsecos:

- Proporciona uma solução eficiente e económica quando as cargas auxiliares da embarcação correspondem a uma fracção significativa dos requisitos de potência e quando existem

vários perfis operacionais. A razão para tal, deve-se ao facto do conjunto de geradores ter a capacidade de responder a vários níveis de potência, tornando o seu uso adequado para responder à propulsão em si, bem como às necessidades dos sistemas auxiliares. No entanto, tal só se torna possível caso se utilize um sistema de gestão de potência adequado. Este sistema deve ser capaz de adequar a potência exigida pela propulsão e pelos sistemas auxiliares ao número de geradores, assegurando que estes irão funcionar eficientemente em regimes de carga parcial [7][9];

- As emissões de óxidos de azoto são menores do que aquelas provenientes de uma propulsão do tipo mecânico. Isto deve-se ao facto de, à velocidade máxima da embarcação, a potência relativa à propulsão se encontrar distribuída por mais motores, o que permite que operem a uma velocidade superior, tendo uma menor potência por motor. Tenha-se como exemplo o caso de dois navios do tipo cruzeiro, um equipado com um sistema de propulsão eléctrica de 20 MW por veio, cuja alimentação é feita por meio de 5 geradores a diesel instalados, a funcionar a 720 rpm e outro equipado com uma propulsão mecânica, também com uma capacidade de 20 MW por veio, que é alimentada por um conjunto de dois motores (a diesel) principais de 20 MW que podem ser de 4 ou de 2 tempos. No caso do motor ser de 4 tempos, apresentará uma velocidade máxima de 500 rpm para cada motor, enquanto que se for de 2 tempos, cada motor funcionará a uma velocidade máxima de 80 rpm. Tratando-se de navios construídos após Janeiro de 2011, isto implicaria uma produção de óxidos de azoto em cerca de 9.7 g/kWh para os geradores a diesel usados na propulsão eléctrica e de 10.5 g/kWh ou 14.4 g/kWh para um motor a 4 tempos ou a 2 tempos, respectivamente. Utilizando ainda um sistema de gestão de potência em navios que estão equipados com propulsão eléctrica, os geradores a diesel podem funcionar mais próximo do seu ponto de funcionamento nominal, onde geralmente produzem uma menor quantidade de óxidos de azoto. Além disso, os geradores a diesel funcionam muito frequentemente à velocidade nominal, por contraste a uma propulsão mecânica onde os motores desaceleram em regimes de carga parcial e produzem maiores quantidades de óxidos de azoto. A relação entre a velocidade dos motores e as emissões de óxidos de azoto pode ser verificada no gráfico apresentado pela figura 1.5 [7][9];
- Para além da reduzida necessidade de manutenção (uma vez que os motores são partilhados entre a propulsão e as cargas auxiliares e são desligados quando não há necessidade de mais potência) e do facto de conseguir atingir um nível mais baixo de ruído e de vibrações (já que o comprimento do veio é mais curto e o motor primário funciona a uma velocidade fixa), também apresenta uma alta disponibilidade de potência [7][9].

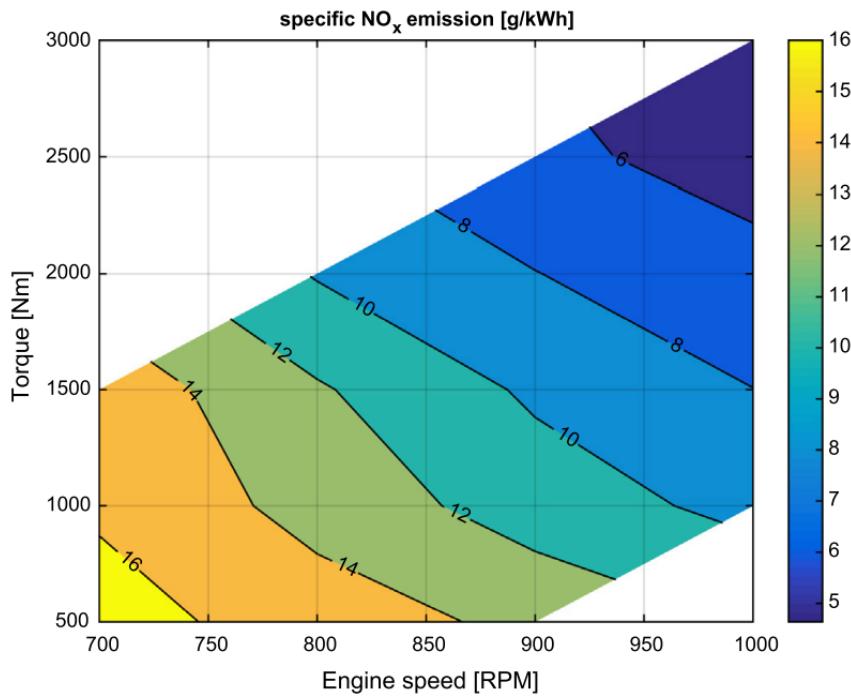


Figura 1.5: Emissões específicas de óxidos de azoto (em g/kWh) [7].

Apesar dos benefícios mencionados para um sistema de propulsão eléctrica, este tipo de propulsão também possui os seus entraves:

- Estes sistemas são afectados por perdas de potência nos estádios de conversão adicionais que são introduzidos pelos conversores de potência, o que leva a um aumento no consumo específico de combustível, para velocidades particularmente próximas à velocidade máxima da embarcação [7];
- No caso em que os motores estão a funcionar em redundância para atingir uma alta disponibilidade de propulsão (que é necessária para certos modos de funcionamento), estes encontram-se em regime de carga parcial, o que resulta num pobre consumo de combustível e num aumento das emissões [7];
- Uma vez que todas as cargas são alimentadas pela tensão e pela frequência do barramento, em condições de defeito, estas grandezas podem sofrer flutuações. Isto pode traduzir-se em falhas nos sistemas eléctricos, reduzindo deste modo a fiabilidade e a disponibilidade de resposta do sistema de propulsão eléctrica [7].

Estes entraves podem ser vistos como desafios a serem ultrapassados. Uma solução seria adaptar a estratégia de controlo a utilizar mas, quando esta não é suficiente, outra arquitectura deve ser seleccionada [7].

1.3 Objectivos

Conforme já mencionado, em embarcações do tipo eléctrico, a propulsão e as cargas auxiliares são integradas num barramento comum com o objectivo de melhorar o consumo de combustível e de reduzir as emissões, por contraste com as abordagens tradicionais, nas quais a propulsão e as cargas auxiliares são alimentadas por geradores independentes. Por forma a que o sistema de potência presente na embarcação seja o mais fiável possível, a integração de sistemas de fornecimento híbrido de energia ou, sistemas híbridos de armazenamento de energia, é vista como uma solução efectiva [10].

Para que seja possível alocar o melhor tipo de sistema híbrido de armazenamento à aplicação em causa, torna-se necessário determinar quais os constituintes mais adequados do mesmo, bem como a electrónica de potência que realiza a conversão de energia entre eles. Como tal, esta dissertação em como objectivo principal explorar em detalhe a componente relativa à electrónica de potência, nomeadamente os conversores de potência CC/CC bidirecionais, pretendendo-se investigar a característica de multi-porto dos mesmos. Neste contexto, o trabalho de tese a ser desenvolvido envolverá um conversor de potência que seja passível de ser aplicado a um sistema híbrido de armazenamento de energia, composto por baterias de ião lítio e super-condensadores, bem como a realização de um controlador com comando capaz de controlar a corrente no primário do conversor e simultaneamente equalizar as tensões nos portos de saída do mesmo.

1.4 Organização

O foco deste trabalho de dissertação envolve o estudo teórico de um conversor CC/CC bidireccional em corrente para sistemas híbridos de armazenamento de energia, bem como da metodologia de controlo associada. Neste sentido, tem-se a seguinte organização para o presente documento:

- **Capítulo 1 - Introdução:** no qual são discutidas as grandes motivações que levaram à realização deste trabalho de dissertação. Para além disso, é também discutida uma possível solução para a problemática em questão e são ainda delineados os objectivos do trabalho.
- **Capítulo 2 - Revisão bibliográfica:** no qual todos os aspectos relacionados com a temática do trabalho são revistos. Este inclui os sistemas híbridos de armazenamento de energia e as tecnologias que os constituem, os conversores de potência mais adequados aos mesmos, bem como as metodologias de controlo associadas a esses conversores.
- **Capítulo 3 - Conversor e análise em malha aberta:** no qual o é apresentado o conversor a estudar e onde se realiza a validação do modelo teórico proposto.
- **Capítulo 4 - Análise em malha fechada:** no qual é apresentada a metodologia de controlo proposta para o conversor em questão e é avaliado o seu desempenho.

- **Capítulo 5 - Resumo, conclusões e trabalho futuro:** no qual é realizado um breve resumo do trabalho e são apresentadas as principais conclusões retiradas. São ainda sugeridos alguns aspectos que podem ser trabalhados, por forma a completar o trabalho iniciado nesta dissertação.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

2.1 Introdução

Por forma a fazer frente aos desafios impostos por um sistema típico de propulsão eléctrica, existem os sistemas de propulsão eléctrica com fornecimento de potência de forma híbrida, em CC (Corrente Contínua). Conforme mencionado, uma das maiores desvantagens de um sistema de propulsão eléctrica, corresponde ao facto de o consumo de combustível por parte dos motores, em regimes de carga parcial, ser maior para um motor que funcione a velocidade fixa do que para um motor que funcione a velocidade variável. Esta desvantagem levou a que o conceito de distribuição de energia a frequência variável fosse considerado. A aplicação deste conceito tem sido muito limitada, principalmente devido ao facto de muitas das cargas auxiliares exigirem alimentação a frequência fixa. Contudo, existem soluções como os sistemas de alimentação em CC, que permitem o funcionamento dos motores em velocidade variável [7][9].

Historicamente, os sistemas em CC eram utilizados em aplicações específicas, como é o caso dos submarinos. Contudo, problemas relacionados com a protecção contra falhas e com a estabilidade do sistema limitaram bastante o seu uso. Apesar disso, o contínuo desenvolvimento em electrónica de potência e em esquemas para protecção contra falhas e que asseguram a estabilidade dos sistemas, permitiram o uso generalizado de sistemas em CC. As razões mais importantes para que se apliquem este tipo de sistemas são: a melhor eficiência de combustível quando os geradores estão a funcionar em regime de carga parcial e as reduzidas perdas na conversão de energia. Uma arquitectura típica de um sistema de propulsão eléctrica com fornecimento de potência híbrido em CC é apresentada na figura 2.1 [7][9].

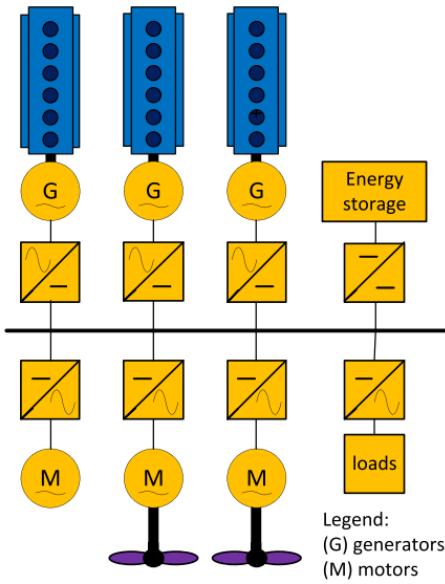


Figura 2.1: Sistema de propulsão eléctrica com fornecimento híbrido de potência, em CC [7].

A utilização de uma topologia como a apresentada na figura 2.1 proporciona várias vantagens, tais como:

- Uma arquitectura em CC permite que os motores funcionem em velocidade variável, levando a uma potencial redução no consumo de combustível, nas emissões, ruído e no stress mecânico e térmico [7][9];
- As arquitecturas em CC são robustas a falhas, uma vez que a electrónica de potência permite um controlo instantâneo das variáveis eléctricas, impedindo que as falhas se propaguem pela rede eléctrica e perturbem a mesma [7][9];
- No caso da electrónica de potência realizar protecção contra falhas, o tamanho do sistema reduz de forma considerável [7][9].

No entanto, estes sistemas também possuem os seus desafios:

- Todas as fontes de potência devem estar ligadas ao barramento CC através de conversores de potência, o que se traduz num aumento significativo de custo, caso exista uma grande quantidade de cargas a alimentar [7][9];
- Para que estas arquitecturas possam ser implementadas, é necessário garantir protecção contra falhas [7][9];
- É necessária, em coordenação com o sistema, uma estratégia de controlo que resolva problemas relacionados com a estabilidade do sistema e que permita atingir a performance óptima [7][9].

Devido à sua arquitectura complexa e à existência de electrónica de potência que realiza a interface entre fontes de elevada potência e as cargas auxiliares, tem havido uma grande evolução ao nível das micro-redes a bordo das embarcações. Como tal, estas tornaram-se praticamente idênticas às micro-redes terrestres isoladas. No entanto, devido à presença de grandes cargas dinâmicas, à complexa metodologia de controlo e à difícil gestão de potência, as micro-redes de navios são consideradas ainda mais complexas que as terrestres. A evolução destas estruturas está representada na figura 2.2, onde se pode verificar que a grande novidade corresponde à introdução de um sistema híbrido de armazenamento de energia [10].

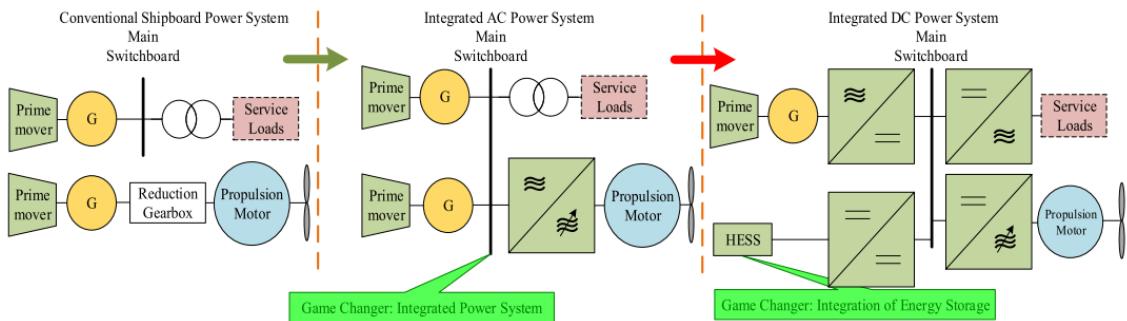


Figura 2.2: Integração de sistemas híbridos de energia em sistemas de potência de embarcações [10].

2.2 Sistemas armazenamento de energia

O rápido crescimento de sistemas eléctricos e híbridos possibilita constantes desenvolvimentos ao nível dos sistemas de armazenamento de energia. Estas tecnologias variam bastante entre si, quer em termos de custo, quer em aspectos técnicos como a densidade de potência e energia, tempo de carga e descarga, temperatura de funcionamento, tempo de vida, impacto ambiental e a necessidade de manutenção. Diversos trabalhos foram realizados, especialmente na última década, com o objectivo de optimizar a capacidade dos sistemas de armazenamento de energia. Uma única tecnologia de armazenamento de energia que consiga fornecer altas densidades de potência e energia, maior tempo de vida, bem como outras especificações não está prevista de ser desenvolvida num futuro próximo. Como tal, para se que consigam melhorar as capacidades das tecnologias existentes, torna-se necessário combinar duas ou mais destas tecnologias, combinando as vantagens das mesmas. Os sistemas que utilizam a combinação de duas ou mais tecnologias de armazenamento de energia denominam-se de sistemas híbridos de armazenamento de energia [10][11].

2.2.1 Tecnologias de armazenamento de energia

Um sistema de armazenamento de energia é constituído por um dispositivo de armazenamento de energia e por um dispositivo de conversão de potência e o seu controlo. Os dispositivos de armazenamento de energia diferem entre si em termos de taxa de carga e descarga, ciclo de vida,

densidade de energia e potência, eficiência e de outros parâmetros. São, de forma geral, classificados em três categorias de acordo com o tipo de energia armazenada. Estas categorias são a eléctrica, a química e a mecânica e estão representadas na figura 2.3 [10][11].

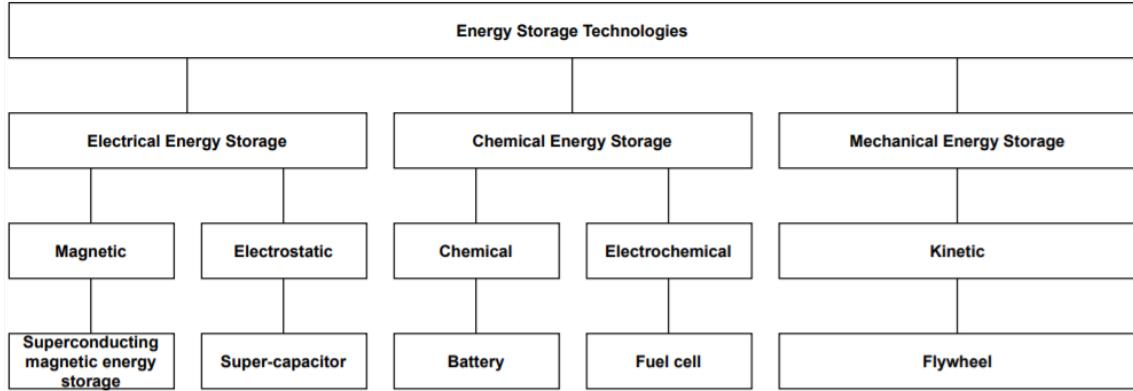


Figura 2.3: Classificação dos sistemas de armazenamento de energia (adaptado de [10]).

A maturidade das diferentes soluções para sistemas de armazenamento de energia encontram-se representadas na figura 2.4. Como se pode verificar, a tecnologia de chumbo-ácido é considerada uma tecnologia madura, que já tem sido usada ao longo do último século. Outras como níquel-cádmio, enxofre de sódio, ião lítio, *flywheel*, super-condensador e o armazenamento supercondutor de energia magnética correspondem a tecnologias desenvolvidas que podem ser encontradas no mercado. No caso das *fuel cells*, estas ainda se encontram em fase de desenvolvimento, uma vez que o armazenamento de hidrogénio é um inconveniente desta tecnologia [10].

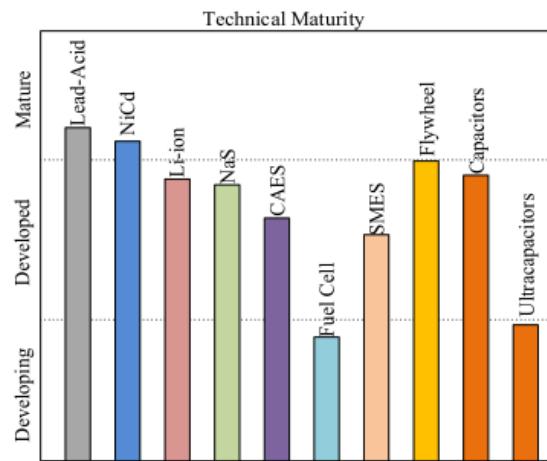


Figura 2.4: Maturidade das tecnologias de armazenamento de energia [10].

Relativamente à eficiência do ciclo de um sistema de armazenamento de energia, esta é definida pela razão entre a energia de saída e a energia de entrada. As eficiências das várias tecnologias existentes estão representadas na figura 2.5. É possível verificar que tecnologias como *fuel cells*,

o armazenamento supercondutor de energia magnética e os super-condensadores são altamente eficientes [10].

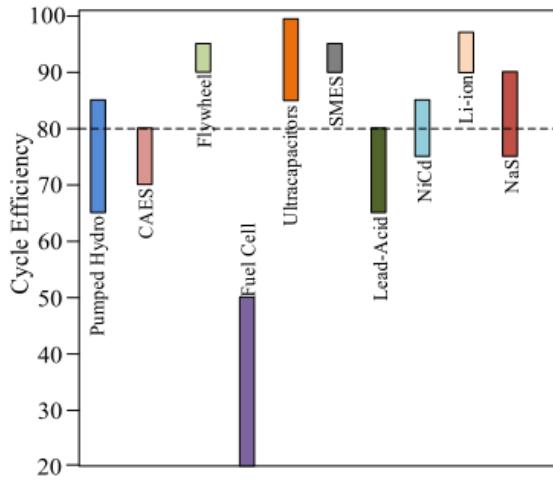


Figura 2.5: Eficiência das tecnologias de armazenamento de energia [10].

Por fim, existem outros dois parâmetros de extrema relevância que correspondem à densidade de energia e de potência e que permitem caracterizar um sistema de armazenamento de energia. A densidade de energia é definida como a energia armazenada por unidade de peso e, portanto, está directamente associada ao tamanho do sistema de armazenamento de energia. Já a densidade de potência, é definida como a quantidade de potência que pode ser obtida por unidade de peso. Estas densidades podem ser observadas a partir da figura 2.6 [12].

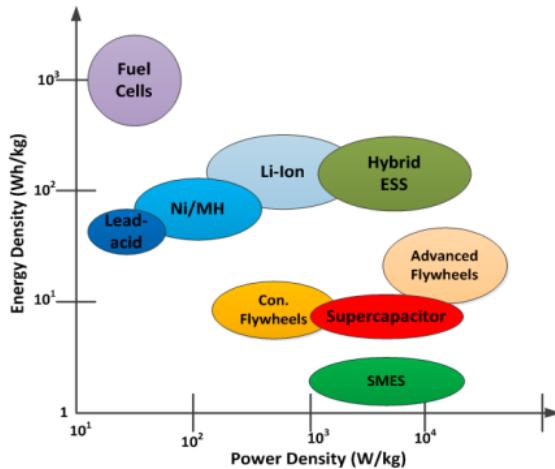


Figura 2.6: Densidades de energia e de potência das diversas tecnologias de armazenamento de energia [12].

De acordo com a figura 2.6, é possível verificar que cada tecnologia possui características únicas em termos de densidade de potência e de densidade de energia e, como tal, a selecção da respectiva tecnologia deve ser cuidadosamente considerada, de acordo com os requisitos de performance pretendidos para a micro-rede em questão [12].

Uma análise mais detalhada das tecnologias passíveis de serem aplicadas a uma embarcação será levada a cabo nas secções seguintes, onde serão abordadas as vantagens e desvantagens de cada uma das tecnologias.

2.2.1.1 Baterias

As baterias são dispositivos compostos por múltiplas células, ligadas em série e/ou em paralelo, para gerar uma tensão ou capacidade pretendidas e correspondem a uma das tecnologias de armazenamento de energia mais utilizada a nível global. Esta tecnologia enquadra-se na categoria de armazenamento de energia química, uma vez que converte energia química em energia eléctrica através de uma reacção química de oxidação-redução. Uma representação deste tipo de dispositivo pode ser observada na figura 2.7 [10][13].

Existem dois tipos de baterias: as primárias e as secundárias. A diferença entre estes dois tipos é que as baterias do tipo primário não são electricamente recarregáveis enquanto que, as do tipo secundário são [10][14].

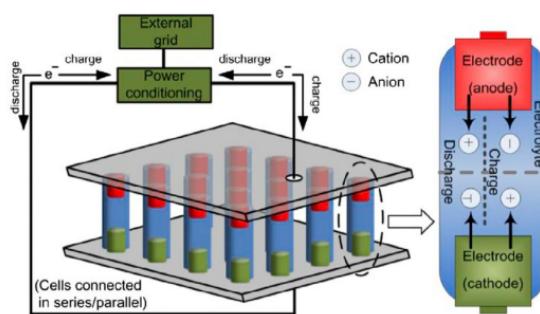


Figura 2.7: Esquemático de um sistema de armazenamento de energia do tipo bateria [13].

Para além de ser a tecnologia de armazenamento de energia mais comum a nível global, a bateria também é a tecnologia mais empregue em micro-redes de embarcações. As soluções actualmente existentes são: chumbo-ácido, ião lítio, níquel-cádmio e enxofre de sódio [12].

Relativamente às baterias de chumbo-ácido, estas correspondem ao tipo de bateria mais usado a nível global, sendo aplicadas desde 1890. São especialmente empregues em aplicações que exigem baixos custos, nas quais as limitações ao nível do ciclo de vida e densidade de energia não são de grande importância. Este tipo de bateria é geralmente constituído por células que, para além de se encontrarem imersas numa solução diluída de ácido sulfúrico, que corresponde ao electrolito, possuem um eletrodo positivo constituído por dióxido de chumbo e um eletrodo negativo constituído por chumbo esponjoso. [10][13].

Como vantagens, as baterias de chumbo-ácido apresentam as seguintes:

- São uma tecnologia madura e de baixo custo [10];
- O chumbo é facilmente reciclável[10];
- Permitem o uso de técnicas de carregamento simples [10];

- Possuem baixos tempos de resposta (na ordem dos milissegundos) [10];
- Apresentam baixas taxas de auto-descarga diária (tipicamente entre 0.1% e 0.3%) [10][13];
- Possuem uma eficiência relativamente alta (entre 65% e 80%) [10][13].

Por outro lado, estas também apresentam diversas desvantagens:

- Possuem uma baixa densidade de energia [10];
- O chumbo é um material perigoso [10];
- A eficiência e o tempo de vida são afectados pelas condições em que a bateria está inserida (por exemplo, temperatura) [13];
- Apresentam um curto ciclo de vida (cerca de 1500 ciclos) [10].

Já as baterias de níquel-cádmio têm sido comercializadas ao longo do último século, o que demonstra a sua importância no seio dos dispositivos de armazenamento de energia. Este tipo de baterias usa cádmio metálico no eléctrodo negativo e óxido-hidróxido de níquel no eléctrodo positivo. [10][13].

As vantagens destas passam pelas seguintes:

- Possuem baixos tempos de resposta (na ordem dos milissegundos) [10];
- Apresentam alta densidade de energia [10][13];
- O ciclo de vida é relativamente melhor ao das baterias de chumbo-ácido (até 3500 ciclos, mas está dependente da profundidade de descarga) [13];
- Possuem maior densidade de energia e de potência, por comparação com as baterias em chumbo-ácido [10][13];
- Apresentam uma eficiência melhor que as baterias de chumbo-ácido (entre 75% a 80%) [10];
- Permite o funcionamento a temperaturas mais baixas (num intervalo de -20°C até -40°C) [10].

As desvantagens das baterias baseadas em níquel-cádmio são:

- Custo elevado [10];
- Alta degradação [10];
- Toxicidade do cádmio metálico, o que limita a utilização deste tipo de baterias a aplicações estacionárias (que estão proibidas na Europa) [10][13];

- Apresenta efeito de perda de memória [13].

As baterias em enxofre de sódio são um sistema de armazenamento de energia relativamente recente, cujas funcionalidades foram desenhadas para suprir os requisitos de sistemas de armazenamento de energia de aplicações de elevadas potências. Estas baterias consistem em sódio líquido no eléctrodo negativo e em enxofre líquido no eléctrodo positivo, existindo entre estes, um tubo de alumínio que serve como electrólito [10][13].

Algumas das vantagens das baterias em enxofre de sódio são:

- Apresentam alta densidade de energia [10];
- Alta eficiência (entre 75% a 90%) [10];
- Não apresentam auto-descarga [10][13];
- Possuem um bom ciclo de vida (cerca de 4500 ciclos) [10];
- Possuem baixos tempos de resposta (na ordem dos milissegundos) [10];
- Não apresentam degradação em regime de descarga profunda [10];
- Não necessitam de muita manutenção [13].

A grande desvantagem apresentada por este tipo de baterias prende-se com o facto de a temperatura ter de ser mantida num intervalo entre 300°C a 350°C para que a performance da bateria seja mantida, o que implica a integração de uma fonte calorífica [10][13].

Por último, as baterias de ião lítio são, desde 2000, uma tecnologia que tem vindo a apresentar uma grande relevância, particularmente em aplicações de electrónica portátil e de mobilidade eléctrica. As células que constituem este tipo de baterias podem conter iões de lítio ou polímeros de lítio, com a diferença de que as que contêm polímeros de lítio apresentam uma maior densidade de energia. Por outro lado, as células que contêm iões de lítio apresentam maior densidade de potência [10][13].

As vantagens das baterias compostas por ião lítio são:

- Muito alta eficiência (entre 90% a 97%) [10];
- Muito baixa taxa de auto-descarga (entre 1% a 3% por mês) [10];
- Baixa necessidade de manutenção [10];
- Altas densidades de energia e potência em comparação com as restantes tecnologias [10];
- Permitem níveis de tensão de 3.7 V por célula, ao invés dos 1.2 V atingidos pelas células das baterias de níquel-cádmio [10];
- Apresentam o melhor ciclo de vida, de entre as opções já referidas (em cerca de 5000 ciclos) [10].

As desvantagens associadas a este tipo de baterias passam por:

- Um elevado custo [10];
- Os tempos de resposta podem variar desde milissegundos a segundos [10];
- Problemas de segurança, uma vez que os eléctrodos são instáveis, podendo degradar-se com o aumento da temperatura [10][13];
- Necessidade de integrar dispositivos que evitem excessos de carga e descarga [10][13].

Um resumo das vantagens e desvantagens mais importantes de cada uma das tecnologias de armazenamento de energia do tipo bateria estão descritas na tabela 2.1.

Tipo de bateria	Vantagens	Desvantagens
Chumbo-ácido	baixo custo	curto ciclo de vida
	facilidade em reciclar o chumbo	baixa densidade de energia
	baixa taxa de auto-descarga	
Níquel-cádmio	alta densidade de energia maior ciclo de vida	alta degradação alto custo toxicidade do cádmio metálico
Enxofre de sódio	alta densidade de energia não apresenta auto-descarga alta eficiência	exige temperaturas entre 300°C e 350°C
Ião lítio	muito alta eficiência muito baixa auto-descarga exige pouca manutenção	custo muito elevado exige circuitos de protecção

Tabela 2.1: Vantagens e desvantagens dos vários tipos de baterias [10].

Na actualidade, os sistemas armazenamentos de energia do tipo bateria correspondem à tecnologia mais aplicada às micro-redes das embarcações. De todas as soluções analisadas, as baterias de ião lítio constituem a mais atractiva e a mais aplicada de todas. De facto, as baterias de ião lítio são as mais adequadas para a aplicação ao contexto marítimo, uma vez que estas baterias possuem alta eficiência, altas densidades de potência e de energia, bem como um longo ciclo de vida, por comparação às restantes opções [11][12].

2.2.1.2 Super-condensadores

Condensadores são dispositivos que armazenagem energia sob a forma de um campo eléctrico e são geralmente conhecidos pelas suas taxas de carga e descarga simétricas. Por norma, os condensadores possuem uma muito baixa resistência equivalente em série, o que lhes permite fornecer energia de forma eficiente. Estes são usualmente empregues em aplicações que exigem uma

grande quantidade de energia por um curto período de tempo. Os condensadores podem ainda ser categorizados em super-condensadores (ou ultra-condensadores) [10].

A estrutura de um super-condensador é diferente daquela de um condensador, uma vez que possui uma dupla camada electrostática e eléctrodos de carbono mais finos. Estas propriedades fazem com que a capacidade deste dispositivo seja bastante superior àquela de um condensador convencional. A estrutura de uma célula individual de um super-condensador pode ser observada na figura 2.8 [12][13][14].

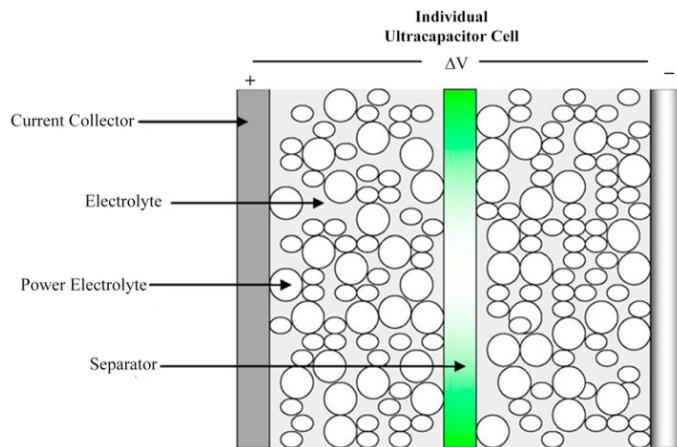


Figura 2.8: Estrutura de uma célula individual de um super-condensador [13].

As grandes vantagens associadas aos super-condensadores são:

- Maior densidade de potência [10];
- Menores tempos de carregamento e de descarga (devido à baixa resistência interna) [10][12];
- Possuem ciclos de vida optimizado (permitem infinitos ciclos de carga e descarga sem sofrer dano) [12][13][14].

Relativamente às suas desvantagens, apresentam-se as seguintes:

- Baixa densidade de energia [10];
- Alta sensibilidade a sobre-tensões [10];
- Alta taxa de auto-descarga [10];
- Possuem uma tensão de descarga linear [10];
- Baixa tensão das células [10].

Apesar de serem bastante usados na indústria automóvel, os super-condensadores, por si só, não são muito aplicados em micro-redes de embarcações, devido ao seu elevado custo e à sua baixa densidade de energia. Porém, a hibridização com dispositivos de armazenamento de energia como baterias de ião lítio, por exemplo, torna-se uma solução bastante interessante e atractiva, uma vez que é possível melhorar a performance, tempo de vida e ciclo de vida do conjunto [10][12].

2.2.1.3 Flywheels

Um sistema de armazenamento de energia *flywheel* enquadra-se nos sistemas de armazenamento de energia do tipo mecânico e é composto por um massivo cilindro suportado pelo estator (por meio de rolamentos magnéticos deslizantes) que é considerado o componente principal destes sistemas. Estes encontram-se tipicamente acoplados a uma configuração gerador/motor para armazenamento ou extração de energia, respectivamente. Por norma, é também utilizado um conversor de frequência para que o sistema possa funcionar numa vasta gama de velocidades. Durante a fase de carga, o sistema *flywheel* é acelerado para armazenar energia sob a forma de energia cinética enquanto que, na fase de descarga este é desacelerado para que se possa extrair a energia cinética armazenada e se possa converter a mesma em energia eléctrica. A figura 2.9 apresenta os vários constituintes de um sistema *flywheel* [12][13][14].

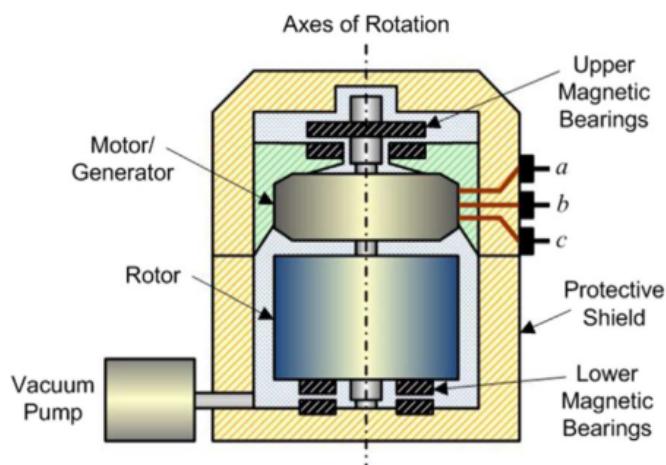


Figura 2.9: Componentes principais de um sistema *flywheel* [13].

Algumas vantagens deste tipo de sistemas são:

- Possuem a maior densidade de potência de entre as soluções de armazenamento de energia existentes [12];
- Apresentam bons tempos de resposta (tipicamente de 4 a 5 milissegundos) [12];
- Elevada eficiência em regime nominal [13];
- Capacidade de suportar altos níveis de potência [13].

Porém, apresentam a grande desvantagem de não possuírem uma boa densidade de energia, impedindo-os de ser utilizados em aplicações que exijam um fornecimento de energia durante longos períodos. Para além desta, também apresentam uma elevada taxa de auto-descarga, que provoca deterioração quando os ciclos não decorrem de forma contínua [12][13].

Apesar das vantagens apresentadas, os sistemas *flywheel* são principalmente utilizados em aplicações ferroviárias, com o objectivo de garantir o movimento das locomotivas em secções que

não se encontram electrificadas. Também são alvo de interesse quanto a uma possível aplicação como baterias estáticas, a serem colocadas na berma da via férrea, com o objectivo de estabilizar a corrente alimentada às locomotivas e para armazenar a energia de travagem das mesmas, fornecendo, posteriormente, essa energia às linhas eléctricas [13][14].

2.2.1.4 Armazenamento supercondutor de energia magnética

A energia armazenada em sistemas supercondutores de energia magnética encontra-se na forma de um campo magnético criado pela bobina supercondutora. Para que tal seja possível, a bobina supercondutora deve ser mantida abaixo da temperatura crítica de supercondução, por meio de uma bomba de refrigeração externa. Nessa circunstância a resistência da bobina supercondutora é zero, o que elimina a queda de tensão na mesma, mantendo a circulação da corrente e criando o campo magnético que armazena a energia. Estes sistemas são constituídos por três componentes principais: a bobina supercondutora, o sistema de conversão de potência e o sistema criostático. Uma representação estrutural deste tipo de armazenamento de energia pode ser observada na figura 2.10 [10][12] [13][14].

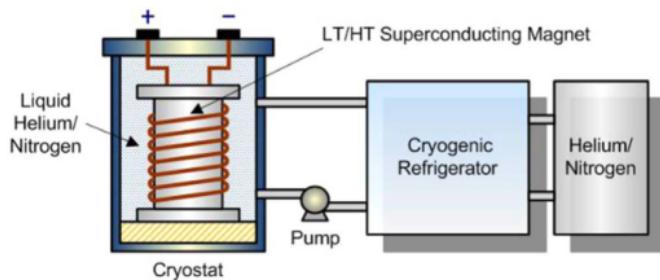


Figura 2.10: Estrutura de um sistema de armazenamento supercondutor de energia magnética [14].

Estes sistemas apresentam vantagens como:

- Alta eficiência (maior que 95%) [10];
- Alta densidade de energia [10];
- Apresenta resistência zero [10];
- baixas perdas na electrónica de potência, em ambas as direcções (cerca de 2% a 3%) [10];
- Possuem uma baixa taxa de deterioração [10].

Relativamente às suas desvantagens, existem as seguintes:

- Apresentam uma elevada taxa de auto-descarga devido a questões de estabilidade mecânica [10];
- Requerem uma quantidade significativa de energia para o arrefecimento da bobina com líquido criogénico [10].

Os sistemas de armazenamento supercondutor de energia magnética são considerados uma tecnologia bastante atractiva para aplicação em micro-redes navais, uma vez que exibem alta densidade de energia, resistência zero e auxiliam na mitigação de problemas relacionados com a qualidade da potência (devido a variações das exigências em potência, impostas pelas cargas). Como tal, estes sistemas de armazenamento estão a tornar-se cada vez mais populares, sendo vital continuar a investigá-los [10][12].

2.2.1.5 Fuel cells

Os sistemas de armazenamento de energia baseados em *fuel cells* transformam a energia química directamente em energia eléctrica e podem ser vistos como uma alternativa aos motores a diesel. As *fuel cells* funcionam do mesmo modo que as baterias, contudo, estas não se esgotam nem precisam de ser recarregadas, contando que o combustível é continuamente fornecido. Após da passagem de hidrogénio pelo ânodo, estas moléculas são separadas em electrões e protões (ainda no lado do ânodo). Uma vez formados, os protões atravessam a membrana de electrolito, forçando ao estabelecimento de um circuito eléctrico a partir do qual é gerada corrente e também calor. Os protões, electrões e moléculas de oxigénio acabam então por se combinar entre si, no lado do cátodo, formando moléculas de água. Estes sistemas são constituídos por um ânodo, um cátodo e uma membrana que serve de electrolito, podendo a sua estrutura ser observada na figura 2.11 [10][14].

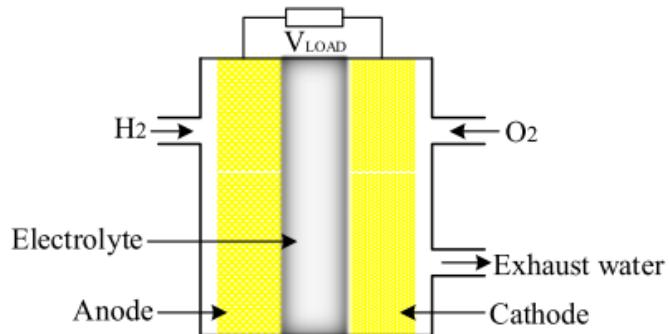


Figura 2.11: Estrutura de um sistema do tipo *fuel cell* [10].

Esta tecnologia provou ser bastante eficiente, uma vez que produz muito pouca quantidade de emissões ou, até mesmo nenhuma, funcionando de forma mais limpa, quando comparada com o tradicional motor de combustão interna ou a turbina a gás. No entanto, o armazenamento e a distribuição de hidrogénio, constituem os grandes desafios a superar por este tipo de tecnologia. Porém, a utilização de tecnologias como a *fuel cell* de carbonato fundido ou a *fuel cell* de óxido sólido podem ser mais favoráveis à propulsão naval, uma vez que fazem uso de combustíveis à base de hidrocarbonetos [10].

2.2.2 Sistemas híbridos de armazenamento de energia

Os sistemas híbridos de armazenamento de energia correspondem a uma combinação de tecnologias de armazenamento de energia que apresentam diferentes características relativamente à capacidade de energia, ciclo de vida, taxas de carga e descarga, densidades de energia e potência, taxa de resposta, entre outros. O grande objectivo da hibridização passa por combinar os pontos fortes de cada tecnologia de armazenamento de energia envolvida [10].

A partir da observação da figura 2.6, é possível classificar as tecnologias de armazenamento de energia em tecnologias de alta energia ou de alta potência. Dispositivos de alta energia, tais como baterias ou *fuel cells*, possuem a capacidade de fornecer energia por maiores períodos de tempo, apesar da sua baixa potência. Por outro lado, dispositivos de maior potência, tais como *flywheels*, super-condensadores ou armazenamentos supercondutores de energia magnética, podem fornecer potências muito elevadas, mas apenas por um curto período de tempo. Como tal, combinando dispositivos com uma alta densidade de energia e dispositivos com uma alta densidade de potência, num processo designado por hibridização, é possível obter um sistema de armazenamento de energia com melhores características. Desta forma, os dispositivos de alta energia são responsáveis pelo fornecimento de energia a longo prazo, enquanto que, os dispositivos de alta potência atenderão às necessidades de alta potência, por curtos períodos de tempo [10][12].

De todas as tecnologias de hibridização, a combinação entre baterias e super-condensadores é a mais comum, encontrando-se descrita na literatura de forma bastante extensa. Geralmente, a hibridização destas tecnologias pode ser realizada de acordo com dois métodos: por hibridização interna ou por hibridização externa. Estes podem ser observados na figura 2.12 [10][11].

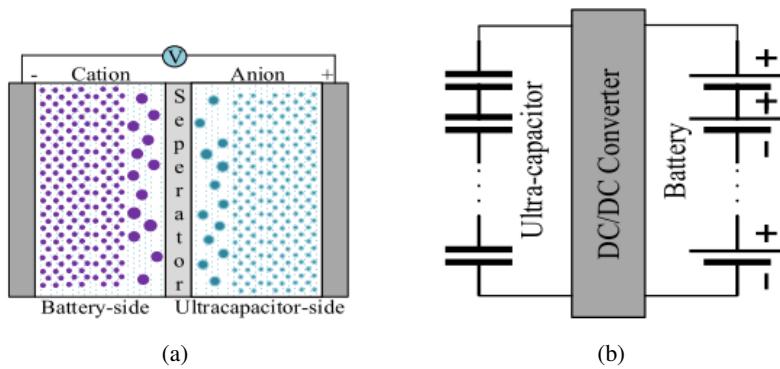


Figura 2.12: Hibridização interna (a) e externa (b) para baterias e super-condensadores [10].

No caso da hibridização interna, o processo de hibridização é realizado ao nível dos eléctrodos dos dispositivos. Por outro lado, a hibridização externa, que corresponde ao método mais utilizado, é caracterizada pela ligação física (por meio de um conversor de potência) entre a bateria e o super-condensador [10][11].

A hibridização de baterias com super-condutores é, no contexto marítimo, a solução mais proposta na literatura e é também aquela que será alvo de utilização neste trabalho de tese. Devido à ondulação sofrida pela embarcação e devido à rotação das hélices, o seu sistema de propulsão

eléctrica sofre bastantes flutuações a nível de binário e potência nos veios. Como tal, a aplicação de um sistema de armazenamento híbrido de energia, composto por baterias e super-condensadores, é considerada como uma solução adequada na abordagem a este problema, uma vez que, pelas características de densidade de energia e de potência apresentadas, contribui para a diminuição das flutuações e para o aumento da estabilidade eléctrica do sistema [10].

2.2.3 Electrónica de potência em sistemas híbridos de armazenamento de energia

Conforme já referido, sistemas híbridos de armazenamento de energia são geralmente constituídos por duas ou mais tecnologias de armazenamento de energia diferentes. A justificação para esta heterogeneidade, é que a mesma permite reunir as vantagens das tecnologias combinadas [15][16].

Devido à sua complementaridade, duas tecnologias que são frequentemente utilizadas em conjunto são as baterias e os super-condensadores. Enquanto que, as baterias possuem uma elevada densidade de energia mas uma baixa densidade de potência, os super-condensadores correspondem ao reverso da moeda, possuindo alta densidade de potência, mas uma baixa densidade de energia. Como tal, uma hibridização realizada entre estas duas tecnologias é muito atractiva para aplicações que empreguem um sistema de propulsão eléctrica. Estes sistemas híbridos de armazenamento de energia podem ser configurados em três tipos de topologias: a passiva, a semi-activa e a activa [15][16][17].

A topologia mais simples de implementar é a passiva, na qual a bateria e o super-condensador estão simplesmente ligados em paralelo com a carga. Esta pode ser observada na figura 2.13 [16][17][18].

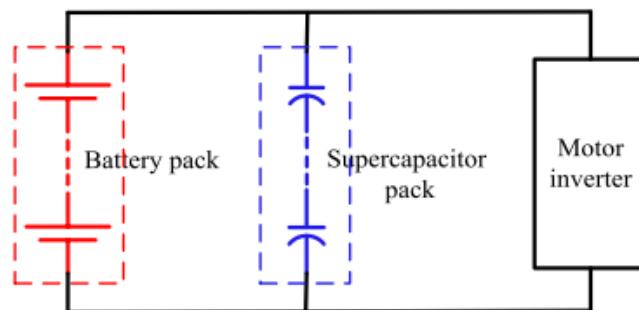


Figura 2.13: Topologia passiva de um sistema híbrido de armazenamento de energia [17].

Nesta topologia, o controlo entre a carga e a descarga de cada fonte de energia, ou seja, entre a bateria e os super-condensadores, é dependente da resistência interna de cada dispositivo. Devido à topologia em si, não é possível aplicar nenhum método de controlo para o fluxo de energia ou para optimização da energia armazenada nos super-condensadores. Como tal, e apesar de possuir uma estrutura simples e económica, a topologia passiva apresenta uma pobre performance [16][17][18].

As topologias semi-activas utilizam um conversor CC/CC para controlar o fluxo de energia de um dispositivo de armazenamento de energia para outro. O conversor CC/CC realiza a interface de

um dos dois dispositivos de armazenamento de energia, enquanto o outro desses dispositivos está directamente ligado ao barramento CC. Existem, portanto, duas possibilidades de configuração, que podem ser observadas na figura 2.14 [16][17][18].

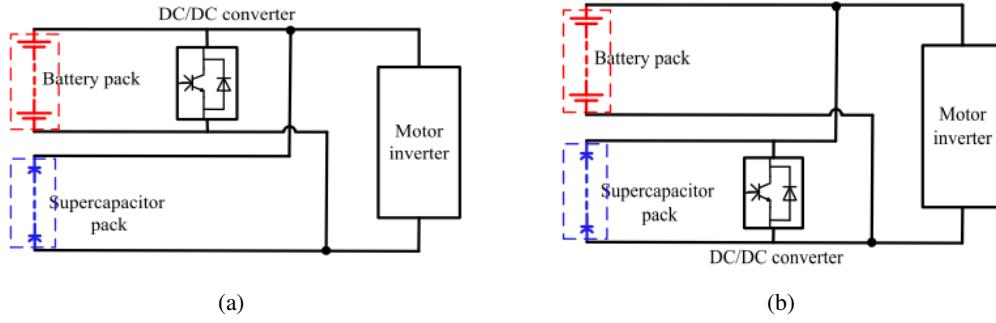


Figura 2.14: Topologias semi-ativas de um sistema híbrido de armazenamento de energia [17].

A introdução do conversor permite algum grau de controlo sobre o fluxo de energia pelo sistema mas, nesta topologia, um dos dispositivos terá de se conectar directamente ao barramento CC (existindo a necessidade de adequar a tensão entre o sistema de armazenamento de energia e o barramento CC). No caso de a bateria se ligar directamente ao barramento CC, esta torna-se susceptível a picos de potências. Já no caso de serem os super-condensadores a ligarem-se directamente ao barramento CC, estes ficam impedidos de utilizar a energia que possuem armazenada sem causarem grandes variações de tensão no barramento. [16][17][18].

Relativamente à topologia activa, esta permite ultrapassar as limitações das topologias semi-ativas pela introdução de mais conversores CC/CC. Uma topologia activa pode ser observada na figura 2.15 [16][17][18].

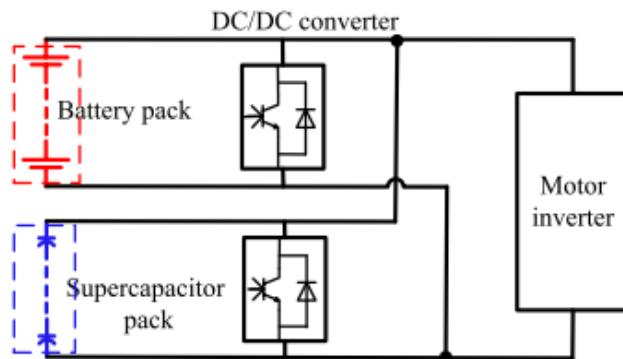


Figura 2.15: Topologia activa de um sistema híbrido de armazenamento de energia [17].

Esta topologia permite o controlo completo do fluxo de energia por todo o sistema híbrido de armazenamento de energia, ao mesmo tempo que realiza o isolamento do mesmo do barramento CC. Uma vez que tanto a bateria como os super-condensadores podem ser controlados independentemente, uma performance de controlo óptima pode ser alcançada. Para além disso,

esta topologia elimina a necessidade de adequar a tensão entre o barramento CC e o sistema de armazenamento de energia. Contudo, o custo e as perdas desta topologia são mais elevados do que as restantes, devido à introdução dos conversores adicionais e, para além disso, acrescentam complexidade ao sistema [16][17][18].

Devido à capacidade demonstrada pelos conversores CC/CC em controlar o fluxo de energia em vários sistemas, estes têm vindo a receber muita atenção. Conforme já referido, estes são bastantes indicados para aplicações que envolvam sistemas híbridos de energia, como é o caso de embarcações que possuam fornecimento híbrido de potência. Utilizando este tipo de conversores nas micro-redes das embarcações, é possível conjugar e integrar as cargas auxiliares com recursos distribuídos como os sistemas híbridos de armazenamento de energia. Para além disto, os conversores CC/CC bidirecionais também são capazes de fornecer isolamento galvânico entre a micro-rede e os sistemas de armazenamento de energia, o que contribui para a flexibilidade do sistema, para a adequação dos níveis de tensão e para o cumprimento de normas de segurança. Como tal, estes conversores com isolamento galvânico são bastante adequados para realizar a interface entre as micro-redes e os sistemas de armazenamento de energia, sendo alvo de um estudo detalhado na secção seguinte [19].

2.3 Conversores CC/CC isolados e bidirecionais

Uma vez que os conversores de potência bidirecionais CC/CC demonstraram ser adequados a uma vasta gama de aplicações, o seu estudo tornou-se uma importante área de investigação no ramo da electrónica de potência. Ao fazer uso dos mesmos para realizar a interface entre fontes de alimentação e os dispositivos de armazenamento de energia, é possível aumentar a performance e a eficiência do sistema, já que não é necessária a aplicação de conversores individuais para controlar ambos os sentidos do fluxo de energia. A estrutura geral de um conversor bidireccional CC/CC encontra-se representada na figura 2.16 [20].

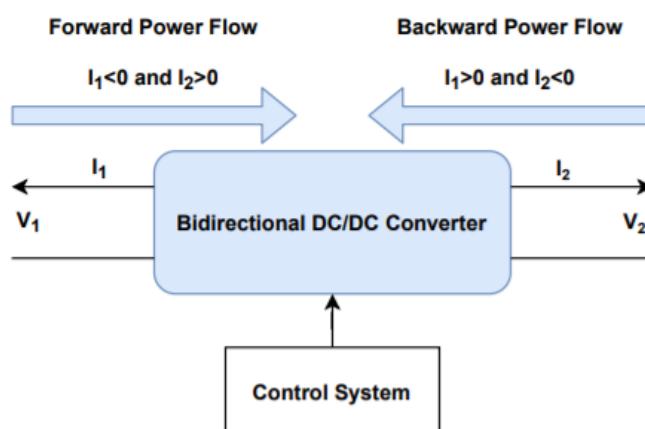


Figura 2.16: Estrutura geral de um conversor bidireccional CC/CC (adaptado de [20]).

As topologias dos conversores de potência bidirecionais podem ser classificadas em dois grandes grupos: as topologias não-isoladas e as topologias isoladas [20].

As topologias não-isoladas realizam a transferência de potência sem possuir um isolamento magnético. Apesar de este tipo de topologias não utilizarem um transformador de isolamento e, como tal, não beneficiarem das vantagens de um isolamento galvânico, estas possuem alguns pontos positivos, como a simplicidade da configuração e não são afectadas pelas desvantagens das topologias que possuem isolamento galvânico, como o elevado peso ou a existência de interferência magnética. Como tal, as topologias não-isoladas são mais adequadas a aplicações onde limitações de peso ou tamanho possam ser um factor crítico [20].

Por outro lado, as topologias isoladas convertem a tensão CC para CA, que é submetida a um transformador de alta frequência e depois rectificada de volta para CC. De um modo geral, estas topologias permitem um ganho em tensão superior ao das topologias não-isoladas. Contudo, o processo de *design* do transformador e a mitigação do efeito da indutância de fugas são importantes aspectos a ter em conta, neste tipo de conversores. As diferentes topologias podem ser consultadas na figura 2.17, das quais serão apresentadas sucintamente, aquelas destacadas [20].

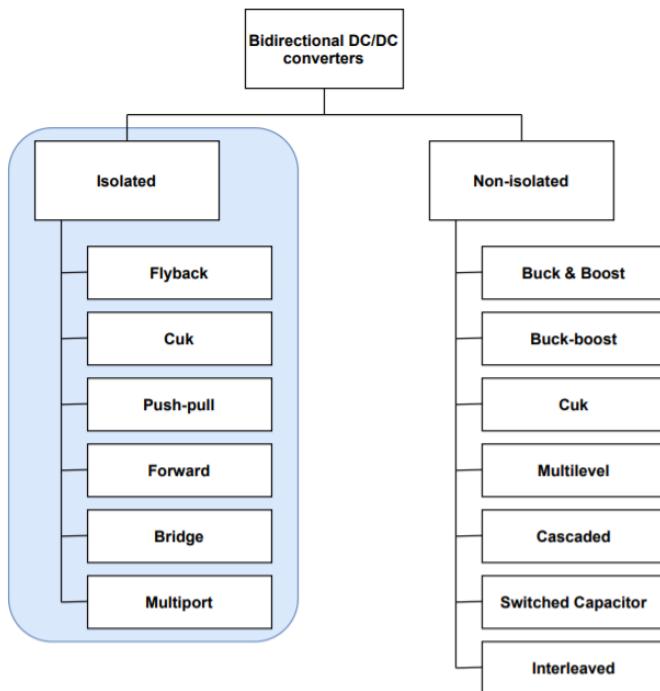


Figura 2.17: Diferentes topologias dos conversores bidirecionais CC/CC (adaptado de [20]).

2.3.1 Topologias do tipo isolado

O designado isolamento galvânico é considerado um dos métodos mais promissores para se atingirem altos ganhos. Através da adição de um grau de liberdade extra ao ganho do conversor, nomeadamente a razão do número de espiras, é possível adequar o conversor a aplicações que exigam uma larga gama de tensões de entrada. Para além de ser capaz de fornecer um elevado ganho

em tensão, o isolamento galvânico também providencia outros benefícios como a possibilidade de integrar múltiplas entradas ou múltiplas saídas, bem como garantir isolamento entre as entradas e saídas, o que aumenta a segurança [20].

De acordo com os objectivos definidos para o presente trabalho de tese e, devido às suas vantagens, os conversores de potência a serem abordados serão do tipo isolado, pelo que é pertinente realizar uma breve revisão literária das configurações existentes para este tipo de topologia.

2.3.1.1 Flyback

Conversores do tipo *flyback* derivam da topologia *buck-boost* (pela substituição da indutância por um transformador) e são amplamente utilizados, entre outras topologias, para aplicações de baixa e média potência, devido à sua estrutura simples, compacta, barata e capaz de garantir isolamento galvânico [20][21][22].

A estrutura convencional de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo *flyback* está representada na figura 2.18 [20].

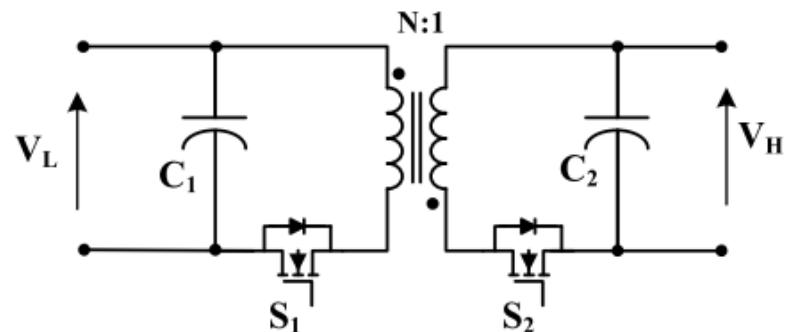


Figura 2.18: Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo *flyback* [20].

Esta topologia, contudo, vem afectada por uma indutância de fugas e por uma capacidade parasita nos interruptores de potência que aumentam o *stress* nos interruptores durante os instantes de abertura dos mesmos e, como tal, degradam a performance do conversor. Para ultrapassar estes problemas, tanto o *design* do transformador como a inclusão de circuitos do tipo *snubber* devem ser considerados [20][21][22].

Relativamente ao modo de funcionamento, os interruptores são operados de forma complementar. Quando o interruptor no lado do primário se encontra em condução, a energia é armazenada na indutância de magnetização do primário. Quando o interruptor no lado do primário se abre e o do secundário se fecha, a energia é transferida para a saída. Caso a transferência de energia ocorra no sentido inverso, o mecanismo descrito aplica-se de maneira inversa [21].

Por fim, o ganho deste tipo de conversores é dado pela equação 2.1 e respeita a nomenclatura da figura 2.18 [20].

$$\frac{V_H}{V_L} = \frac{N \cdot D}{1 - D} \quad (2.1)$$

Onde D corresponde ao *duty-cycle* dos interruptores.

2.3.1.2 Cuk

Baseada no conversor bidireccional não-isolado *Cuk*, a versão isolada do mesmo foi introduzida com o objectivo de integrar os benefícios do isolamento magnético à versão original. Como tal, a versão isolada do conversor *Cuk* bidireccional inclui um transformador que garante o isolamento galvânico, podendo ser observada na figura 2.19 [20].

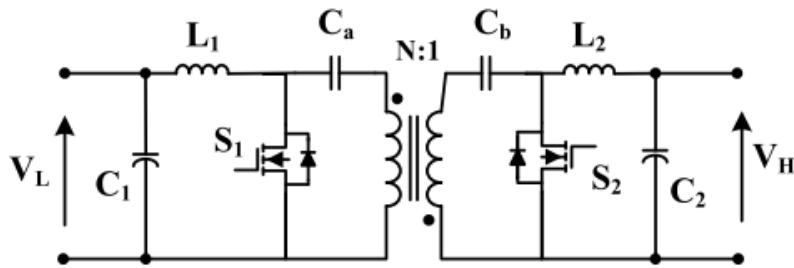


Figura 2.19: Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo *Cuk* [20].

Quando comparado com outras topologias, o conversor *Cuk* bidireccional isolado destina-se a aplicações de baixa potência e possui algumas características que o tornam particularmente interessante:

- O fluxo de potência bidireccional é conseguido apenas com dois interruptores de potência [23];
- Com a aplicação de um condensador de bloqueio, ligado em série com o transformador, quer no primário, quer no secundário, é possível anular a componente CC da corrente de magnetização do transformador [23][24];
- A existência das indutâncias nos terminais de entrada e saída asseguram regulação de corrente, reduzindo o *ripple* da mesma [20][23][24];
- Possui alta eficiência [24];
- Permite o funcionamento a frequências mais baixas [24];
- Baixos níveis de ruído e de interferência electromagnética [24];
- Baixo custo [24].

Para que se possa melhorar a eficiência deste conversor, devem ainda ser incorporados circuitos de *snubber*, bem como ter em consideração aspectos relativos ao projecto do transformador, tais como a utilização de núcleos de ferrite, que promovam a minimização da indutância parasita (da ligação dos fios) [23].

Em relação ao modo de funcionamento, neste conversor os interruptores comutam de forma complementar, com um certo *duty-cycle*, D . Quando o interruptor no lado do primário se encontra em condução, a indutância L_1 é descarregada para o mesmo, sendo o condensador C_a a realizar a transferência de potência. Quando o fluxo de potência é realizado no sentido inverso, o mesmo raciocínio aplica-se ao lado do secundário [25].

O ganho deste tipo de conversores é dado pela equação 2.2 e respeita a nomenclatura da figura 2.19 [20].

$$\frac{V_H}{V_L} = \frac{N \cdot D}{1 - D} \quad (2.2)$$

2.3.1.3 Push-pull

Os conversores bidirecionais e isolados do tipo *push-pull* têm por base o conversor unidirecional *push-pull*, tendo sido introduzidos para permitir o fluxo de potência em ambos os sentidos. Da mesma forma que a sua topologia base, os *push-pull* bidirecionais utilizam um transformador com vários enrolamentos para a conversão da potência. Estes conversores são utilizados em aplicações de média a alta potência e um exemplo destes está representado na figura 2.20 [20].

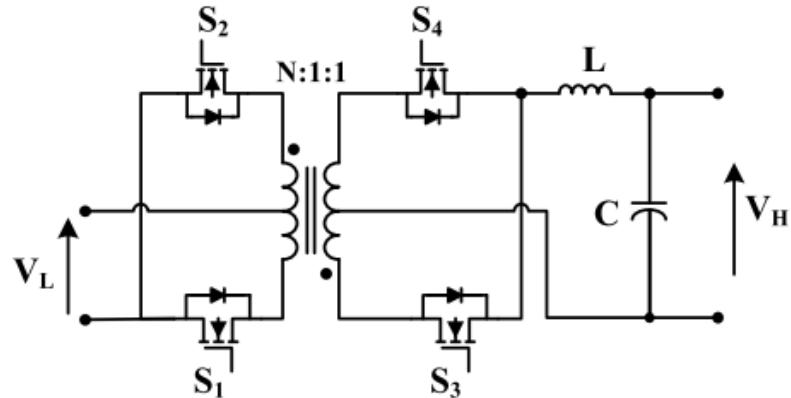


Figura 2.20: Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo *push-pull* [20].

Relativamente ao modo de funcionamento, quando os interruptores no lado do primário estão a ser operados, os do secundário não estão e vice-versa. Para além disto, os interruptores em qualquer dos lados são comutados de forma complementar entre si. Estando o interruptor S_2 em condução, a corrente que se estabelece, circula no enrolamento primário superior do transformador, induzindo uma tensão no secundário. Isto provoca a polarização directa do diodo do interruptor S_4 (que está desligado) que permite ao condensador C carregar, através da bobina L . Quando os interruptores no primário comutam, a corrente inverte-se e é o enrolamento primário inferior que alimenta o secundário, onde o diodo do interruptor S_3 passa a estar directamente polarizado e a alimentar a bobina e o condensador de saída. No caso do fluxo de potência se inverter, o mesmo raciocínio aplica-se, mas de forma invertida [26].

O ganho deste tipo de conversores é dado pela equação 2.3 e respeita a nomenclatura da figura 2.20 [20].

$$\frac{V_H}{V_L} = N \cdot D \quad (2.3)$$

Onde D corresponde ao *duty-cycle* dos interruptores.

2.3.1.4 Forward

Um conversor do tipo *forward* bidireccional deriva de um *forward* unidireccional, ao qual se acrescentam mais dois interruptores de potência, no lado do secundário (ao invés de simples díodos). Existem diversas versões para este tipo de conversores que permitem obter diferentes características, como por exemplo comutação a tensão zero. De um modo geral, estes conversores são adequados a aplicações de baixa e média potência. Uma estrutura simples, representativa de um conversor bidireccional e isolado do tipo *forward* pode ser observada na figura 2.21 [20].

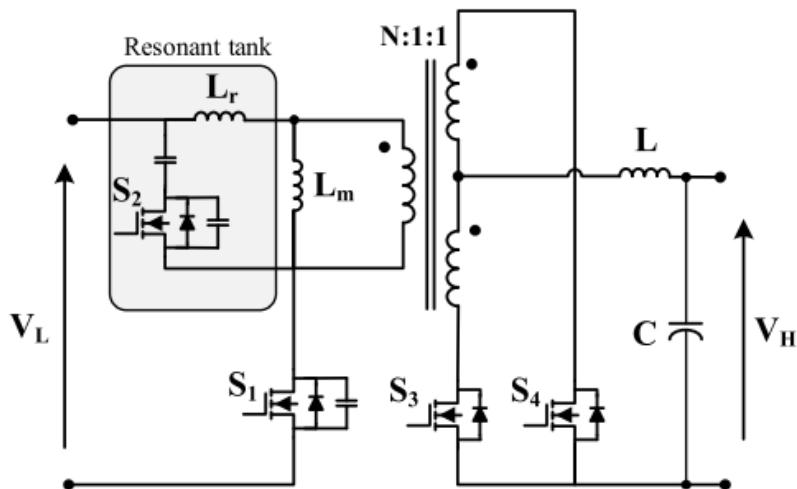


Figura 2.21: Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo *forward* [20].

Este conversor apresenta algumas vantagens, tais como: alta eficiência, simplicidade do circuito e o facto de ser de fácil implementação [27].

O conversor *forward* apresentado tem dois modos de funcionamento: o modo *buck* e o modo *boost*. No modo *buck* os interruptores S_3 e S_4 são operados de forma complementar. Neste modo a potência circula do lado de alta tensão para o lado de baixa tensão, carregando a carga de baixa de tensão. Já no modo *boost*, os interruptores S_1 e S_2 são comutados de forma complementar e a potência circula do lado de baixa tensão para o lado de alta tensão [27].

O ganho deste tipo de conversores é dado pela equação 2.4 e respeita a nomenclatura da figura 2.21 [20].

$$\frac{V_H}{V_L} = N \cdot D \quad (2.4)$$

Onde D corresponde ao *duty-cycle* dos interruptores.

2.3.1.5 Bridge

Os conversores bidirecionais e isolados, pertencentes à categoria *bridge*, passam por configurações como as seguintes:

- *Dual active bridge*;
- *Dual half bridge*;
- *Half-full bridge*.

Os conversores bidirecionais e isolados com uma topologia em *dual active bridge* são considerados de extrema relevância em electrónica de potência. Tal facto deve-se às vantagens intrínsecas de uma estrutura simétrica, como a grande capacidade de transmissão de energia e as características de comutação suave que esta permite. A transmissão de potência é proporcional ao número de interruptores de potência. Na sua estrutura básica, esta apresenta duas pontes completas (uma no primário e outra no secundário) e perfaz um total de oito interruptores de potência, o que, aliado ao isolamento galvânico, a torna adequada a aplicações de elevada potência. A estrutura típica de uma *dual active bridge* pode ser observada na figura 2.22 [20][28].

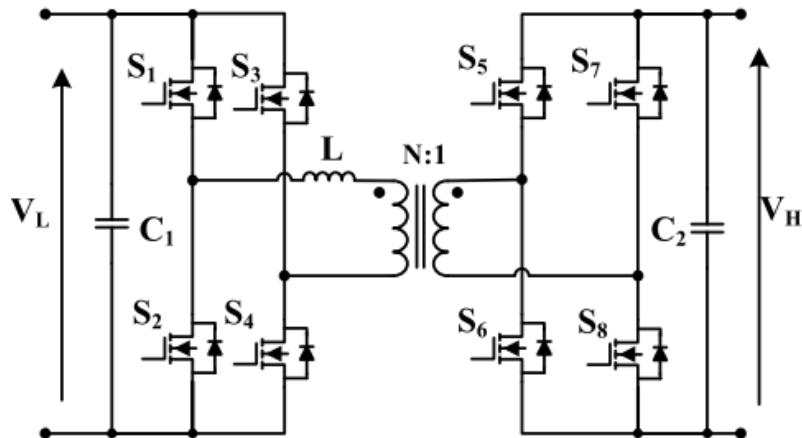


Figura 2.22: Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo *dual active bridge* [20].

Neste tipo de conversores (e nos do tipo *bridge* que se seguem), a transferência de potência é controlada por ajuste do desfasamento entre as formas de onda da tensão CA nos enrolamentos primário e secundário do transformador. A figura 2.23 mostra que, de forma semelhante aos controlos da transmissão de potência em sistemas CA tradicionais, a direcção e magnitude da corrente na indutância i_L podem ser alteradas por ajuste do desfasamento entre as tensões em onda quadrada, V_{h1} e V_{h2} , das pontes no primário e secundários, respectivamente. Por fim, numa topologia

em *dual active bridge*, o ganho do conversor varia conforme a metodologia de controlo utilizada [20][29].

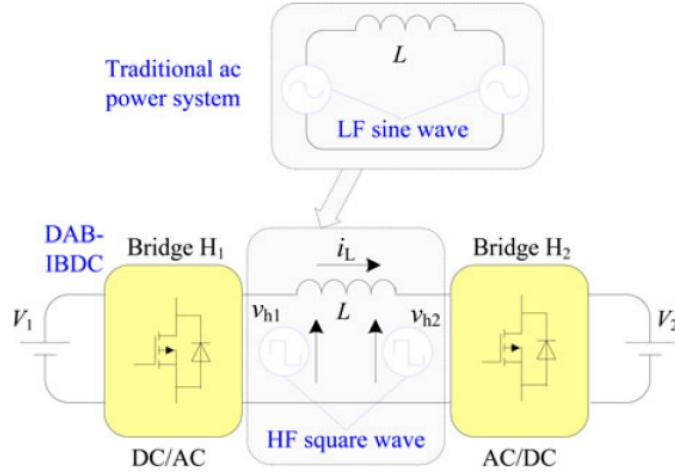


Figura 2.23: Transferência de potência numa *dual active bridge* [29].

Relativamente à topologia em *dual half bridge*, quando esta é comparada com a *dual active bridge*, utiliza metade dos interruptores de potência. Esta topologia partilha alguns dos benefícios da topologia *dual active bridge* e também pode realizar a comutação a tensão zero de forma natural, sem ser necessário incluir circuitos extra, o que contribui para a eficiência da conversão, para a densidade de potência, para o baixo custo e para a simplicidade de controlo. Tendo em conta estas vantagens, a topologia *dual half bridge* pode ser considerada uma escolha superior à *dual active bridge*, especialmente em aplicações que exijam potência mais baixas (que as da *dual active bridge*) e cujo número de dispositivos seja um factor limitativo importante. Esta estrutura pode ser observada na figura 2.24. Numa topologia *dual half bridge*, o ganho do conversor varia conforme a metodologia de controlo utilizada [20][30][31].

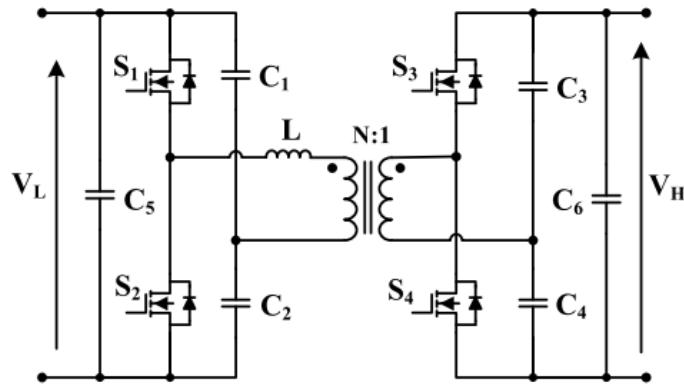


Figura 2.24: Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo *dual half bridge* [20].

A última topologia do tipo *bridge* corresponde à *half-full bridge*, que consiste numa estrutura em meia ponte no lado do primário e numa ponte completa, no lado do secundário. Como nas restantes topologias do tipo *bridge*, existe um transformador de alta frequência que é responsável pela transferência de potência e pelo isolamento galvânico. Esta estrutura possui menos interruptores que a *dual active bridge* e é adequada para aplicações como fontes de alimentação ininterruptas. Esta estrutura pode ser visualizada na figura 2.25. Numa topologia *half-full bridge*, o ganho do conversor varia conforme a metodologia de controlo utilizada [20][32].

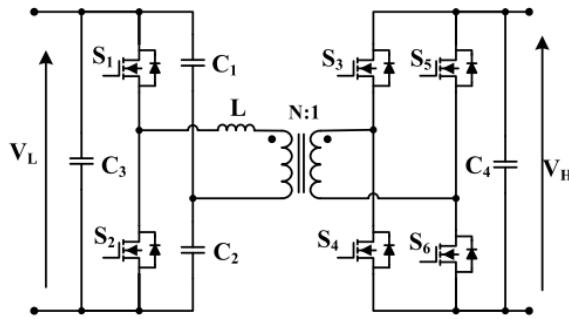


Figura 2.25: Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo *half-full bridge* [20].

2.3.1.6 Multiport

Os conversores *multiport* são considerados uma boa escolha no caso de se pretender integrar múltiplas fontes de tensão de entrada. São especialmente úteis em aplicações como energias renováveis e veículos híbridos eléctricos. Algumas das suas vantagens passam pelo baixo custo, controlo centralizado e pelo facto de se conseguir uma estrutura compacta. Contudo, o controlo deste tipo de conversores é bastante complexo. A sua estrutura é baseada na topologia *dual active bridge* e recorre a um transformador com múltiplos enrolamentos. Esta estrutura encontra-se representada na figura 2.26. Numa topologia *multiport*, o ganho do conversor varia conforme a metodologia de controlo utilizada [20][33].

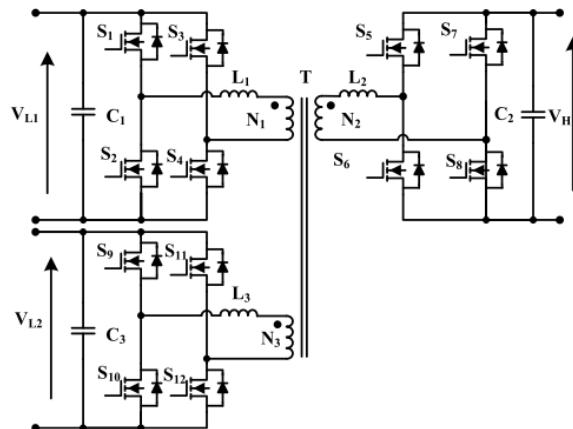


Figura 2.26: Estrutura de um conversor CC/CC bidireccional e isolado do tipo *multiport* [20].

Por fim, de modo a sistematizar todas as topologias avaliadas, resumiram-se as principais características na tabela 2.2.

Topologia	Características	Aplicações
<i>Flyback</i>	topologia básica isolada descontinuidade da corrente de entrada	aplicações de baixa potência aplicações de média potência alimentações ininterruptas
<i>Cuk</i>	corrente de entrada contínua sem <i>ripple</i> de corrente	aplicações de baixa potência sistemas fotovoltaicos
<i>Push-pull</i>	corrente de saída contínua grande número de enrolamentos	aplicações de média potência aplicações de elevada potência
<i>Forward</i>	corrente de saída contínua <i>duty-cycle</i> limitado	aplicações de baixa potência aplicações de média potência
<i>Dual active bridge</i>	topologia isolada mais popular	aplicações de alta potência indústria automóvel
<i>Dual half bridge</i>	possui menos semi-condutores	potências inferiores às da <i>dual active bridge</i>
<i>Half-full bridge</i>	adequada a integrar com <i>buck-boost</i>	alimentações ininterruptas
<i>Multiport</i>	possibilidade de múltiplas entradas fluxo de potência desacoplado	sistemas de geração com múltiplas fontes

Tabela 2.2: Resumo de características dos vários tipos de conversores [20].

De acordo com a tabela 2.2, as topologias mais indicadas para aplicações em sistemas de propulsão marítima, com armazenamento híbrido de energia seriam aquelas que suportam maiores potências, como a *dual active bridge* ou a *dual half bridge*. No âmbito desta dissertação, o foco do estudo será na topologia em *dual half bridge*.

2.4 Revisão das principais técnicas de controlo

A escolha do controlo para um conversor bidireccional depende da topologia em si e de problemas relativos ao controlo que surgem em aplicações reais. Como tal, torna-se necessário compreender quais as estratégias de controlo mais adequadas à aplicação em topologias não-isoladas ou em topologias isoladas [20].

Para aplicações que não exijam isolamento, as topologias conseguem ser mais económicas e menos complexas, devido à inexistência do transformador. Contudo, para aplicações de alta potência, nas quais o isolamento galvânico entre fontes de alimentação e cargas é essencial, as topologias isoladas conferem certas vantagens, como é o caso do isolamento eléctrico em si, da alta fiabilidade, da fácil implementação de comutação suave, da possibilidade de fluxo bidireccional de potência e também da protecção garantida aos equipamentos e operadores. Estas vantagens advêm do uso do transformador que, por norma, opera a elevadas frequências. No entanto, para além da

selecção da topologia em si, estas também necessitam de uma estratégia de controlo unificada, que garanta alta eficiência. Uma classificação dos tipos de controlo existentes encontra-se detalhada na figura 2.27, à qual se segue uma análise a cada tipo de controlo [20].

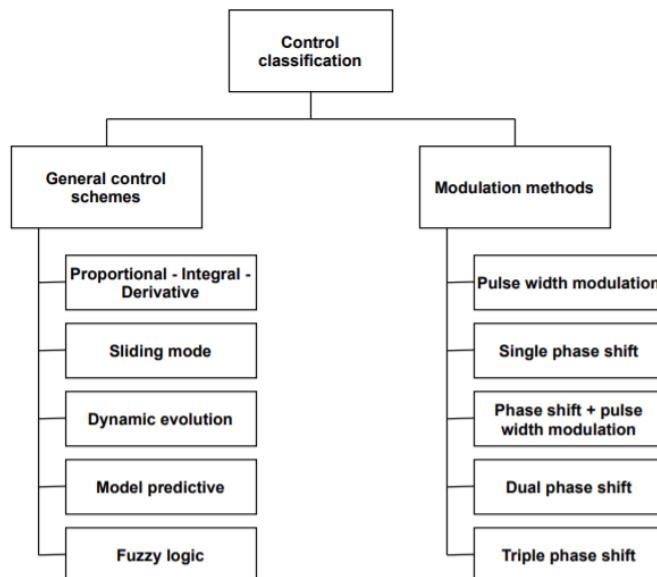


Figura 2.27: Classificação dos tipos de controlo (adaptado de [20]).

2.4.1 Esquemas gerais de controlo

Esta secção descreve as estratégias de controlo que podem ser implementadas nos conversores bidirecionais. Para cada tipo de controlo, são analisados o seu princípio de funcionamento, vantagens, limitações e as aplicações onde podem ser empregues.

2.4.1.1 Proportional - Integral - Derivative

Devido à simplicidade da sua implementação, os controladores PID (proporcional - integral - derivada) correspondem, de uma forma geral, à primeira escolha para uma estratégia de controlo. Este tipo de controlo pode ser utilizado numa vasta gama de aplicações, mesmo em combinação com outros esquemas de controlo. A típica estrutura para esta estratégia de controlo pode ser observada na figura 2.28 [20].

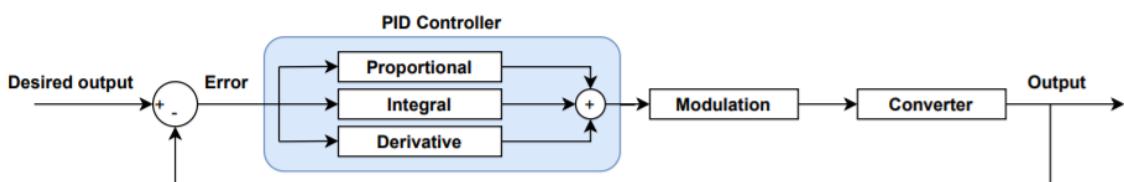


Figura 2.28: Estrutura geral de um controlo por PID (adaptado de [20]).

Como o próprio nome indica, estes possuem uma acção em três vertentes, que podem ou não ser utilizadas. Estas vertentes são:

- A acção proporcional, na qual a característica do controlador é proporcional ao erro gerado. Esta acção tem como função impedir que o sistema reaja de forma brusca a pequenas oscilações no erro [34];
- A acção integral, que tem como função garantir que, em regime permanente, a saída do processo está em concordância com a referência definida. Com esta acção, um pequeno erro positivo irá conduzir a um aumento no sinal de controlo, assim como um pequeno erro negativo irá conduzir a uma diminuição do sinal de controlo [34];
- A acção derivativa, cuja função é melhorar a estabilidade em malha fechada. Esta irá gerar um sinal que irá variar de acordo com a velocidade com que o sinal de erro se altera [34].

As vantagens intrínsecas a este tipo de controladores são: o baixo custo, alta fiabilidade e a elevada performance dinâmica. No entanto, apresentam algumas limitações como: baixa eficiência, falta de robustez na presença de perturbações e de incertezas e ainda a dificuldade em evitar grandes regimes transitórios (nas duas direcções de circulação de potência) [20].

Este esquema de controlo apresenta as seguintes funcionalidades de controlo:

- Controlo do fluxo de potência [20];
- Minimização do tempo de comutação entre as duas direcções [20];
- Redução do *dead time* dos interruptores de potência [20];
- Protecção dos elementos contra sobre-correntes [20].

Por fim, o controlo por PID adequa-se a aplicações como sistemas de rede inteligentes, veículos eléctricos ou aplicações para satélites [20].

2.4.1.2 Sliding mode

O controlo pela técnica de *sliding mode* é baseado em sistemas de estrutura variável, que correspondem a sistemas onde a topologia é intencionalmente alterada com o objectivo de seguir certas condições ou leis de controlo, permitindo optimizar o comportamento do sistema em termos de rapidez de resposta, estabilidade e robustez. Um sistema de estrutura variável é baseado num determinado número de subtopologias independentes, que são definidas através de elementos não lineares, como é o caso dos interruptores de potência [35].

Uma estratégia de controlo por *sliding mode* é então considerada como uma estratégia de controlo não-linear. O princípio de funcionamento desta estratégia passa por alterar a topologia do sistema, segundo leis de controlo definidas, que irão garantir que o sistema converge para as superfícies de deslizamento definidas e se mantém nas mesmas, obtendo-se assim, a saída pretendida. Uma estrutura deste tipo de controlo encontra-se representada na figura 2.29 [20][35].

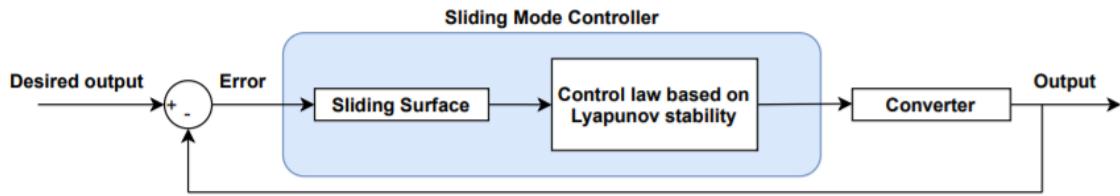


Figura 2.29: Estrutura geral de um controlo por *sliding mode* (adaptado de [20]).

Um controlo por *sliding mode* apresenta várias vantagens como: bom seguimento da referência, resposta rápida, robustez contra a variação de parâmetros e perturbações externas e por fim a capacidade de caracterizar o sistema em condições de *small-signal* e *large-signal*. Contudo, a exigência de informações precisas acerca do estado e de certos parâmetros, constitui uma limitação [20].

A técnica de *sliding mode* apresenta algumas funcionalidades de controlo, nomeadamente quando se devem considerar perturbações externas em *large-signal* e quando é necessário lidar com variações severas de carga ou barramento [20].

Relativamente a aplicações em concreto, a técnica de *sliding mode* é adequada ao controlo de motores CC, micro-redes CC e em redes do tipo *standalone*, sistemas de armazenamento de energia e em veículos eléctricos [20].

2.4.1.3 Dynamic evolution

O controlo por *dynamic evolution* corresponde a uma estratégia de controlo não-linear, cuja ideia básica é reduzir um erro de estado dinâmico, forçando-o a seguir uma trajectória de evolução, independentemente da existência de perturbações. Como tal, o objectivo de um controlador baseado em *dynamic evolution* passa por assegurar que a característica da dinâmica do sistema seja forçada a operar segundo uma equação de referência, evoluindo de acordo com a mesma (que pode ser, por exemplo, uma função exponencial). Uma estrutura geral de um controlo por *dynamic evolution* pode ser observada na figura 2.30 [20][36].

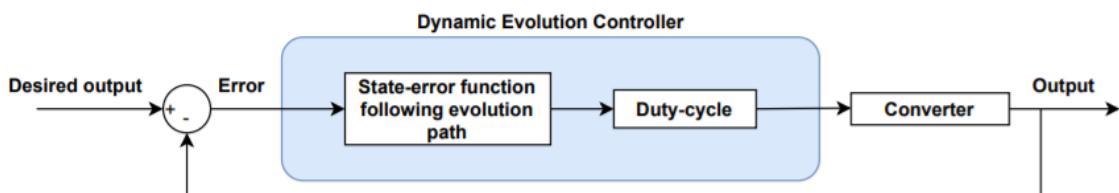


Figura 2.30: Estrutura geral de um controlo por *dynamic evolution* (adaptado de [20]).

Este tipo de controlo apresenta diversos benefícios: bom seguimento da referência, elevada performance, não requer conhecimento preciso dos parâmetros do modelo e é capaz de compensar variações. A técnica de *dynamic evolution* apresenta, no entanto, a limitação de possuir um componente em divisão, no cálculo do *duty-cycle*, o que torna a sua implementação relativamente difícil em circuitos analógicos [20].

Devido às suas funcionalidades de controlo, é uma técnica relativamente adequada quando se pretendem minimizar as quedas de tensão após uma mudança instantânea na corrente da carga [20].

Por último, é uma técnica adequada para aplicações que envolvam a realização de uma interface entre super-condensadores e *fuel cells* [20].

2.4.1.4 Model predictive

O controlo por *model predictive* deriva da família do controlo preditivo, que utiliza uma função de custo predefinida, cujo objectivo é garantir que as variáveis do sistema sigam os respectivos valores de referência. Neste método, em primeiro lugar, é necessário obter-se um modelo discreto preciso do sistema, sendo que o passo seguinte corresponde ao desenho do bloco responsável pela previsão e optimização. Na etapa de previsão do algoritmo de controlo, as medidas são importadas do modelo discreto anterior, sendo então os valores futuros (ou previstos) definidos por uma função que tem em consideração os valores actuais das variáveis de controlo em cada estado do sistema. Uma representação da estrutura geral deste tipo de controlo pode ser observada na figura 2.31 [20][37].

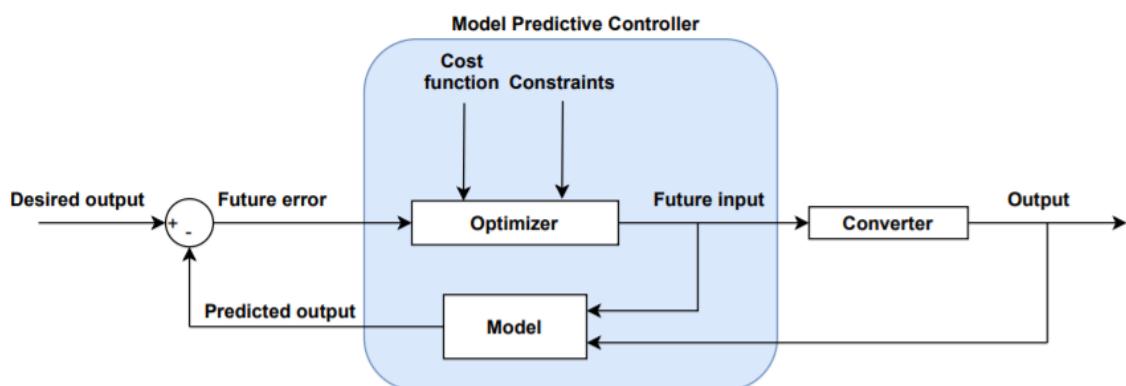


Figura 2.31: Estrutura geral de um controlo por *model predictive* (adaptado de [20]).

Esta técnica de controlo oferece muitas vantagens, tais como: uma rápida resposta dinâmica, um bom seguimento das referências e é de simples implementação (com a utilização de micro-processadores adequados). No entanto, quando aplicada a um conversor, fica limitada à utilização de um modelo linear para o mesmo [20][37].

Este tipo de controlo apresenta as funcionalidades de permitir o controlo o fluxo de potência e ainda de regulação quer da tensão CC, quer da corrente CC [20].

Por fim, o controlo por *model predictive* é bastante adequado a aplicações como sistemas de alimentação em CC distribuídos, aplicações que envolvam baterias e em *powertrains* híbridos de eléctricos e metros [20].

2.4.1.5 Fuzzy logic

Um sistema de controlo em *fuzzy logic* é um sistema em tempo real, cujo objectivo é implementar parte do conhecimento ou sabedoria humana acerca de um processo. Este tipo de controlo utiliza parâmetros que são baseados em circunstâncias e em acções. Um controlo em *fuzzy logic* envolve, portanto, uma série de condições sob a forma de regras e opera com variáveis qualitativas. Estas variáveis qualitativas ou "fuzificadas" são então processadas pelas condições descritas no conjunto de regras e compiladas em objectos numéricos elementares. É a existência deste nível de compilação que torna este método atractivo para implementação em tempo real. Uma estrutura deste tipo de controlo encontra-se representada na figura 2.32 [38].

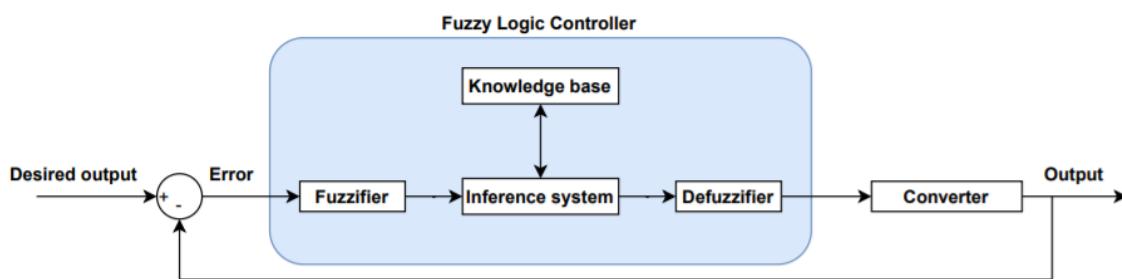


Figura 2.32: Estrutura geral de um controlo por *fuzzy logic* (adaptado de [20]).

O controlo por *fuzzy logic* apresenta diversas vantagens, de entre as quais se destacam as seguintes: possui uma resposta rápida, robusta e tem a capacidade de operar em sistemas não-lineares e imprecisos, onde existem incertezas, variação paramétrica e perturbações nas cargas. No entanto é um tipo controlo que necessita do conhecimento especializado acerca dos processos que procura controlar [20].

É uma estratégia cujas funcionalidades de controlo permitem:

- Minimização do consumo de potência da rede [20];
- Conseguir uma performance de carga e descarga de super-condensadores suave [20];
- Minimização do tempo de controlo [20].

Em termos de aplicações práticas, o controlo por *fuzzy logic* é adequado a sistemas de iluminação alimentados por painéis fotovoltaicos, sistemas de armazenamento de energia, sistemas de accionamento de motores para elevadores e para sistemas de potência híbridos eléctricos [20].

De acordo com os esquemas gerais de controlo analisados, aqueles que mais se adequariam à aplicação num sistema híbrido de armazenamento de energia, para utilização em contexto marítimo, seriam *sliding mode* ou mesmo *model predictive* (uma vez que o sistema de armazenamento inclui baterias).

2.4.2 Metodologias de modulação

Esta secção descreve as metodologias de modulação que podem ser implementadas para controlar a abertura e o fecho dos interruptores de potência dos conversores. Para cada uma dessas estratégias, são apresentadas as vantagens, limitações e as aplicações onde podem ser empregues.

2.4.2.1 Pulse width modulation

A técnica de modulação de largura de impulsos é uma técnica cuja maior vantagem corresponde à simples implementação. Apresenta limitações como a pobre performance dinâmica e na regulação da gama da tensão [20][39].

É uma técnica cujas funcionalidades de controlo permitem o controlo dos diferentes modos de operação do conversor [20][39].

A modulação de largura de impulsos é utilizada em aplicações de alta potência [20].

2.4.2.2 Single phase shift

Relativamente à estratégia de *single phase shift*, esta apresenta vantagens como a alta performance dinâmica, a facilidade de utilização, a possibilidade de atingir a comutação a tensão zero e o facto de permitir um controlo unificado. Por outro lado, apresenta bastantes limitações, não sendo uma estratégia particularmente boa para uma larga gama de variação da tensão apresentando, para este caso:

- Baixa eficiência [20][39];
- Inflexibilidade na regulação de potência [20][39];
- Comutação a tensão zero limitada [20][39];
- Maiores correntes circulantes [20][39];
- Maiores perdas de condução [20][39].

Apesar das limitações, é uma técnica que permite o controlo do fluxo de potência e a maximização da potência derivada de conversores *multiport* [20][39].

Por fim, algumas aplicações práticas para esta estratégia de modulação, envolvem veículos eléctricos híbridos e painéis fotovoltaicos [20].

2.4.2.3 Single phase shift with pulse width modulation

A estratégia de *single phase shift* acoplada à modulação de largura de impulsos apresenta diversas vantagens:

- Reduz as correntes circulantes [20];
- Reduz o stress de corrente [20];

- Reduz as perdas de condução [20];
- Expande a gama de comutação a tensão zero [20];
- Melhora a eficiência e a fiabilidade [20].

Esta técnica possui, no entanto, a limitação de restringir as tensões de entrada e saída a formas de onda quadrada com 50% de *duty-cycle*, o que leva a uma grande corrente e potência reactiva [20].

É uma solução cujas funcionalidades de controlo englobam:

- Minimização de tamanho e peso [20];
- Redução de interferência electromagnética [20];
- Adequação das tensões de ambos os terminais em qualquer situação [20];
- Redução dos altos picos de tensão e as altas perdas de condução nos interruptores [20].

Por fim, é uma estratégia utilizada em aplicações desde a baixa à alta potência, em aeronaves ou em sistemas de armazenamento de energia [20].

2.4.2.4 Dual phase shift

Em relação à técnica de *dual phase shift*, esta apresenta bastantes vantagens, de entre as quais se destacam:

- Menor corrente de pico [20][39];
- Minimização das perdas de condução [20][39];
- Optimização da eficiência [20][39];
- Diminuição das correntes de irrupção no iniciar do processo [20][39];
- Relativamente ao *single phase shift* apresenta maior gama de transmissão de potência, maior flexibilidade de regulação e melhor performance estática e dinâmica [20][39].

No entanto apresenta duas limitações, que são o facto de possuir modos de operação não ideais e de ser difícil de encontrar uma eficiência global óptima [20][39].

As funcionalidades de controlo desta técnica incluem:

- A minimização do refluxo de potência [20][39];
- A optimização da performance dinâmica [20][39];
- A eliminação da potência reactiva [20][39];

- A optimização da eficiência [20][39].

Por fim, é uma técnica que se adequa a aplicações como a distribuição de potência em micro-redes, aplicações que envolvam a utilização de cargas "leves" e aplicações que exijam uma grande razão de conversão da tensão [20].

2.4.2.5 *Triple phase shift*

Por último, a estratégia de modulação por *triple phase shift* apresenta vantagens como:

- Performance optimizada, devido a um maior intervalo de comutação a tensão zero [20];
- Menores perdas globais [20][39];
- Maior flexibilidade que as estratégias em *single phase shift* e *dual phase shift*, devido à existência de três graus de liberdade [20][39].

Apresenta como limitação o facto não existir uma solução óptima de controlo para média potência [20][39].

É uma solução de modulação que possui funcionalidades de controlo, tais como a redução do *stress* de corrente e a extensão do intervalo funcional de comutação suave [20][39].

Esta estratégia de modulação é utilizada em aplicações como sistema de armazenamento baseados em baterias e nos transportes ferroviários eléctricos [20].

Relativamente às metodologias de modulação analisadas, as que mais se enquadram no âmbito do problema proposto, seriam a *single phase shift with pulse width modulation* ou a *triple phase shift*, uma vez que ambas são adequadas ao uso em sistemas de armazenamento de energia.

2.5 Resumo e considerações

No presente capítulo foi realizada a revisão bibliográfica de todos os aspectos que envolvem a temática dos sistemas híbridos de armazenamento de energia, desde os conversores CC/CC bidireccionais e isolados, até às metodologias de controlo associadas aos mesmos. Com o conhecimento adquirido durante este processo de revisão é possível encarar o trabalho a realizar com maior objectividade e pragmatismo. Com isto, foi também possível perceber todos os componentes a ter em consideração neste trabalho e quais os mais indicados para a aplicação em questão.

Capítulo 3

Conversor e Análise em Malha Aberta

3.1 Introdução

De acordo com a pesquisa bibliográfica efectuada e, devido às suas vantagens intrínsecas, uma das estruturas mais adequadas a sistemas híbridos de armazenamento de energia, com vista a aplicação a um contexto marítimo, corresponde a uma estrutura em *Dual Half Bridge*. Como tal, foi esta a estrutura seleccionada para o presente trabalho de dissertação.

Neste capítulo, apresenta-se o conversor seleccionado, bem como o estudo efectuado ao mesmo, em regime de malha aberta. Esta análise tem por objectivo a validação do modelo teórico do conversor proposto, bem como a avaliação da influência das incertezas associadas aos elementos passivos que são constituintes do mesmo.

3.2 Dual Half Bridge

Conforme mencionado, o conversor abordado neste trabalho de dissertação corresponde a uma *Dual Half Bridge*, que pode ser observada na figura 3.1.

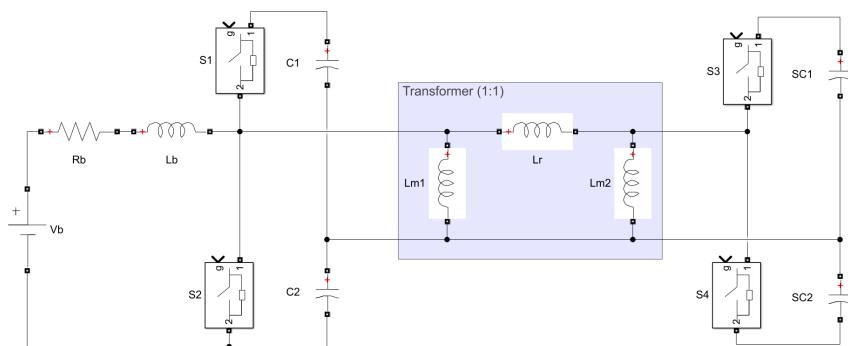


Figura 3.1: Estrutura do conversor a implementar (adaptado de [40]).

Este conversor é composto por uma bateria, uma indutância de entrada e dois interruptores de potência no primário, um transformador que permite isolamento galvânico entre o primário e secundário e por dois interruptores de potência e dois super-condensadores no secundário [40].

O comando dos interruptores é realizado através da aplicação da função *sign* a funções sinusoidais, devidamente desfasadas, como indica a figura 3.2.

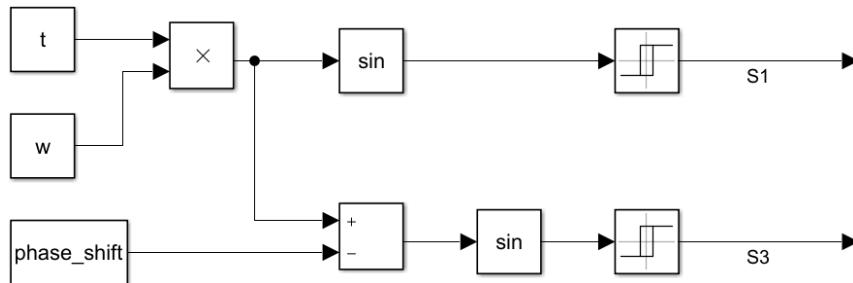


Figura 3.2: Implementação dos sinais de comando para os interruptores de potência.

As variáveis t e ω , presentes na figura, correspondem ao tempo (em s) e à frequência (em rad/s). Os sinais de comando para os interruptores S_2 e S_4 são obtidos pela negação dos sinais S_1 e S_3 , respectivamente.

É sobre este conversor, implementado com recurso ao *software Matlab/Simulink* que todas as simulações e testes descritos no presente capítulo de análise vão ser realizados.

3.3 Análise em malha aberta

Nesta secção encontra-se descrita a análise em malha aberta, realizada ao conversor. Nela foram realizados vários testes para avaliar a conformidade do modelo teórico proposto para o conversor, com um modelo do mesmo implementado com recurso à biblioteca *Simscape* do *Simulink*. Em primeiro lugar, foram calculados vários pontos de funcionamento. De seguida, procedeu-se à linearização do modelo teórico proposto (que é não-linear), determinando-se, de forma analítica, as funções de transferência que relacionam a corrente da bateria, I_b , com o ângulo de desfasamento, ϕ , e calculando-se os ganhos das mesmas para alguns dos pontos de funcionamento determinados. Após isto, verificaram-se as respostas em frequência do modelo do conversor implementado em *Simulink*, com recurso a uma ferramenta de estimativa fornecida pelo mesmo *software*, para os mesmos pontos de funcionamento avaliados analiticamente e compararam-se estas respostas com aquelas obtidas de forma analítica. Por último, avaliou-se também a influência das incertezas relativas aos componentes passivos no domínio das frequências (com recurso à ferramenta de estimativa anteriormente referida), com o objectivo de optimizar o controlo a implementar e de tornar o conversor robusto a estas incertezas.

3.3.1 Pontos de funcionamento

O modelo teórico para a *Dual Half Bridge* proposta, engloba as seguintes equações:

$$\frac{dI_b}{dt} = -\frac{D}{L_b} \cdot V_{12} + \frac{1}{L_b} \cdot V_b \quad (3.1)$$

$$\frac{dV_{12}}{dt} = -\frac{2 \cdot D}{C_b} \cdot I_b + \frac{\phi \cdot (4 \cdot \pi \cdot D \cdot (D-1) + \phi)}{2 \cdot C_b \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \cdot V_{sc} \quad (3.2)$$

$$\frac{dV_{sc}}{dt} = -\frac{\phi \cdot (4 \cdot \pi \cdot D \cdot (D-1) + \phi)}{2 \cdot C_{sc} \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \cdot V_{12} \quad (3.3)$$

Nas quais D corresponde ao *duty cycle*, que está fixado em 0.5 (uma vez que apenas se admite um grau de liberdade, que corresponde ao ângulo de desfasamento, ϕ) [40].

Recorrendo a uma análise em regime permanente, assume-se que as derivadas presentes nas equações são iguais a zero. Isto possibilita a determinação de diversos pontos de funcionamento para o conversor em questão. Na presente análise irá calcular-se o valor da corrente I_b , para diversos ângulos de desfasamento.

Ao analisar a equação 3.1, é possível verificar que esta permite obter a soma das tensões dos condensadores no primário, em função do *duty cycle*. Assumindo o regime permanente, obtém-se:

$$0 = -\frac{D}{L_b} \cdot V_{12} + \frac{1}{L_b} \cdot V_b \quad (3.4)$$

Que resulta em:

$$V_{12} = \frac{V_b}{D} \quad (3.5)$$

Uma vez que o *duty cycle* se encontra fixo em 0.5 e V_b está definido em 3.3 V, o valor de V_{12} será de 6.6 V. Por comparação com o valor obtido na simulação do modelo através da biblioteca *Simscape* do *Simulink*, que era de 6.27 V, pode-se afirmar que a equação está concordante.

Relativamente à equação 3.2, esta traduz a evolução da corrente I_b em função do ângulo de desfasamento, ϕ . Assumindo o regime permanente, tem-se:

$$0 = -\frac{2 \cdot D}{C_b} \cdot I_b + \frac{\phi \cdot (4 \cdot \pi \cdot D \cdot (D-1) + \phi)}{2 \cdot C_b \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \cdot V_{sc} \quad (3.6)$$

Após manipulação matemática, considerando o *duty cycle* definido anteriormente, é possível obter-se uma relação entre a corrente da bateria, I_b , e o ângulo de desfasamento, ϕ . A expressão é a seguinte:

$$I_b = \frac{-V_{sc} \cdot \phi^2 + V_{sc} \cdot \pi \cdot \phi}{2 \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \quad (3.7)$$

Considerando que a soma das tensões dos super-condensadores (no secundário) está fixa num valor de 6.6 V, é possível obter valores para os pontos de funcionamento do conversor, relativamente à corrente I_b . Estes valores calculados são também comparados com os obtidos por simulação do conversor em *Simulink*. Os resultados são apresentados na seguinte tabela.

ϕ (rad)	I_b calculado (A)	I_b simulado (A)
0	0	0
$\frac{\pi}{2}$	12.13	13.79
$-\frac{\pi}{2}$	-36.40	-13.20
$\frac{\pi}{3}$	10.78	12.15
$-\frac{\pi}{3}$	-21.57	-11.75
$\frac{\pi}{6}$	6.74	7.44
$-\frac{\pi}{6}$	-9.44	-7.31
$\frac{\pi}{12}$	3.71	4.04
$-\frac{\pi}{12}$	-4.38	-3.99
$\frac{\pi}{18}$	2.54	2.76
$-\frac{\pi}{18}$	-2.84	-2.73
$\frac{\pi}{24}$	1.94	2.10
$-\frac{\pi}{24}$	-2.10	-2.08
$\frac{\pi}{36}$	1.31	1.42
$-\frac{\pi}{36}$	-1.38	-1.40

Tabela 3.1: Pontos de funcionamento do conversor.

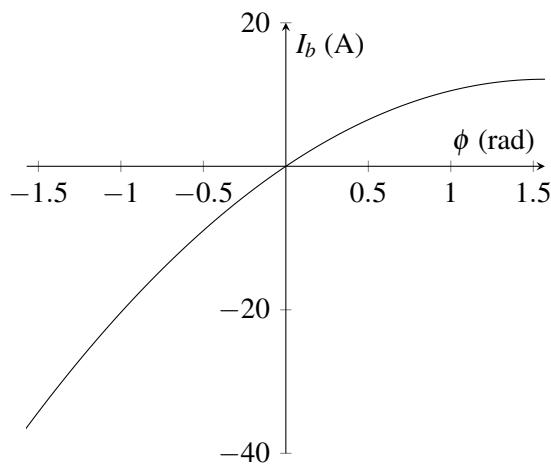


Figura 3.3: Traçado da equação 3.7.

Como se pode verificar a partir da tabela 3.1, para grandes valores positivos de ângulo de desfasamento, o modelo matemático proposto não fornece os mesmos resultados que o modelo simulado em *Simulink*. Analisando graficamente a equação 3.7, é possível entender que este desvio se deve à natureza quadrática desta equação, o que pode ser observado na figura 3.3. Devido a esta

circunstância, torna-se conveniente definir um intervalo de operação relativamente linear, para tornar a análise do conversor mais simples. Como tal, considerou-se o intervalo de $[-\frac{\pi}{12}; \frac{\pi}{12}] \text{ rad}$.

É a partir de alguns pontos de funcionamento dentro deste intervalo que irá ser feita toda a análise que se segue.

3.3.2 Linearização do modelo

O processo de linearização de um modelo que, à partida é não-linear, tem o objectivo de simplificar o mesmo, convertendo-o num de menor ordem. Isto torna possível a obtenção da sua função de transferência e, por conseguinte, da sua resposta em frequência, que irá ser utilizada para efeitos de comparação (com aquela obtida por estimação através da ferramenta *Matlab/Simulink*) e de validação.

O processo de linearização, propriamente dito, pode ser realizado através da expansão em série de Taylor (equação 3.8), para um certo ponto de funcionamento, x_s , em regime permanente.

$$f(x) = f(x_s) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_s} \cdot (x - x_s) + \text{Termos de maior ordem} \quad (3.8)$$

Uma vez que se considera o funcionamento em regime permanente, é possível verificar que:

$$\frac{dx_s}{dt} = f(x_s) = 0 \quad (3.9)$$

Tendo em consideração variações muito pequenas a partir do ponto de funcionamento, em regime permanente, é também possível desprezar os termos de maior ordem, pelo que a linearização resulta na seguinte expressão:

$$f(x) = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_s} \cdot (x - x_s) \quad (3.10)$$

Já que o sistema proposto pelas equações 3.1, 3.2 e 3.3 depende de múltiplas entradas e variáveis de estado, torna-se necessário avaliar as derivadas parciais de cada uma dessas equações em relação às entradas e variáveis de estado, para o ponto de funcionamento definido.

Consideram-se como variáveis de estado, as seguintes:

- I_b - corrente na bateria;
- V_{I2} - soma das tensões nos condensadores do primário;
- V_{sc} - soma das tensões nos super-condensadores.

Já as entradas do sistema, são as seguintes:

- ϕ - ângulo de desfasamento;
- D - *duty cycle*;
- V_b - tensão da bateria.

Para a equação 3.1, têm-se as seguintes derivadas parciais:

$$\frac{\partial f_1}{\partial V_{12}} \Big|_{x=x_s} = -\frac{D_s}{L_b} \quad (3.11)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial D} \Big|_{x=x_s} = -\frac{V_{12s}}{L_b} \quad (3.12)$$

$$\frac{\partial f_1}{\partial V_b} \Big|_{x=x_s} = \frac{1}{L_b} \quad (3.13)$$

Relativamente à equação 3.2, esta apresenta as seguintes derivadas parciais:

$$\frac{\partial f_2}{\partial I_b} \Big|_{x=x_s} = \frac{2 \cdot D_s}{C_b} \quad (3.14)$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial V_{sc}} \Big|_{x=x_s} = \frac{4 \cdot \pi \cdot \phi_s \cdot (D_s^2 - D_s) + \phi_s^2}{2 \cdot C_b \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \quad (3.15)$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial \phi} \Big|_{x=x_s} = \frac{V_{scs}}{C_b \cdot L_r \cdot \omega} \cdot \left(\frac{\phi_s}{\pi} + 2 \cdot D_s^2 - 2 \cdot D_s \right) \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial f_2}{\partial D} \Big|_{x=x_s} = \frac{V_{scs} \cdot \phi_s}{C_b \cdot L_r \cdot \omega} \cdot (4 \cdot D_s - 2) + \frac{2 \cdot I_{bs}}{C_b} \quad (3.17)$$

Por fim, as derivadas parciais da equação 3.3, são as seguintes:

$$\frac{\partial f_3}{\partial V_{12}} \Big|_{x=x_s} = -\frac{4 \cdot \pi \cdot \phi_s \cdot (D_s^2 - D_s) + \phi_s^2}{2 \cdot C_{sc} \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \quad (3.18)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial \phi} \Big|_{x=x_s} = -\frac{V_{12s}}{C_{sc} \cdot L_r \cdot \omega} \cdot \left(\frac{\phi_s}{\pi} + 2 \cdot D_s^2 - 2 \cdot D_s \right) \quad (3.19)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial D} \Big|_{x=x_s} = -\frac{V_{12s} \cdot \phi_s}{C_{sc} \cdot L_r \cdot \omega} \cdot (4 \cdot D_s - 2) \quad (3.20)$$

Considerando a seguinte nomenclatura:

$$\Delta X = X - X_s \quad (3.21)$$

Onde ΔX corresponde ao desvio do ponto de funcionamento, X corresponde ao real valor da grandeza e X_s corresponde ao valor da grandeza no ponto de funcionamento, é então possível escrever as equações do sistema, já de forma linearizada, da seguinte forma:

$$\frac{d\Delta I_b}{dt} = -\frac{D_s}{L_b} \cdot \Delta V_{12} - \frac{V_{12s}}{L_b} \cdot \Delta D + \frac{1}{L_b} \cdot \Delta V_b \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta V_{12}}{dt} = & \frac{2 \cdot D_s}{C_b} \cdot \Delta I_b + \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot \phi_s \cdot (D_s^2 - D_s) + \phi_s^2}{2 \cdot C_b \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \right) \cdot \Delta V_{sc} \\ & + \left(\frac{V_{scs}}{C_b \cdot L_r \cdot \omega} \cdot \left(\frac{\phi_s}{\pi} + 2 \cdot D_s^2 - 2 \cdot D_s \right) \right) \cdot \Delta \phi \\ & + \left(\frac{V_{scs} \cdot \phi_s}{C_b \cdot L_r \cdot \omega} \cdot (4 \cdot D_s - 2) + \frac{2 \cdot I_{bs}}{C_b} \right) \cdot \Delta D \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta V_{sc}}{dt} = & - \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot \phi_s \cdot (D_s^2 - D_s) + \phi_s^2}{2 \cdot C_{sc} \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \right) \cdot \Delta V_{12} \\ & - \left(\frac{V_{12s}}{C_{sc} \cdot L_r \cdot \omega} \cdot \left(\frac{\phi_s}{\pi} + 2 \cdot D_s^2 - 2 \cdot D_s \right) \right) \cdot \Delta \phi \\ & - \left(\frac{V_{12s} \cdot \phi_s}{C_{sc} \cdot L_r \cdot \omega} \cdot (4 \cdot D_s - 2) \right) \cdot \Delta D \end{aligned} \quad (3.24)$$

Por forma a verificar se a linearização está de acordo com o modelo implementado com recurso à biblioteca *Simscape* do *Simulink*, foram realizadas diversas simulações dos dois modelos para pequenas variações do ângulo de desfasamento. Os resultados apresentam-se na tabela 3.2.

$\Delta\phi$ (deg)	$\Delta\phi$ (rad)	I_b linearizado (A)	I_b Simscape (A)	Erro (%)
10	0.1745	2.2460	2.7650	-18.8
7.5	0.1309	1.6840	2.1000	-19.8
5	0.0872	1.1220	1.4170	-20.8
2.5	0.0436	0.5611	0.7193	-22.0
1	0.0174	0.2239	0.2921	-23.3
0.75	0.0131	0.1686	0.2213	-23.8
0.5	0.0087	0.1120	0.1484	-24.5
0.25	0.0044	0.0566	0.0778	-27.2
0.1	0.0017	0.0219	0.0328	-33.2
0.01	0.00017	0.0022	0.0077	-71.4
0.001	0.000017	0.0002	0.0049	-95.9

Tabela 3.2: Comparação entre os modelos linearizado e implementado pela biblioteca *Simscape*.

Como é possível verificar a partir da tabela 3.2, os valores obtidos para a corrente da bateria, em ambos os casos, é bastante semelhante e varia da mesma forma ao alterar o desvio do ângulo de desfasamento. Isto sugere que a linearização foi realizada com sucesso.

Uma vez que um dos objectivos é o de obter a função transferência da corrente, em função do ângulo de desfasamento (mantendo um *duty cycle* fixo, numa primeira fase), utilizou-se, juntamente com a metodologia proposta, uma mudança de variável, por forma a simplificar o cálculo. Esta mudança é a seguinte:

$$W = \phi \cdot (4 \cdot \pi \cdot D \cdot (D - 1) + \phi) \cdot V_{sc} \quad (3.25)$$

Substituindo a equação 3.25 na equação 3.2, é possível obter a seguinte relação:

$$\frac{dV_{12}}{dt} = \frac{2 \cdot D}{C_b} \cdot I_b + \frac{W}{2 \cdot C_b \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \quad (3.26)$$

Convertendo a equação 3.26 para o domínio das frequências, obtém-se:

$$S \cdot V_{12} = \frac{2 \cdot D}{C_b} \cdot I_b + \frac{W}{2 \cdot C_b \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \quad (3.27)$$

Por forma a tornar a equação 3.27 apenas dependente de I_b e, uma vez que V_b é tida como constante, converteu-se também a equação 3.1 ao domínio das frequências e substitui-se na anterior. Após manipulação algébrica, foi possível obter uma relação linear entre I_b e W , resultando na seguinte equação:

$$I_b = \frac{S \cdot 2 \cdot V_b \cdot C_b \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi - W \cdot D}{S^2 \cdot 2 \cdot L_b \cdot C_b \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi + 4 \cdot D^2 \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \quad (3.28)$$

Desenvolvendo a expressão anterior, resulta na seguinte:

$$I_b(S) = \frac{C_b}{2 \cdot D^2} \cdot \frac{S}{1 + S^2 \cdot \frac{L_b \cdot C_b}{2 \cdot D^2}} \cdot V_b - \frac{1}{4 \cdot D \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \cdot \frac{1}{1 + S^2 \cdot \frac{L_b \cdot C_b}{2 \cdot D^2}} \cdot W \quad (3.29)$$

Analizando a equação 3.29 para os desvios a partir de um ponto de funcionamento, é possível reescrever a equação na seguinte:

$$\Delta I_b(S) = \frac{C_b}{2 \cdot D^2} \cdot \frac{S}{1 + S^2 \cdot \frac{L_b \cdot C_b}{2 \cdot D^2}} \cdot \Delta V_b - \frac{1}{4 \cdot D \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \cdot \frac{1}{1 + S^2 \cdot \frac{L_b \cdot C_b}{2 \cdot D^2}} \cdot \Delta W \quad (3.30)$$

Procedendo à linearização da variável W , têm-se as seguintes derivadas parciais:

$$\left. \frac{\partial W}{\partial V_{sc}} \right|_{x=x_s} = \phi_s^2 + 4 \cdot \pi \cdot (D_s^2 - D_s) \cdot \phi_s \quad (3.31)$$

$$\left. \frac{\partial W}{\partial \phi} \right|_{x=x_s} = 2 \cdot V_{scs} \cdot \phi_s + 4 \cdot \pi \cdot (D_s^2 - D_s) \cdot V_{scs} \quad (3.32)$$

$$\left. \frac{\partial W}{\partial D} \right|_{x=x_s} = 4 \cdot \pi \cdot (2 \cdot D_s - 1) \cdot V_{scs} \cdot \phi_s \quad (3.33)$$

Nas quais $x = x_s$ se trata de uma representação compacta que exprime o ponto de funcionamento em questão.

As derivadas parciais podem então ser aplicadas na expressão linearizada:

$$\begin{aligned}\Delta W = & (\phi_s^2 + 4 \cdot \pi \cdot (D_s^2 - D_s) \cdot \phi_s) \cdot \Delta V_{sc} \\ & + (2 \cdot V_{scs} \cdot \phi_s + 4 \cdot \pi \cdot (D_s^2 - D_s) \cdot V_{scs}) \cdot \Delta \phi \\ & + (4 \cdot \pi \cdot (2 \cdot D_s - 1) \cdot V_{scs} \cdot \phi_s) \cdot \Delta D\end{aligned}\quad (3.34)$$

Após substituição da expressão 3.34 na equação 3.30, obtém-se a corrente da bateria em função de todas as suas entradas. Uma vez que neste caso se pretende avaliar apenas a influência do ângulo de desfasamento na corrente da bateria, pode-se avaliar a função de transferência considerando apenas esta variável e mantendo todas as outras entradas a zero, o que resulta na seguinte expressão:

$$\frac{\Delta I_b}{\Delta \phi} = -\frac{1}{4 \cdot D \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi} \cdot \frac{1}{1 + S^2 \cdot \frac{L_b \cdot C_b}{2 \cdot D^2}} \cdot (2 \cdot V_{scs} \cdot \phi_s + 4 \cdot \pi \cdot (D_s^2 - D_s) \cdot V_{scs}) \quad (3.35)$$

A partir da equação 3.35, é possível concluir que a função transferência a estimar terá 2 pólos e nenhum zero. É também possível determinar o ganho para as baixas e altas frequências. Como tal, para as baixas frequências, tem-se:

$$\left| \frac{\Delta I_b}{\Delta \phi} \right|_{S \rightarrow 0} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{|-(2 \cdot V_{scs} \cdot \phi_s + 4 \cdot \pi \cdot (D_s^2 - D_s) \cdot V_{scs})|}{|4 \cdot D \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi|} \right) \quad (3.36)$$

Já para as altas frequências, o ganho será:

$$\left| \frac{\Delta I_b}{\Delta \phi} \right|_{S \rightarrow \infty} = 0 \quad (3.37)$$

Tendo em conta as equações 3.35 e 3.36, é possível determinar, de forma analítica, tanto a função de transferência, como o ganho do conversor para um determinado ponto de funcionamento. Posto isto, a validação do modelo teórico pode ser confirmada por comparação da resposta obtida de forma analítica, com aquela obtida através da ferramenta de estimação existente no *Matlab/Simulink*. Torna-se, portanto, importante abordar a ferramenta de estimação da resposta em frequência.

3.3.3 Ferramenta de estimação da resposta em frequência

O software de simulação utilizado ao longo deste trabalho de dissertação, o *Matlab/Simulink*, possibilita a obtenção de respostas em frequência de modelos implementados directamente no *Simulink*, o que é de grande importância para os objectivos traçados para este trabalho, nomeadamente para a validação do modelo teórico proposto.

A estimação da resposta em frequência é geralmente utilizada para obter uma representação linear e invariante no tempo, para o modelo em questão. Esta envolve a sobreposição de um pequeno sinal de perturbação, de amplitude e frequência controláveis, com a entrada do modelo

implementado, em regime permanente. Medindo a saída do modelo, nestas condições, é possível obter-se a sua resposta em frequência. Isto pode ser observado na figura 3.4.

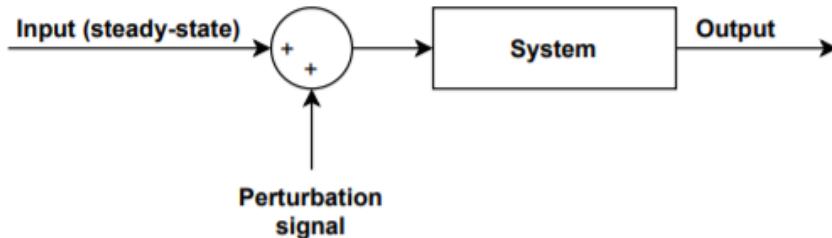


Figura 3.4: Esquemático da obtenção da resposta em frequência pela ferramenta de estimativa.

A metodologia para a obtenção da resposta em frequência, a partir da ferramenta fornecida pelo *software*, envolve seis passos:

1. Especificação da entrada e da saída no modelo implementado.
2. Inicialização do modelo em torno de um ponto de funcionamento (em regime permanente).
3. Criação de um sinal de perturbação.
4. Simulação e obtenção da resposta em frequência não paramétrica.
5. Obtenção do modelo paramétrico (com recurso à função do *Matlab*, *tfest*).
6. Verificação dos resultados (de forma gráfica, através do traçado de Bode).

Por forma a testar esta ferramenta, verificou-se a sua funcionalidade para alguns modelos simples, cuja resposta em frequência já é conhecida. Estes modelos incluíam circuitos simples do tipo *RC* e *LCR*, bem como um conversor de potência do tipo *Buck*. Seguidamente, apresentam-se os resultados obtidos.

3.3.3.1 Circuito *RC*

O primeiro teste realizado à ferramenta envolveu um circuito simples do tipo *RC* passa-baixo, como o apresentado na figura 3.5.

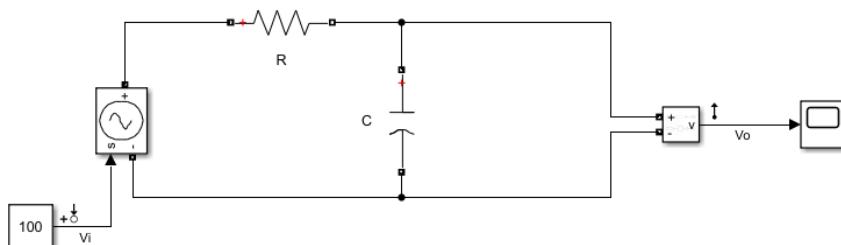


Figura 3.5: Circuito *RC* para estimativa da resposta em frequência.

A função de transferência para o ganho em tensão deste circuito simples é bastante conhecida e é apresentada na seguinte expressão:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(S) = \frac{\frac{1}{R \cdot C}}{S + \frac{1}{R \cdot C}} \quad (3.38)$$

A expressão anterior indica que este é um sistema de primeira ordem. Atribuindo um valor de 1000Ω ao R e um valor de $1.5 \mu F$ ao C , estima-se que a resposta em frequência seja do tipo passa-baixo (devido à presença de um pólo) e que possua uma frequência de corte a cerca de 106 Hz . Para além disto, espera-se que o ganho às baixas frequências seja unitário e que às altas frequências seja muito próximo de zero.

Utilizando a metodologia descrita anteriormente, determinou-se um ponto de funcionamento, já em regime permanente e criou-se um sinal de perturbação. Este sinal é do tipo *sinestream*, representando uma perturbação de 1 % da entrada e incluindo 100 frequências de teste. Simulando o modelo, obteve-se a representação não paramétrica que, após a aplicação da função *tfest*, permitiu obter a resposta em frequência estimada. A função *tfest* tem como argumentos a representação não paramétrica obtida, o número de pólos e o número de zeros do sistema. O traçado de Bode correspondente à resposta em frequência estimada pode ser observado na figura 3.6.

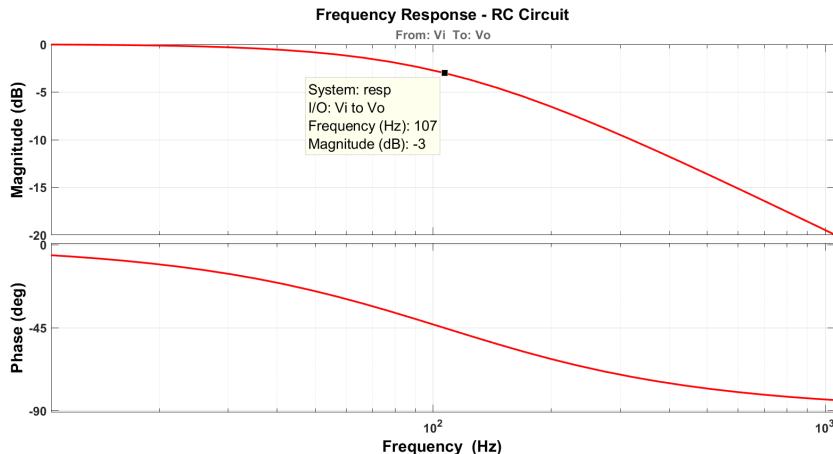


Figura 3.6: Estimação da resposta em frequência obtida para o circuito *RC*.

A partir da figura anterior é possível verificar que a estimação foi bem sucedida, já que a resposta em frequência obtida é exactamente aquela que era esperada: para além de apresentar um comportamento do tipo passa-baixo, com os ganhos esperados, a frequência de corte situa-se nos 107 Hz .

3.3.3.2 Circuito *LCR*

Um outro teste realizado à ferramenta envolveu um circuito do tipo *LCR*, como aquele indicado na figura 3.7.

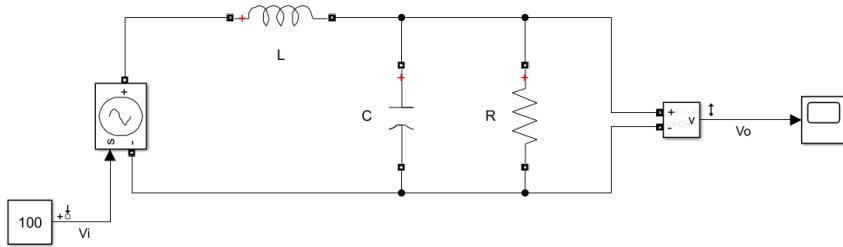


Figura 3.7: Circuito LCR para estimação da resposta em frequência.

Como é bem sabido, a função de transferência para o ganho em tensão de um circuito deste género é dada pela seguinte expressão:

$$\frac{V_{out}(S)}{V_{in}}(S) = \frac{\frac{1}{L \cdot C}}{S^2 + S \cdot \frac{1}{C \cdot R} + \frac{1}{L \cdot C}} \quad (3.39)$$

Tratando-se de uma função de transferência de segunda ordem e, definindo o valor de L em 1 mH , de C em $10\text{ }\mu\text{F}$ e R em $5\text{ }\Omega$, espera-se que a sua resposta em frequência seja do tipo passa-baixo (devido à presença de dois pólos), com uma frequência corte a aproximadamente 1591 Hz . Espera-se ainda que o ganho para as baixas frequências seja unitário e que, para as altas, seja nulo.

Neste caso, seguiu-se novamente a metodologia proposta e utilizou-se um sinal de perturbação com as mesmas configurações que no caso anterior. A verificação gráfica da resposta em frequência obtida é a seguinte:

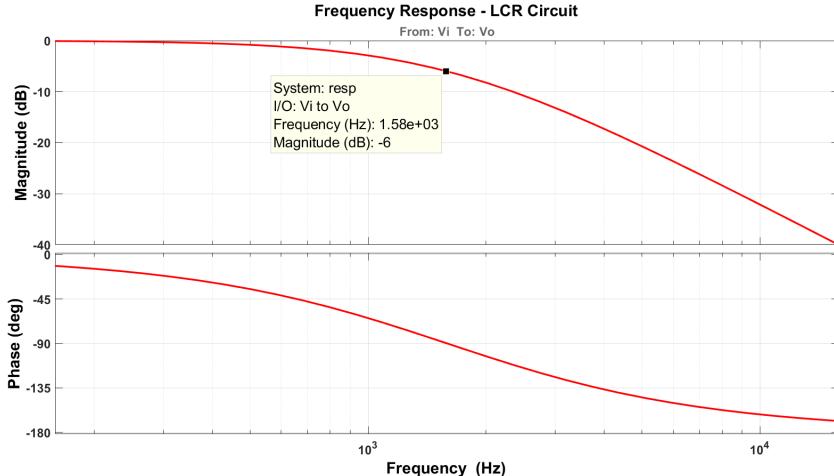


Figura 3.8: Estimação da resposta em frequência obtida para o circuito LCR .

Como é possível de observar na figura 3.8, a resposta em frequência está de acordo com o esperado: apresenta um comportamento do tipo passa-baixo, estando os ganhos em conformidade com o esperado e tendo a frequência de corte aproximadamente àquela prevista (neste caso a frequência de corte ocorre para -6 dB , uma vez que neste sistema se tem um pôlo duplo).

3.3.3.3 Conversor Buck

Por fim, o último teste à qual a ferramenta foi submetida, envolveu a utilização de um conversor de potência do tipo *Buck*, como aquele apresentado na figura 3.9.

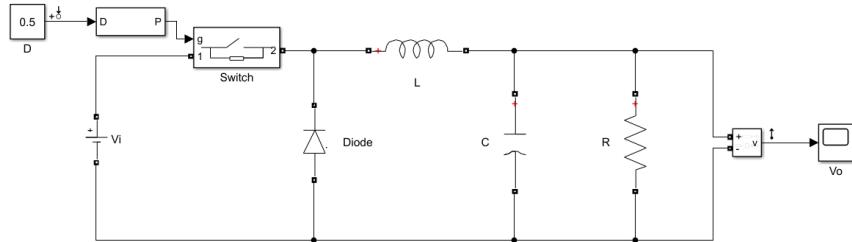


Figura 3.9: Circuito *Buck* para estimativa da resposta em frequência.

A função de transferência considerada para o caso deste conversor, relaciona a tensão de saída do conversor com a variável de controlo, que neste caso corresponde ao *duty cycle*. Esta função de transferência também é bem conhecida e está apresentada pela equação 3.40. Nesta equação, as variáveis $V_{out_{op}}$ e D_{op} correspondem, respectivamente, à tensão de saída e ao *duty cycle*, para o ponto de funcionamento considerado.

$$\frac{V_{out}}{D}(S) = \frac{V_{out_{op}}}{D_{op} \cdot L \cdot C} \cdot \frac{1}{S^2 + S \cdot \frac{1}{C \cdot R} + \frac{1}{L \cdot C}} \quad (3.40)$$

Como se pode observar a partir da equação anterior, a função de transferência em questão é de segunda ordem. Fixando o L em 12 mH , o C em $5\text{ }\mu\text{F}$, o R em $20\text{ }\Omega$ e considerando também, um ponto de funcionamento no qual a tensão de saída é de 24 V e o valor de *duty cycle* é de 0.5 , espera-se que esta resposta apresente um comportamento do tipo passa-baixo (devido à presença de dois pólos) e que apresente um ganho de 33.6 dB para as baixas frequências e nulo, para as altas frequências.

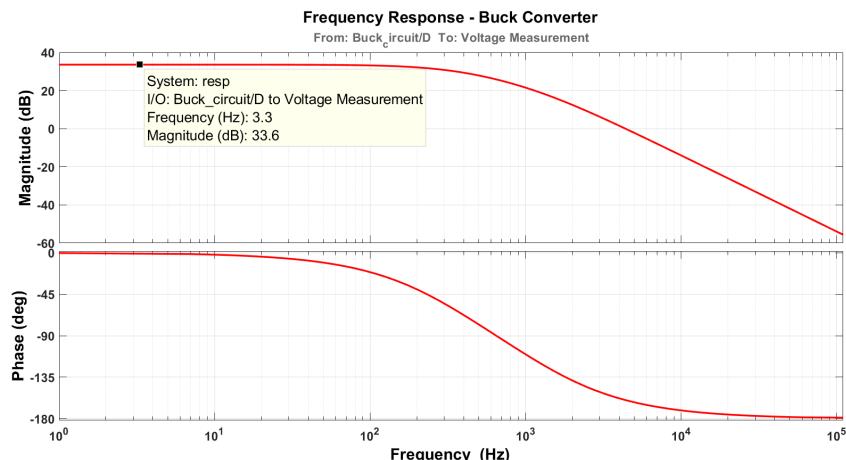


Figura 3.10: Estimação da resposta em frequência obtida para o circuito *Buck*.

Novamente, empregou-se a metodologia proposta e recorreu-se a um sinal de perturbação com as mesmas características que nos casos anteriores. Obteve-se a resposta em frequência apresentada na figura 3.10.

Da mesma forma que nos casos anteriores, a resposta em frequência está de acordo com o esperado. Para além de apresentar um comportamento do tipo passa-baixo, também os ganhos são concordantes com aqueles obtidos de forma analítica.

Com os testes realizados, conclui-se que esta ferramenta de estimação da resposta em frequência consegue, a partir de modelos previamente implementados em *Simulink*, estimar de forma relativamente precisa as diversas respostas e pode, portanto, ser utilizada para efeitos de validação do modelo teórico proposto para o conversor.

3.3.4 Comparação das respostas em frequência

Uma vez verificada a validade da ferramenta de estimação da resposta em frequência, realizou-se uma análise com o objectivo de validar o modelo teórico proposto para o conversor. Esta validação passou pela comparação das respostas em frequência obtidas de forma analítica (a partir do modelo linearizado), para diversos pontos de funcionamento, com aquelas obtidas através de estimação pela ferramenta (para os mesmos pontos de funcionamento).

Para tal, em primeiro lugar foram definidos três pontos de funcionamento, especificados na tabela 3.3.

Ponto	I_b (A)	V_{12} (V)	V_{sc} (V)	ϕ (rad)	D	V_b (V)
1	3.70	6.6	6.6	$\frac{\pi}{12}$	0.5	3.3
2	2.54	6.6	6.6	$\frac{\pi}{18}$	0.5	3.3
3	1.94	6.6	6.6	$\frac{\pi}{24}$	0.5	3.3

Tabela 3.3: Pontos de funcionamento para avaliação da resposta em frequência.

Em segundo lugar e, para entender qual o número e a gama de frequências mais indicados a incluir na resposta a estimar pelo *software*, recorreu-se à equação 3.35 e ao ambiente *Matlab* para descobrir os pólos da função e a que frequência se situavam. Obtiveram-se dois pólos conjugados complexos, situados no eixo imaginário:

$$P_1 = +j8.3 \cdot 10^3 \quad (3.41)$$

$$P_2 = -j8.3 \cdot 10^3 \quad (3.42)$$

Estes encontram-se a uma frequência de $8.3 \cdot 10^3$ rad/s, ou, em Hz, a 1320 Hz.

Posto isto, sabe-se que a gama de frequências a seleccionar terá de incluir esta frequência e que o número de frequências a incluir, deverá ser múltiplo desta. Ainda relativamente à gama de frequências, optou-se por manter um limite superior em cerca de três vezes a frequência de

comutação do conversor (que é de 20000 Hz). Foram então seleccionadas 100 frequências de teste espaçadas de forma logarítmica numa gama que vai desde 13.2 Hz até 66000 Hz.

Nestas simulações foi utilizado um sinal de perturbação do tipo *simestream*, cujo valor de amplitude foi definido em 7.5% e 10% do valor do ângulo de desfasamento no respectivo ponto de funcionamento.

3.3.4.1 Ponto de funcionamento 1

Para o primeiro ponto, substituindo os valores do ponto de funcionamento na equação 3.35, obteve-se a seguinte função de transferência:

$$\frac{I_b}{\phi}(S) = \frac{12.87}{1 + 1.452 \cdot 10^{-8} \cdot S^2} \quad (3.43)$$

Calculando o ganho para as baixas frequências, obtém-se o seguinte valor:

$$\left| \frac{\Delta I_b}{\Delta \phi} \right|_{S \rightarrow 0} = 22.2 dB \quad (3.44)$$

A estimação através da ferramenta do *Matlab/Simulink*, para ambas as perturbações, encontra-se expressa nas figuras 3.11 e 3.12. O ganho estimado pela ferramenta nas baixas frequências é de 24 dB, quer para uma perturbação de 7.5%, quer para uma perturbação de 10% no ângulo de desfasamento, o que é concordante com o ganho determinado de forma algébrica. É também possível observar que os pólos estão de facto à frequência prevista (1320 Hz) e que, a partir dessa frequência, o ganho do conversor decai a uma taxa de 40 dB/dec.

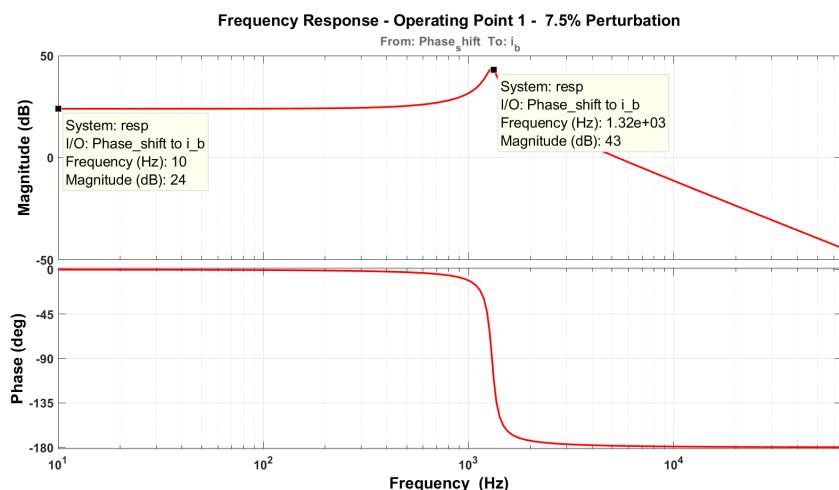


Figura 3.11: Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 7.5% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 1.

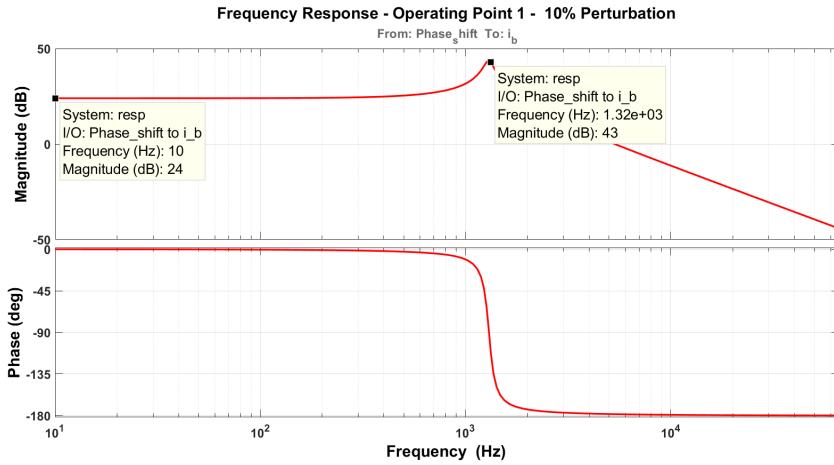


Figura 3.12: Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 10% no ângulo de desfaseamento do ponto de funcionamento 1.

3.3.4.2 Ponto de funcionamento 2

Aplicando o mesmo raciocínio que anteriormente, calculou-se a função de transferência a partir da equação 3.35, obtendo-se a seguinte:

$$\frac{I_b}{\phi}(S) = \frac{13.73}{1 + 1.452 \cdot 10^{-8} \cdot S^2} \quad (3.45)$$

O valor do ganho para as baixas freqüências é de:

$$\left| \frac{\Delta I_b}{\Delta \phi} \right|_{S \rightarrow 0} = 22.75 dB \quad (3.46)$$

A resposta estimada pela ferramenta do *Matlab* apresenta-se nas figuras 3.13 e 3.14.

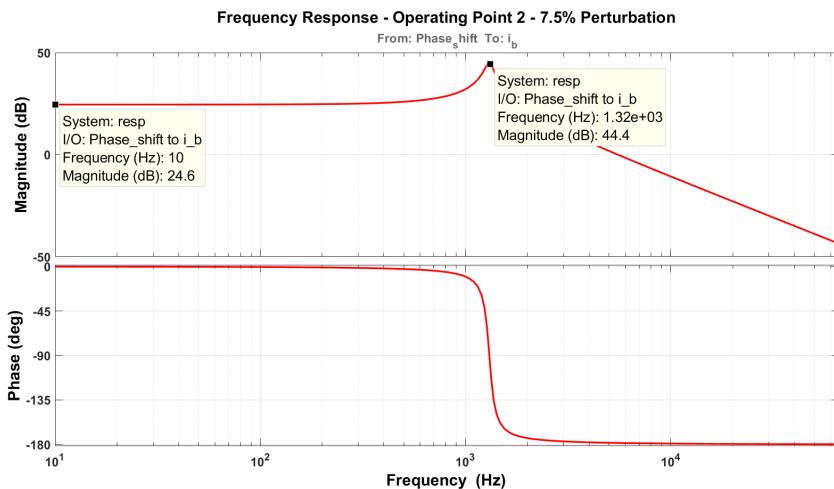


Figura 3.13: Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 7.5% no ângulo de desfaseamento do ponto de funcionamento 2.

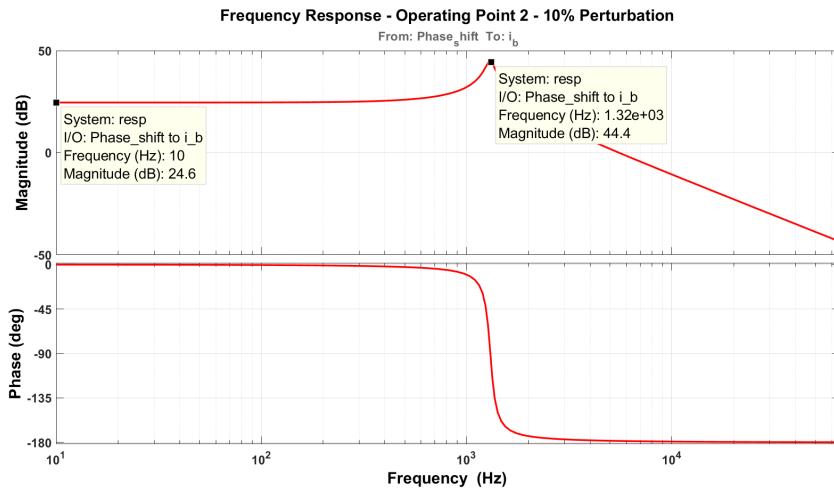


Figura 3.14: Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 10% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 2.

O ganho estimado para baixas frequências, associado a estas respostas é de 24.6 dB para ambas as perturbações, o que, como no caso do ponto de funcionamento 1, também está concordante com o ganho determinado de forma algébrica. É possível verificar ainda que os pólos se encontram à frequência prevista.

3.3.4.3 Ponto de funcionamento 3

Para o terceiro ponto de funcionamento, a função transferência calculada é a seguinte:

$$\frac{I_b}{\phi}(S) = \frac{14.16}{1 + 1.452 \cdot 10^{-8} \cdot S^2} \quad (3.47)$$

À qual corresponde um ganho nas baixas frequências de:

$$\left| \frac{\Delta I_b}{\Delta \phi} \right|_{S \rightarrow 0} = 23.02 \text{ dB} \quad (3.48)$$

A resposta estimada pelo *software*, para este caso, está representada nas figuras 3.15 e 3.16. Nestas, é possível verificar que o ganho nas baixas frequências tem um valor de 24.7 dB para ambas as perturbações, o que é novamente concordante com o valor algébrico. Como nos casos anteriores, os pólos também se apresentam à frequência prevista.

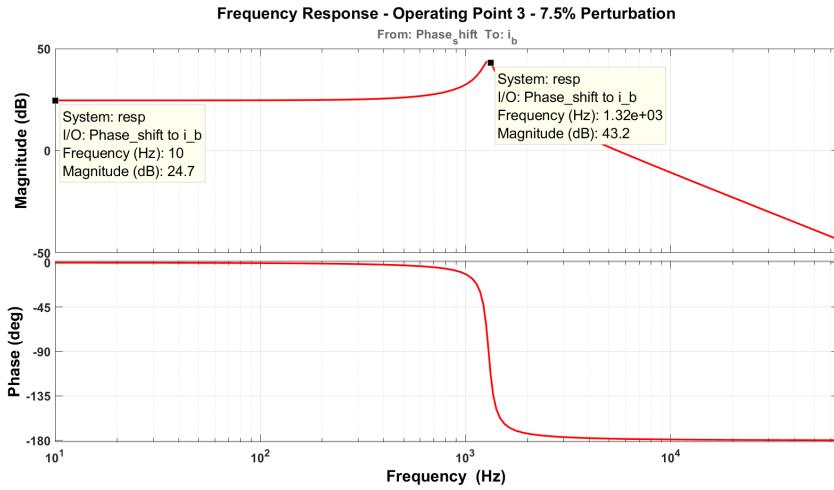


Figura 3.15: Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 7.5% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 3.

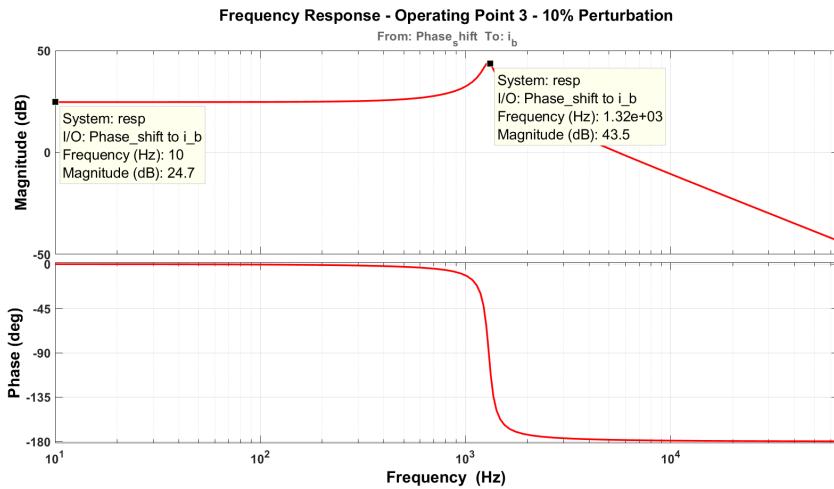


Figura 3.16: Resposta em frequência estimada para uma perturbação de 10% no ângulo de desfasamento do ponto de funcionamento 3.

3.3.5 Influência das incertezas

Por último, foi também realizada uma análise à influência das incertezas relacionadas com alguns dos componentes passivos presentes no conversor, no que à resposta em frequência diz respeito. Esta análise torna-se importante para o desenho do controlador a implementar numa fase posterior, uma vez que através do mesmo é possível tornar o conversor mais robusto face às incertezas provocadas pelos componentes passivos que do conversor fazem parte.

Para cada componente, testaram-se incertezas de $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ e $\pm 20\%$. Os componentes avaliados foram a resistência de entrada, R_b , a indutância de entrada, L_b , a indutância de fugas do transformador, L_r e também as indutâncias de magnetização do transformador, L_m .

Os testes foram realizados para o ponto de funcionamento 1, aplicando um sinal de perturbação do tipo *sinestream*, com uma amplitude de 0.0174 rad , o que equivale a 1° . Foram seleccionadas 50 frequências logarítmicamente espaçadas numa gama compreendida entre 13.2 Hz e 66000 Hz .

3.3.5.1 Influência da resistência R_b

A influência da resistência de entrada na resposta em frequência do conversor é demonstrada nas figuras 3.17 e 3.18.

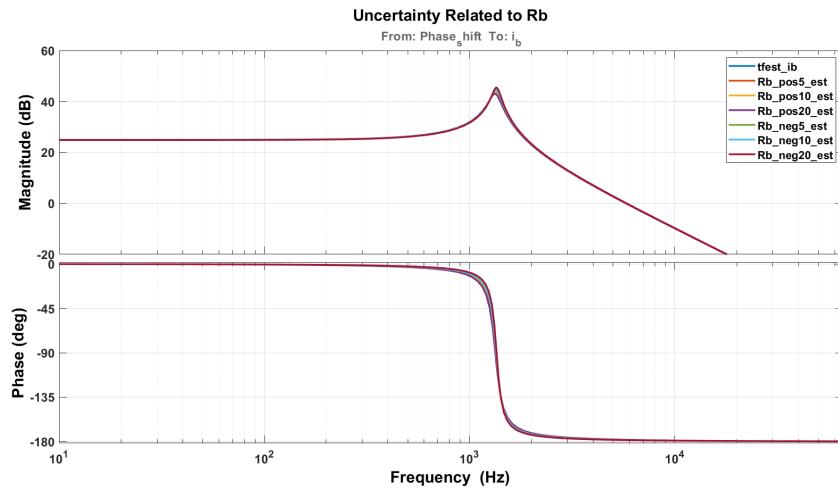


Figura 3.17: Influência da incerteza da resistência R_b na resposta em frequência.

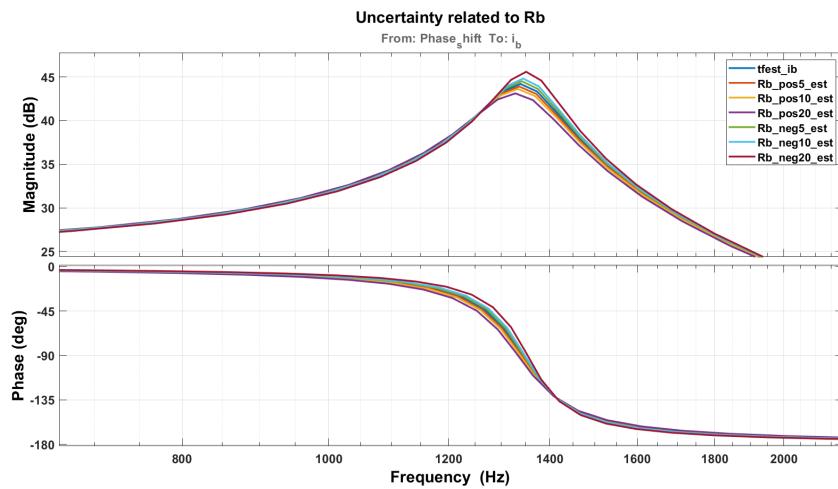


Figura 3.18: Influência da incerteza da resistência R_b na resposta em frequência.

As várias curvas referentes as análises para $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ e $\pm 20\%$ são visíveis na legenda embutida da figura (onde *pos* significa uma variação positiva e *neg* uma variação negativa). Como é possível verificar, em termos de resposta em frequência não existem alterações significativas ao variar esta resistência de entrada.

3.3.5.2 Influência da indutância L_b

Relativamente à indutância de entrada, a sua influência na resposta em frequência do conversor está representada nas figuras 3.19 e 3.20.

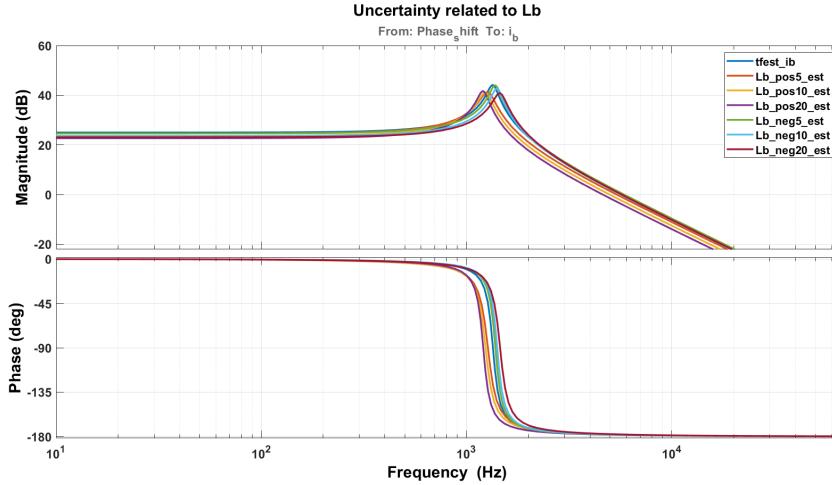


Figura 3.19: Influência da incerteza da indutância L_b na resposta em frequência.

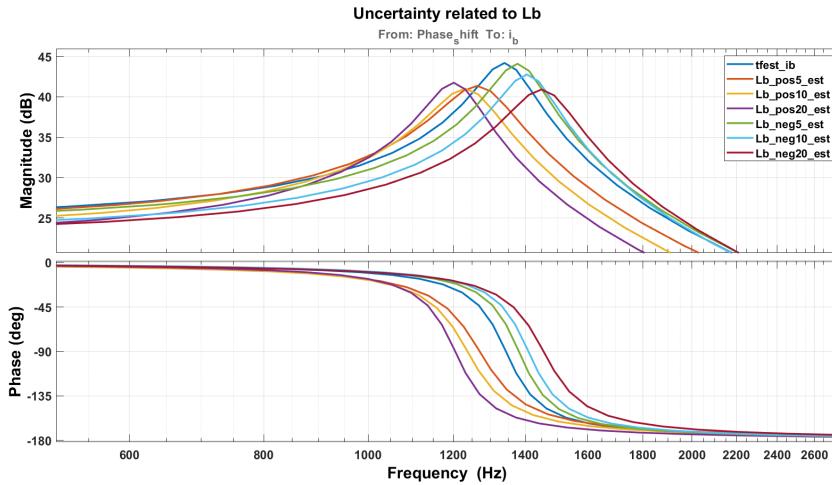


Figura 3.20: Influência da incerteza da indutância L_b na resposta em frequência.

Esta indutância, ao contrário do caso anterior, já influencia de forma perceptível a resposta em frequência, aumentando a frequência a que surgem os pólos (que é visível no traçado da fase) para variações negativas e o contrário para variações positivas.

3.3.5.3 Influência da indutância de fugas L_r

A influência da indutância de fugas do transformador é apresentada nas figuras 3.21 e 3.22.

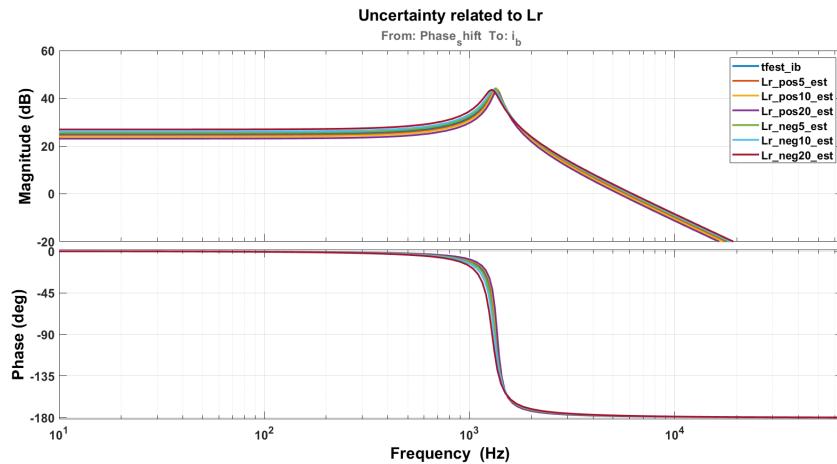


Figura 3.21: Influência da incerteza da indutância L_r na resposta em frequência.

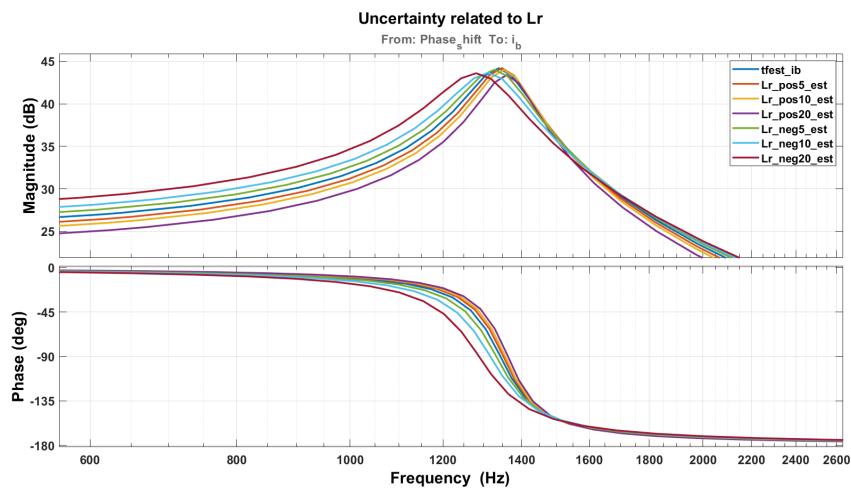


Figura 3.22: Influência da incerteza da indutância L_r na resposta em frequência.

As alterações provocadas pela incerteza, no caso da indutância de fugas, passam por um aumento do ganho para variações negativas e uma diminuição do mesmo para variações positivas, não sendo, no entanto, algo de muito significativo.

3.3.5.4 Influência das indutâncias de magnetização L_m

Por fim, a influência das indutâncias de magnetização está descrita nas figuras 3.23 e 3.24.

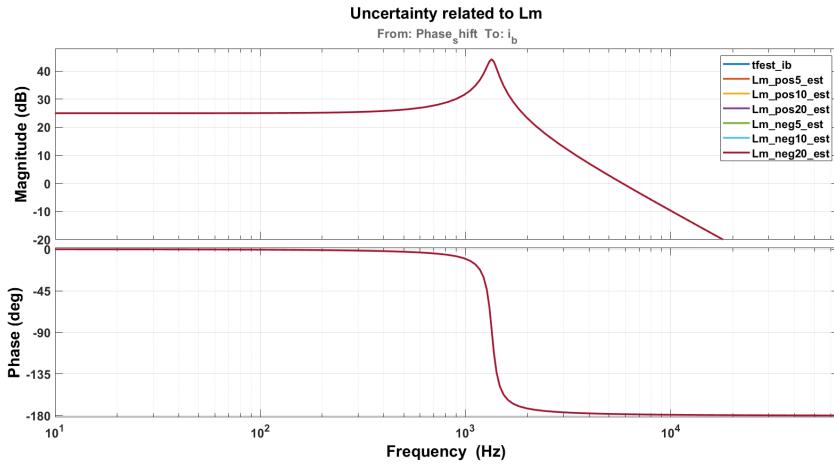


Figura 3.23: Influência da incerteza da indutância L_m na resposta em frequência.

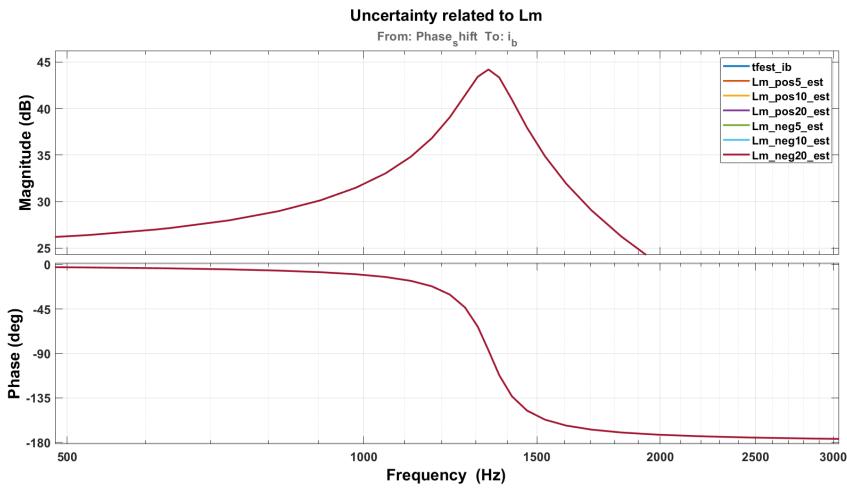


Figura 3.24: Influência da incerteza da indutância L_m na resposta em frequência.

Como se pode verificar pelas figuras anteriores, todas as respostas para as diversas variações se encontram sobrepostas, pelo que se pode concluir que esta indutância em nada afecta a resposta em frequência do conversor.

3.3.5.5 Zona de incerteza

Por último, procedeu-se ao traçado de Bode de todas as incertezas, por forma a determinar a zona de incerteza do conversor. Este traçado está apresentado na figura 3.25.

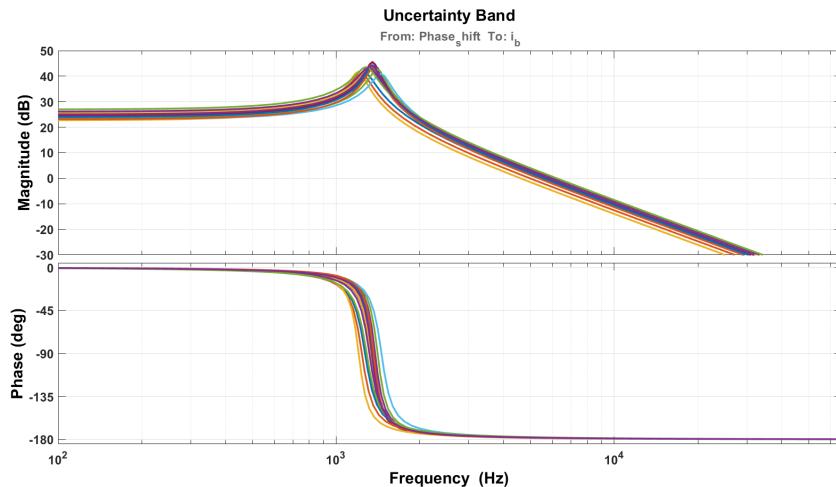


Figura 3.25: Zona de incerteza do conversor, no domínio das frequências.

Tendo por base a resposta em frequência do conversor sem a influência das incertezas (padrão), é possível quantificar a banda de incerteza (pelos limites máximo e mínimo) relativamente à resposta padrão. Esta quantificação é realizada para algumas frequências e pode ser observada na tabela 3.4.

Freq. (Hz)	Padrão (dB)	Máx. (dB)	Máx. (%)	Mín. (dB)	Mín. (%)
13.2	25.0	27.0	+8.0	22.7	-9.2
132	25.1	27.0	+7.6	22.8	-9.1
1320	43.7	44.8	+2.5	35.2	-19.5
1500	36.3	39.5	+8.8	27.7	-23.7
13200	-14.6	-13.3	+9.8	-18.8	-22.3

Tabela 3.4: Quantificação da banda de incerteza.

3.4 Resumo e considerações

Ao longo desta secção foi apresentado o conversor e desenvolvida a análise em malha aberta do mesmo, com o objectivo de validar o modelo teórico proposto e também de determinar a influência das incertezas associadas aos componentes passivos pertencentes ao conversor.

Após a verificação do bom funcionamento da ferramenta de estimação da resposta em frequência, foi possível verificar que o modelo teórico proposto, definido pelas equações 3.1, 3.2 e 3.3 é concordante com a estrutura simulada da *Dual Half Bridge*, podendo desta forma considerar-se como validado. Isto é justificado pelo facto de, após uma análise no domínio das frequências, ser possível observar que as funções de transferência que relacionam a corrente da bateria com o ângulo de desfasamento, obtidas por estimação, são muito semelhantes àquelas obtidas de forma teórica.

Por fim, foi também possível entender a influência das incertezas relativas aos componentes passivos do conversor, concluindo-se que este é maioritariamente afectado pelas incertezas da indutância de entrada, L_b e da indutância de fugas, L_r . Realizou-se ainda uma quantificação de todas as incertezas, por forma a que as mesmas possam ser levadas em conta aquando da implementação da metodologia de controlo, tornando o conversor robusto a elas.

Capítulo 4

Análise em Malha Fechada

4.1 Introdução

No presente capítulo, encontra-se detalhada a análise do conversor em malha fechada. Esta foi realizada com recurso à ferramenta de simulação do *Matlab/Simulink*. Em primeiro lugar, é apresentada a metodologia de controlo, que envolve duas malhas de controlo: a da corrente do primário e a que permite a equalização das tensões nos portos de saída do conversor. É também sugerida uma implementação para o mecanismo que efectua o ajuste do *duty cycle* dos sinais de comando dos interruptores de potência. Seguidamente são levadas a cabo simulações com o objectivo de avaliar o desempenho das metodologias descritas. Estas foram realizadas a cada malha de controlo, de forma isolada, bem como à sua integração. Por fim, testou-se ainda o sistema em regime de carga variável e para a existência de correntes de auto-descarga dos super-condensadores.

4.2 Controlo do conversor

O controlo do conversor divide-se em duas malhas, uma responsável pelo controlo da corrente da bateria, I_b , e outra responsável pela equalização das tensões dos super-condensadores, V_{sc1} e V_{sc2} . Estas podem ser observadas na figura 4.1. Na malha que controla a corrente, é manipulado o ângulo de desfasamento, ϕ , e na malha que realiza a equalização é manipulado o *duty cycle*, D [40].

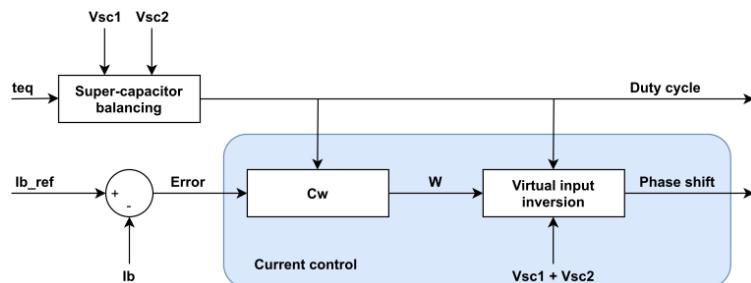


Figura 4.1: Controlo do conversor (adaptado de [40]).

4.2.1 Controlo de corrente

A malha para o controlo de corrente permite regular o trânsito de potência entre a bateria e os super-condensadores, quando é fornecida uma determinada referência (dinâmica) para a corrente da bateria [40].

Tendo em conta a mudança de variável descrita pela equação 3.25, bem como a equação 3.29 e tratando a tensão da bateria, V_b , como uma perturbação de saída que o controlador deve rejeitar, é possível dimensionar um controlador linear, para obter a entrada virtual, W . Este controlador é constituído por um integrador e dois zeros, sendo descrito pela equação 4.1 [40].

$$W(S, D) = C_W(S, D) \cdot e(S) = -4 \cdot D \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi \cdot k_c \cdot \left(\frac{S^2 + 2 \cdot \zeta_z \cdot \omega_z \cdot S + \omega_z^2}{S} \right) \cdot e(S) \quad (4.1)$$

Onde:

- ω_z - frequência natural;
- ζ_z - coeficiente de amortecimento.

E:

$$e(S) = I_{b_{ref}} - I_b \quad (4.2)$$

Fazendo uso das bibliotecas de blocos do *Simulink*, é possível utilizar o bloco de PID para implementar este controlador linear. Considerando o termo $-4 \cdot D \cdot L_r \cdot \omega \cdot \pi \cdot k_c$ como um simples ganho (que também tem a função de eliminar as não-linearidades introduzidas pelo *duty cycle*), é possível determinar os ganhos do PID:

$$P_{parcel} = \frac{2 \cdot \zeta_z \cdot \omega_z \cdot S}{S} \implies K_P = 2 \cdot \zeta_z \cdot \omega_z \quad (4.3)$$

$$I_{parcel} = \frac{\omega_z^2}{S} \implies K_I = \omega_z^2 \quad (4.4)$$

$$D_{parcel} = \frac{S^2}{S} = S \implies K_D = 1 \quad (4.5)$$

A saída deste bloco será a entrada virtual, W . Para que se possa realizar o controlo de corrente é então necessário obter o ângulo de desfasamento, ϕ , o que pode ser feito a partir do valor de W e da inversão da equação 3.25 [40]. Utilizando a ferramenta do *Matlab*, é possível obter a solução para a inversão desta equação. Neste caso obtiveram-se duas soluções possíveis, apresentadas pelas equações 4.6 e 4.7. De notar que estas só são válidas se a soma das tensões dos super-condensadores apresentar um valor diferente de 0 V.

$$\phi_1 = 2 \cdot \pi \cdot D \cdot (1 - D) + \sqrt{[2 \cdot \pi \cdot D \cdot (1 - D)]^2 + \frac{W}{V_{sc}}} \quad (4.6)$$

$$\phi_2 = 2 \cdot \pi \cdot D \cdot (1 - D) - \sqrt{[2 \cdot \pi \cdot D \cdot (1 - D)]^2 + \frac{W}{V_{sc}}} \quad (4.7)$$

Onde V_{sc} corresponde à soma das tensões dos super-condensadores, V_{sc1} e V_{sc2} .

Testando as duas soluções para as condições já avaliadas em malha aberta (na secção 2.1), onde se considerou um valor de *duty cycle* de 0.5 e um valor para a soma das tensões dos super-condensadores de 6.6 V e, uma vez que se pretende uma solução que admita referências de corrente com valores negativos, torna-se necessário optar pela segunda solução. Como se pode verificar pelo traçado gráfico de ambas as soluções, representado na figura 4.2, a segunda solução (equação 4.7) é a única das duas que permite ângulos de desfasamento negativos.

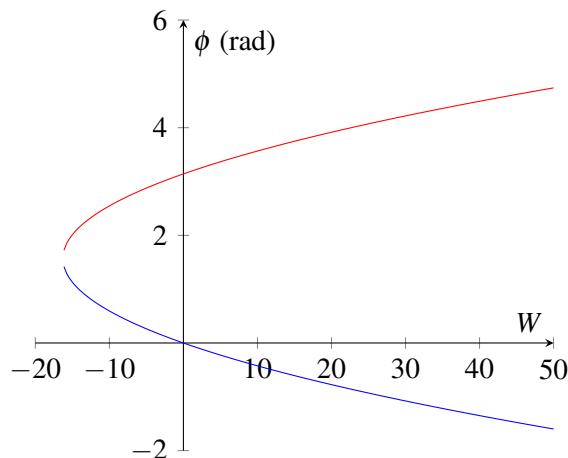


Figura 4.2: Vermelho - traçado da equação 4.6. Azul - traçado da equação 4.7.

Utilizando blocos simples da biblioteca do *Simulink*, torna-se possível implementar esta solução. Uma vez obtido o ângulo de desfasamento, é então possível desfasar os sinais de comando dos interruptores de potência e, desse modo, controlar a corrente da bateria, I_b , bem como o trânsito de potência.

4.2.2 Equalização dos super-condensadores

A equalização das tensões dos super-condensadores é um processo relevante que permite a utilização de toda a energia armazenada nos super-condensadores, bem como a prevenção do surgimento de sobretensões. Este processo é importante durante a inicialização do sistema, uma vez que devido às correntes de auto-descarga dos super-condensadores, estes podem encontrar-se em diferentes níveis de carga. O grande objectivo deste processo é então o de equalizar as tensões dos super-condensadores, V_{sc1} e V_{sc2} , num intervalo de tempo definido para tal (t_{eq}) [40].

Relativamente às tensões dos super-condensadores, sabe-se que estas, de forma individual, dependem quer do *duty cycle*, quer da soma das tensões dos super-condensadores na seguinte

medida:

$$V_{sc1} = (1 - D) \cdot V_{sc} \quad (4.8)$$

$$V_{sc2} = D \cdot V_{sc} \quad (4.9)$$

Das expressões anteriores pode-se concluir que:

$$\frac{V_{sc1}}{V_{sc2}} = \frac{(1 - D) \cdot V_{sc}}{D \cdot V_{sc}} = \frac{1 - D}{D} \quad (4.10)$$

Onde, manipulando o *duty cycle*, é possível equalizar as tensões dos super-condensadores. Isto acontece para um valor de *duty cycle* de 0.5. Por forma a prevenir regimes transitórios demasiado elevados em corrente, não é possível introduzir este valor de *duty cycle* sob a forma de degrau, tornando-se então necessário realizar uma variação lenta do mesmo. Para tal, considerou-se um algoritmo que, em primeiro lugar, adapta o valor de D às tensões iniciais dos super-condensadores e, seguidamente, faz variar o seu valor de forma linear durante o tempo definido para a equalização, t_{eq} , até atingir 0.5. Este algoritmo pode ser representado através da equação 4.11 [40].

$$D(t) = \begin{cases} \frac{V_{sc2}(t_0)}{V_{sc1}(t_0) + V_{sc2}(t_0)} & t = t_0 \\ \frac{V_{sc2}(t_0)}{V_{sc1}(t_0) + V_{sc2}(t_0)} + \frac{\frac{1}{2} - D(t_0)}{t_{eq} - t_0} \cdot (t - t_0) & t_0 < t < t_{eq} \\ \frac{1}{2} & t \geq t_{eq} \end{cases} \quad (4.11)$$

O mecanismo proposto pela equação 4.11 pode ser visto como uma estratégia de *soft start* que, conforme referido anteriormente, permite evitar elevados transientes de corrente na fase de inicialização do conversor, contando que o tempo de equalização definido é suficientemente grande (para garantir as assumpções de aproximação *quasi-static*) [40].

Este mecanismo pode ser implementado em ambiente *Simulink* com recurso a blocos simples e de lógica relacional (que implementam condições).

4.2.3 Ajuste do *duty cycle*

Uma vez obtido o *duty cycle*, através do mecanismo anterior, é necessário ajustar os sinais de comando de acordo com este valor. Uma possível solução para a resolução desta questão passa pela aquisição dos instantes de tempo em que ocorrem as transições positivas dos sinais de comando previamente afectados dos respectivos ângulos de desfasamento (os sinais S_1 e S_3 da figura 3.2) e, sabendo a frequência dos sinais de comando, bem como o valor de D , é possível, através de temporizações, comandar os interruptores para o *duty cycle* pretendido.

Após a detecção da transição positiva dos sinais previamente afectados do ângulo de desfasamento, é adquirido o instante de tempo em que tal transição se verificou (com recurso a blocos do

tipo *enabled subsystem*, presentes na biblioteca de blocos do *Simulink*). Sabendo a frequência de comutação é possível calcular o período dos sinais através da seguinte relação:

$$T = \frac{1}{f} \quad (4.12)$$

A partir do período, sabe-se que o sinal deve permanecer no seu valor *high* por um tempo equivalente ao valor de D , t_{ON} , que é dado por:

$$t_{ON} = D \cdot T \quad (4.13)$$

De seguida avalia-se a seguinte condição:

$$t_{clock} < t_{start} + t_{ON} \quad (4.14)$$

Em que t_{start} corresponde ao instante de tempo em que foi detectada uma transição positiva que identifica o início de um novo período do sinal de comando em questão e t_{clock} corresponde à temporização interna do microprocessador a utilizar.

Enquanto a condição definida pela equação 4.14 for verdadeira, o respectivo sinal de comando deve permanecer no seu valor *high*, sendo deste modo possível ajustar os sinais de comando dos interruptores para o *duty cycle* definido pelo mecanismo de equalização das tensões dos super-condensadores. Esta condição, bem como as equações 4.12 e 4.13 foram implementadas com recurso a blocos simples e operadores relacionais.

4.3 Simulações e resultados

Por forma a testar a performance das soluções propostas para o controlo em malha fechada da *Dual Half Bridge*, foram realizados vários testes e simulações. Estes incluem simulações separadas de cada componente do sistema de controlo, bem como simulações com todas as componentes em funcionamento simultâneo, em regime de carga variável e ainda tendo em conta as correntes de auto-descarga dos super-condensadores.

4.3.1 Controlo de corrente

Com o objectivo de testar o bom funcionamento da malha de controlo da corrente da bateria, I_b , foram realizadas simulações nas quais se seleccionaram os valores de corrente simulados da tabela 3.1 e se verificaram os respectivos ângulos de desfasamento. Para além deste teste preliminar, foram também seleccionados diferentes tipos de referências a fornecer ao controlador (em degrau, sinusoidal, onda quadrada e em dente de serra), com o objectivo de verificar a capacidade do controlador em produzir uma resposta rápida e adequada. A malha de controlo de corrente implementada, é aquela descrita na secção 4.1.1.

As simulações realizadas à malha de controlo da corrente da bateria foram executadas com um *duty cycle* fixo em 0.5 e com um valor para a soma das tensões dos super-condensadores fixado em 6.6 V.

Relativamente à análise de verificação dos ângulos de desfasamento para as diversas referências (constantes), que correspondem a valores de corrente previamente simulados, obtiveram-se os resultados descritos na tabela 4.1.

$I_{b_{ref}}$ (A)	ϕ esperado (rad)	ϕ simulado (rad)
0	0	0
13.79	1.571	1.416
-13.20	-1.571	-1.525
12.15	1.047	1.052
-11.75	-1.047	-1.048
7.44	0.524	0.526
-7.31	-0.524	-0.526
4.04	0.262	0.263
-3.99	-0.262	-0.263
2.76	0.175	0.175
-2.73	-0.175	-0.175
2.10	0.131	0.131
-2.08	-0.131	-0.131
1.42	0.087	0.087
-1.40	-0.087	-0.087

Tabela 4.1: Ângulos de desfasamento para as diversas referências de corrente.

Como é possível de verificar pela tabela anterior, aplicando as diversas referências de corrente, os respectivos ângulos de desfasamento obtidos por simulação são muito próximos aos esperados. Isto permite concluir que a partir do erro de corrente, o controlador é capaz de calcular a entrada virtual, W , e, a partir da sua inversão, determinar o ângulo de desfasamento adequado para que a corrente da bateria possa seguir a sua referência.

Por outro lado, conforme referido anteriormente, foram também realizadas simulações nas quais se forneceram diferentes tipos de referências ao controlador. Em primeiro lugar, foi fornecida uma referência em degrau, que ocorre no instante de tempo de 0.1 s e tem uma amplitude de 12 A. As figuras 4.3 e 4.4 apresentam os resultados obtidos.

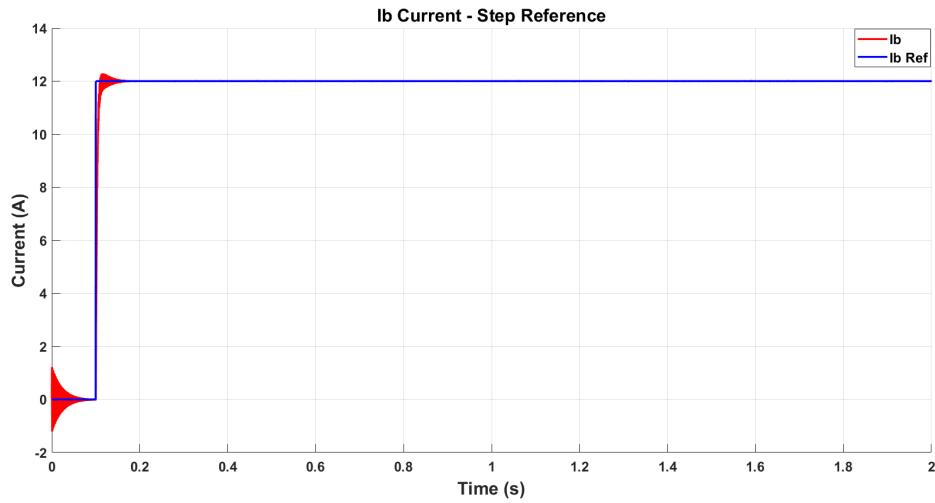


Figura 4.3: Corrente da bateria para uma referência em degrau. Vermelho - corrente da bateria. Azul - referência.

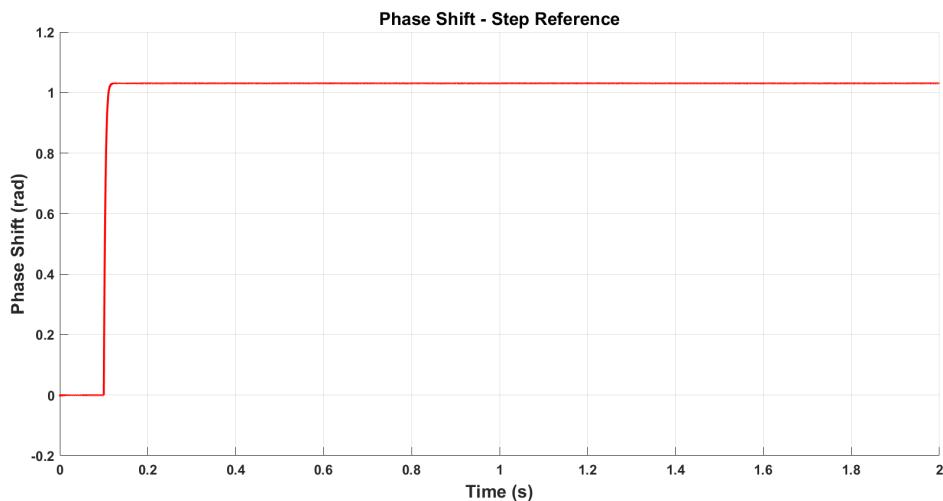


Figura 4.4: Ângulo de desfasamento para uma referência em degrau.

Por observação das figuras anteriores é possível verificar que, para referências em degrau, o controlador consegue efectivamente fazer com que a corrente da bateria atinja o nível pretendido. Através da figura 4.4 é possível verificar (como esperado) que o ângulo de desfasamento exibe a mesma forma da corrente da bateria e a da sua referência.

Seguidamente, foi utilizada uma referência sinusoidal com uma amplitude de 12 A e uma frequência de 2 Hz. Os resultados são apresentados nas figuras 4.5 e 4.6.

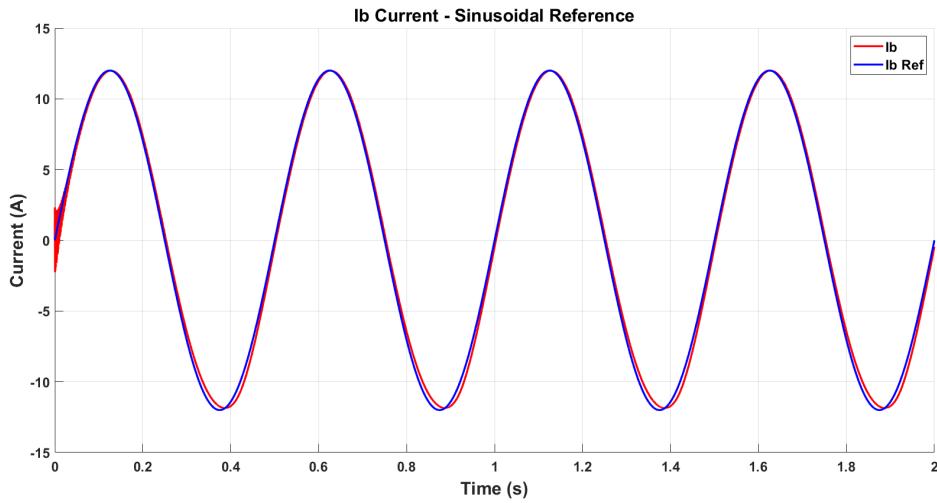


Figura 4.5: Corrente da bateria para uma referência sinusoidal. Vermelho - corrente da bateria. Azul - referência.

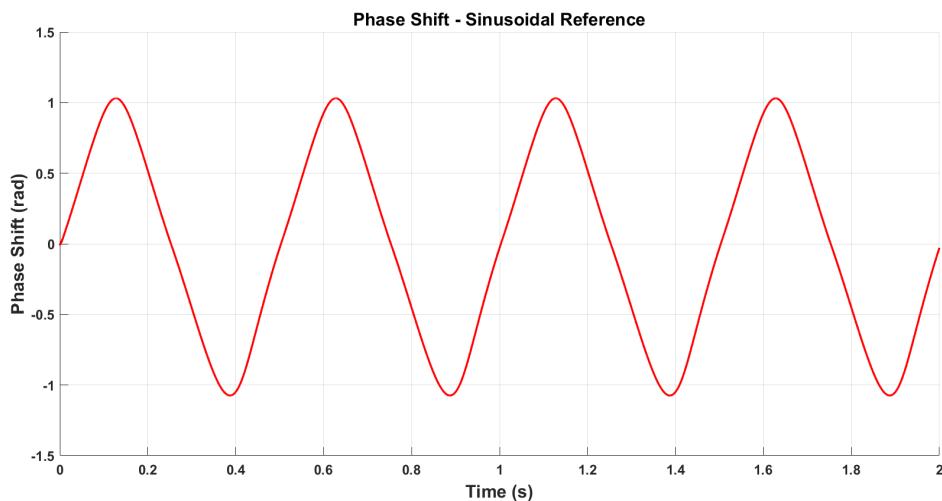


Figura 4.6: Ângulo de desfasamento para uma referência sinusoidal.

No caso de se ter uma referência sinusoidal para a corrente, é possível observar que a corrente da bateria apresenta a capacidade de atingir a referência. Como no caso anterior, o ângulo de desfasamento exibe a mesma forma (aproximadamente) da corrente da bateria e da sua referência.

Um outro tipo de referência utilizada para testar a resposta do controlador, foi uma onda quadrada. A onda quadrada utilizada tem uma amplitude de 12 A e uma frequência de 2 Hz. As figuras 4.7 e 4.8 apresentam os resultados para este tipo de referência.

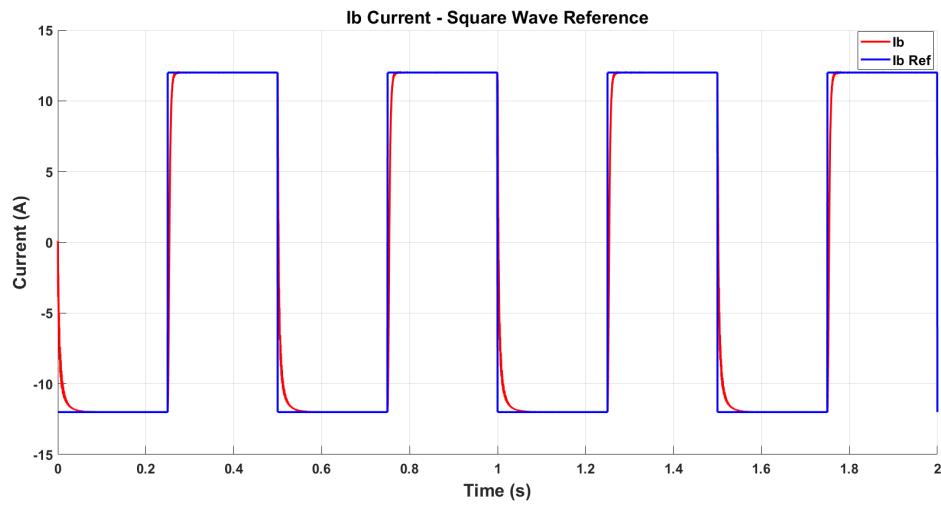


Figura 4.7: Corrente da bateria para uma referência em onda quadrada. Vermelho - corrente da bateria. Azul - referência.

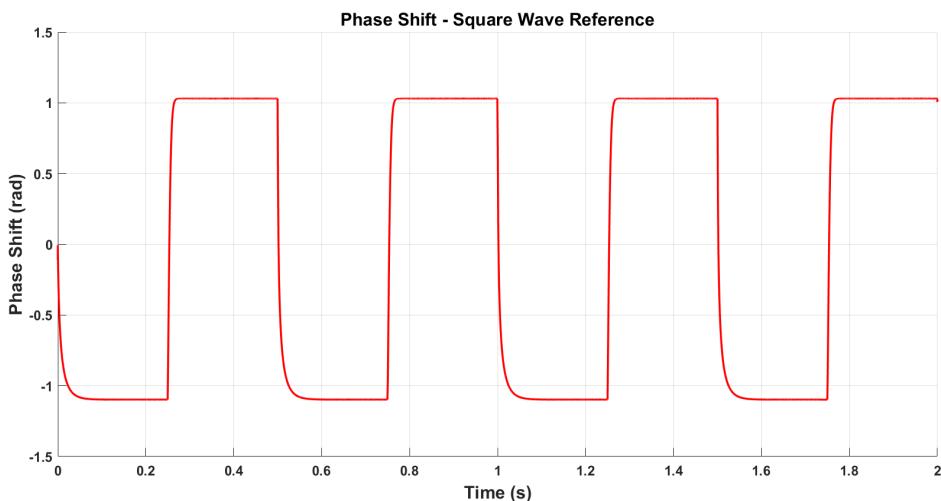


Figura 4.8: Ângulo de desfasamento para uma referência em onda quadrada.

Para a referência em onda quadrada, acontece a mesma situação que nos casos anteriores.

Por fim, foi também utilizada uma referência em dente de serra. Esta possuía uma amplitude de 12 A e uma frequência de 2 Hz. Os resultados obtidos podem ser observados nas figuras 4.9 e 4.10.

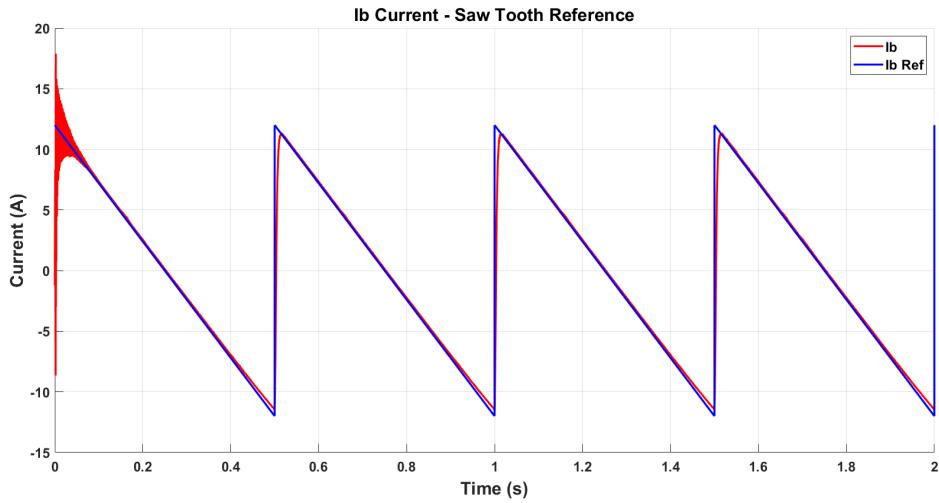


Figura 4.9: Corrente da bateria para uma referência em dente de serra. Vermelho - corrente da bateria. Azul - referência.

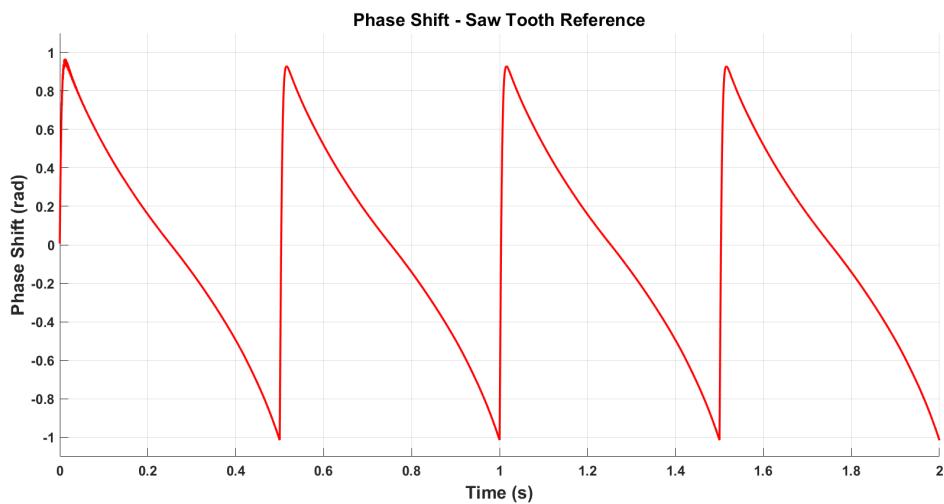


Figura 4.10: Ângulo de desfasamento para uma referência em dente de serra.

No caso de uma referência em dente de serra, novamente, acontece como nos casos das referências anteriores.

Após a análise de todos os testes realizados anteriormente, é possível concluir que o controlador de corrente consegue ajustar a corrente da bateria, de forma a que esta seja capaz de seguir diversos tipos de referência. Ainda, com o intuito de melhorar a resposta do controlador, foram realizados ajustes, de forma heurística, às componentes do PID. Contudo, estas tentativas revelaram piores respostas, com o surgimento de elevado *ripple*, pelo que se optou pela configuração que produz os resultados apresentados.

4.3.2 Equalização dos super-condensadores

A equalização das tensões dos super-condensadores foi implementada recorrendo ao algoritmo indicado pela equação 4.11. Foram realizadas duas simulações para testar este algoritmo: uma na qual se verificava que $V_{sc1}(t_0) > V_{sc2}(t_0)$ e outra com a situação inversa, $V_{sc1}(t_0) < V_{sc2}(t_0)$. Ambas as simulações foram realizadas fornecendo uma referência de corrente do tipo onda quadrada, com uma amplitude de 0.5 A e uma frequência de 1 Hz. Foi também definido um tempo de equalização, t_{eq} , de 20 s (para garantir uma variação muito lenta do *duty cycle*, comparativamente às outras variáveis) e forneceu-se uma referência de corrente do tipo sinusoidal, com uma amplitude de 3 A e frequência de 2 Hz, após este intervalo de tempo.

Na primeira simulação considerou-se que:

$$V_{sc1}(t_0) = 4.2V \quad (4.15)$$

$$V_{sc2}(t_0) = 2.3V \quad (4.16)$$

De onde se conclui que, executando o algoritmo descrito, o valor inicial de *duty cycle* é:

$$D(t_0) = \frac{2.3}{4.2 + 2.3} \approx 0.354 \quad (4.17)$$

A partir dos valores iniciais das tensões dos super-condensadores e de *duty cycle*, espera-se que, aplicando o algoritmo de equalização, as tensões evoluam de forma a ficarem sobrepostas e que o valor de D aumente linearmente e seja igual a 0.5, no instante de tempo de $t = t_{eq}$. Os resultados obtidos são apresentados nas figuras 4.11 e 4.12.

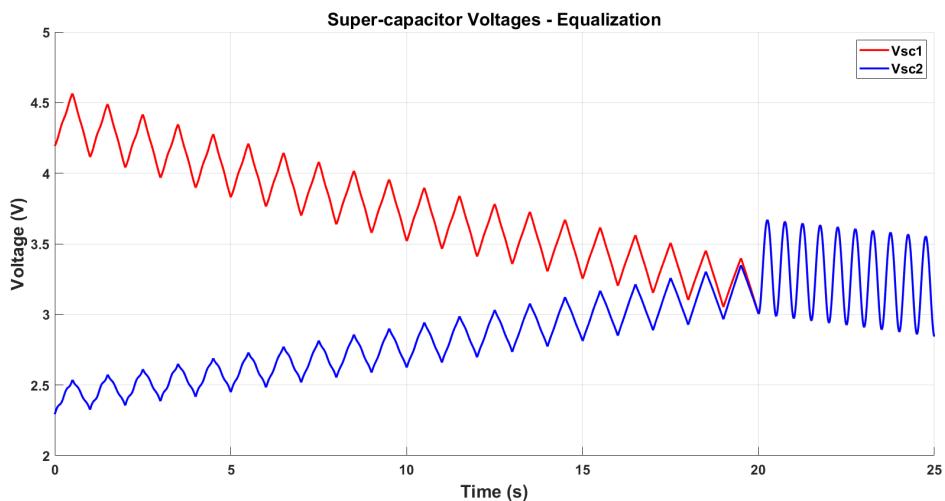


Figura 4.11: Equalização das tensões dos super-condensadores ($V_{sc1}(t_0) > V_{sc2}(t_0)$). Vermelho - tensão do primeiro super-condensador. Azul - tensão do segundo super-condensador.

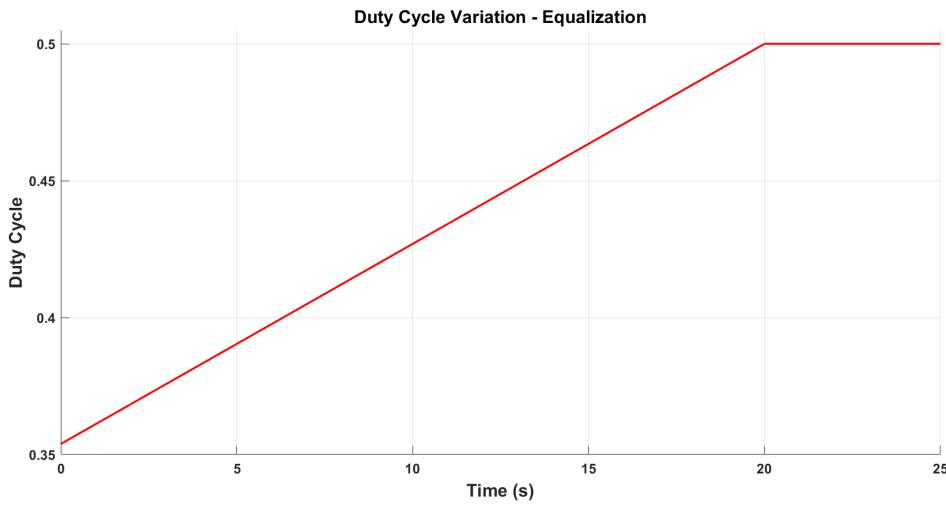


Figura 4.12: Evolução do *duty cycle* durante a equalização ($V_{sc1}(t_0) > V_{sc2}(t_0)$).

Observando as figuras 4.11 e 4.12 é possível verificar que o processo de equalização foi bem sucedido. Não só as tensões dos super-condensadores convergiram até se sobrepor, como também o *duty cycle* variou conforme o esperado. A natureza triangular das tensões deve-se ao tipo de referência de corrente utilizada (em onda quadrada).

Com o objectivo de testar ainda se o mecanismo de ajuste do *duty cycle* proposto na secção 4.1.3 funciona de acordo com o pretendido, verificaram-se os sinais de comando nos instantes iniciais e finais do processo de equalização. Isto pode ser verificado nas figuras 4.13 e 4.14.

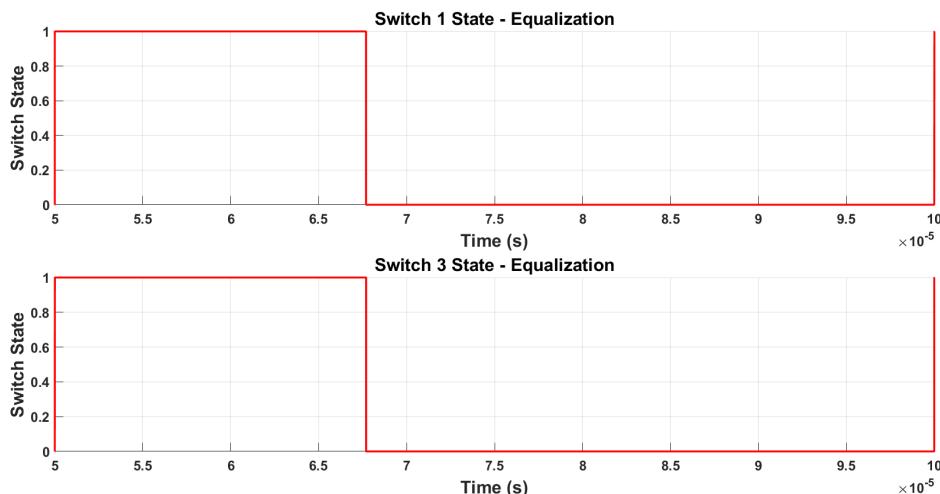


Figura 4.13: Sinais de comando no início da equalização ($V_{sc1}(t_0) > V_{sc2}(t_0)$).

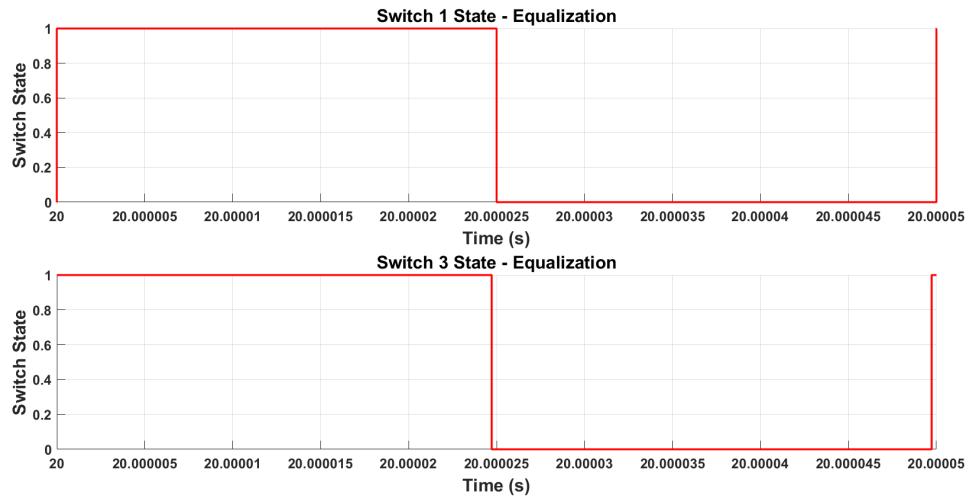


Figura 4.14: Sinais de comando no fim da equalização ($V_{sc1}(t_0) > V_{sc2}(t_0)$).

Conforme esperado, nos instantes iniciais do processo de equalização, é possível verificar que o valor do *duty cycle* é aproximadamente aquele calculado na equação 4.17 (35.4 %) e, nos instantes finais (onde $t = 20\text{ s}$), este já é de 50 %.

Relativamente à segunda simulação, considerou-se que:

$$V_{sc1}(t_0) = 2.3V \quad (4.18)$$

$$V_{sc2}(t_0) = 4.2V \quad (4.19)$$

De onde se obtém um valor inicial de *duty cycle* de:

$$D(t_0) = \frac{4.2}{2.3 + 4.2} \approx 0.646 \quad (4.20)$$

A partir destes valores iniciais, é esperado que as tensões dos super-condensadores acabem por convergir e que o *duty cycle* diminua linearmente até 0.5, durante o tempo de equalização. Os resultados obtidos estão apresentados nas figuras 4.15 e 4.16.

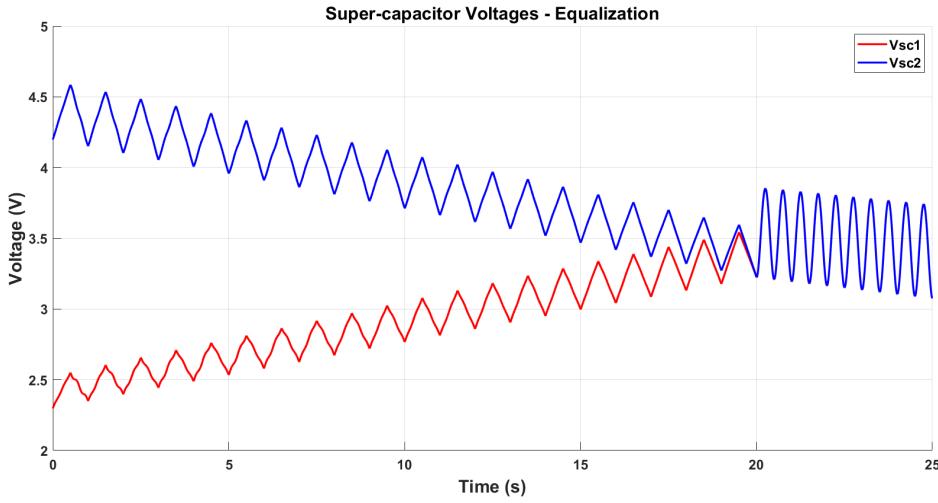


Figura 4.15: Equalização das tensões dos super-condensadores ($V_{sc1}(t_0) < V_{sc2}(t_0)$). Vermelho - tensão do primeiro super-condensador. Azul - tensão do segundo super-condensador.

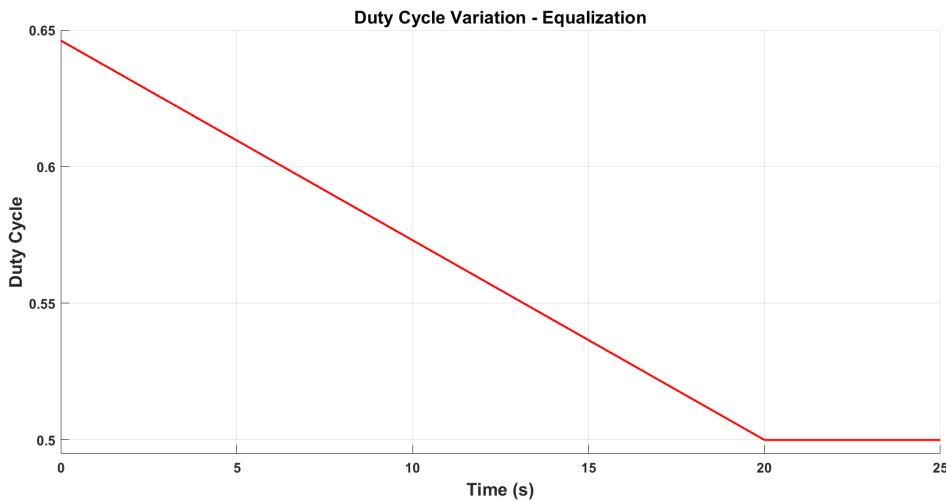


Figura 4.16: Evolução do *duty cycle* durante a equalização ($V_{sc1}(t_0) < V_{sc2}(t_0)$).

Da mesma forma que na primeira simulação, é possível verificar que as tensões dos super-condensadores convergiram até se igualarem, no instante final do tempo de equalização. Também o *duty cycle* variou de acordo com o esperado, diminuindo de forma linear até atingir um valor de 0.5, o que aconteceu no instante de tempo de $t = 20\text{ s}$. Pode-se concluir que, para este caso, o processo de equalização também foi bem sucedido.

Na segunda simulação testou-se também o mecanismo de ajuste do *duty cycle* proposto, nos mesmos moldes utilizados na primeira simulação. Os resultados são apresentados nas figuras 4.17 e 4.18.

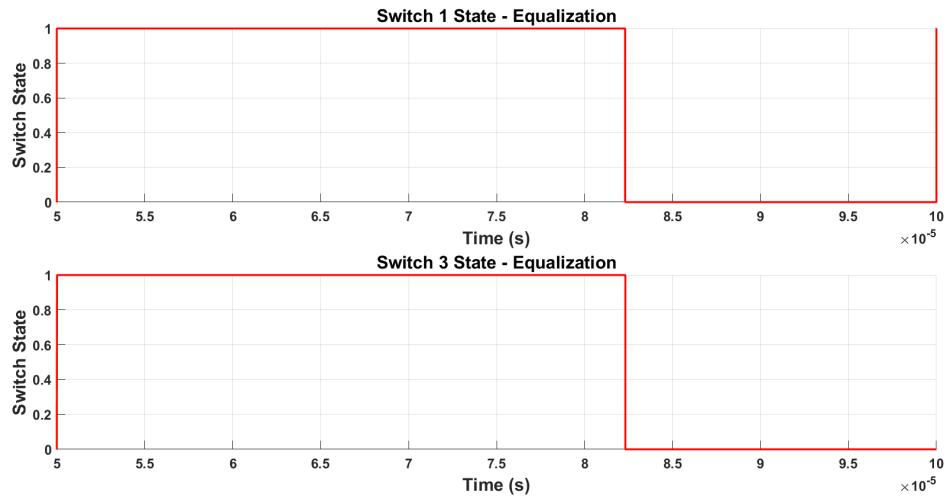


Figura 4.17: Sinais de comando no início da equalização ($V_{sc1}(t_0) < V_{sc2}(t_0)$).

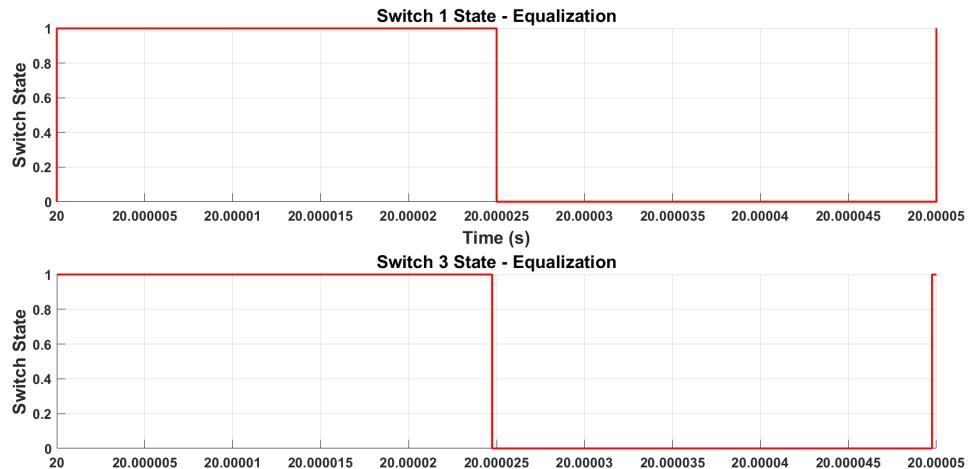


Figura 4.18: Sinais de comando no fim da equalização ($V_{sc1}(t_0) < V_{sc2}(t_0)$).

Analogamente à primeira simulação, é possível verificar que o valor inicial de *duty cycle* corresponde àquele calculado (64.6 %) e que, durante o tempo de equalização, este valor vai diminuindo até atingir 50 %.

Por fim, tendo em conta os resultados obtidos, é possível concluir que o algoritmo de equalização funciona de acordo com o esperado e foi, portanto, bem implementado, permitindo desta forma aproveitar toda a energia armazenada nos super-condensadores e prevenir sobretensões.

4.3.3 Integração dos componentes

Uma outra análise efectuada ao sistema implementado englobou o funcionamento integrado de todas as partes até este ponto testadas. Para além de incluir novamente o processo de equalização, procurou-se simular também as situações em que os super-condensadores carregam a partir da

bateria e, em sentido contrário, carregam a bateria, sendo por fim submetidos a um regime que requer tanto o fornecimento, como também o armazenamento de potência de uma forma variável.

Para este efeito, construiu-se um sinal de referência para a corrente da bateria, que pode ser observado pelo traçado azul na figura 4.19. Numa primeira fase, é possível observar que a referência fornecida é correspondente ao processo de equalização e, após o término do mesmo, é fornecida uma referência em degrau que simula o carregamento dos super-condensadores. Logo após o carregamento, uma referência negativa de corrente, em degrau, é fornecida com o objectivo de simular a capacidade dos super-condensadores em carregar a bateria. Por fim, o sistema é posto à prova com uma referência de corrente sinusoidal que simula um regime de carga e descarga dos super-condensadores.

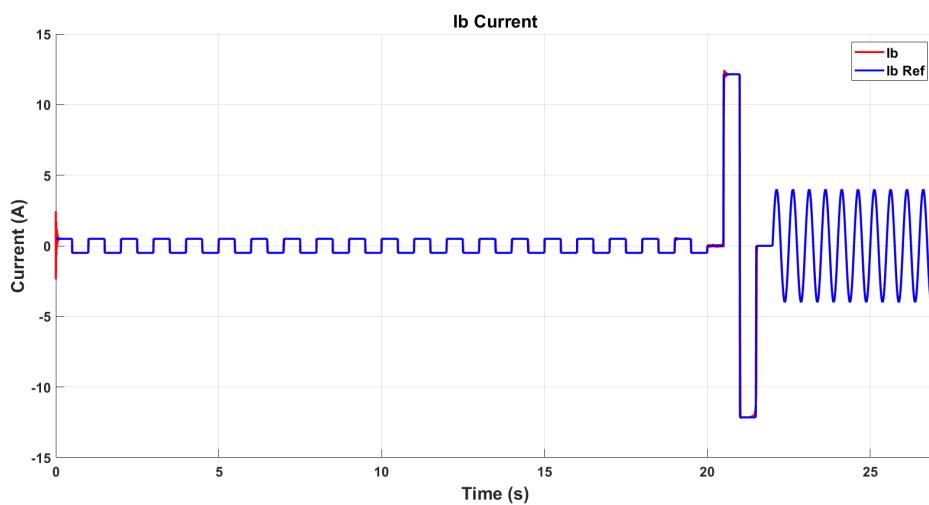


Figura 4.19: Evolução da corrente na simulação integrada. Vermelho - corrente da bateria. Azul - referência.

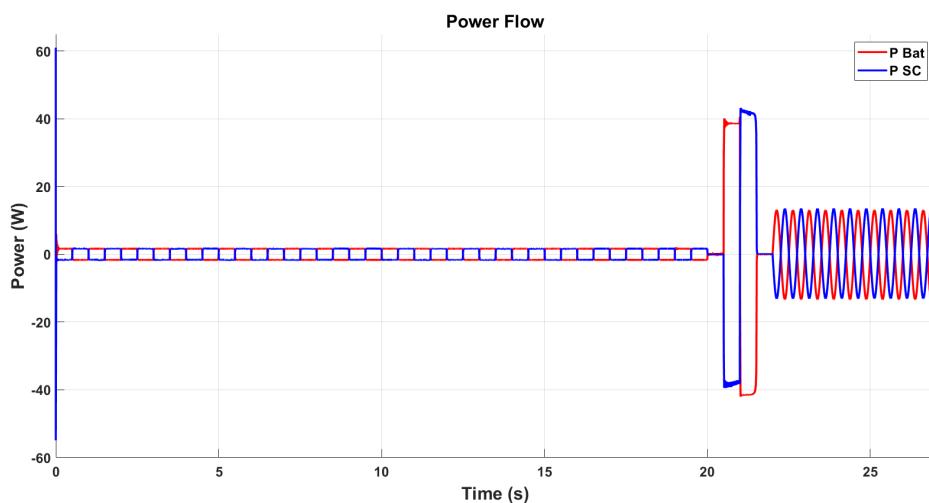


Figura 4.20: Evolução do trânsito de potência na simulação integrada. Vermelho - potência média da bateria. Azul - potência média dos super-condensadores.

Analizando a figura 4.20, é possível verificar que, para referências de corrente positivas, o trânsito de potência se realiza no sentido da bateria para os super-condensadores (a potência média na bateria é positiva, o que significa que esta fornece corrente, e nos super-condensadores é negativa, indicando que estes absorvem corrente) e para referências de corrente negativas, ocorre a situação inversa. Como seria expectável, a potência fornecida pela bateria é equivalente àquela absorvida pelos super-condensadores, para referências de corrente positivas (e o inverso para referências de corrente negativas), o que é demonstrado pela simetria dos sinais em relação ao eixo temporal.

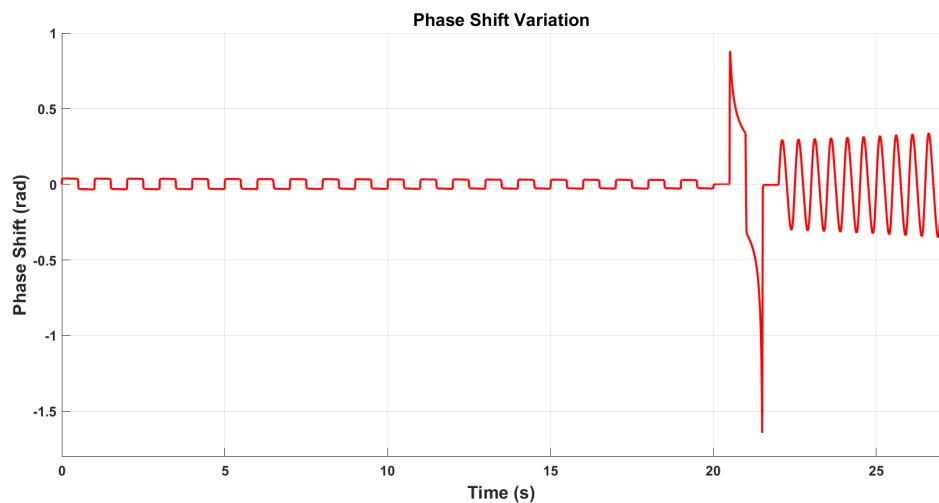


Figura 4.21: Evolução do ângulo de desfasamento na simulação integrada.

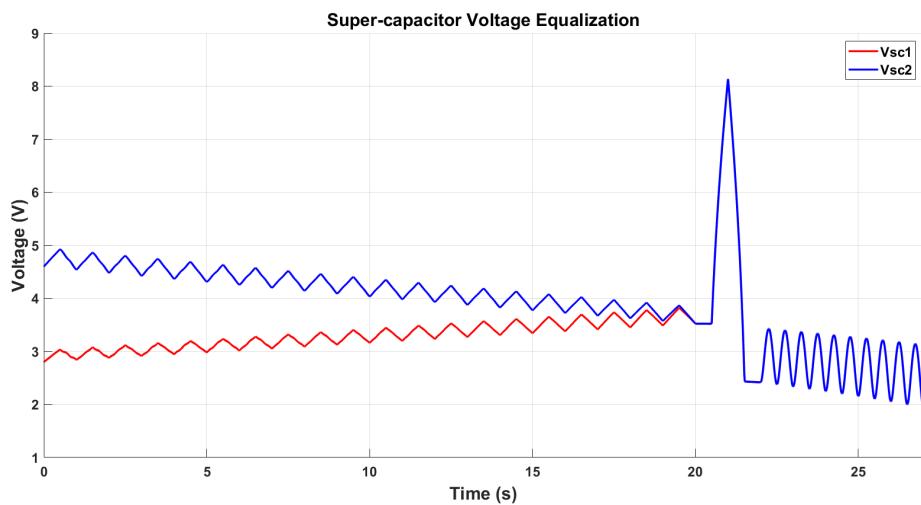


Figura 4.22: Evolução das tensões dos super-condensadores na simulação integrada. Vermelho - tensão do primeiro super-condensador. Azul - tensão do segundo super-condensador.

Analizando o ângulo de desfasamento, a partir da figura 4.21, observa-se que, conforme o esperado, este está de acordo com a referência fornecida ao sistema e também com o trânsito de

potência obtido. Para valores positivos da referência de corrente, que resultam num trânsito de potência no sentido dos super-condensadores, obtém-se valores positivos de ângulo de desfasamento (acontecendo o inverso para referências de corrente negativas).

Relativamente às tensões dos super-condensadores, estas são avaliadas na figura 4.22. A partir desta, pode-se verificar que o processo de equalização foi bem sucedido e que, após este, as tensões ficam sempre no mesmo valor devido à aplicação de um *duty cycle* de 50 %, como é possível observar na figura 4.23. Seguidamente ao processo de equalização ocorre um aumento das tensões dos super-condensadores, que corresponde a um carregamento dos mesmos e uma posterior diminuição, que indica a ocorrência de uma descarga (correspondendo à resposta dada pelos super-condensadores à necessidade de carregar a bateria). Posteriormente ao pico de carga e descarga, tem-se uma variação sinusoidal das tensões, que demonstra a resposta dos super-condensadores à referência sinusoidal imposta.

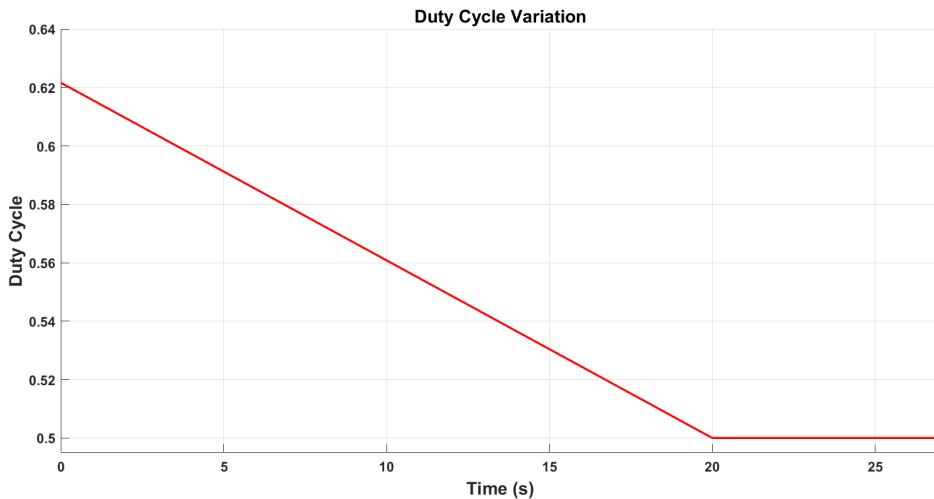


Figura 4.23: Evolução do *duty cycle* na simulação integrada.

4.3.4 Variação de carga

Nos testes realizados ao conversor e à sua metodologia de controlo, torna-se pertinente, para efeitos de verificação da robustez do controlador, analisar a sua capacidade de resposta a possíveis variações de carga.

Por forma a avaliar estas variações, consideram-se acopladas várias cargas (sob a forma de resistências de 1Ω) em paralelo com o secundário do conversor. A variação do valor equivalente da resistência, ao longo da simulação, é a seguinte:

- $t = 0 \text{ s} - R = 1 \Omega$;
- $t = 0.5 \text{ s} - R = 0.5 \Omega$;
- $t = 1 \text{ s} - R = 0.33 \Omega$;

- $t = 1.5 \text{ s}$ - $R = 0.5 \Omega$.

Para a execução deste ensaio, fornece-se uma referência de corrente, em degrau, de 4 A, a partir do instante $t = 0.1 \text{ s}$.

Como resultados para este ensaio, espera-se que o controlador consiga manter o valor de corrente na referência e que os super condensadores sejam capazes de fornecer a corrente necessária, aquando do acoplamento de novas cargas. Ambas as condições devem ser possíveis de alcançar, com um ajuste do ângulo de desfasamento por parte do controlador, de forma contrária à evolução da soma das tensões dos super-condensadores, conforme indicado pela equação 3.7. Os resultados obtidos podem ser observados nas figuras 4.24, 4.25, 4.26 e 4.27.

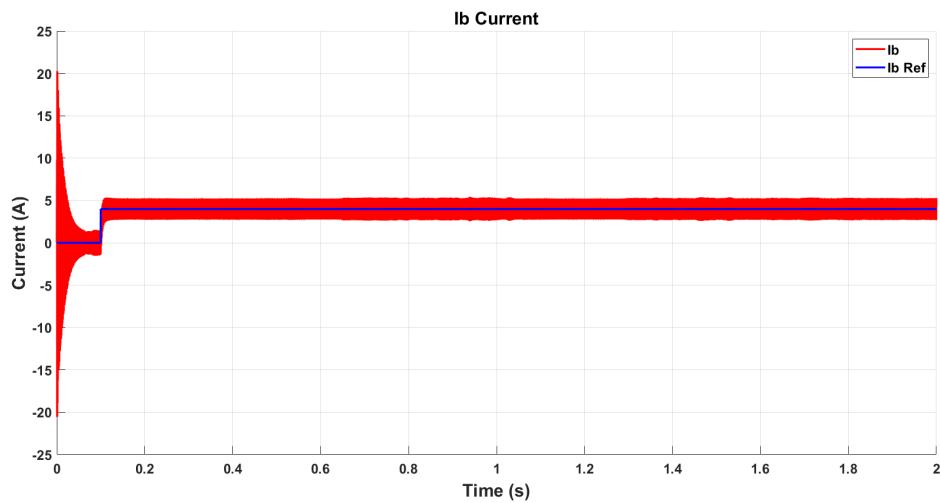


Figura 4.24: Variação da corrente em regime de carga variável. Vermelho - corrente da bateria. Azul - referência.

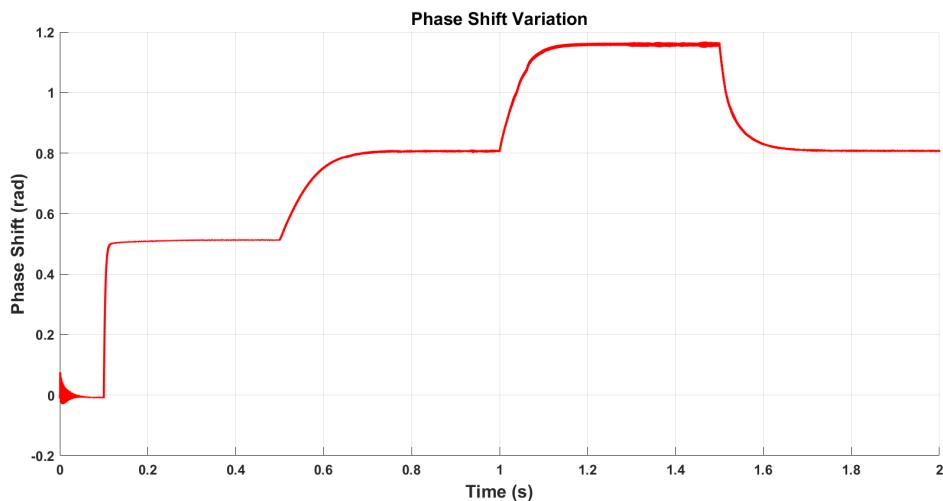


Figura 4.25: Variação do ângulo de desfasamento em regime de carga variável.

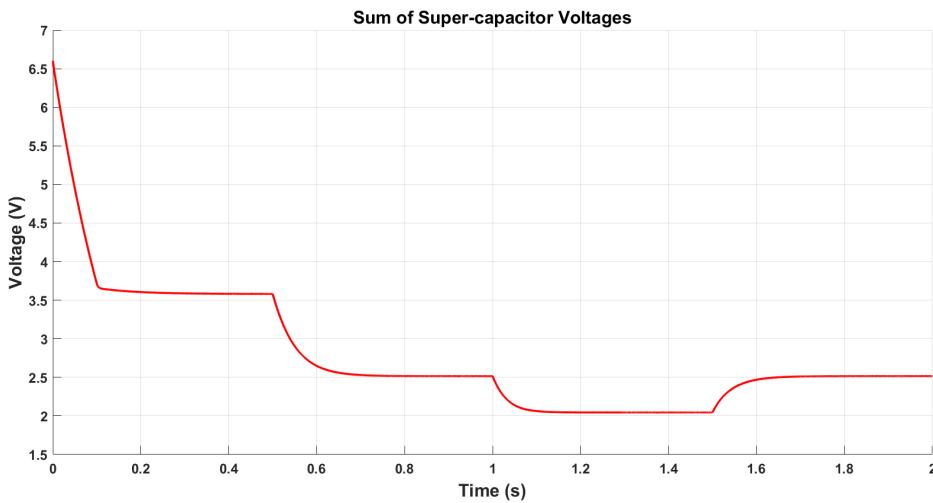


Figura 4.26: Variação da soma das tensões dos super-condensadores em regime de carga variável.

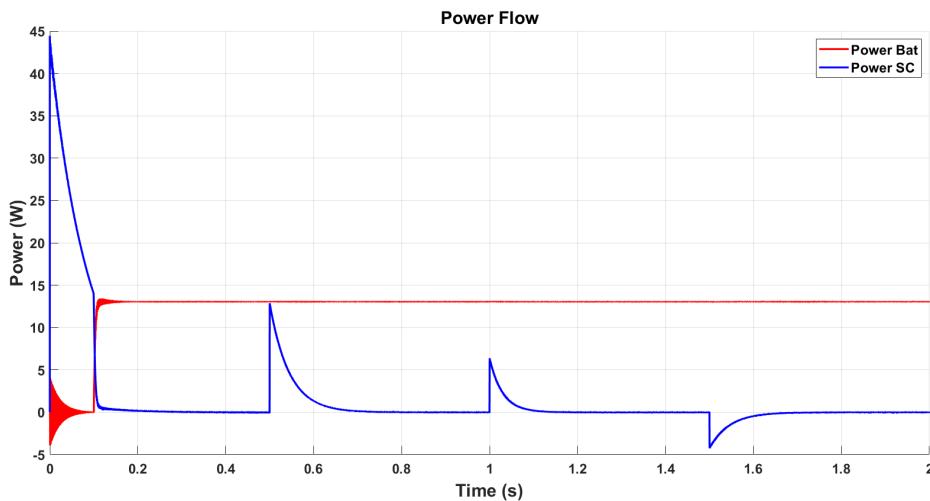


Figura 4.27: Trânsito de potência em regime de carga variável. Vermelho - potência média da bateria. Azul - potência média dos super-condensadores.

Conforme esperado, a corrente da bateria praticamente não sofre desvios, apesar das variações indicadas para o valor da carga. Numa primeira fase, quando ainda não se fornece qualquer referência de corrente e esta se mantém a zero, verifica-se que os super-condensadores descarregam directamente para a carga. Após o fornecimento da referência de corrente e, tendo em conta a equação 3.7, verifica-se um ajuste do ângulo de desfasamento ao valor das tensões dos super-condensadores, por forma a manter a corrente da bateria na sua referência. Seguidamente, no instante de tempo $t = 0.5\text{ s}$, o valor da resistência decresce para $0.5\text{ }\Omega$, sendo necessário um aumento de corrente, pelo que o controlador procede a um aumento do ângulo de desfasamento. Neste instante, como é possível verificar na figura 4.27, os super-condensadores respondem à necessidade

de corrente, descarregando até que a bateria seja capaz de responder à exigência de energia imposta pela carga. O mesmo raciocínio pode ser aplicado para o instante de tempo de $t = 1\text{ s}$, onde ocorre nova diminuição do valor da carga. Por outro lado, a partir do instante $t = 1.5\text{ s}$, ocorre um aumento da carga para os mesmos valores de $t = 0.5\text{ s}$. Neste caso, os super-condensadores absorvem o excedente de corrente, carregando até que o controlador ajuste de novo o ângulo de desfasamento, diminuindo-o.

Com os resultados obtidos, pode-se afirmar que, em regime de carga variável, o controlador é robusto e suficiente para suportar variações de carga, sem que estas se manifestem significativamente na corrente da bateria. É também possível verificar que os super-condensadores respondem às necessidades de potência e que a bateria responde às necessidades de energia.

4.3.5 Correntes de auto-descarga dos super-condensadores

Um último teste realizado ao conversor, cujo objectivo é o de emular condições mais realistas, envolve a consideração das correntes de auto-descarga dos super-condensadores. Uma vez que, na prática, estes componentes não são ideais, existem sempre correntes de fugas que provocam a descarga dos mesmos. Por forma a tomar este facto em consideração, foram realizadas algumas simulações, nas quais se incluíram fontes de corrente em paralelo com os super-condensadores. Foram simulados três casos distintos: um em que as correntes de auto-descarga são iguais em ambos os super-condensadores, outro em que a corrente de auto-descarga do primeiro super-condensador, I_{sc1} , é maior e, por fim, outro no qual é a corrente de auto-descarga do segundo super-condensador, I_{sc2} , que é superior. Para todas estas simulações foi utilizada uma referência de corrente em degrau, de 4 A , inserida no instante $t = 0.1\text{ s}$.

No primeiro caso, as correntes de auto-descarga consideradas para I_{sc1} e I_{sc2} são iguais e no valor de 2 A . Já que ambos os super-condensadores possuem a mesma corrente de auto-descarga, espera-se que, enquanto não se aplique a referência de corrente, estes descarreguem de igual forma. Após a aplicação da referência e, tendo novamente em consideração a equação 3.7, estima-se que o controlador seja capaz de ajustar o ângulo de desfasamento por forma a compensar a corrente de auto-descarga, ao mesmo tempo que mantém a corrente da bateria no seu valor de referência.

Os resultados obtidos para o primeiro caso podem ser observados nas figuras 4.28, 4.29, 4.30 e 4.31. É possível verificar que todas as grandezas possuem um comportamento de acordo com o esperado. Antes da aplicação da referência, os super-condensadores permanecem num estado de descarga contínua e, a partir do instante $t = 0.1\text{ s}$, aplica-se a referência de corrente e o controlador realiza um ajuste do ângulo de desfasamento ao valor das tensões dos super-condensadores, por forma a manter a corrente da bateria na sua referência e que, posteriormente, a corrente de auto-descarga seja compensada.

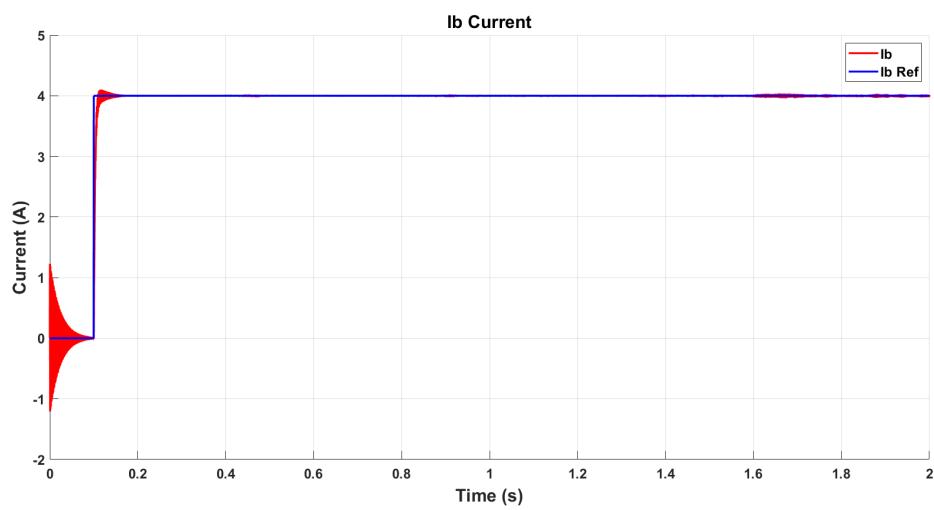


Figura 4.28: Variação da corrente, considerando $I_{sc1} = I_{sc2}$. Vermelho - corrente da bateria. Azul - referência.

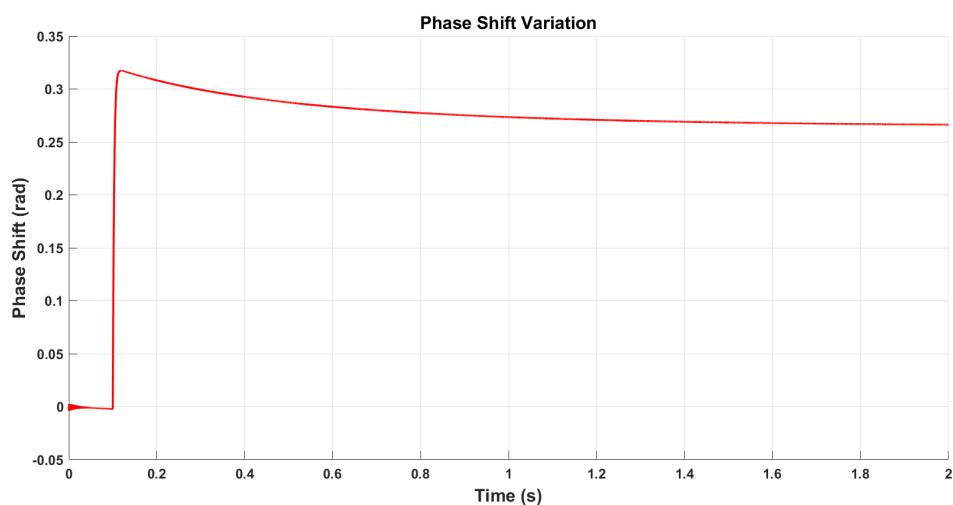


Figura 4.29: Variação do ângulo de desfasamento, considerando $I_{sc1} = I_{sc2}$.

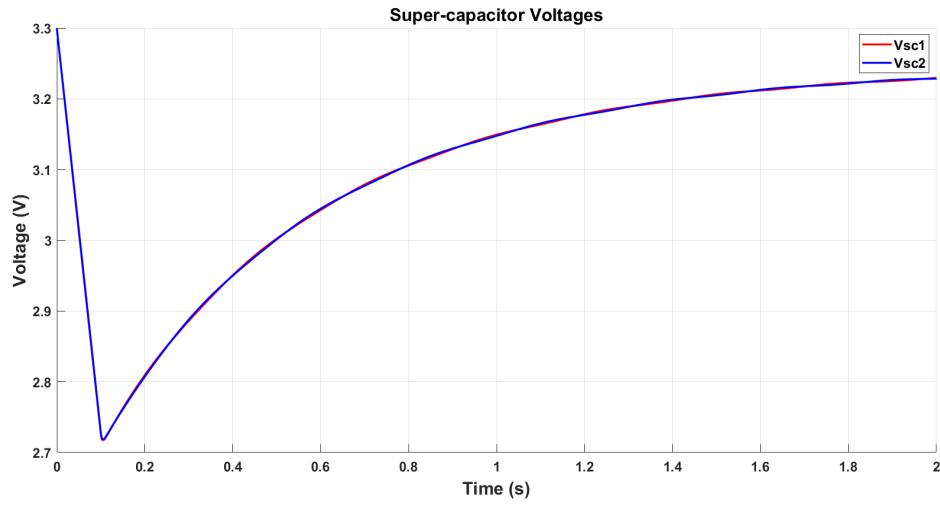


Figura 4.30: Variação das tensões dos super-condensadores, considerando $I_{sc1} = I_{sc2}$. Vermelho - tensão do primeiro super-condensador. Azul - tensão do segundo super-condensador.

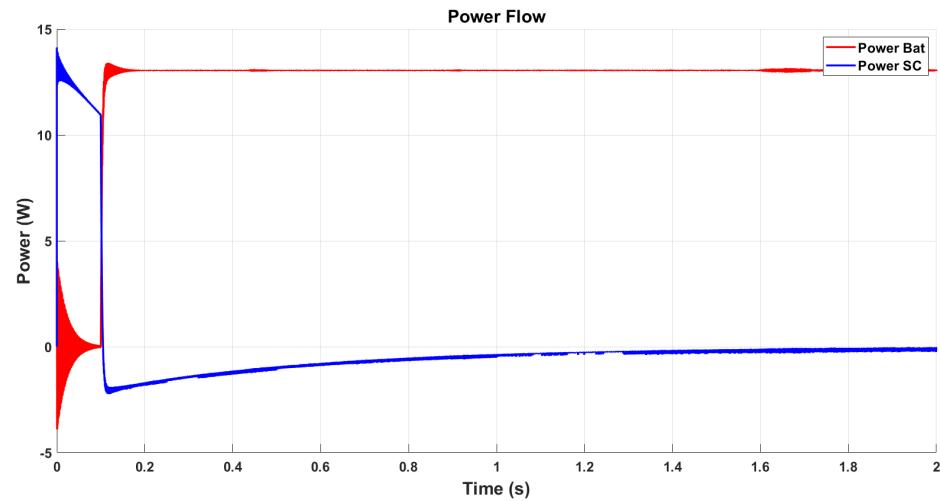


Figura 4.31: Trânsito de potência, considerando $I_{sc1} = I_{sc2}$. Vermelho - potência média da bateria. Azul - potência média dos super-condensadores.

Estes resultados são ainda corroborados pela figura 4.31, na qual se pode observar o trânsito de potência. Nesta, verifica-se que a potência da bateria se mantém fixa após a aplicação da referência de corrente (já que a corrente também se mantém fixa). Para além disto, verifica-se que, no instante de aplicação da referência, a potência dos super-condensadores passa para valores negativos, o que indica um carregamento dos mesmos. Uma vez que, neste instante, a necessidade em corrente é maior (já que ocorre, não só o carregamento dos super-condensadores, como também a compensação das correntes de auto-descarga), o valor do ângulo de desfasamento também terá de ser maior. No entanto, à medida que os super-condensadores carregam, deixa de existir uma necessidade tão grande de corrente e o ângulo de desfasamento vai diminuindo até à estabilização das tensões dos super-condensadores, o que pode ser verificado nas figuras

4.29 e 4.30. Em regime permanente, verifica-se que os super-condensadores já não fornecem potência e a necessidade de energia (neste caso, a compensação das correntes de auto-descarga) é completamente suprida pela bateria, o que é observável na figura 4.31. Isto permite verificar que, de facto, os super-condensadores respondem a picos de potência e as baterias respondem a necessidades de energia.

Relativamente ao segundo caso, consideram-se os seguintes valores para as correntes de auto-descarga: $I_{sc1} = 2\text{ A}$ e $I_{sc2} = 1\text{ A}$. Para este caso espera-se que as grandezas medidas sejam em tudo semelhantes ao caso anterior, exceptuando a variação das tensões dos super-condensadores que, devido à diferença das correntes de auto-descarga, também vão ser diferentes. O resultado para este teste é apresentado pela figura 4.32.

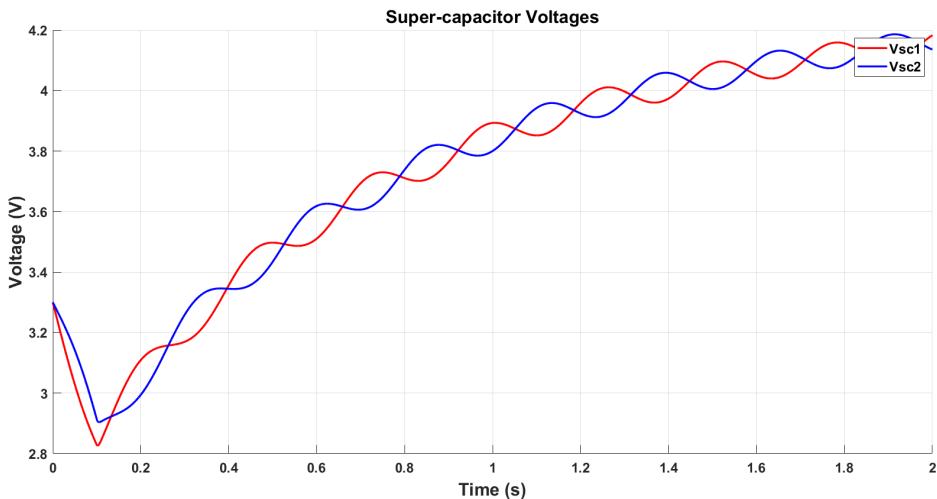


Figura 4.32: Variação das tensões dos super-condensadores, considerando $I_{sc1} > I_{sc2}$. Vermelho - tensão do primeiro super-condensador. Azul - tensão do segundo super-condensador.

De acordo com o esperado, tanto a referência em corrente, como o ângulo de desfasamento e também o trânsito de potência apresentam os comportamentos do caso anterior. Também as tensões dos super-condensadores variam de acordo com o esperado: antes da aplicação da referência de corrente, a tensão do primeiro super-condensador diminui de forma mais rápida do que aquela do segundo, uma vez que a corrente de auto-descarga do primeiro é maior. À medida que ocorre a estabilização e se atinge o regime permanente, permanece uma oscilação de forma aproximadamente sinusoidal, devido à diferença nas correntes de auto-descarga.

Por fim, no caso de a corrente de auto-descarga do segundo super-condensador ser superior à do primeiro, espera-se uma resposta semelhante à anterior, mas com uma inversão das tensões dos super-condensadores. Consideraram-se os seguintes valores para as correntes de auto-descarga: $I_{sc1} = 1\text{ A}$ e $I_{sc2} = 2\text{ A}$. O resultado encontra-se apresentado na figura 4.33.

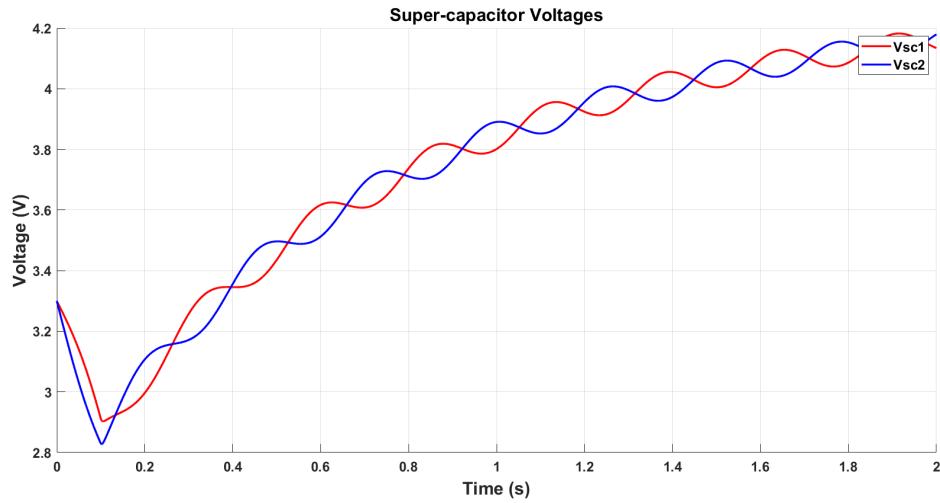


Figura 4.33: Variação das tensões dos super-condensadores, considerando $I_{sc1} < I_{sc2}$. Vermelho - tensão do primeiro super-condensador. Azul - tensão do segundo super-condensador.

Analizando a figura anterior, é possível verificar que, conforme o esperado, a tensão do segundo super-condensador apresenta um decréscimo mais acentuado que aquela do primeiro. Novamente, após atingir o regime permanente, mantém-se a oscilação devida à diferença das correntes de auto-descarga.

Estes resultados permitem verificar que as correntes de auto-descarga devem ser um factor a ter em conta numa implementação física do conversor, já que na prática não existem componentes ideais e a sua influência pode ser bastante significativa, levando a uma descarga completa dos super-condensadores, o que pode resultar em constrangimentos a nível do controlo (nomeadamente a nível do cálculo do ângulo de desfasamento).

4.4 Resumo e considerações

Ao longo desta secção, detalhou-se toda a análise efectuada ao conversor em regime de malha fechada, o que permitiu a sintonização do mesmo para o modo de funcionamento pretendido, o qual envolve o controlo do trânsito de potência.

Uma vez implementada a metodologia de controlo, foi possível realizar uma análise em malha fechada. Esta divide-se em duas malhas, de menor dimensão: o controlo de corrente e a equalização das tensões dos super-condensadores. O controlo de corrente envolve uma manipulação do ângulo de desfasamento, por forma a que a corrente da bateria possa seguir a sua referência e assim, controlar o trânsito de potência. A equalização das tensões dos super-condensadores está relacionada com o ajuste do *duty cycle*, por forma a prevenir o aparecimento de sobretensões e a aproveitar toda a energia presente nos super-condensadores. Segundo as metodologias propostas, implementaram-se ambas as malhas com sucesso e conseguiu-se uma sintonização do conversor para o modo de funcionamento pretendido, o que é suportado pelos resultados obtidos.

Capítulo 5

Resumo, Conclusões e Trabalho Futuro

Ao longo deste trabalho de tese foi estudado e validado um conversor CC/CC bidireccional em corrente para aplicação a sistemas híbridos de armazenamento de energia, no contexto dos transportes marítimos. Numa primeira instância foi realizada uma pesquisa bibliográfica, na qual se escrutinaram tanto os sistemas híbridos de armazenamento de energia existentes, como também as topologias dos conversores eléctricos e esquemas de controlo utilizados nos mesmos. Posteriormente, foi estudado o conversor seleccionado, uma *Dual Half Bridge*.

O estudo realizado ao conversor envolveu uma análise do mesmo em malha aberta e em malha fechada. O objectivo da análise em malha aberta era o de validar o modelo teórico linearizado, por comparação com o mesmo modelo, implementado em *software* de simulação, utilizando uma ferramenta de estimativa da resposta em frequência existente no mesmo *software*. Já a análise em malha fechada tinha por objectivo, em primeiro lugar, a implementação dos algoritmos de controlo e, em segundo, a realização de testes aos mesmos, averiguando a sua robustez.

Os resultados obtidos através do estudo do conversor em malha aberta permitiram fazer a validação do modelo teórico proposto, uma vez que as respostas em frequência do mesmo (que relacionam a corrente da bateria com ângulo de desfasamento), após linearização, apresentavam um comportamento bastante semelhante àquele do modelo simulado.

Relativamente aos resultados obtidos a partir da análise em malha fechada, estes permitiram concluir que o controlo idealizado e implementado permite, de forma robusta, manter a corrente da bateria no seu valor de referência (por ajuste do valor do ângulo de desfasamento ao valor da soma das tensões dos super-condensadores), bem como realizar o processo de equalização no tempo previsto e ajustar também o valor do *duty cycle* dos sinais de comando dos interruptores de potência. Durante esta análise foi também possível verificar que os super-condensadores respondem às necessidades instantâneas de potência (elevada densidade de potência) e que a bateria responde às necessidades energéticas a longo prazo (elevada densidade de energia).

Por fim, este trabalho de dissertação permitiu-me aplicar uma abordagem alternativa para realizar a análise do conversor de potência. Em primeiro lugar, aprendi a fazer uma linearização do modelo matemático do mesmo, o que possibilitou a obtenção de um modelo de menor ordem e, por conseguinte, mais simples de analisar. Em segundo lugar, a passagem desse sistema para

o domínio das frequências permitiu-me perceber o comportamento do conversor neste domínio e também validar o mesmo, por comparação com as respostas estimadas através da ferramenta de estimação, que também constituiu um objecto de aprendizagem. Relativamente à componente de controlo, este trabalho de dissertação possibilitou-me realizar a aplicação de algumas metodologias já bem conhecidas, bem como verificar o seu bom funcionamento (de forma integrada) e adquirir experiência na utilização das mesmas.

Na sua essência, este trabalho de dissertação constituiu uma preparação para a implementação física de um protótipo da *Dual Half Bridge* analisada. Foram realizadas simulações e desenvolvidos algoritmos de controlo com o objectivo de facilitar uma futura implementação física. Como tal, sugerem-se como trabalhos futuros os seguintes:

- Implementação do conversor e do controlo simulados e validação experimental dos mesmos.
- Optimização do controlo do conversor, incluindo um mecanismo adaptativo que o torne robusto às incertezas relacionadas com os componentes passivos.
- Optimização da malha de controlo em corrente por forma a prever as necessidades energéticas.
- Optimização da implementação tendo em conta efeitos parasitas, interferência electromagnética e também a influência da temperatura.

Referências

- [1] C. Pinto. Sizing and energy management of a distributed hybrid energy storage system for electric vehicles. Tese de mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Junho 2017.
- [2] A. P. Roskilly, R. Palacin, e J. Yan. Novel technologies and strategies for clean transport systems. *Applied Energy*, páginas 563–566, Novembro 2015.
- [3] OECD/ITF (2017). *ITF Transport Outlook 2017*. OECD Publishing, Paris, 2017.
- [4] J. Teter. Tracking transport 2020, Maio 2020. International Energy Agency (IEA), Paris, disponível em <https://www.iea.org/reports/tracking-transport-2020>.
- [5] T. P. V. Zis, H. N. Psaraftis, F. Tillig, e J. W. Ringsberg. Decarbonizing maritime transport: A ro-pax case study. *Research in Transportation Business & Management*, Dezembro 2020.
- [6] E. Lindstad, G. S. Eskeland, A. Rialland, e A. Valland. Decarbonizing maritime transport: The importance of engine technology and regulations for lng to serve as a transition fuel. *Sustainability*, Outubro 2020.
- [7] R. D. Geertsma, R. R. Negenborn, K. Visser, e J. J. Hopman. Design and control of hybrid power and propulsion systems for smart ships: A review of developments. *Applied Energy*, páginas 30–54, Maio 2017.
- [8] W. Lhomme e J. P. Trovão. Zero-emission casting-off and docking maneuvers for series hybrid excursion ships. *Energy Conversion and Management*, páginas 427–435, Março 2019.
- [9] H. P. Nguyen, A. T. Hoang, S. Nizetic, X. P. Nguyen, A. T. Le, C. N. Luong, V. D. Chu, e V. V. Pham. The electric propulsion system as a green solution for management strategy of CO₂ emission in ocean shipping: A comprehensive review. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Setembro 2020.
- [10] M. U. Mutarraf, Y. Terriche, K. A. K. Niazi, J. C. Vasquez, e J. M. Guerrero. Energy storage systems for shipboard microgrids — A review. *Energies*, Novembro 2018.
- [11] M. U. Mutarraf, Y. Terriche, K. A. K. Niazi, F. Khan, J. C. Vasquez, e J. M. Guerrero. Control of hybrid Diesel/PV/Battery/Ultra-capacitor systems for future shipboard microgrids. *Energies*, Junho 2019.
- [12] S. G. Jayasinghe, L. Meegahapola, N. Fernando, Z. Jin, e J. M. Guerrero. Review of ship microgrids: System architectures, storage technologies and power quality aspects. *Energies*, Dezembro 2016.

- [13] A. G. Olabi, C. Onumaegbu, T. Wilberforce, M. Ramadan, M. A. Abdelkareem, e A. H. Al-Alami. Critical review of energy storage systems. *Energy*, Agosto 2020.
- [14] M. S. Guney e Y. Tepe. Classification and assessment of energy storage systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, páginas 1187–1197, Novembro 2016.
- [15] E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz, e A. Emadi. Electrochemical and electrostatic energy storage and management systems for electric drive vehicles: State-of-the-art review and future trends. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, páginas 1117–1134, Maio 2016.
- [16] M. J. Jaarsveld e R. Gouws. An active hybrid energy storage system utilising a fuzzy logic rule-based control strategy. *World Electric Vehicle Journal*, Abril 2020.
- [17] Q. Zhang e G. Li. Experimental study on a semi-active battery-supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicle application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Janeiro 2020.
- [18] P. Wang, J. Xiao, L. Setyawan, C. Jin, e C. F. Hoong. Hierarchical control of active hybrid energy storage system (hess) in dc microgrids. *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, páginas 569–574, Outubro 2014.
- [19] M. Islam, M. Nasrin, e A. B. Sarkar. An isolated bidirectional dc-dc converter for energy storage systems. *Power Control and Intelligent Motion*, Maio 2017.
- [20] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ekteabi, e A. B. Rad. Topologies and control schemes of bidirectional dc-dc power converters: An overview. *IEEE Access*, Agosto 2019.
- [21] N. M. Mukhtar e D. D. C. Lu. Comparative study of isolated and symmetrical bidirectional dc-dc converters based on flyback and forward topologies. *2019 IEEE 4th International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, Novembro 2019.
- [22] N. M. Mukhtar e D. D. C. Lu. A bidirectional two-switch flyback converter with cross-coupled lcd snubbers for minimizing circulating current. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Agosto 2019.
- [23] C. Li, L. Herrera, J. Jia, L. Fu, A. Isurin, A. Cook, Y. Huang, e J. Wang. Design and implementation of a bidirectional isolated Ćuk converter for low-voltage and high-current automotive dc source applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, páginas 2567–2577, Dezembro 2013.
- [24] A. A. Aboulnaga e A. Emadi. Performance evaluation of the isolated bidirectional cuk converter with integrated magnetics. *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Novembro 2004.
- [25] M. K. Kazimierczuk e D. Q. Vuong. Topologies of bidirectional pwm dc-dc power converters. *Proceedings of the IEEE 1993 National Aerospace and Electronics Conference-NAECON 1993*, Maio 1993.
- [26] M. R. Prathibha e H. S. Sridhar. High step-up high frequency push-pull dc-dc converter using mppt with dc motor load. *2017 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)*, Março 2017.

- [27] B. R. Lin, J. J. Chen, Y. E. Lee, e H. K. Chiang. Analysis and implementation of a bidirectional zvs dc-dc converter with active clamp. *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Junho 2008.
- [28] D. Xu, Y. Guan, Y. Wang, e W. Wang. A review of high frequency resonant dc-dc power converters: Topologies and planar magnetic technologies. *SCIENCE CHINA Technological Sciences*, páginas 1335—1347, Março 2020.
- [29] B. Zhao, Q. Song, W. Liu, e Y. Sun. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc-dc converter for high frequency link power conversion system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, páginas 4091–4106, Novembro 2013.
- [30] H. Li, F. Z. Peng, e J. S. Lawler. A natural zvs high-power bi-directional dc - dc converter with minimum number of devices. *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting*, Outubro 2001.
- [31] F. Gao, N. Mugwisi, e D. Rogers. Three degrees of freedom operation of a dual half bridge. *21st European Conference on Power Electronics and Applications*, 2019.
- [32] W. Wang e M. Preindl. Dual cell links for battery-balancing auxiliary power modules - a cost-effective increase of accessible pack capacity. *IEEE Transactions on Industry Applications*, páginas 1752–1765, Março 2020.
- [33] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. Duarte, e M. Hendrix. Family of multiport bidirectional dc-dc converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, páginas 451–458, Junho 2006.
- [34] K. Astrom e T. Hagglund. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Instrument Society of America, 2nd edição, 1995.
- [35] T. L. Skvarenina. *The Power Electronics Handbook*. CRC Press, 2nd edição, 2002.
- [36] A. S. Samosir e A. H. Yatim. Implementation of dynamic evolution control of bidirectional dc-dc converter for interfacing ultracapacitor energy storage to fuel-cell system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, páginas 3468–3473, Novembro 2010.
- [37] J. Hu, Y. Shan, J. M. Guerrero, A. Ioinovici, K. W. Chan, e J. Rodriguez. Model predictive control of microgrids – an overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Fevereiro 2021.
- [38] H. Hellendoorn e M. Reinfrank. *An Introduction to Fuzzy Control*. Springer, 2nd edição, 1996.
- [39] R. Kushwaha e K. Sahay. Bidirectional converters topologies, control techniques and switching strategies: An overview. *2020 2nd International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications (ICIMIA)*, Março 2020.
- [40] R. de Castro, J. Brembeck, e R. E. Araújo. Nonlinear control of dual half bridge converters in hybrid energy storage systems. *2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Dezembro 2020.