

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Controlo de conversor CC/CC multiporto baseado em 3 graus de liberdade

Nuno Daniel Conceição Alves

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Rui Esteves Araújo

28 de julho de 2023

Resumo

A mobilidade elétrica e os sistemas de produção de energia distribuídos são dois exemplos de tecnologias em uso para a transição energética em curso. Nessas aplicações, os sistemas híbridos de energia oferecem uma solução promissora em detrimento das soluções de armazenamento baseadas em apenas uma tecnologia de armazenamento. Também a necessidade de diferentes níveis de tensão obriga ao uso de vários conversores de potência, o que aumenta o custo e peso do sistema.

Neste contexto, e como forma de acoplar diferentes fontes de potência de corrente contínua, são cruciais os conversores de potência CC/CC bidirecionais. O principal objetivo desta dissertação passa assim pelo desenvolvimento de um controlador capaz de controlar um conversor CC/CC com múltiplas fontes de energia, impondo capacidade de operação multiporto onde tensões assimétricas podem estar presentes.

Neste documento será inicialmente apresentado o estado da arte relativo a sistemas de armazenamento de energia e conversores CC/CC bidirecionais, além de soluções para o seu controle e modulação.

Posteriormente será feita uma análise ao conversor CC/CC escolhido, sendo apresentados os seus modos de operação e características de potência. Uma modelação em pequenos sinais é realizada, que será utilizada para o desenvolvimento do controlador. A análise feita é validada através de simulações utilizando o software *PowerSIM*, onde a capacidade multiporto do sistema é testada.

Por último, é desenvolvido o controlador, onde são realizadas múltiplas simulações em malha fechada de forma a conferir a robustez do mesmo.

Abstract

Electric mobility and distributed energy production systems are two examples of technologies in use for the ongoing energy transition. In these applications, hybrid power systems offer a promising solution over storage solutions based on only one storage technology. Also the need for different voltage levels forces the use of several power converters, which increases the cost and weight of the system.

In this context, and as a way to couple different DC power sources, bidirectional DC/DC power converters are crucial. The main goal of this dissertation is thus to develop a controller capable of controlling a DC/DC converter with multiple power sources, imposing multiport operation capability where asymmetric voltages may be present.

This document will initially present the state of the art regarding energy storage systems and bidirectional DC/DC converters, besides solutions for their control and modulation.

Afterwards an analysis of the chosen DC/DC converter will be made, and its operating modes and power characteristics will be presented. A modelation in small signals is performed, which will be used for the controller development. The analysis is validated through simulations using the *PowerSIM* software, where the multiport capability of the system is tested.

Finally, the controller is developed, where multiple closed loop simulations are performed in order to check its robustness.

Agradecimentos

Ao meu orientador e professor Rui Araújo pelo apoio e orientação que transmitiu ao longo do desenvolvimento do trabalho.

A todos os meus colegas e amigos que me ajudaram das mais variadas formas e fizeram destes cinco anos uma experiência única e enriquecedora, nomeadamente o Henrique "Iglesias", Marco Costa e João JJ.

Aos meus avós Domingos, Cândida e Mela e principalmente aos meus pais Clara e Beto que me apoiaram em tudo na vida, e que a eles devo esta dissertação de mestrado e conclusão de ciclo de estudos.

Nuno Alves

*“Let the future tell the truth and evaluate each one according to his work and accomplishments.
The present is theirs; the future, for which I really worked, is mine.”*

Nikola Tesla

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Contexto e Motivação	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Estrutura do Documento	3
2	Estado da Arte	5
2.1	Sistemas de Armazenamento de Energia	5
2.1.1	Baterias	6
2.1.1.1	Chumbo-Ácido	7
2.1.1.2	Nickel-Cádmio	7
2.1.1.3	Iões de Lítio	8
2.1.2	Supercondensadores	9
2.2	Conversores CC/CC Bidirecionais	10
2.2.1	Topologias Isoladas	10
2.2.1.1	<i>Flyback</i>	11
2.2.1.2	<i>Cuk</i>	12
2.2.1.3	<i>Dual Full Bridge</i>	13
2.2.1.4	<i>Dual Half Bridge</i>	14
2.3	Métodos de Modulação	14
2.3.1	<i>Single Phase Shift</i>	16
2.3.2	<i>Double Phase Shift</i>	18
2.3.3	<i>Triple Phase Shift</i>	19
2.4	Métodos de Controlo	19
2.4.1	<i>Proporcional - Integral - Derivativo (PID)</i>	20
2.4.2	Lógica Difusa	21
2.4.3	Modelo Preditivo	22
2.5	Definição do Sistema a Desenvolver	23
2.6	Conclusões	24
3	Análise da Operação do Conversor DHB	25
3.1	Modulação do Sinal de Comando	25
3.2	Modos de Operação	27
3.3	Transferência de Potência	29
3.3.1	Sentido da Transferência de Potência	31
3.4	Modelação Matemática	32
3.4.1	Modelo de Média do Espaço de Estados	33
3.4.2	Modelo de Pequenos Sinais	34
3.5	Conclusões	37

4	Simulação do Conversor em Malha Aberta	39
4.1	Implementação da Modulação	40
4.2	Verificação da Operação Multiporto	42
4.2.1	Configuração a: 1 Fonte no Primário - 3 Cargas	42
4.2.2	Configuração b: 1 Fontes no Secundário - 3 Cargas	45
4.2.3	Configuração c: 2 Fontes - 2 Cargas	47
4.2.4	Configuração d: 1 Fonte no Primário - 2 Cargas	48
4.3	Validação do Modelo de Pequenos Sinais	49
4.4	Conclusões	51
5	Projeto do Controlador	53
5.1	Metodologia de Controle	53
5.1.1	Controle de V_o	54
5.1.2	Controle de V_2 e V_4	58
5.1.3	Capacidade de Transferência de Potência	60
5.1.4	Seleção do Modo Ótimo de Operação	61
5.2	Resposta do Sistema em Malha Fechada	66
5.2.1	Com Cargas Variáveis	66
5.2.2	Com Tensões Variáveis	70
5.2.3	Transferência de Potência Bidirecional	72
5.3	Conclusões	75
6	Conclusões e Trabalho Futuro	77
6.1	Trabalho Futuro	78
	Referências	79
A	Funções de transferência $G_{v o D \phi}$	83
B	K_{rms}	85

Lista de Figuras

1.1	Representação de uma possível arquitetura de um veículo elétrico.	2
2.1	Classificação dos sistemas de armazenamento de energia associados a VEs [5].	6
2.2	Estrutura de uma célula de bateria de íões de Lítio [9].	8
2.3	Estrutura de uma célula individual de um super-condensador [12].	9
2.4	Estrutura de um conversor CC/CC isolado do tipo <i>Flyback</i> [16].	11
2.5	Estrutura de um conversor CC/CC isolado do tipo Cuk [16].	12
2.6	Estrutura de um conversor CC/CC do tipo DFB [16].	13
2.7	Estrutura de um conversor CC/CC do tipo DHB [16].	14
2.8	Modulador PWM [20].	15
2.9	Formas de onda de um SPS [21].	16
2.10	Formas de onda de um DPS [22].	18
2.11	Métodos de controlo [16].	20
2.12	Estrutura de um controlador PID [16].	20
2.13	Estrutura de um controlador Fuzzy [16].	21
2.14	Estrutura de um controlador em modelo preditivo [16].	22
2.15	Arquitetura do sistema a desenvolver.	24
3.1	Estrutura do conversor a utilizar [19].	26
3.2	Sinais de comutação e formas de onda de tensão/corrente no indutor L_{ik} [19]. (a) Modo 1. (b) Modo 2. (c) Modo 3. (d) Modo 4. (e) Modo 5. (f) Modo 6.	28
3.3	Transferência de potência do sistema a D_ϕ diferentes [26].	31
3.4	Circuito utilizado para a análise teórica [19].	32
4.1	Circuito de potência utilizado nas simulações do presente capítulo	39
4.2	Esquema de modulação do sinal de comando dos interruptores primários	40
4.3	Esquema de modulação do sinal de comando dos interruptores secundários	40
4.4	Ondas sinusoidais moduladas por D_p , D_s e D_ϕ	41
4.5	Sinal de comando aplicado aos interruptores	41
4.6	Configurações aplicadas para teste do sistema	42
4.7	Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (a)	43
4.8	Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (b)	45
4.9	Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (b), sendo aplicado um $D_\phi = 0.75$	46
4.10	Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (c)	47
4.11	Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (d)	48
4.12	Diagrama de bode da função $G_{v_o D_\phi}$ para os modos 1 e 4	50
4.13	Comparação dos diagramas obtidos por simulação e analiticamente (a) Modo 1 (b) Modo 4	51

5.1	Efeito da variação de carga no porto adjacente à bateria	54
5.2	Andar de potência do conversor Dual Half Bridge no Powersim	54
5.3	Esquema de controlo considerando apenas a regulação de V_o	55
5.4	Diagramas de Bode da função $G_{v_o D_\phi}$ para todos os modos.	55
5.5	Considerando o sistema no modo 1 (a) Resposta ao degrau (b) Diagrama de Bode	56
5.6	Resposta do sistema com controlador a uma referência em degrau	57
5.7	Diagrama de Bode do sistema com e sem controlador.	58
5.8	Esquema de controlo considerando a regulação de V_o , V_2 e V_4	59
5.9	Capacidade de transferência de potência relativamente a diferentes <i>Duty Cycles</i> [19].	61
5.10	Relação da transferência de potência e deslocamento de fase perante diferentes <i>Duty Cycles</i>	62
5.11	Diagrama da estrutura de controlo projetada.	65
5.12	Implementação do controlador no <i>PowerSIM</i>	65
5.13	Efeito da variação de cargas on/off nas tensões	66
5.14	Efeito da variação de cargas on/off nas variáveis de controlo	67
5.15	Comparação da resposta do sistema com e sem as malhas de controlo de V_2 e V_4	68
5.16	Seguimento efetuado pelo D_ϕ no ponto de máxima transferência de potência	68
5.17	Resultados obtidos para operações acima da capacidade máxima de transferência de potência	69
5.18	Efeito de constantes variação de carga nas tensões	70
5.19	Efeito de variação nas tensões de referência nas variáveis de controlo	71
5.20	Resposta em tensão do sistema a uma variação da carga de 30W para -41W.	72
5.21	Resposta das variáveis de controlo e corrente da bateria a uma variação da carga de 30W para -41W.	73
5.22	Variação da carga aplicada no sistema.	74
5.23	Resposta das variáveis de controlo e corrente da bateria a uma variação da carga de 30W para -100W.	74

Lista de Tabelas

2.1	Vantagens e desvantagens dos vários tipos de baterias.	8
2.2	Métodos de modulação baseados em <i>Single Phase Shift</i> para um conversor DHB [19].	17
3.1	Modos de operação do conversor. [19][26]	27
3.2	Temporização dos pontos críticos para diferentes modos.	29
5.1	Parâmetros do controlador PI projetado.	57
5.2	Parâmetros do controlador PI para malha de controle V_2	59
5.3	Parâmetros do controlador PI para malha de controle V_4	59
5.4	Seleção do modo de operação para transferência de potência de 0.4 pu.	64

Abreviaturas e Símbolos

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
D_ϕ	Deslocamento de Fase
DHB	<i>Dual Half Bridge</i>
D_p	Ciclo de Trabalho Primário
DPS	<i>Dual Phase Shift</i>
D_s	Ciclo de Trabalho Secundário
ESS	Sistemas de Armazenamento de Energia
f_s	Frequência de comutação
$G_{voD\phi}$	Função de transferência entre V_o e D_ϕ
H2SO4	Ácido Sulfúrico Diluído
HC	Hidrocarbonetos
i_L	Corrente no indutor de fugas
K_{mode}	Variável dependente dos modos
L_{ik}	Indutor de fugas
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
Ni-Cd	Níquel-Cádmio
NOx	Óxidos de Azoto
PB	Chumbo
PbO2	Óxido de Chumbo
P_{core}	Perdas no núcleo
P_{cu}	Perdas no cobre
PID	Proporcional - Integral - Derivativo
P_{max}	Capacidade de transferência máxima
P_{trans}	Perdas no transformador
PWM	Modulação por largura de pulso
R_{au}	Resistência associada à indutância de fugas
R_{tr}	Resistência dos enrolamentos
SC	Supercondensadores
SOC	Estado de carga
SOx)	Óxidos de Enxofre
Sp	Sinal de comando primário
SPS	<i>Single Phase Shift</i>
Ss	Sinal de comando secundário
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
VE	Veículo Elétrico
V_{LK}	Tensão no indutor de fugas
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto e Motivação

Atualmente, os carros convencionais usam motores de combustão interna que queimam combustíveis fósseis para gerar a potência de propulsão necessária ao seu deslocamento. O CO₂ é um dos produtos do processo de combustão, sendo conhecido como um gás de efeito estufa e em parte responsável pelo aquecimento global. Além disso, a queima excessiva de combustíveis fósseis causa poluição ambiental devido à emissão de outros gases nocivos como óxidos de azoto (NO_x), óxidos de enxofre (SO_x) e hidrocarbonetos (HC), esgotando também os nossos recursos naturais.

Diferentes iniciativas foram tomadas para alcançar uma redução de emissões de CO₂ tal como o Protocolo de Kyoto, a *Califórnia Program Zero Emission Vehicle* e o Pacto Ecológico Europeu [1][2].

As tecnologias veiculares mais promissoras no que diz respeito à redução efetiva das emissões são os veículos elétricos híbridos e veículos elétricos (VEs). Além do potencial para resolver a deterioração ambiental e a crise dos combustíveis fósseis, outro benefício dos VEs é que eles podem ser usados como unidades de armazenamento de energia na aplicação *Vehicle-to-Grid* (V2G) quando conectados às suas tomadas de carregamento. Este apoio pode tornar-se crucial quando uma grande percentagem da energia da rede é gerada a partir de fontes de energia renováveis, como a eólica, solar e das ondas/marés, que possuem um grande grau de flutuação, ou mesmo em situações catastróficas em que a operação da rede elétrica fica comprometida ou inoperacional.

Apesar da sua evolução, os VEs baseados em baterias ainda não conseguem igualar o desempenho e o custo mais baixo oferecido pelos veículos com motores de combustão interna.

Neste contexto, é necessário mais investigação e desenvolvimento para otimizar as soluções. Uma linha de investigação promissora centra-se na conceção de VEs com múltiplas unidades de fontes de energia, tais como baterias-super condensadores, baterias-células de combustível, etc.

1.2 Objetivos

A eletrônica de potência desempenha um papel fundamental nos avanços tecnológicos visando otimizar o gasto e trocas de energia no veículo, em particular com os conversores de potência CC/CC que atuam em diferentes estágios de conversão do veículo elétrico, indo desde o seu carregamento até à propulsão do mesmo.

Recentemente, arquiteturas de sistemas baseadas em conversores CC/CC (especialmente conversores multiporto) têm sido amplamente utilizadas em sistemas fotovoltaicos, eólicos e sistemas híbridos de energia [3]. Devido aos diferentes modos de operação, as estratégias de controlo e de gestão de energia desses conversores funcionam geralmente de maneira multi-modo com vários *loops* que, do ponto de vista do controlo, torna o projeto do controlador uma tarefa desafiadora, pois o sistema apresenta um comportamento dinâmico não linear e acoplamento significativo entre múltiplas entradas e saídas [4]. Além disso, está sujeito a alterações nas condições de operação devido a fornecimentos intermitentes de energia.

Portanto, o futuro trabalho de dissertação terá como objetivo o estudo e desenvolvimento de um conversor CC/CC isolado que permita a partilha de energia entre múltiplas fontes de energia através de uma arquitetura em multiporto, bem como o respetivo controlador. Na figura 1.1 está representado uma arquitetura de um veículo elétrico, onde a área avermelhada corresponde aos sistemas que serão alvo de investigação, tendo como objetivo o seu controlo de forma a maximizar o rendimento do veículo.

Desta maneira a dissertação deverá ser o culminar de um estudo, desenvolvimento, implementação e validação de um sistema composto por um conversor bidirecional isolado CC/CC onde será utilizado um método de controlo capaz de desacoplar e gerir múltiplas cargas ou sistemas de armazenamento de energia que estarão presente nos portos do conversor.

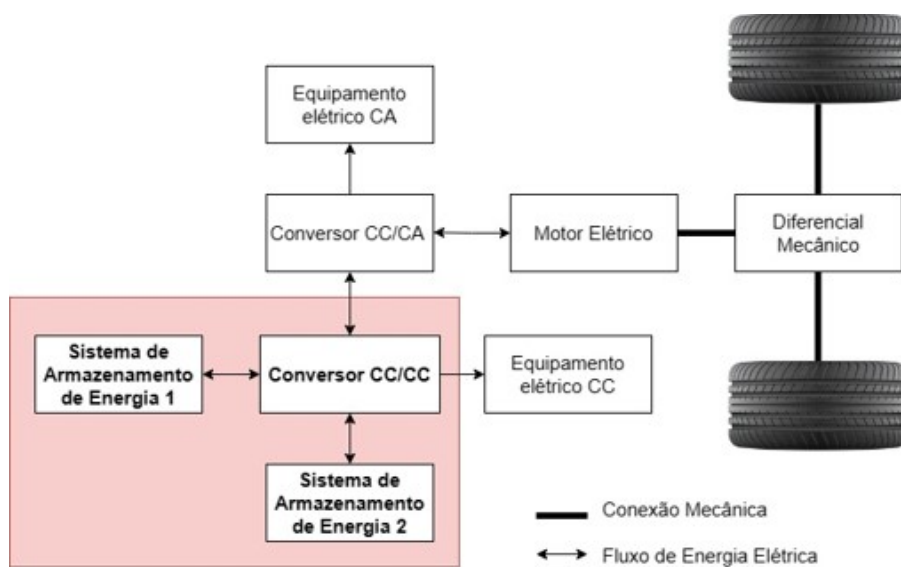


Figura 1.1: Representação de uma possível arquitetura de um veículo elétrico.

1.3 Estrutura do Documento

Este documento está organizado da seguinte forma:

Capítulo 1: Introduce o tema da dissertação, ao contextualizar o problema e expor as motivações que levam ao estudo do tema. Os objetivos principais a serem alcançados são definidos e listados, terminando com uma estruturação do documento atual.

Capítulo 2: Será realizada uma revisão da literatura, de modo a obter uma visão mais consciente e informada sobre os diferentes constituintes dos sistemas, de modo a escolher a melhor solução para o problema em questão. Desta maneira, são revistos os sistemas de armazenamento de energia mais utilizados na mobilidade elétrica. De seguida, são apresentados alguns conversores bidirecionais CC/CC de tipologia isolada, tal como os seus métodos de modulação e de controlo. São definidos requisitos a cumprir, definindo assim a estrutura do sistema a desenvolver.

Capítulo 3: É feita uma análise teórica do conversor utilizado, visando dar as bases sobre o mesmo para proceder ao projeto do controlador, através do desenvolvimento do seu modelo em pequenos sinais. São apresentados os modos de operação do conversor, tendo em conta o método de modulação definido, além da análise em termos de capacidade de transferência de potência que o sistema será capaz de suportar.

Capítulo 4: Através de várias simulações em malha aberta, será verificado o comportamento do sistema, nomeadamente a sua capacidade multiporto, perante diferentes configurações. De modo a validar os resultados foram realizadas comparações das respostas obtidas com a resposta teórica desenvolvida no capítulo anterior.

Capítulo 5: O dimensionamento do controlador é realizado, sendo apresentada uma solução de 3 malhas de controlo. O sistema é então simulado em malha fechada com o controlador projetado, sendo aplicados diferentes pontos de operação, de modo a verificar a robustez e versatilidade do controlador.

Capítulo 6: Finalmente, os principais resultados obtidos durante a realização do presente documento são discutidos, terminando com a exposição das principais conclusões a se tirar do mesmo. É feita uma sugestão quanto a trabalho futuro visando complementar o que já foi desenvolvido.

Capítulo 2

Estado da Arte

Este capítulo irá apresentar uma revisão da literatura sobre as diferentes tecnologias que terão mais importância e mais relevância no presente tema de dissertação. A pesquisa e análise efetuada será dividida em 4 secções, sendo que na primeira será realizada uma demonstração dos sistemas de armazenamento de energia mais utilizados na mobilidade elétrica. De seguida, na secção seguinte, irá ser feito um levantamento dos conversores bidirecionais, havendo um foco naqueles que apresentam isolamento galvânico. Na terceira secção irá ser discutido as diferentes técnicas de modulação aplicadas aos conversores que terão, na secção seguinte, uma revisão das principais técnicas de controlo dos mesmos. Por último, e tendo como base o conhecimento adquirido, foram definidos requisitos de forma a facilitar a definição do sistema a desenvolver.

2.1 Sistemas de Armazenamento de Energia

Nas últimas décadas, as energias renováveis têm contribuído para o aumento de consumidores de energia desconectados da rede elétrica. Nesse sentido, os VEs são tecnologias em crescimento com sistemas de armazenamento de energia (ESS) como um substituto para os combustíveis fósseis, onde a energia provém de fontes de energia renovável. VEs são utilizados para desencorajar o uso de combustíveis fósseis e reduzir o CO₂. Consequentemente, é necessário ESSs de alto desempenho e que apresentem características compatíveis com a mobilidade elétrica.

Os sistemas 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 diferentes categorias de acordo com o tipo de energia armazenada, estando representadas na figura 2.1 as tecnologias de armazenamento com maior aplicabilidade nos VEs.

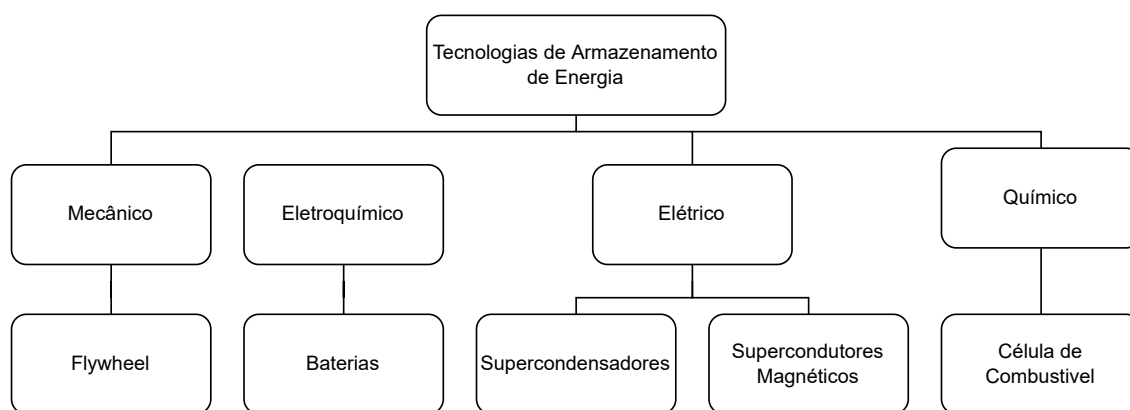


Figura 2.1: Classificação dos sistemas de armazenamento de energia associados a VEs [5].

A eficiência de um veículo elétrico depende dos seus ESSs, que irão ter de ser capazes de armazenar grandes quantidades de energia mas também deverão ter a capacidade de a libertar rapidamente, de acordo com a carga imposta pelo veículo. Desta maneira, as características principais que os ESSs aplicados em veículos deverão apresentar, segundo [6] e [7], resumem-se a:

- Grande densidade de Energia, de modo a apresentarem uma elevada autonomia de viagem com apenas uma carga;
- Elevada densidade de Potência, possibilitando descargas profundas aquando de fortes acelerações ou aumentos de potência;
- Longo ciclo de vida com mecanismos de alta segurança e livres de manutenção embutidos;
- Baixo custo;
- Ampla aceitação como reciclável do ponto de vista ambiental.

Irão, assim, ser estudados com mais detalhe os principais sistemas de armazenamento que estão a ser aplicados em veículos elétricos atualmente, correspondendo às baterias e aos supercondensadores.

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.

Uma célula de bateria consiste em cinco componentes principais: (i) eletrodos - ânodo e cátodo; (ii) divisores; (iii) terminais; (iv) eletrólitos; e (v) invólucro. Existem dois terminais por bateria, um negativo e um positivo. O eletrólito pode ser um líquido, gel ou material sólido variando o ph dependendo do tipo de bateria. Nas tecnologias em desenvolvimento mais avançadas de baterias para aplicação em VEs, o eletrólito é um gel, pasta ou resina. De um modo simples,

uma bateria é uma célula eletroquímica na qual uma tensão é gerada nos seus terminais por uma diferença de potencial entre os eletrodos positivo e negativo. Quando uma carga elétrica, como um motor, é conectada aos terminais da bateria, um circuito elétrico é fechado e a corrente passa pelo motor, fluindo do terminal positivo e retornando pelo terminal negativo, gerando o binário. À medida que o processo continua, a bateria fornece a energia que tem armazenada passando de um estado carregado para um descarregado. Se a carga elétrica for substituída por uma fonte de energia externa que inverte o fluxo da corrente da bateria, a mesma pode ser carregada. Este processo é usado para restabelecer os eletrodos ao seu estado químico original, ou seja, à carga total [7].

Irá ser discutindo abaixo diferentes tipos de tecnologias de bateria que estão a ser usadas comercialmente ou ainda em fase de pesquisa, mas que se mostram promissoras para aplicação em VEs.

2.1.1.1 Chumbo-Ácido

Possuem chumbo (Pb) como eletrodo negativo e óxido de chumbo (PbO₂) como eletrodo positivo, submerso numa solução de ácido sulfúrico diluído (H₂SO₄) como eletrólito. Esta tecnologia de bateria é já usada comercialmente há muito tempo, especialmente em veículos com motor de combustão interna como um *starter* e para alimentação de emergência. São geralmente caracterizados pela sua ampla tolerância de temperatura, garantem uma operação segura e baixo custo. Uma bateria de chumbo-ácido funciona, normalmente, por 6-15 anos com 2000 ciclos de vida nominais a 80% de profundidade de descarga, proporcionando uma eficiência de 70 a 90% [5]. No entanto, esta tecnologia de baterias tende a ter baixa densidade de energia e potência devido ao alto peso dos coletores, reduzindo a autonomia do veículo. Pesquisas estão sendo realizadas explorando várias variantes da tecnologia de bateria de chumbo-ácido. Desenvolvimentos recentes foram vistos em baterias chumbo-ácido reguladas por válvula (VRLA) para aplicação em VEs, apresentando uma maior densidade de energia e potência e baixo custo inicial em comparação com baterias comuns de chumbo-ácido [5].

2.1.1.2 Nickel-Cádmio

O grupo de baterias à base de níquel utiliza oxihidróxido de níquel como o cátodo, solução de hidróxido de potássio como eletrólito e dependendo do material do ânodo, são classificados como Ni-Cd, Ni-Fe, Ni-Zn, Ni-MH e Ni-H₂ [5]. As baterias Níquel-Cádmio (Ni-Cd) apresentam-se como uma das mais avançadas tecnologia de bateria, entre todas as baterias à base de níquel, e por essa razão serão o tipo analisado. Estas baterias têm um longo ciclo de vida e danificam-se pouco aquando da sua descarga completa. O Cádmio, sendo um metal pesado, pode causar poluição ambiental se não for bem tratado antes de descartado [6]. Sofre com o problema do efeito memória o que a torna inadequada para ser usado em altas taxas de carga/descarga, embora funcione bem em condições de trabalho difíceis. O custo também é bastante alto em comparação com outras baterias à base de níquel [8].

2.1.1.3 Iões de Lítio

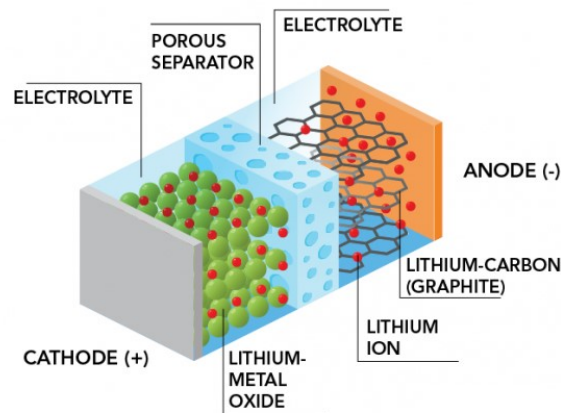


Figura 2.2: Estrutura de uma célula de bateria de íões de Lítio [9].

A bateria de íões de lítio tem vindo a apresentar um excelente desempenho em aparelhos eletrónicos portáteis, dado possuir alta densidade de energia, bom desempenho a altas temperaturas e ser reciclável. O eléctrodo positivo é feito de um material de cobalto oxidado, e o negativo é feito de um material de carbono tendo como eletrólito uma solução de sal de lítio. A estrutura de uma célula de bateria utilizando esta tecnologia está representado na figura 2.2. Os aspetos promissores e mais relevantes deste tipo de baterias assentam sobre o baixo efeito de memória, alta potência específica, alta energia específica e por se apresentarem como uma bateria de longos ciclos de vida. Estas excelentes características conferiram à bateria de íões de lítio a capacidade de substituir as baterias de Ni-Cd e Ni-MH como principal escolha de ESS para as próximas gerações de veículos eléctricos.

Na tabela 2.1 segue um resumo de todas as vantagens e desvantagens de cada tecnologia de bateria analisada até agora.

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

Tipo de bateria	Vantagens	Desvantagens
Chumbo-Ácido	Baixo custo Facilidade em reciclar o chumbo Baixa taxa de auto-descarga	Curto ciclo de vida Baixa densidade de energia
Níquel-Cádmio	Alta densidade de energia Maior ciclo de vida	Alta degradação Alto custo Toxicidade do cádmio metálico
Iões de Lítio	Muito alta eficiência Muito baixa auto-descarga Exige pouca manutenção	Custo muito elevado Exige circuitos de proteção

De todas as soluções analisadas, as baterias de íons lítio constituem a solução mais atrativa e a mais aplicada de todas. De facto, estas baterias são as mais adequadas para a aplicação em questão, uma vez que possuem alta eficiência, altas densidades de potência e de energia, bem como um longo ciclo de vida, por comparação às restantes opções [10][11].

No entanto um grande problema, além do peso e volume ocupado pelos grupos de baterias presentes nos carros elétricos, é quando estas chegam ao seu fim de vida, pondo em causa a sustentabilidade dos VEs. Apesar das vantagens ambientais devido à diminuição das emissões dos veículos híbridos e dos veículos elétricos, os impactos ambientais e sanitários causados pela não adoção de processos de reciclagem apropriados para as baterias pode comprometer o rótulo dos veículos elétricos de sistemas ecologicamente corretos [12]. A sua sustentabilidade está também relacionada ao modo de como as baterias são recarregadas, que pode ficar comprometida caso a energia utilizada não for proveniente de sistemas de energia renovável.

2.1.2 Supercondensadores

Os Supercondensadores (SC) armazenam energia separando fisicamente as cargas positivas e negativas através de duas placas paralelas dividida por um isolador. Como não há variações químicas nos elétrodos, têm um longo ciclo de vida mas baixa densidade de energia. A estrutura de uma célula individual de um SC pode ser observada na figura 2.3. O potencial aplicado no elétrodo positivo atrai os íons negativos no eletrólito, enquanto o potencial no elétrodo negativo atrai íons positivos. A densidade de potência do SC é consideravelmente maior do que o da bateria; isso se deve ao fato de que as cargas são armazenadas fisicamente nos elétrodos. Por norma, os SCs possuem uma muito baixa resistência equivalente em série, o que lhes permite fornecer energia de forma bastante eficiente, podendo no entanto resultar numa corrente de carga extremamente elevada caso o SC for carregado quando apresenta um estado de carga (SOC) muito baixo [13][14]. Outra característica interessante do SC é que a tensão aos seus terminais é diretamente proporcional ao SOC, fazendo com que o desenvolvimento de interfaces eletrónicas permita a sua operação em toda a sua gama de tensões [14].

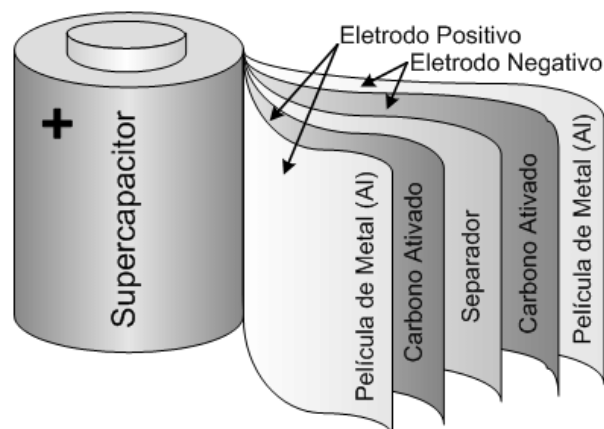


Figura 2.3: Estrutura de uma célula individual de um super-condensador [12].

Os SCs são particularmente interessantes quando usados como dispositivos de armazenamento de energia secundários para VEs. Na condução em ambiente urbano, há muitas paragens e arranques onde a potência total necessária é baixa. SCs são bastante utilizados na captura do excesso de energia cinética presente em momentos de travagem ou desaceleração, através da travagem regenerativa, além de apresentarem uma capacidade de entrega de energia extremamente rápida devido as suas altas taxas de carga e descarga, o que é particularmente interessante e necessário em momentos de aceleração do veículo [6].

Apesar de serem bastante usados na indústria automóvel, os supercondensadores, por si só, não são uma boa fonte primária de energia elétrica devido ao seu elevado custo e à sua baixa densidade de energia. As baterias têm alta densidade de energia, enquanto SCs têm densidades de potência mais altas, vida longa e baixa manutenção. Em aplicações de VEs, estas tecnologias podem ser combinadas para maximizar as vantagens de ambos os componentes. Esta hibridização de diferentes dispositivos de armazenamento de energia torna-se uma solução bastante interessante e atrativa, uma vez que é possível melhorar a performance, a resposta dinâmica do veículo e o tempo e ciclo de vida do conjunto.

2.2 Conversores CC/CC Bidirecionais

Conversores bidirecionais CC/CC em corrente são cada vez mais utilizados em aplicações em que o fluxo de energia nas direções direta e inversa é necessário. Isso inclui, entre outros, as micro redes CC, os sistemas de transporte elétrico, nomeadamente veículos elétricos, fontes de alimentação ininterruptas (UPS) e carregadores de baterias [12]. Estes conversores podem ser classificados em dois principais grupos gerais de configurações, as topologias isoladas e as não isoladas.

As não isoladas transferem a potência sem isolamento galvânico. Embora não usem um transformador, não tendo as vantagens do isolamento galvânico como a alta taxa de ganho de tensão, beneficiam no entanto de uma configuração mais simples onde não sofrem as desvantagens da utilização de um transformador, tais como as interferências magnéticas ou o aumento do peso. São assim adequados a aplicações particulares onde o tamanho e o peso são preocupações importantes.

Em contraste, as topologias isoladas basicamente convertem a tensão CC em CA através de um transformador de alta frequência e, em seguida, é retificado para forma de onda CC. O ganho de tensão das topologias isoladas é geralmente maior do que suas contrapartes não isoladas. No entanto, o procedimento de projeto do transformador e o efeito de indutâncias de fuga são fatores importantes a ter em conta na escolha destes conversores.

Nas subsecções seguintes é efetuada uma análise aos conversores com isolamento e aos seus métodos de controlo e modulação

2.2.1 Topologias Isoladas

O isolamento galvânico é um dos melhores métodos para alcançar uma capacidade de aumento de ganho, adicionando um grau extra de liberdade ao ganho do conversor através da relação de ro-

tação dos enrolamentos, tornando-o adequado para aplicações com exigência de amplas faixas de tensão de entrada e regulação de carga [15]. Além de fornecer uma alta taxa de ganho de tensão, o isolamento fornece benefícios adicionais, como a possibilidade de realização de topologias multi-entrada ou multi-saída e isolamento entre o lado de entrada e saída para as cargas mais sensíveis e vulneráveis a falhas, onde a segurança é uma constante preocupação. O isolamento galvânico elimina os *loops* de terra e ruído, garantindo maior segurança às pessoas e equipamentos [15].

Os conversores bidirecionais isolados são excelentes escolhas para aplicação em aeronaves, veículos elétricos, fontes de energia renováveis e sistemas que lidam com múltiplos sistemas de armazenamento de energias.

2.2.1.1 Flyback

É uma das topologias mais utilizadas em aplicações de baixa e média potência, fruto da sua estrutura simples, compacta e barata, que deriva da arquitetura *buck-boost*, pertencente ao grupo dos conversores não isolados, por substituição de uma indutância pelo transformador de alta frequência. No entanto, esta topologia é bastante suscetível a indutâncias de fuga e à presença de uma capacidade parasita nos interruptores de potência que aumentam o esforço sobre os semicondutores, degradando-os ao longo do tempo. Por vezes, e de forma a superar estes problemas, são utilizados circuitos auxiliares estilo *snubber* de modo a aumentar a performance do conversor.

A estrutura convencional de um conversor CC/CC bidirecional e isolado do tipo flyback está representada na figura 2.4.

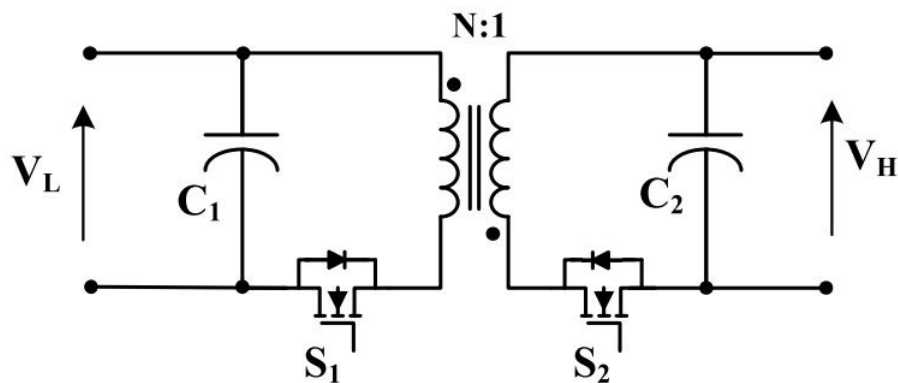


Figura 2.4: Estrutura de um conversor CC/CC isolado do tipo *Flyback* [16].

Através da operação dos seus interruptores de forma complementar, quando o interruptor do lado primário conduz, a indutância de magnetização do primário é carregada para que, quando a operação contrária acontece, e o interruptor secundário conduz (e o primário não), a energia acumulada pela indutância do primário é transferida para a indutância do secundário, ou seja, transferida para a saída. No caso do fluxo de energia ocorrer no sentido inverso, o processo descrito ocorre de forma similar, mas desta vez de forma inversa.

O ganho deste tipo de conversores está descrito na equação 2.1, onde N corresponde à razão do número de espiras primário/secundário, e D ao *duty cycle* dos interruptores .

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

2.2.1.2 Cuk

Da mesma forma que a topologia apresentada anteriormente, também a arquitetura *Cuk* foi desenvolvida a partir de uma topologia não isolada com o mesmo nome, aproveitando as vantagens do mesmo e integrando os benefícios do isolamento galvânico à versão original. Esta topologia de conversor CC-CC bidirecional isolado pode ser observada na figura 2.5.

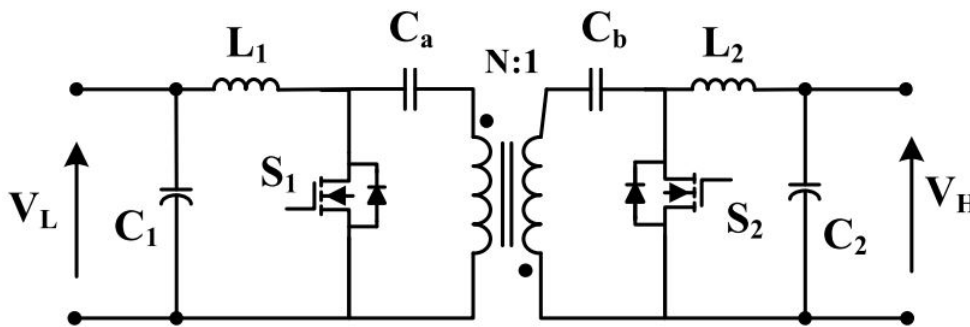


Figura 2.5: Estrutura de um conversor CC/CC isolado do tipo Cuk [16].

Os interruptores de potência comutam de forma complementar. Quando o interruptor do lado primário conduz, a indutância L_1 carrega-se. Há transferência de energia para o condensador C_a de modo a que seja pelo condensador que a passagem de potência do primário para o secundário do transformador ocorra. De forma inversa, quando é S_2 a conduzir, há fluxo de corrente da indutância do secundário L_2 , sendo agora C_b a transferir a energia para o lado secundário, carregando C_a . Desta forma, o ganho deste tipo de conversores é dado pela equação 2.2, onde N corresponde à razão do número de espiras primário/secundário, e D ao *duty cycle* dos interruptores .

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

É importante realçar que este conversor, quando em modo de condução contínua, apresenta formas de onda proporcionais em magnitude, com a mesma frequência e fase, nos terminais de L_2 , L_1 e nos enrolamentos do transformador. Utilizando a técnica de integração magnética, que une os 3 elementos com tensões proporcionais, é possível alcançar uma diminuição do *ripple* de corrente nas bobinas. Isto tem um excelente impacto nas características do conversor, uma vez há uma diminuição do seu custo e dimensão, um aumento da sua eficiência e a diminuição de ruído e interferências eletromagnéticas [17].

2.2.1.3 Dual Full Bridge

A topologia básica de um conversor *Dual Full Bridge* (DFB) consiste na junção de duas topologias de ponte completa em ambos os lados do transformador, como representado na figura 2.6. A transmissão de potência dos conversores bidirecionais é proporcional ao número de interruptores. Portanto, ter oito interruptores de energia neste topologia junto com o isolamento galvânico torna esta arquitetura adequada para aplicações de alta potência e com altas taxa de ganho de tensão, como sistemas automóveis de tração. A transferência de energia deste conversor é controlada ajustando o deslocamento de fase entre as formas de onda da tensão CA nos enrolamentos primário e secundário do transformador, havendo desta maneira o controlo da magnitude e direção do fluxo de corrente nas bobinas. Isto proporciona um alto grau de liberdade de controlo do conversor, sendo um dos principais motivos pelos quais são um dos tipo de conversor mais estudado a nível de métodos de modulação.

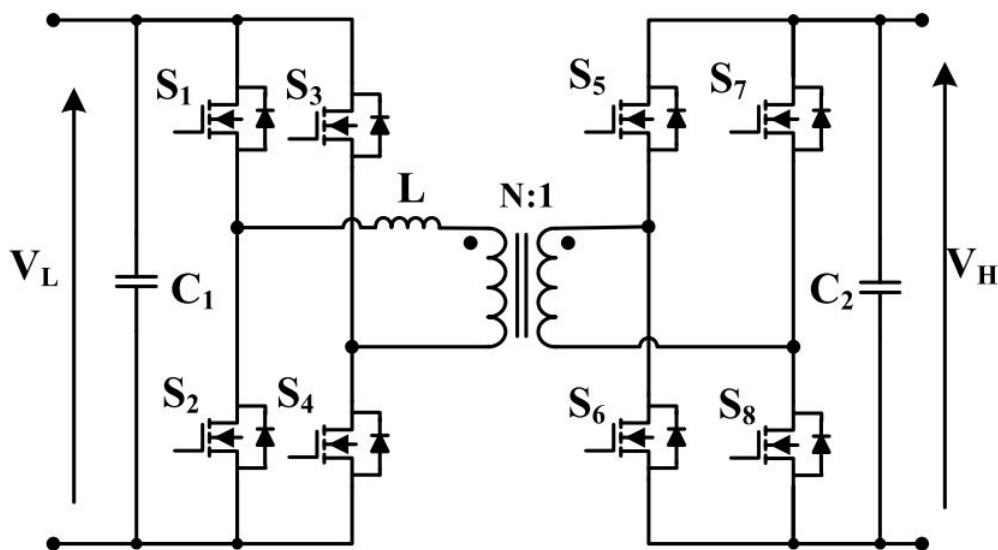


Figura 2.6: Estrutura de um conversor CC/CC do tipo DFB [16].

A arquitetura de potência tipo DFB tem ganhado destaque devido ao isolamento galvânico, proporcionado pelo transformador de alta frequência, e possibilidade de funcionamento com comutações com tensão nula, sendo uma topologia que permite alta densidade de potência e apresenta uma elevada eficiência [18]. Além disso há a possibilidade de operar com *Zero-Voltage-Switching* (ZVS) em ambas as direções do fluxo de potência, o que garante a reduções nas perdas de comutação, o ruído de comutação e elimina a oscilação devido aos efeitos parasítico de alguns componentes (como a capacidade presente na junção dos díodos).

2.2.1.4 Dual Half Bridge

O conversor de topologia *Dual Half Bridge* (DHB) está representado na figura 2.7, apresentando uma topologia de meia ponte tradicional em cada lado do transformador de alta frequência. Por apenas apresentar o indutor associado às indutâncias de fugas do transformador, o comportamento de fase mínima do conversor facilita o procedimento de projeto do controlador [16]. Comparativamente com a DFB, utiliza menos interruptores de potência e menos circuitos de interface correspondentes. Notavelmente, o DHB pode criar tensões flexivelmente divididas nos seus portos de saída (simétricas ou assimétricas) sem exigir circuitos de divisão de tensão dedicados [19]. Partilha também alguns dos benefícios da DFB, nomeadamente a comutação a tensão nula, contribuindo para o aumento da eficiência do conversor, o aumento da densidade de potência, o menor custo e a maior simplicidade de controlo. Considerando esses recursos, a topologia DHB pode ser escolhida em detrimento da DFB, sendo claramente superior especialmente para aplicações de menor potência onde o número de dispositivos é uma consideração importante e/ou aplicações onde uma entrada-saída bipolar flexível é naturalmente exigido.

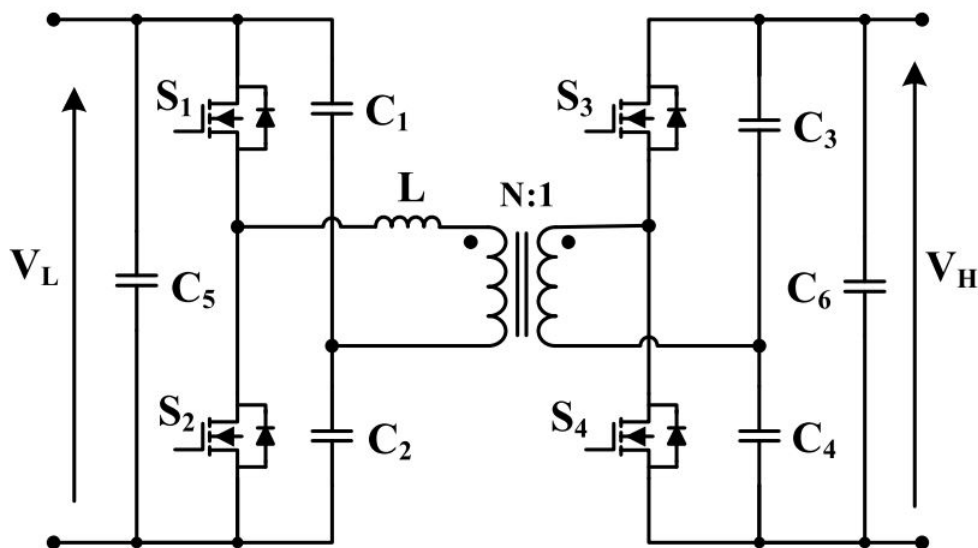


Figura 2.7: Estrutura de um conversor CC/CC do tipo DHB [16].

2.3 Métodos de Modulação

Nesta secção irá ser descrito as diferentes técnicas de modulação que existem e que podem ser usadas para o controlo do fecho e da abertura dos interruptores de potência presentes num conversor CC-CC bidirecional isolado. Irão ser apresentadas as vantagens de cada método, tais como as suas limitações e principais aplicações onde podem ser utilizados.

A escolha da técnica de modulação a utilizar irá ter influência direta na eficiência do conversor, sendo fundamental que a escolha seja ponderada e adequada relativamente ao modo de

funcionamento que o conversor terá de apresentar. As técnicas de modulação aqui revistas são todas baseadas em modulação por largura de impulso (PWM).

O princípio de funcionamento desta é baseado em criar o sinal de erro entre a saída do conversor e a saída desejada, e comparar o mesmo com uma onda dente-de-serra.

A diferença entre a saída do conversor e a saída desejada, calculada pelo método de controlo associado, irá criar o sinal de erro que, ao comparar com uma onda dente de serra, irá originar um valor que será 0 ou 1. Se na comparação o sinal de erro for superior ao sinal dente de serra, irá ser gerado um impulso de valor 1 que obrigará ao interruptor de potência a conduzir. No caso contrário, o impulso terá valor 0, pelo que o interruptor se manterá aberto. O método de criação de um sinal de modulação PWM está representado na figura 2.8, onde o sinal "Modulante" e "Portadora" presentes à entrada do comparador referem-se, respetivamente, ao sinal de erro e ao sinal dente de serra.

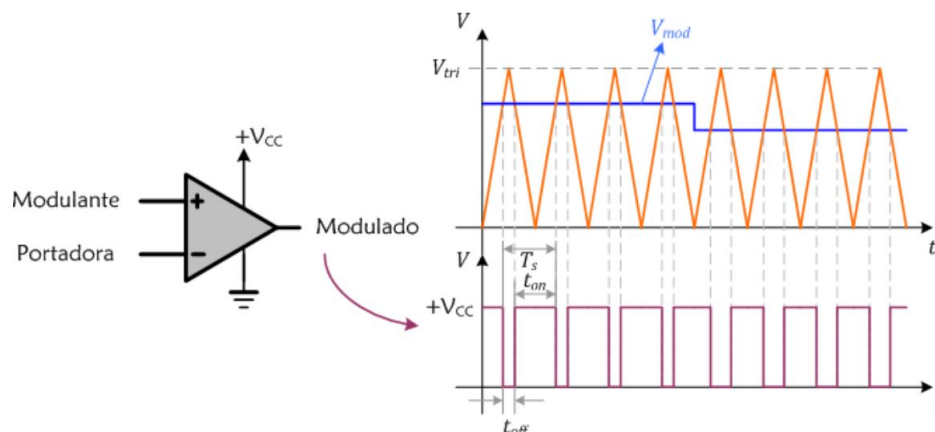


Figura 2.8: Modulador PWM [20].

Esta é uma técnica que prima pela simplicidade de implementação, no entanto apresenta limitações na regulação da gama de tensão e especialmente por apresentar uma pobre resposta dinâmica. O surgimento de novas e diferentes técnicas, baseadas no método PWM, trouxeram inerentes diferenças ao funcionamento dos conversores. Essas técnicas são:

- *Single Phase Shift*
- *Dual Phase Shift*
- *Triple Phase Shift*

Existe ainda técnicas de modulação baseadas em frequência variável, no entanto este método é mais adequado ao controlo de conversores ressonantes, que estão fora do âmbito deste trabalho, e por isso não serão abordadas. De referir apenas que este, ao contrário do método PWM, mantém o *duty cycle* dos impulsos constante, variando apenas a frequência a que os mesmos são gerados.

2.3.1 Single Phase Shift

No controlo de deslocamento de fase, os interruptores de potência podem apresentar uma comutação variável, de 0 a 50% de *duty cycle* e um desfasamento de até 180°. No entanto, dependendo do grau de desfasamento irá haver a possibilidade de existir momentos onde ambos os interruptores colocados no mesmo lado do transformador apresentem o mesmo sinal de comando. Isto terá, naturalmente, implicações na quantidade de energia que é transferida. Desta maneira, diferentes tipos de estratégias de modulação *Phase Shift* foram estudadas e analisadas ao longo do tempo, onde através da junção do deslocamento de fase e a produção de um *duty cycle* variável, é possível obter objetivos de controlo específicos consoante o conversor utilizado, conseguindo o controlo flexível do trânsito de potência e o ZVS em conversores bidirecionais isolados que não tenham essa característica inerente.

Desta forma, o *Single Phase Shift* (SPS) apresenta-se como um método de modulação que apenas varia a diferença de fase entre o primário e o secundário do transformador (ϕ), tendo um *duty cycle* fixo na geração dos impulsos de comando dos interruptores. Um valor positivo de ϕ significa que a energia será transferida do lado de maior tensão para o lado de menor tensão, e quando negativo o contrário é aplicado. As principais formas de onda associadas a este método estão representadas na figura 2.9.

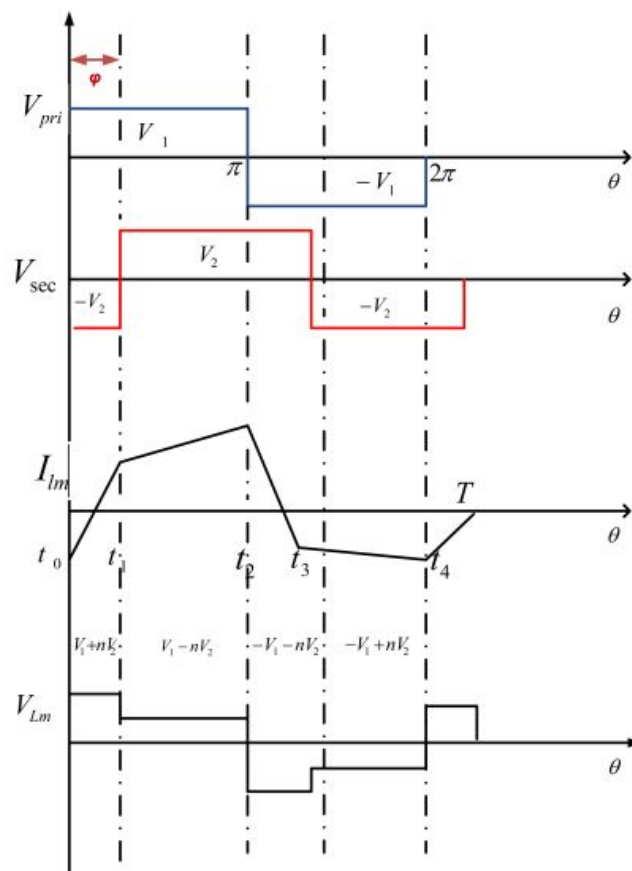


Figura 2.9: Formas de onda de um SPS [21].

A modulação SPS apresenta os seguintes benefícios [16]:

- Bom desempenho dinâmico
- Baixa inércia
- Capacidade de comutação a tensão zero
- Controlo unificado

No entanto, a minimização das perdas por circulação de correntes torna-se mais difícil. Apresenta, assim, as seguintes desvantagens [16]:

- Diminuição da eficiência
- Esforço adicional nos semicondutores
- Falta de flexibilidade na regulação de potência

É um método muito aplicado a vários conversores bidirecionais isolados, principalmente a conversores DFB, DHB, e conversores que apresentam múltiplas portas de entrada/saída. Por exemplo, um DHB com diferentes fontes de energia conectadas aos seus portos, a transferência de potência pode ser otimizada entre as várias portas através da manipulação do *duty cycle* de cada *half bridge* que, juntamente com um deslocamento simples de fase, consegue controlar a tensão CC de cada ponte, atingir uma larga operação de comutação a ZVS e reduzir a corrente de pico.

Os diferentes métodos de modulação que utilizam o *Single Phase Shift* para controlo de um DHB estão presentes na tabela 5.3.

Tabela 2.2: Métodos de modulação baseados em *Single Phase Shift* para um conversor DHB [19].

Duty Cycle Primário/Secundário	Categoria	Graus de liberdade
0.5 / 0.5	Simétrico homogéneo	1 (<i>Phase Shift</i>)
0.5 / \neq 0.5	Meio assimétrico e heterógeno	2 (<i>Phase Shift</i> e <i>duty cycle</i> secundário)
Iguais mas \neq 0.5	Assimétrico e homogéneo	2 (<i>Phase Shift</i> e <i>duty cycle</i> primário ou secundário)
Desiguais e \neq 0.5	Assimétrico e heterógeno	3 (<i>Phase Shift</i> e <i>duty cycle</i> primário e secundário)

Este aumento de graus de liberdade aumenta a capacidade de controlo do conversor, expandindo bastante as vantagens do *Single Phase Shift*.

A conjugação da modulação *Single Phase Shift* + PWM, como já referido, é extremamente benéfica para o desempenho do conversor diminuindo bastante as desvantagens do SPS a nível de perdas por circulação de correntes. De uma forma geral, esta combinação resulta em [16]:

- Redução das correntes de circulação e de perdas de condução
- Aumenta a flexibilidade com a possibilidade de *soft switching*
- Expande a operação de comutação a tensão zero
- Aumento da eficiência

No entanto, e consoante os graus de liberdade que ousamos utilizar na modulação de comando, a implementação do método de controlo irá se tornar substancialmente mais complicado de desenvolver e implementar.

Tem como principais aplicações os sistemas de gestão de energia em HEVs, sistemas de distribuição CC, aplicações de baixa até alta potência e sistemas de armazenamento de energia.

2.3.2 Double Phase Shift

O método *Double Phase Shift* (DPS) surge como uma evolução do anterior, onde para além do desfasamento entre os sinais de comando do primário e secundário do transformador, também irá ser aplicado um desfasamento entre os interruptores presentes no mesmo lado do transformador. Isto significa que este método apenas pode ser aplicado em conversores DFB e algumas variações deste. As principais formas de onda associadas a este método estão representadas na figura 2.10.

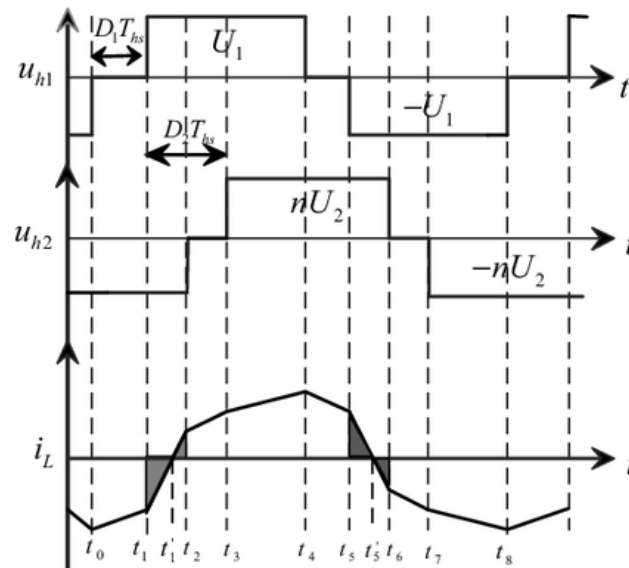


Figura 2.10: Formas de onda de um DPS [22].

Uma das limitações do método SPS era o facto de, por vezes, existir trânsito de potência no sentido oposto ao pretendido, levando a que haja um aumento de potência no sentido correto para corrigir este desvio. O DPS visa corrigir essa situação, o que origina uma maior eficiência geral do conversor.

Em relação com a técnica SPS, a DPS apresenta bastantes vantagens, entre elas [16]:

- Melhor eficiência
- Maior gama de operação a tensão nula
- Menor *stress* aplicado aos semicondutores
- Menor corrente de pico e corrente em regime permanente

No entanto, apresenta limitações que se baseiam no facto de apresentar modos de operação não ideais e por ser difícil encontrar uma condição de operação com ótima eficiência global.

Tem como principais aplicações os sistemas de distribuição de energia em micro-redes, aplicações de conversão de energia e em transformações envolvendo altas tensões.

2.3.3 *Triple Phase Shift*

Tal como o DPS foi uma evolução do SPS, também o *Triple Phase Shift* (TPS) se apresenta como uma evolução do método anteriormente revisto, tendo como objetivo diminuir ainda mais as desvantagens do mesmo. Esta técnica, além de apresentar desfasamentos entre os sinais de comando do primário e secundário do transformador e também um desfasamento entre os interruptores presentes no mesmo lado do transformador, este último pode diferir consoante o lado do transformador nos encontramos, ou seja, o desfasamento entre interruptores presentes no primário é diferente do desfasamento do secundário (no DPS era igual).

Devido aos 3 graus de liberdade que as variáveis de controlo nos dão, este método torna-se naturalmente mais complicado de implementar e controlar que aqueles até agora revistos.

Apresenta, em relação aos anteriores [16]:

- Desempenho otimizado, devido a um maior intervalo de comutação a tensão zero
- Maior eficiência global
- Maior flexibilidade de controlo

Tal como o DPS, também este é apenas aplicável a conversores DFB e algumas variações deste. Tem ainda como limitação a inexistência de uma solução para otimização dos parâmetros de controlo a média potência.

Tem como principais aplicações os sistemas de armazenamento de energia a baterias, estações de carregamento rápido e sistemas de transformação de energia em locomotivas elétricas [16].

2.4 Métodos de Controlo

A escolha de um método de controlo para conversores bidirecionais vai depender da sua topologia e dos problemas que a aplicação de destino tende a desenvolver. Desta maneira, a arquitetura do sistema de controlo é uma parte fundamental da eletrónica de potência dado ser aqui que é

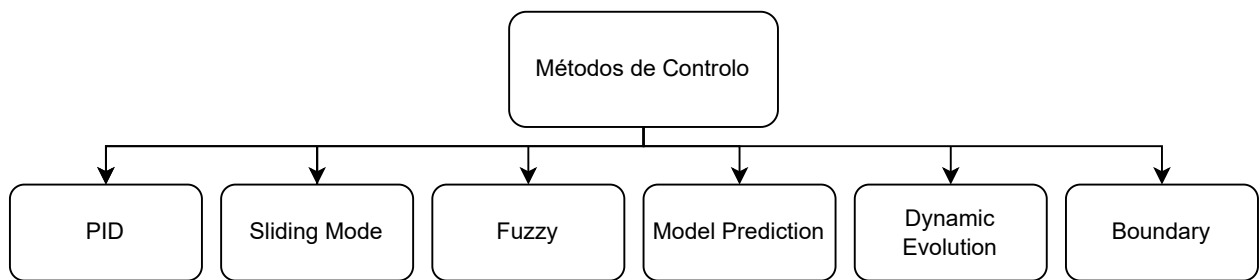


Figura 2.11: Métodos de controlo [16].

definido os modos de operação do mesmo. Torna-se assim importante a análise dos métodos de controlo mais usuais, que se encontram representadas na figura 2.11.

De seguida, uma exposição e análise a alguns dos métodos de controlo presentes na figura 2.11 será realizada.

2.4.1 Proporcional - Integral - Derivativo (PID)

Um dos métodos mais utilizados e conhecidos, que prima pela simplicidade da sua implementação, é o controlador PID. Apresenta uma vasta área de aplicação, sendo presença assídua em controladores para conversores de todos os tipos. A sua estrutura típica está esquematizada na figura 2.12.

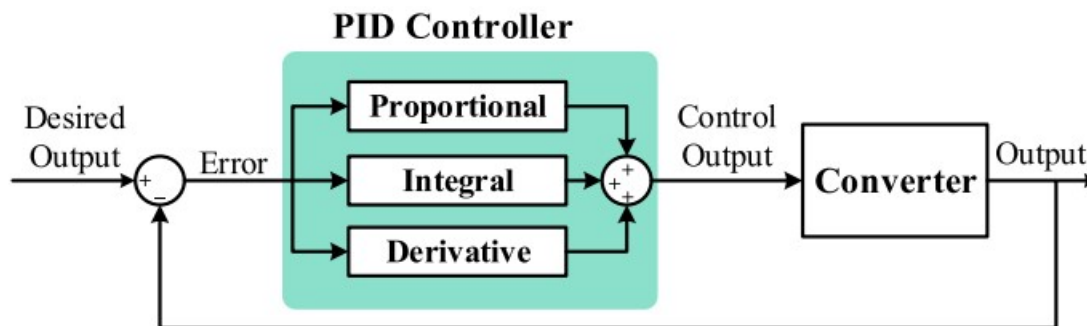


Figura 2.12: Estrutura de um controlador PID [16].

Por observação da figura, e tal como o nome indica, este possui 3 ações que podem ser utilizadas para compensar o erro de entrada.

- **Ação Proporcional (P)** - é responsável pelos valores presentes do erro. Por exemplo, se o erro for grande e positivo, a saída do controlo também será grande e positiva sendo o principal responsável no controlo de pequenas oscilações [23].
- **Ação Integral (I)** - contabiliza todos os valores passados do erro. Por exemplo, se a saída atual não for suficientemente forte, o integral do erro se acumulará com o tempo e o controlador responderá aplicando uma ação mais forte [23].

- **Ação Diferencial (D)** - considera possíveis tendências futuras do erro, com base na sua taxa atual de mudança. É pouco utilizada no desenvolvimento de controladores para eletrónica de potência [23].

A operação de um controlador PID em termos matemáticos é definida pela equação 2.3.

$$Output(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(t) dt + K_d \cdot \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.3)$$

Onde os ganhos proporcional, integral e derivativo do controlador estão representados por, respetivamente, K_p , K_i e K_d .

Este tipo de controlador tem na simplicidade e no baixo custo as suas principais vantagens. Apresenta também alta fiabilidade e boa performance dinâmica. Peca, no entanto, na falta de robustez, na baixa eficiência e na dificuldade em evitar elevados regimes transitórios indesejados [16].

2.4.2 Lógica Difusa

A natureza não linear dos semicondutores presentes nos conversores CC/CC, tais como os díodos e interruptores de potência, trazem dificuldades acrescidas à modelação do mesmo. Como o controlo por PID é baseado na linearização do conversor num ponto de equilíbrio, a modelação do conversor irá ignorar aspetos potencialmente importantes, tais como perturbações a que este fica sujeito. Desta maneira, o surgimento de controladores baseados em lógica difusa mantêm a simplicidade apresentada pelos PIDs, tendo um considerável aumento na robustez do controlo, dado que conseguem lidar com sistemas lineares e não lineares onde há perturbações e variações inesperadas [24]. Neste âmbito, o controlador em lógica difusa mostra-se como uma solução interessante e que apresenta a estrutura representada em 2.13.

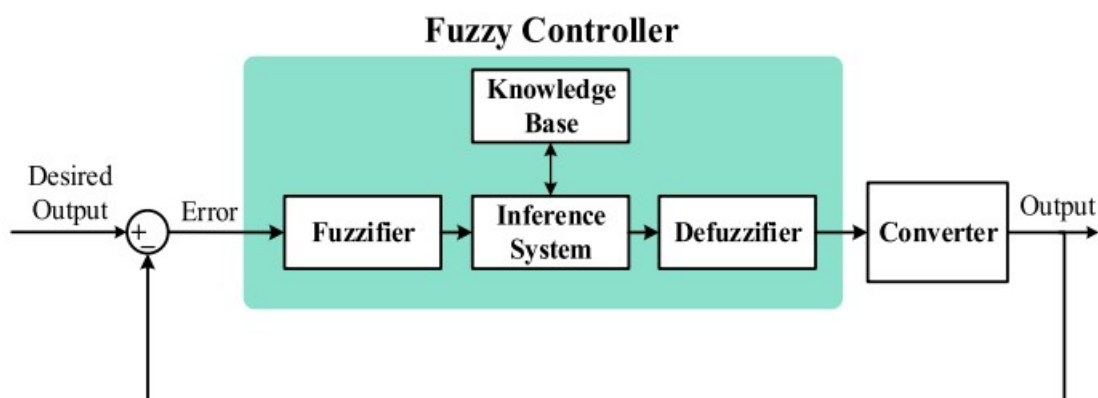


Figura 2.13: Estrutura de um controlador Fuzzy [16].

Este método de controlo opera sobre uma série de condições e regras que irão modificar variáveis qualitativas. O sinal de erro de entrada é "fuzzificado" de modo a que operações não lineares

possam ocorrer e, com a ajuda do conhecimento *a priori* definido nas regras, irá ser processado um sinal de resposta. Este sinal, presente na saída do sistema de inferência, será um conjunto difuso que terá de ser sujeito ao processo de "desfuzificação"[24].

De acordo com [16], este método de controlo apresenta as seguintes vantagens:

- Minimização do tempo de controlo
- Elevada capacidade de adaptação
- Resposta robusta
- Aplicabilidade a sistemas não lineares e variantes no tempo

2.4.3 Modelo Preditivo

O controlo em modelo preditivo (MPC) é um dos métodos de controlo avançado mais bem-sucedidos e populares. A ideia básica do MPC é prever o comportamento futuro do sistema tendo em conta um horizonte de tempo finito através do cálculo de uma entrada ideal do controlador que, garantindo a satisfação de determinadas restrições do sistema, minimize uma função de custo definida *a priori*. A entrada do controlador é calculada resolvendo a cada instante de amostragem um problema de controlo ótimo em malha aberta de horizonte finito; a primeira parte da trajetória de entrada ótima resultante é então aplicada ao sistema até o próximo instante de amostragem, no qual o horizonte é deslocado e todo o procedimento é repetido novamente [25]. O MPC é particularmente bem-sucedido devido à sua capacidade de incorporar explicitamente restrições de entrada e a implementação de estados fixos, bem como um critério de desempenho adequado no projeto do controlador [25].

Na figura 2.14 está representada uma estrutura geral deste tipo de controlador.

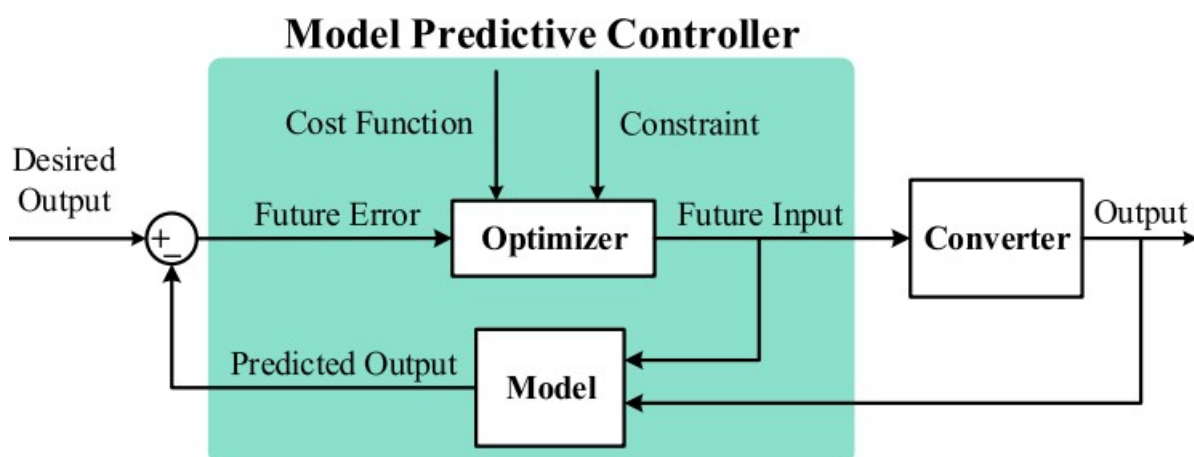


Figura 2.14: Estrutura de um controlador em modelo preditivo [16].

Este método de controlo apresenta uma rápida resposta dinâmica, um bom seguimento das referências e uma implementação simplificada tendo em conta a escolha de um microprocessador

poderoso. No entanto apresenta como principal desvantagem a limitação de modelar um conversor apenas de forma linear, ou seja, tal como o PID não considera possíveis perturbações a que o conversor está sujeito [16].

2.5 Definição do Sistema a Desenvolver

Feita a revisão do estado da arte de conversores CC/CC e dos seu métodos de controlo e modulação, é possível tornar como ponto de partida a definição da arquitetura do sistema a desenvolver. Desta forma, podemos começar por definir os requisitos que o sistema deva cumprir de modo a selecionar de antemão as tecnologias de hardware ou software que sejam as mais adequadas possível, passo fundamental para a obtenção de um bom trabalho na área da engenharia. Assim, os requisitos definidos foram os seguintes:

- Sistema deve ser leve e ocupar pouco espaço;
- Deve se ter em consideração a minimização das perdas do sistema;
- A transferência de potência deverá ser bidirecional;
- Ser capaz de utilizar múltiplas fontes de energia;
- O sistema deve ser capaz de operar em multiporto;
- Sistema robusto a perturbações externas.

Tendo estas premissas em conta, e segundo a análise realizada do estado da arte, a escolha do conversor ficou desde já limitada às topologias *Dual Active Bridge* e às suas variações *Half Bridge* devido à necessidade de operar em multiporto. Em virtude do reduzido número de interruptores e à flexibilidade de divisão de tensões nos seus portos de entrada-saída, a escolha recaiu para o conversor DHB.

Quanto à necessidade de múltiplas fontes de energia, e com base no estudo realizado sobre os vários sistemas de armazenamento, foi possível verificar que as baterias de iões de lítio, em conjunto com supercondensadores, são as que melhor se posicionam para a integração com o conversor DHB tendo em conta que o sistema terá como objetivo a operação no contexto automotivo, onde uma rápida resposta dinâmica e elevada densidade energética e de potência é necessária.

Tal como o hardware, correspondente ao conversor e sistemas de armazenamento de energia, também o método de modulação e controlo, desenvolvido em software, terá de ser escolhido tendo em conta a necessidade de operar em multiporto, análise que irá ser realizada nos próximos capítulos. Desta forma, o trabalho a desenvolver pode ser representado através da figura 2.15.

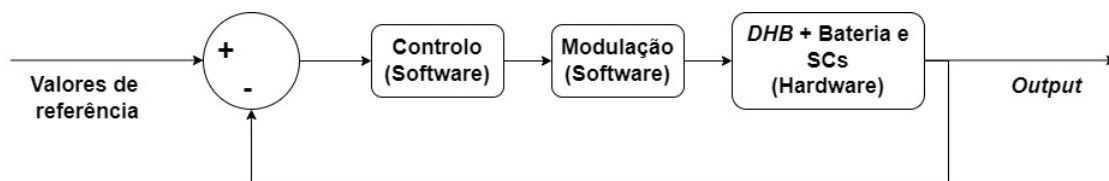


Figura 2.15: Arquitetura do sistema a desenvolver.

2.6 Conclusões

Neste capítulo, foi realizada uma revisão bibliográfica abrangendo todos os aspetos e áreas relacionadas à aplicação do sistema que se pretende obter no final desta dissertação. Foram abordados desde os conversores CC/CC bidirecionais e isolados até às metodologias de modulação e controlo associadas a estes sistemas.

Através do conhecimento adquirido durante esse processo de revisão, foi possível abordar o trabalho a ser realizado com maior objetividade, tendo sido fundamental para delinear o sistema a desenvolver e os requisitos que o mesmo terá de cumprir.

Foi assim possível identificar todos os componentes a serem considerados neste trabalho e determinar quais são os mais adequados tendo em conta a aplicação em questão.

Capítulo 3

Análise da Operação do Conversor DHB

Nesta dissertação foram desenvolvidos esforços no sentido de conjugar o melhor do mundo acadêmico e empresarial, pois além da necessidade de ser apresentada uma solução inovadora, espera-se um sistema de baixo custo e complexidade que aja de acordo com as necessidades. Por consequência, irá ser estudado e desenvolvido um controlador de um conversor CC-CC bidirecional isolado onde, para além da hibridização do sistema energético, o mesmo conversor deverá ser capaz de fornecer diferentes níveis de tensão nos seus múltiplos portos de saída. Desta forma, o conversor irá ser interligado entre um conjunto de baterias e supercondensadores, que irão alimentar múltiplas cargas presentes em qualquer um dos 4 portos.

Foi já definido no capítulo anterior, e depois da revisão bibliográfica, que o conversor com características mais interessantes para o sistema em questão será o *Dual half bridge*. Desta forma, este capítulo iniciará a análise do método de modulação que melhor se adequa aos objetivos deste trabalho. Posteriormente será realizada uma análise detalhada aos modos de operação do conversor *DHB*, tendo em conta o método de modelação escolhido, e será obtido um modelo matemático do conversor que será importante para a definição do controlador futuro.

3.1 Modulação do Sinal de Comando

A transferência de potência num conversor *DHB* é determinada pela diferença de fase no comando dos interruptores do lado primário e secundário. Como o *DHB* possui apenas uma meia ponte em cada lado do transformador, apenas o controlo de deslocamento de fase única (SPS) pode ser aplicado. No entanto, os ciclos de trabalho em ambos os lados podem ser variados independentemente, controlando a divisão da tensão presente nos portos de saída do conversor, podendo ser categorizados da seguinte forma:

- 1) **Operação homogénea** - O ciclo de trabalho dos interruptores primário e secundário é fixado em 0,5, o que dá origem a uma saída simétrica de tensão em ambos os lados.

2) **Operação heterogénea** - O ciclo de trabalho dos interruptores primário e secundário é diferente entre si, podendo se obter tensões assimétricas (caso diferentes de 0,5).

A literatura tem focado, principalmente pela simplicidade de implementação, em estratégias de modulação homogéneas. Estas têm apresentado cada vez mais limitações pelo que novas soluções mais abrangentes devem ser procuradas e estudadas [19]. Operações heterogéneas acrescentam complexidade e dificuldade na sua implementação mas aumentam a flexibilidade operacional do sistema, podendo originar melhorias significativas em relação a operações homogéneas, nomeadamente a capacidade de obter tensões assimétricas nos portos do conversor.

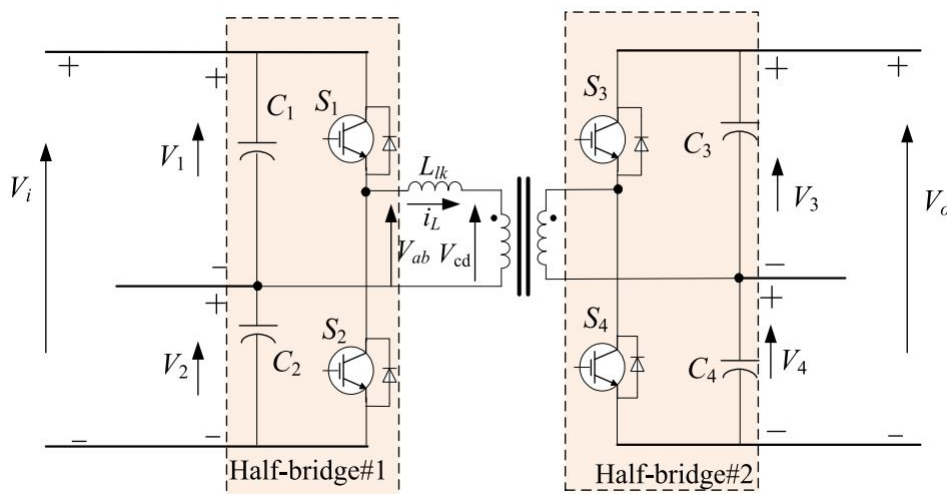


Figura 3.1: Estrutura do conversor a utilizar [19].

A utilização dos 3 graus de liberdade presentes no conversor, que correspondem ao deslocamento de fase entre as meias pontes e os seus respetivos *Duty Cycles*, permite a obtenção de um sistema de modulação com a capacidade de variar a tensão aplicada a cada porto de saída, simétrica ou assimétrica, por modificação das tensões de referência que o utilizador pretenda. Isto terá efeito direto nos ciclos de trabalho a aplicar nos interruptores presentes no primário e secundário. Além disso, devido ao controlo do deslocamento de fase, a colocação de cargas variáveis nos seus portos de saída irá proporcionar, com um correto dimensionamento do sistema de controlo, uma baixa variação de tensão.

Devido a todas estas características, e tendo em conta os requisitos que o sistema deve cumprir, o único método de modelação capaz de ser aplicado neste sistema é a modulação heterogénea-assimétrica.

De acordo com a figura 3.1, os *Duty Cycles* primário D_p e secundário D_s são definidos como o ciclo de funcionamento dos interruptores superiores S_1 e S_3 , respetivamente, e o rácio de deslocamento de fase D_ϕ é definido como o rácio do tempo entre a ascensão das formas de onda de acionamento do lado primário e das formas de onda de acionamento do lado secundário.

Em condições de regime permanente e assumindo o comportamento ideal do circuito (resistência nula nos enrolamentos do transformador, indutores e interruptores), o ciclo de trabalho nos

lados primário e secundário determinará o rácio na divisão de tensão nesses lados de acordo com as seguintes equações:

$$\begin{aligned} \frac{V_2}{V_1} &= D_p, & V_i &= V_1 + V_2 \\ \frac{V_4}{V_o} &= D_s, & V_o &= V_3 + V_4 \end{aligned} \quad (3.1)$$

Onde as tensões V_1, V_2, V_3, V_4, V_i e V_o são definidas como na figura 3.1.

Os três graus de liberdade permitem infinitas combinações de transferência de potência, tendo ainda a vantagem de proporcionar divisões de tensão flexíveis sem circuitos adicionais de divisão de tensão [19].

3.2 Modos de Operação

Tendo em conta que a modulação escolhida para controlar o conversor *Dual Half Bridge* foi uma modificação da *Single Phase Shift*, onde há também controlo sobre os *Duty cycles* do primário e do secundário, foi necessário realizar uma análise aos vários modos de operação que o conversor é capaz de apresentar, dependendo das relações entre estas 3 variáveis.

Dependendo dos valores de D_ϕ, D_p e D_s , todos os modos de um conversor DHB podem ser amplamente agrupados em seis categorias, listadas na tabela 3.1.

Tabela 3.1: Modos de operação do conversor. [19][26]

Modo	Relação D_ϕ, D_p e D_s
1	$D_\phi < D_p, D_\phi + D_s < D_p$
2	$D_\phi < D_p, D_p < D_\phi + D_s < 1$
3	$D_\phi < D_p, 1 < D_\phi + D_s < 1 + D_p$
4	$D_\phi > D_p, D_\phi + D_s < 1$
5	$D_\phi > D_p, 1 < D_\phi + D_s < 1 + D_p$
6	$D_\phi > D_p, D_s > D_p, D_\phi + D_s > 1 + D_p$

A utilização de uma configuração em meia ponte resulta em tensões retangulares V_{ab} e V_{cd} presentes aos terminais de cada lado do transformador, cujas magnitudes podem ser obtidas a partir da variação temporal das tensão em L_{lk} (indutância de fugas) e L_m (indutância de magnetização) [18].

A corrente no transformador i_L no instante onde um novo ciclo de trabalho é iniciado para os interruptores presentes no primário é designada de i_o , sendo as correntes nos três instantes seguintes de comutação sucessiva, onde a tensão aos terminais da indutância de fugas sofre alterações, designadas por i_1, i_2 e i_3 , respetivamente.

Na figura 3.2 é mostrado os sinais de comutação correspondentes e as principais formas de onda (tensão nos enrolamentos do transformador e corrente no indutor). O ciclo começa no limite de subida da tensão primária e os instantes de comutação ascendentes e descendentes restantes (denotados como t_1 , t_2 e t_3) dependem dos modos e encontram-se listados na tabela 3.2 de acordo com o ilustrado na figura abaixo, onde $n:1$ é a relação de espiras do transformador.

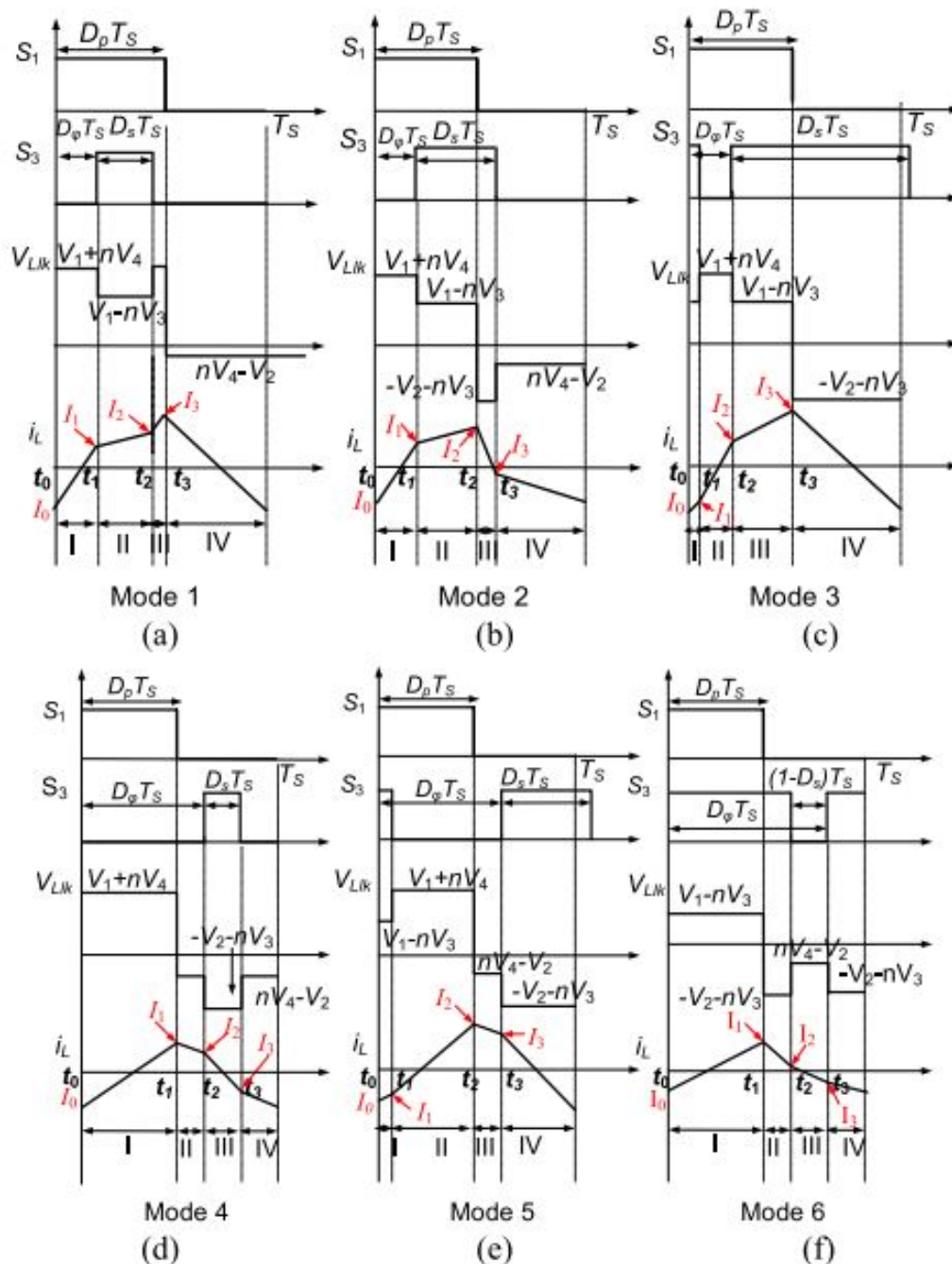


Figura 3.2: Sinais de comutação e formas de onda de tensão/corrente no indutor L_{ik} [19]. (a) Modo 1. (b) Modo 2. (c) Modo 3. (d) Modo 4. (e) Modo 5. (f) Modo 6.

Como é possível observar, os 6 modos de operação apresentam, para cada um deles, 4 estados relacionados com a variação da tensão aplicada no indutor. As temporizações associadas aos pontos críticos da variação entre os estados de um modo podem ser visualizadas por consulta da tabela 3.2.

Tabela 3.2: Temporização dos pontos críticos para diferentes modos.

Modo	t_1	t_2	t_3
1	$D_\varphi T_s$	$(D_\varphi + D_s)T_s$	$D_p T_s$
2	$D_\varphi T_s$	$D_p T_s$	$(D_\varphi + D_s)T_s$
3	$(D_\varphi - (1 - D_s))T_s$	$D_\varphi T_s$	$D_p T_s$
4	$D_p T_s$	D_φ	$(D_\varphi + D_s)T_s$
5	$(D_\varphi - (1 - D_s))T_s$	$D_p T_s$	$D_\varphi T_s$
6	$D_p T_s$	$(D_\varphi - (1 - D_s))T_s$	$D_\varphi T_s$

3.3 Transferência de Potência

A transferência de potência é conseguida através da aplicação de tensões de onda quadrada variáveis no tempo V_p e V_s à ligação CA, que contém o indutor e o transformador, através das meias pontes. Segundo a equação 3.2, para obtermos a característica de transferência de potência deste conversor DHB é necessário analisarmos a corrente que passa pelo indutor L_{ik} e a tensão aplicada à saída da meia ponte do lado primário.

$$P = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{ab} i_L dt \quad (3.2)$$

Por observação da figura 3.2, é possível expressar a corrente da bobina como [26]:

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{1}{L_{ik}} V_L t + I_{0L}, & \text{Estado I} \\ \frac{1}{L_{ik}} V_L (t - t_1) + I_{1L}, & \text{Estado II} \\ \frac{1}{L_{ik}} V_L (t - t_2) + I_{2L}, & \text{Estado III} \\ \frac{1}{L_{ik}} V_L (t - t_3) + I_{3L}, & \text{Estado IV} \end{cases} \quad (3.3)$$

Onde o valor da corrente na bobina aquando dos pontos críticos ($t_0 - t_3$) está representada, respetivamente, por I_{0p} até I_{3p} .

Assumindo que o circuito se encontra em estado estacionário e que a carga nos terminais dos portos está equilibrada, ou seja, não flui corrente pelo terminal central comum dos portos, então a corrente média $V_{L_{ik}}$ ao longo de um período de comutação é nula. Desta forma a seguinte equação é satisfeita:

$$\int_0^{T_s} i_L dt = \int_0^{t_1} i_L dt + \int_{t_1}^{t_2} i_L dt + \int_{t_2}^{t_3} i_L dt + \int_{t_3}^{T_s} i_L dt = 0 \quad (3.4)$$

Desta forma, a corrente nos pontos críticos pode ser expressa como [26]:

$$\begin{cases} i_{0L} = \frac{1}{L_{lk}} V_L t (T_s - t_3) + i_{3L}, \\ i_{1L} = \frac{1}{L_{lk}} V_L t_1 + i_{0L}, \\ i_{2L} = \frac{1}{L_{lk}} V_L t (t_2 - t_1) + i_{1L}, \\ i_{3L} = \frac{1}{L_{lk}} V_L t (t_3 - t_2) + i_{2L}, \end{cases} \quad (3.5)$$

Estando a corrente da bobina caracterizada, falta agora obter as expressões para a tensão de saída da primeira meia ponte V_{ab} . Por visualização da figura 3.2, é facilmente perceptível que esta não irá variar consoante a mudança de estados dentro do mesmo modo mas irá ser comandado pelas temporizações relativas aos 3 tipos de rácios de comando (D_ϕ , D_p e D_s).

Usando como exemplo o modo 1, e tendo em consideração a relação entre tensões descrita em 3.1, V_{ab} irá assim variar da seguinte forma:

$$V_{ab}(t) = \begin{cases} V_i(1 - D_p), & 0 - t_3 \\ V_i D_p & t_3 - T_s \end{cases} \quad (3.6)$$

Podemos agora expandir a equação 3.2, obtendo a expressão da transferência de potência do primário para o secundário tendo em conta as temporizações críticas:

$$P = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_1} V_{ab} i_{0L} dt + \int_{t_1}^{t_2} V_{ab} i_{1L} dt + \int_{t_2}^{t_3} V_{ab} i_{2L} dt + \int_{t_3}^{T_s} V_{ab} i_{3L} dt \right) \quad (3.7)$$

Combinando a tensão V_L e V_{ab} , com as expressões obtidas para a corrente 3.3 e 3.5, a expressão da potência irá depender do modo de operação que o conversor se encontra.

Essa expressão, segundo [26], pode ser obtida da seguinte forma:

$$P = \frac{K_{\text{modo}} n V_i V_o}{2 f_s L_{lk}} \quad (3.8)$$

onde K varia consoante o modo.

$$K = \begin{cases} (-1 + D_p) D_s (D_p - D_s - 2D_\phi), & \text{modo 1} \\ D_p^2 (-1 + D_s) - D_\phi^2 - D_p (-1 + D_s) (D_s + 2D_\phi), & \text{modo 2} \\ (-1 + D_p) (-1 + D_s) (1 + D_p - D_s - 2D_\phi), & \text{modo 3} \\ D_p D_s (1 + D_p - D_s - 2D_\phi), & \text{modo 4} \\ (1 - D_p) D_s^2 + (-1 + D_p) D_s (2 + D_p - 2D_\phi) + (-1 + D_\phi)^2, & \text{modo 5} \\ D_p (-1 + D_s) (2 + D_p - D_s - 2D_\phi), & \text{modo 6} \end{cases} \quad (3.9)$$

3.3.1 Sentido da Transferência de Potência

O sentido da transferência de potência depende da relação entre o deslocamento de fase e o ciclo de funcionamento dos interruptores. Analisando a expressão 3.8, para os vários modos de operação, conclui-se que a transferência máxima de potência (definida como 1 p.u.) ocorre nos modos 2 e 5 quando $D_p = D_s = 0,5$ e $D_\phi = 0,25$ ou $0,75$, respectivamente, de modo que $K = \frac{1}{16}$. Desta forma podemos obter a potência máxima geral do sistema, que será:

$$P_{\max} = \frac{nV_iV_o}{32f_sL_{lk}} \quad (3.10)$$

De forma a ilustrar a variação, quer em sentido como em magnitude, da transferência de potência do conversor modulado com 3 graus de liberdade foram retirados gráficos de [26] que, com respeito à equação 3.8, demonstram a transferência de potência do sistema em relação aos *Duty Cycles* D_p e D_s quando aplicados diferentes valores discretos de deslocamento de fase D_ϕ .

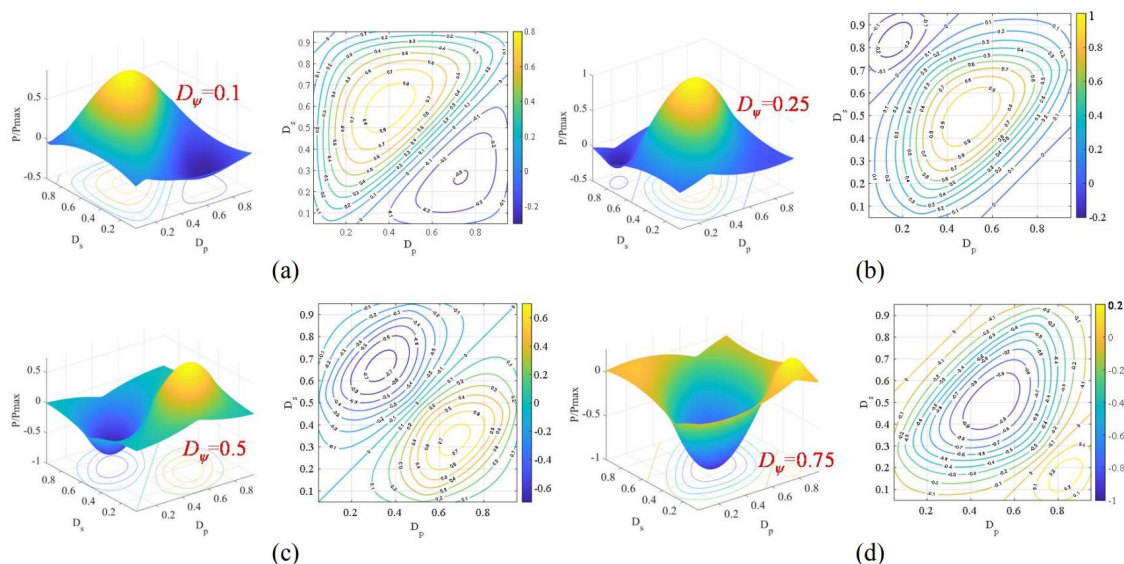


Figura 3.3: Transferência de potência do sistema a D_ϕ diferentes [26].

Por observação da figura 3.3, o gráfico correspondente a $D_\phi = 0.1$ demonstra que a transferência máxima de potência ocorre quando $D_s = 0,6$ e $D_p = 0,4$, além de que a maioria das combinações de ciclos de funcionamento primário/secundário para este valor de D_ϕ corresponde a uma transferência de potência positiva, ou seja, do primário para o secundário.

Quando $D_\phi > 0,5$, o circuito funciona maioritariamente com uma transferência de potência inversa (do secundário para o primário), apresentando uma simetria com outros pontos de funcionamento. Esta simetria existe perante $D_\phi = 0,5$, comportamento verificado pelos gráficos relativos a (b) e (d), correspondentes a um deslocamento de fase de $0,25$ e $0,75$, serem simétricos pelo plano $D_p D_s$ (são espelhados). Também se pode observar que a transferência de potência máxima global em módulo, correspondente à equação 3.10, ocorre nas configurações (b) e (d) quando os ciclos de funcionamento primário e secundário são $0,5$.

O gráfico relativo a c), onde $D_\phi = 0.5$, apresenta uma simetria no eixo $D_p = D_s$, demonstrando uma condição particularmente interessante. Para qualquer relação de *Duty Cycles* onde $D_p > D_s$, a transferência de potência ocorre no sentido positivo. Pelo contrário, se estes se relacionarem de forma a que $D_p < D_s$, a transferência de potência ocorre no sentido inverso. Para $D_p = D_s$, a transferência de potência é nula.

3.4 Modelação Matemática

Após analisar o funcionamento do conversor a nível de modos de operação, de acordo com o método de modelação escolhido, e realizada uma análise à sua capacidade de transferência de potência, é importante fazer a modulação matemática do conversor de maneira a ser capaz de projetar o controlador do mesmo, tendo como objetivo a operação em malha fechada onde irá regular, essencialmente, as tensões nos seus portos de saída.

Devido à natureza CA da corrente do transformador, o comportamento do conversor deverá passar por um modelo completo de média de espaço de estados [27]. Posteriormente, uma análise ao comportamento em pequeno sinal deverá ser efetuado, de forma a obtermos os ganhos do sistema e a resposta em frequência do mesmo. Tendo estes modelos desenvolvidos, é possível verificar a estabilidade do sistema e a sua resposta em transitórios, tanto em rapidez como em *overshoot*.

Na figura 3.4 encontra-se representado um circuito simplificado de um conversor *DHB* que foi utilizado por [19] para a realização desta análise.

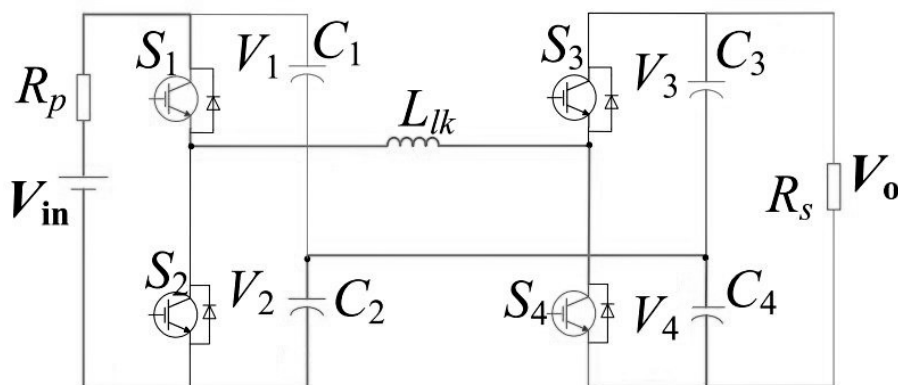


Figura 3.4: Circuito utilizado para a análise teórica [19].

Segundo [19], e de forma a simplificar a obtenção de um modelo de espaços de estados, é assumido que os condensadores presentes nos portos do lado primário e secundário têm a mesma capacidade. Desta forma $C1=C2$, sendo representados por C_p , enquanto $C3=C4$ será representado por C_s .

$$S_p = \begin{cases} 1, & [t_0, t_2] \\ 0, & [t_2, T_s] \end{cases}, \quad S_s = \begin{cases} 1, & [t_1, t_2] \cup [t_2, t_3] \\ 0, & [t_0, t_1] \cup [t_3, T_s] \end{cases} \quad (3.11)$$

Tendo em conta a função de comutação dos interruptores acima, conjugado com a análise realizada por [19] a nível da resposta dinâmica do conversor nos 4 estados tendo como referencia o modo 2, é possível obter as equações de estado generalizadas das variáveis de estado, que serão as tensões dos portos que se tem como objetivo controlar.

Estas equações estão representadas a seguir, sendo o ponto de partida para o desenvolvimento do modelo de média do espaço de estados.

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = -\frac{1}{R_p C_p} v_1 - \frac{1}{R_p C_p} v_2 + \frac{1}{R_p C_p} v_i - \frac{S_p}{C_p} i_L \\ \dot{v}_2 = -\frac{1}{R_p C_p} v_1 - \frac{1}{R_p C_p} v_2 + \frac{1}{R_p C_p} v_i - \frac{1-S_p}{C_p} i_L \\ \dot{v}_3 = -\frac{1}{R_s C_s} v_3 - \frac{1}{R_s C_s} v_4 + \frac{S_s}{C_s} i_L \\ \dot{v}_4 = -\frac{1}{R_s C_s} v_3 - \frac{1}{R_s C_s} v_4 + \frac{1-S_s}{C_s} i_L \end{cases} \quad (3.12)$$

3.4.1 Modelo de Média do Espaço de Estados

De modo a obtermos o modelo de espaço de estados da forma

$$\dot{x} = A_{avg} x + B_{avg} u \quad (3.13)$$

irá ser necessário reformular 3.12 da seguinte forma:

- Assumir que os condensadores presentes nos portos do conversor (C_p e C_s) são de uma capacidade suficientemente elevada, o que leva a que as variáveis de estado não variem durante um período de comutação, podendo ser consideradas constantes;
- É assumido que a corrente de magnetização do transformador é bastante superior, em módulo, à corrente de fugas do mesmo. Desta maneira, podemos ignorar o efeito da corrente de magnetização na restante análise.

Desta forma, irá ser obtido [19]:

$$\begin{cases} \dot{v}_{1avg} = -\frac{1}{R_p C_p} v_{1avg} - \frac{1}{R_p C_p} v_{2avg} + \frac{1}{R_p C_p} v_i - \frac{1}{C_p} \frac{i_{Lavg1} t_1 + i_{Lavg2} (t_2 - t_1)}{T_s} \\ \dot{v}_{2avg} = -\frac{1}{R_p C_p} v_{1avg} - \frac{1}{R_p C_p} v_{2avg} + \frac{1}{R_p C_p} v_i + \frac{1}{C_p} \frac{i_{Lavg3} (t_3 - t_2) + i_{Lavg4} (T_s - t_3)}{T_s} \\ \dot{v}_{3avg} = -\frac{1}{R_s C_s} v_{3avg} - \frac{1}{R_s C_s} v_{4avg} + \frac{1}{C_s} \frac{i_{Lavg2} (t_2 - t_1) + i_{Lavg3} (t_3 - t_2)}{T_s} \\ \dot{v}_{4avg} = -\frac{1}{R_s C_s} v_{3avg} - \frac{1}{R_s C_s} v_{4avg} + \frac{1}{C_s} \frac{i_{Lavg1} t_1 + i_{Lavg4} (T_s - t_1)}{T_s} \end{cases} \quad (3.14)$$

Tendo em conta a análise realizada à corrente do indutor i_L feita na secção 3.3, foi obtida uma caracterização da corrente i_{Lavg} para os 4 estados [19]. A expressão 3.15 é assim relativa à corrente i_L , que se apresenta como função das variáveis de controlo D_p , D_s e D_ϕ e das tensões presentes aos terminais dos condensadores V_1 - V_4 .

$$\begin{cases} i_{Lavg1} = \frac{D_p^2(V_1+V_2) - D_p(1+D_s+D_\phi)(V_1+V_2) + D_s(V_2+nV_3) + D_\phi(V_1+V_2 - D(V_3+V_4))}{2L_{ik}f_s} \\ i_{Lavg2} = \frac{D_p^2(V_1+V_2) + D_s(V_2+nV_3) - D_p(V_2+(D_s+D_\phi)(V_1+V_2)+nV_3) + D_\phi(V_1+V_2 - n(-1+D_s)(V_3+V_4))}{2L_{ik}f_s} \\ i_{Lavg3} = \frac{D_p^2(V_1+V_2) - D_p((-1+D_s+D_\phi)V_1 + (D_s+D_\phi)V_2 + nV_3) - D(-1+D_s)(V_3+V_4)}{2L_{ik}f_s} \\ i_{Lavg4} = \frac{D_p^2(V_1+V_2) - D_p(D_s+D_\phi)(V_1+V_2) - D_sD(V_3+V_4)}{2L_{ik}f_s} \end{cases} \quad (3.15)$$

Considerando $x = [v_{1avg}, v_{2avg}, v_{3avg}, v_{4avg}]$ como o vetor das variáveis de estado do modelo em 3.15, podemos reduzir o tamanho deste vetor dado que as 4 variáveis presentes são interdependentes e, tendo em consideração a relação entre tensões nos portos presente em 3.1, o valor médio das tensões nas partes inferiores das 2 meias pontes pode ser expressada como:

$$v_{2avg} = \frac{D_p}{1-D_p} v_{1avg}, \quad v_{4avg} = \frac{D_s}{1-D_s} v_{3avg} \quad (3.16)$$

A substituição de 3.15 em 3.14 irá originar um modelo de espaço de estados onde irão existir 4 variáveis de estado. A consideração da relação presente em 3.16 permite reduzir este modelo para 2 variáveis de estado, sendo elas as tensões médias dos condensadores inferiores v_2 e v_4 . O modelo de média de espaços de estado para o modo de operação 2 foi assim obtido, estando representado em 3.17 [19].

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{2avg} \\ \dot{v}_{4avg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_p D_p R_p} & -\frac{(-1+D_p)(D_p-D_s-2D_\phi)nT_s}{2C_p L_{ik}} \\ \frac{(-1+D_p)D_s(D_p-D_s-2D_\phi)T_s}{2C_p D_p L_{ik}} & -\frac{n}{C_s D_s R_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{2avg} \\ v_{4avg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_p R_p} \\ 0 \end{bmatrix} v_i \quad (3.17)$$

Neste modelo, as 3 variáveis independentes (D_p , D_s e D) são assumidas como constantes. Isso não nos permite obter o comportamento do conversor para perturbações nessas variáveis e, dado que o controlador a ser desenvolvido irá funcionar em malha fechada, torna-se imperativo realizar uma análise em pequeno sinal de forma a obtermos uma base sólida para o futuro dimensionamento do controlador.

3.4.2 Modelo de Pequenos Sinais

Utilizando o modelo 3.17, podemos rearranja-lo de forma a obter

$$\begin{cases} \dot{v}_{2avg} = A_{11}v_{2avg} + A_{12}v_{4avg} + \frac{1}{C_p T_s} v_i \\ \dot{v}_{4avg} = A_{21}v_{2avg} + A_{22}v_{4avg} \end{cases} \quad (3.18)$$

Onde A_{11} , A_{12} , A_{21} e A_{22} são os elementos da matriz A de 3.17 segundo 3.13. Como é observável, todos estes elementos são dependentes de D_p , D_s e D_ϕ .

Introduzindo perturbações de pequeno sinal à volta do ponto de operação nominal em 3.18, e considerando:

- Δv_2 e Δv_4 como variáveis de estado;
- Δv_i , ΔD_p , ΔD_s e ΔD_φ como entradas;
- Δv_o como saída.

Então obtemos [19]:

$$\begin{cases} \dot{\Delta v}_2 = A_{11}\Delta v_2 + A_{12}\Delta v_4 + \left(\frac{\partial A_{11}}{\partial D_p}V_2 + \frac{\partial A_{12}}{\partial D_p}V_4\right)\Delta D_p + \left(\frac{\partial A_{11}}{\partial D_s}V_2 + \frac{\partial A_{12}}{\partial D_s}V_4\right)\Delta D_s \\ \quad + \left(\frac{\partial A_{11}}{\partial D_\varphi}V_2 + \frac{\partial A_{12}}{\partial D_\varphi}V_4\right)\Delta D_\varphi + \frac{1}{C_p R_p}\Delta v_i \\ \dot{\Delta v}_4 = A_{21}\Delta v_2 + A_{22}\Delta v_4 + \left(\frac{\partial A_{21}}{\partial D_p}V_2 + \frac{\partial A_{22}}{\partial D_p}V_4\right)\Delta D_p + \left(\frac{\partial A_{21}}{\partial D_s}V_2 + \frac{\partial A_{22}}{\partial D_s}V_4\right)\Delta D_s \\ \quad + \left(\frac{\partial A_{21}}{\partial D_\varphi}V_2 + \frac{\partial A_{22}}{\partial D_\varphi}V_4\right)\Delta D_\varphi \end{cases} \quad (3.19)$$

Desta forma podemos obter o modelo linearizado em pequeno sinal do sistema por reformulação de 3.19 como:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta v}_2 \\ \dot{\Delta v}_4 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \Delta v_2 \\ \Delta v_4 \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} \Delta v_i \\ \Delta D_p \\ \Delta D_s \\ \Delta D_\varphi \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\Delta v_o = C \begin{bmatrix} \Delta v_2 \\ \Delta v_4 \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} \Delta v_i \\ \Delta D_p \\ \Delta D_s \\ \Delta D_\varphi \end{bmatrix}$$

Onde as matrizes A, B, C e D correspondem a [19]:

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} \frac{1}{R_p C_p} & \frac{\partial A_{11}}{\partial D_p}V_2 + \frac{\partial A_{12}}{\partial D_p}V_4 & \frac{\partial A_{11}}{\partial D_s}V_2 + \frac{\partial A_{12}}{\partial D_s}V_4 & \frac{\partial A_{11}}{\partial D_\varphi}V_2 + \frac{\partial A_{12}}{\partial D_\varphi}V_4 \\ 0 & \frac{\partial A_{21}}{\partial D_p}V_2 + \frac{\partial A_{22}}{\partial D_p}V_4 & \frac{\partial A_{21}}{\partial D_s}V_2 + \frac{\partial A_{22}}{\partial D_s}V_4 & \frac{\partial A_{21}}{\partial D_\varphi}V_2 + \frac{\partial A_{22}}{\partial D_\varphi}V_4 \end{bmatrix} \\ C &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{D_s} \end{bmatrix} \\ D &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{V_4}{D_s^2} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Como observável, dado que o elemento B_{21} é nulo, então é expectável que a a variação da tensão de entrada V_i não tenha um efeito direto em V_4 . Se for ligada uma fonte de tensão à saída V_o , é óbvio que a variação da tensão de entrada V_i não afetará as tensões de saída V_o e V_4 .

Quando uma carga resistiva é ligada à saída e a tensão de entrada V_i varia, V_2 (tensão através do condensador C_2) varia em conformidade com o D_p aplicado. Assim, o efeito da variação de V_i em V_4 está presente no elemento A_{21} pois mesmo não variando diretamente, V_i tem efeito em V_2 , propagando-se a V_4 [19].

Nesta análise, foi até aqui ignorada a existência de uma corrente inicial no indutor. No entanto, é sabido que esta existe e que depende do modo de operação que o conversor se encontra.

Como podemos observar em 3.22, onde está representada a matriz B do modelo de pequenos sinais do DHB no modo 2, foi acrescentada por [19] a corrente inicial do indutor i_0 dada a importância da mesma na definição da tensão de saída, nomeadamente o seu efeito na tensão V_4 . Assim, Δi_o torna-se mais uma entrada do sistema, reformulando a matriz B para uma dimensão de 2x5 e a matriz de entrada u para 5x1. Desta maneira, obtemos um modelo mais completo e fidedigno para representar o conversor em tal modo de operação.

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_p C_p} & \frac{2L_{ik}V_2 + D_p^2(1-2D_p + D_s + 2D_\phi)nR_p T_s V_4}{2C_p D_p^2 L_{ik} R_p} & \frac{(-1+D_p)nT_s V_4}{2C_p L_{ik}} & \frac{(-1+D_p)nT_s V_4}{C_p L_{ik}} & 0 \\ 0 & \frac{D_s(D_p^2 - D_s - 2D_\phi)T_s V_2}{2C_s D_p^2 L_{ik}} & \frac{(-1+D_p)(D_p - 2(D_s + D_\phi))T_s V_2}{D_p L_{ik}} + \frac{2nV_4}{D_s^2 R_s} & -\frac{(-1+D_p)D_s T_s V_2}{C_s D_p L_{ik}} & -\frac{1}{C_s} \end{bmatrix}$$

$$u = \begin{bmatrix} \Delta v_i & \Delta D_p & \Delta D_s & \Delta D_\phi & \Delta i_o \end{bmatrix}^T \quad (3.22)$$

Com base no modelo de pequenos sinais desenvolvido até aqui, tendo em conta 3.21 e a integração da corrente inicial, a função de transferência de entrada-saída pode ser expressa como 3.23 onde I é a matriz identidade [19].

$$\Delta y = C(sI - A)^{-1} B u \quad (3.23)$$

Enquanto que a matriz controlo-entrada pode ser obtida por:

$$x = (sI - A)^{-1} B u \quad (3.24)$$

Substituindo 3.22 em 3.23, e considerando a função de transferência 3.24, a matriz controlo-saída pode ser formulada como [19]:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_2 \\ \Delta v_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TF_1 & G_1 & G_2 & G_3 & TF_2 \\ TF_3 & G_4 & G_5 & G_6 & TF_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_i \\ \Delta D_p \\ \Delta D_s \\ \Delta D_\phi \\ \Delta i_o \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

As funções de transferência G_1 - G_6 são utilizadas para projetar o controlador de forma a permitir que o conversor cumpra as especificações de regulação de carga e de resposta transitória.

Ignorando as perturbações das outras entradas, as funções de transferência controlo-saída G_1 , G_5 e G_6 são particularmente interessantes para o estudo da sua dinâmica, pois será a partir destas funções que se poderá projetar os respetivos controladores, neste caso, G_1 para a tensão primária V_2 , G_5 tensão secundária V_4 e G_6 para tensão total de saída V_o . Estas relações estão representadas em 3.26.

$$\frac{\Delta v_2}{\Delta D_p} = G_1, \quad \frac{\Delta v_4}{\Delta D_s} = G_5, \quad \frac{\Delta v_o}{\Delta D_\phi} = G_6 \quad (3.26)$$

Uma vez que a tensão de saída V_o e a tensão V_4 têm a relação já conhecida:

$$V_o = \frac{V_4}{D_s} \quad (3.27)$$

Então da sua linearização, utilizando as matrizes C e D, obtém-se:

$$\Delta v_o = \frac{\Delta v_4}{D_s} - \frac{V_4}{D_s^2} \Delta D_s \quad (3.28)$$

Substituindo 3.27 em 3.28:

$$\Delta v_o = \frac{\Delta v_4}{D_s} - \frac{V_4}{D_s^2 G_5} \Delta v_4 \quad (3.29)$$

Desta forma, é possível obter a função de transferência entre o sinal de controlo D_ϕ e a tensão de saída V_o , tal como:

$$G_{v_o D_\phi} = \frac{\Delta v_o}{\Delta D_\phi} = \frac{\Delta v_o}{\Delta v_4} \frac{\Delta v_4}{\Delta D_\phi} = G_6 \left(\frac{1}{D_s} - \frac{V_4}{D_s^2 G_5} \right) \quad (3.30)$$

As funções de transferências controlo-saída correspondente aos 6 modos, de acordo com [19], estão presentes no anexo A.

3.5 Conclusões

É analisada a capacidade do conversor *Dual Half Bridge* trabalhar como conversor multiporto, sendo capaz de teoricamente apresentar tensões assimétricas aos seus portos. Tendo isto em conta, foi analisado um método de modulação que permita o comportamento descrito, sendo apresentados os modos de operação que o mesmo impõem ao conversor. Tal modulação é baseada em 3 graus de liberdade, onde D_p e D_s controlam os ciclos de comando de cada lado do transformador (primário e secundário, respetivamente), sendo ainda aplicado um deslocamento de fase D_ϕ a estes sinais.

Um modelo de média do espaço de estados e de pequenos sinais é obtido do conversor a funcionar com este método de modulação, servindo de base para o desenho do controlador e análise da estabilidade do mesmo nos próximos capítulos.

Capítulo 4

Simulação do Conversor em Malha Aberta

De forma a garantir que o conversor opera segundo a análise teórica até aqui realizada, foi necessário verificar o seu comportamento através de várias simulações recorrendo ao software *PowerSIM*.

O circuito, representado em 4.1, é composto por supercondensadores nos 4 portos de saída, um transformador com indutâncias de magnetização e de fugas, que permite isolamento galvânico entre o primário e o secundário, e mosfets como interruptores de potência. Os semicondutores foram assumidos como ideais.

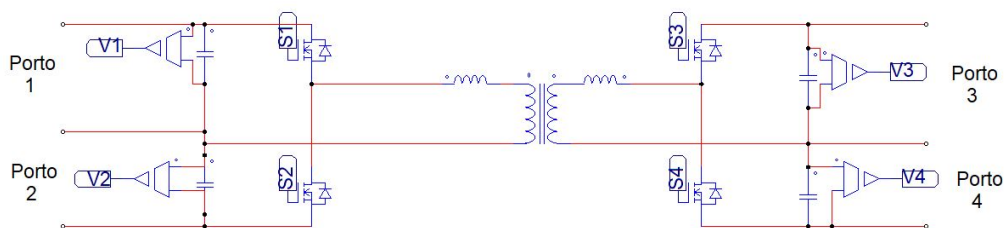


Figura 4.1: Circuito de potência utilizado nas simulações do presente capítulo

Para os componentes passivos, todos os supercondensadores presentes no sistema irão apresentar 1mF de capacidade, tendo como principal função garantir uma tensão mais estável nos portos de saída mas também para suprimir as desvantagens da bateria, que posteriormente irá ser ligada a um dos portos.

Depois de uma pesquisa de mercado, foram obtidos alguns valores para as indutâncias do transformador, tendo em conta uma frequência de comutação de 100kHz, pelo que as indutância de fugas foram definida como 4.5uH e as de magnetização como 200uH, estando as mesma repartida de forma igual em cada lado do transformador, que apresenta uma razão de transformação de 1:1.

4.1 Implementação da Modulação

O comando dos interruptores será realizado a uma frequência de 100kHz (f_s) e deverá ser modulado utilizando os 3 graus de liberdade do conversor. É assim necessário obter uma forma de onda do sinal de comando a aplicar no lado primário do conversor modificando apenas o *Duty Cycle* conforme D_p , enquanto que no secundário o sinal de comando deverá ser modificado segundo o D_s e segundo o deslocamento de fase D_ϕ .

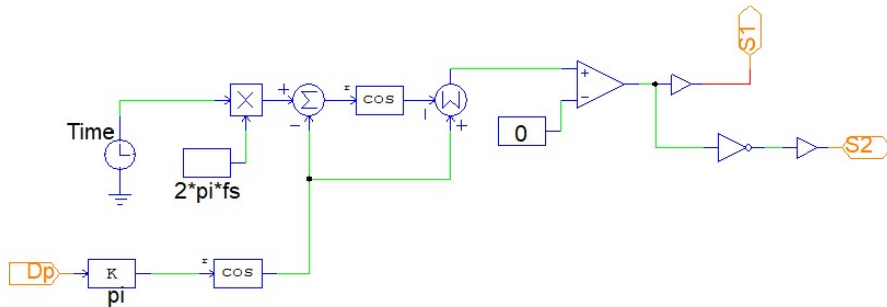


Figura 4.2: Esquema de modulação do sinal de comando dos interruptores primários

De forma a obter o sinal a aplicar no primário é gerado um sinal sinusoidal de frequência f_s e amplitude de 1 a -1 onde, consoante D_p , é acrescentado um sinal CC à senoide. Desta forma, para $D_p > 0.5$ a onda sinusoidal irá se deslocar em amplitude no sentido positivo de forma a que o intervalo de tempo em que o sinal obtido é superior a 0 seja equivalente a $\frac{D_p}{f_s}$. Caso $D_p < 0.5$ o deslocamento será feito no sentido negativo. De seguida, é necessário retificar o deslocamento de fase que a adição do sinal CC gerou. O esquema aplicado para obtenção do sinal de comando dos interruptores do lado primário baseado em D_p está representado em 4.2.

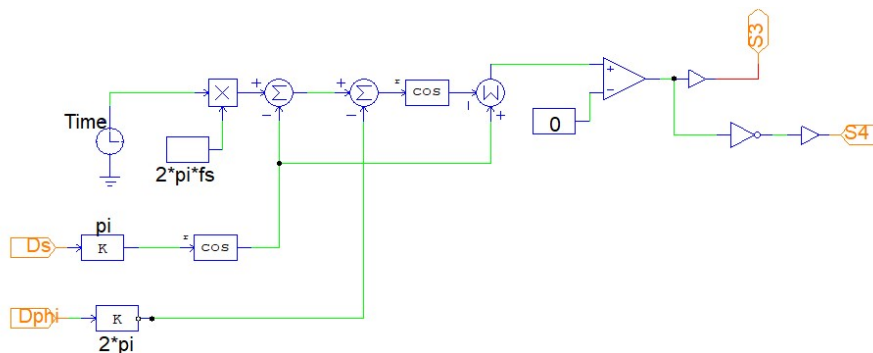


Figura 4.3: Esquema de modulação do sinal de comando dos interruptores secundários

De forma equivalente, o mesmo processo será realizado para a obtenção do sinal de comando no secundário do transformador modulado com D_s . No entanto, teremos ainda de acrescentar o deslocamento de fase entre os 2 lados do transformador. Tornando o sinal de comando primário como referência de fase, será apenas necessário modificar o sinal de comando secundário. Desta forma, ao sinal sinusoidal obtido após a integração de uma componente CC e da respetiva correção

de fase, ações que permitiram a obtenção de um sinal modulado consoante o ciclo de comandos definido por D_s , é necessário deslocá-lo temporalmente na razão $D_\phi f_s$.

O esquema de modulação para os interruptores do lado secundário do transformador, que utilizam D_s e D_ϕ para obtenção do sinal de comando a ser aplicado, está presente em 4.3.

Considerando a aplicação de um $D_p = 0.6$, $D_s = 0.2$ e $D_\phi = 0.3$ no esquema de modulação desenvolvido, podemos visualizar através da figura 4.5 os resultados obtidos relativamente aos sinais de comando dos interruptores superiores S_1 (primário) e S_3 (secundário). Na figura 4.4 são apresentadas as formas de onda sinusoidais obtidas na implementação da modulação utilizada, ou seja, antes de estas serem comparadas com 0 e se transformarem nos sinais de comando de 4.5.

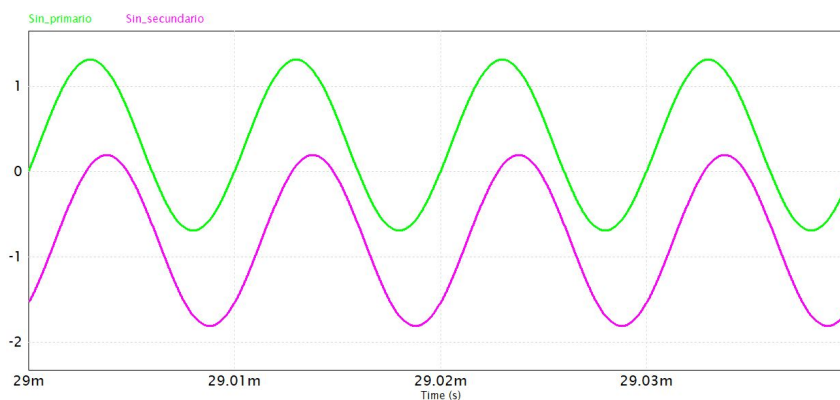


Figura 4.4: Ondas sinusoidais moduladas por D_p , D_s e D_ϕ

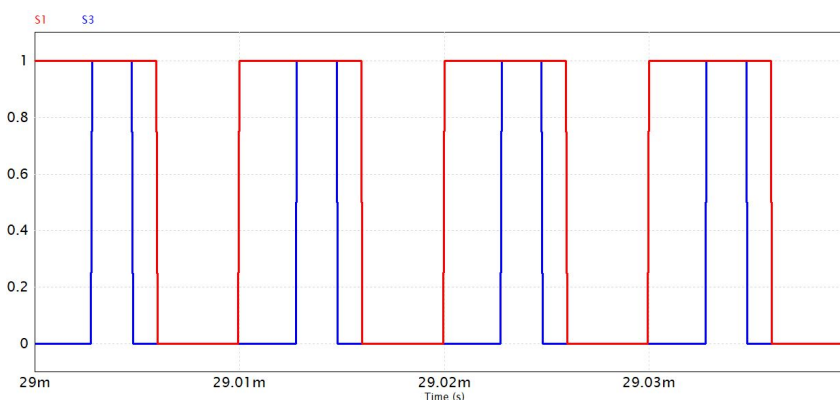


Figura 4.5: Sinal de comando aplicado aos interruptores

4.2 Verificação da Operação Multiporto

Até agora a análise realizada ao conversor, nomeadamente a sua caracterização dinâmica e definição de modos de operação, foi sempre tido em conta a existência de uma tensão fixa V_i , aplicada no primário, englobando os portos 1 e 2, e a medição de uma tensão de saída V_o , que engloba os portos 3 e 4 através da resistência de saída R_s .

Esta configuração, presente na imagem 3.4, permitiu a análise e modelação matemática do conversor perante as 3 variáveis de controlo, mas é efetivamente uma configuração diferente da de 4 portos demonstrada na figura 4.1. Podemos até considerar tal configuração como de apenas 2 portos (um de entrada, com a bateria, e outro de saída, com a carga resistiva).

Torna-se assim importante validar a capacidade de operação do conversor como multiporto. Desta maneira, serão realizadas diversas simulações onde os 4 portos de saída serão configurados de maneiras distintas, de modo a perceber a existência de limitações nas diversas configurações simuladas e se os modos de operação existentes respeitam as considerações e análises realizadas anteriormente neste documento.

Foram definidas 4 configurações de teste, presentes na figura abaixo.

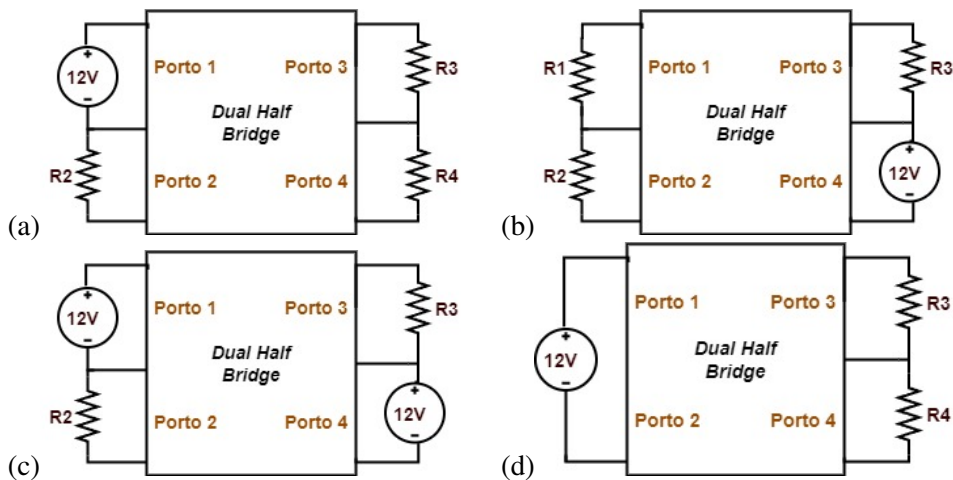


Figura 4.6: Configurações aplicadas para teste do sistema

Dado que o objetivo é analisar as diferentes configurações do conversor como multiporto, não é necessário termos em consideração uma comparação entre os diferentes modos de operação, pois os mesmos apenas irão afetar o comportamento em tensão dos portos, nomeadamente a divisão de tensão no primário, a divisão de tensão no secundário, e a tensão de saída V_o . Desta forma, o conversor irá estar sempre a operar no modo 2 com os respetivos *Duty cycles* $D_p = 0.6$, $D_s = 0.7$ e deslocamento de fase $D_\phi = 0.1$.

4.2.1 Configuração a: 1 Fonte no Primário - 3 Cargas

Para testar o comportamento do conversor quando aplicada a configuração referente a 4.6 a), foram utilizados os seguintes elementos:

- Porto 1: Bateria de 12V;
- Porto 2 e 3: Cargas resistivas fixas de 20 e 30 Ω ;
- Porto 4: Carga resistiva variável. De valor inicial 15 Ω , sobe para 30 Ω aos 0.25 segundos.

O resultado da simulação, presente em 4.7, demonstra um comportamento dentro do esperado, validando a capacidade de operar o conversor com múltiplas cargas nos seus portos com valores de tensões diferentes diferentes entre si.

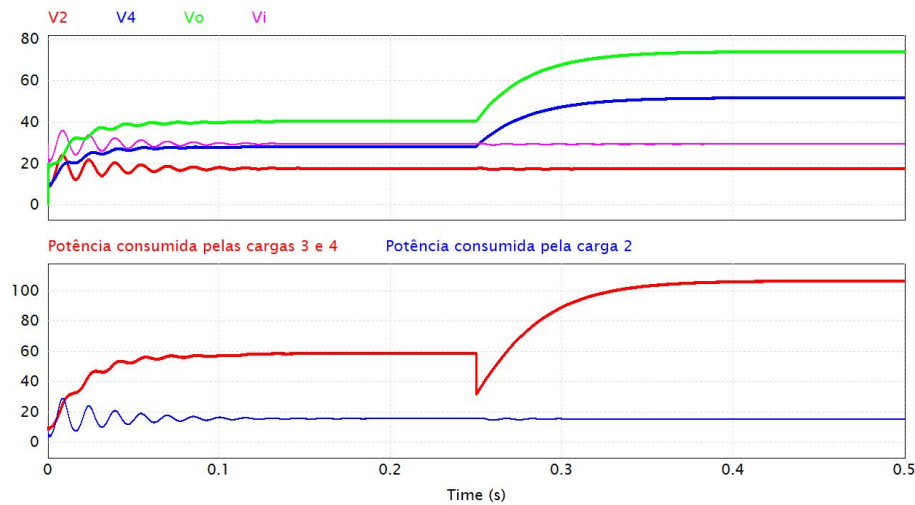


Figura 4.7: Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (a)

Tendo sido aplicados 12V no porto 1 é expectável, segundo a equação 3.1, obter 30V como tensão de entrada V_i .

$$V_i = \frac{V_1}{1 - D_p} = \frac{12}{1 - 0.6} = 30 \quad (4.1)$$

Dado que o valor de D_p , D_s e D_ϕ é conhecido, podemos calcular a transferência de potência teórica, de acordo com a análise realizada na secção 3.3, começando pela obtenção da variável K_{mode} que será, neste caso, respetiva ao modo 2:

$$\begin{aligned} K_{mode2} &= D_p^2(-1 + D_s) - D_\phi^2 - D_p(-1 + D_s)(D_s + 2D_\phi) \\ &= (0.6^2 * (-1 + 0.7) - 0.1^2 - 0.6 * (-1 + 0.7) * (0.7 + 2 * 0.1)) \\ &= 0.044 \end{aligned} \quad (4.2)$$

Pela simulação obtemos valores de V_o diferentes consoante a carga. Da análise realizada era de esperar que o valor de potência transferida a qualquer carga, com o D_p , D_s e D_ϕ aplicado, fosse de 0.7 pu relativamente à potência máxima possível de transferir (presente no gráfico 3.3 a)). Assim, será necessário calcular o valor teórico para a transferência de potência nos 2 momentos, tendo em conta as duas tensões de saída obtidas, e verificar se em ambos os casos o rácio de potência em relação à potência máxima transferível se mantém constante. A potência obtida por simulação

deverá também estar de acordo com o valor obtido numericamente. Desta forma, e sabendo que V_o terá os seguintes valores:

$$V_o = \begin{cases} 40.8V, & \text{para } t < 0.25s \\ 74.4V, & \text{para } t > 0.25s \end{cases} \quad (4.3)$$

A transferência de potência, obtida de forma numérica, terá o valor de:

$$P = \frac{K_{\text{modo}} n V_i V_o}{2 f_s L_{\text{ik}}} \begin{cases} = 59.8W, & \text{para } t < 0.25s \\ = 109.1W, & \text{para } t > 0.25s \end{cases} \quad (4.4)$$

Desde já, por observação do gráfico relativo à potência 4.7 obtido por medição da mesmo nos portos de saída do lado secundário 3 e 4, veremos que os valores numéricos estão em linha com os obtidos por simulação, apresentando um erro relativo abaixo dos 2%.

Desta forma, e tendo em conta as tensões V_i e V_o obtidas, a transferência de potência máxima será:

$$P_{\text{max}} = \frac{n V_i V_o}{32 f_s L_{\text{ik}}} \begin{cases} = 85.0W, & \text{para } t < 0.25s \\ = 155.0W, & \text{para } t > 0.25s \end{cases} \quad (4.5)$$

Podemos assim calcular o rácio da potência transferida, de modo a conferir se está de acordo com a análise anterior:

$$P(\text{pu}) = \frac{P_{\text{medida}}}{P_{\text{max}}} \begin{cases} = 0.7 \text{ pu}, & \text{para } t < 0.25s \\ = 0.7 \text{ pu}, & \text{para } t > 0.25s \end{cases} \quad (4.6)$$

Como podemos ver, o rácio de transferência de potência não só se mantém constante como tem o valor de 0,7, tal como presente no gráfico da análise teórica 3.3 a). Este resultado é bastante importante pois, dado que a análise em potência foi realizada sem a consideração de portos semi-independentes e com tensões assimétricas, está verificado que a existência dos mesmos não afeta de forma inesperada o comportamento em potência.

A tensão V_o também é dividida pelos portos 2 e 3 de forma coerente com o rácio definido em D_s , onde $V_4 = V_o D_s$ e $V_3 = V_o - V_4$.

Podemos assim concluir que este teste de operação multiporto teve bastante sucesso e utilidade, onde o comportamento do sistema corroborou por inteiro a análise até agora realizada além de mostrar que conseguimos, com apenas uma fonte de energia aplicada num porto do conversor, ter 3 tensões semi-independentes assimétricas entre si e com capacidade de regulação.

4.2.2 Configuração b: 1 Fontes no Secundário - 3 Cargas

Para testar o comportamento do conversor quando aplicada a configuração referente a 4.6 b), foram utilizados os seguintes elementos:

- Porto 1 e 3: Cargas resistivas fixas de 20 e 5 Ω ;
- Porto 2: Carga resistiva variável. De valor inicial 15 Ω , sobe para 30 Ω aos 0.25 segundos.
- Porto 4: Bateria de 12V;

O resultado da simulação, presente na figura 4.8, demonstra um péssimo comportamento do conversor, não havendo capacidade de manter qualquer valor de tensão nos seus portos (fora a do porto 4 imposta pela fonte). Tendo em conta a combinação de valores de *Duty Cycles* e deslocamento de fase aplicada, já tínhamos confirmado na simulação anterior que a transferência de potência seria no sentido positivo (que está definida como do primário para o secundário).

Dado que a única fonte de potência se encontra num dos portos do lado secundário, e a transferência de potência só pode correr no sentido positivo, então não existirá qualquer transferência de potência para o primário, o que se traduz em tensão nula nos portos do mesmo. Dado que a carga presente no mesmo lado do transformador onde se encontra a fonte de potência não tem qualquer influência nestas análises, V_o terá de respeitar a tensão V_4 e o rácio D_s , o que efetivamente acontece. Desta maneira, o comportamento obtido do conversor está de acordo com o esperado.

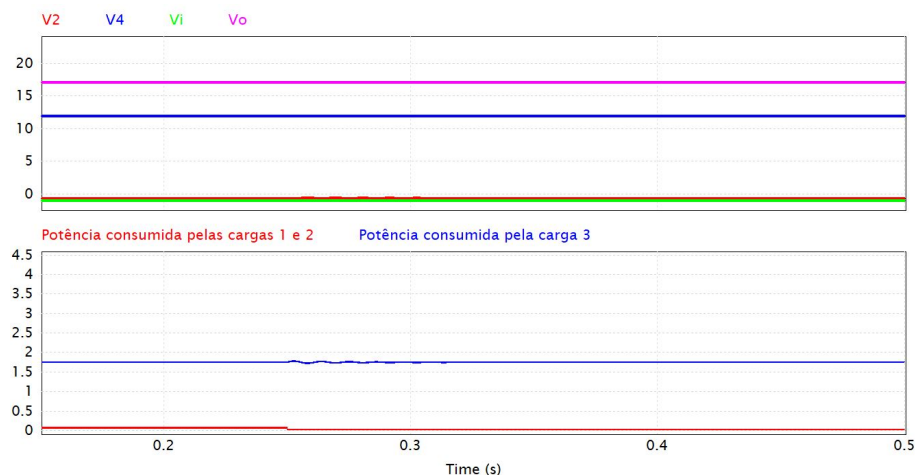


Figura 4.8: Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (b)

A termo comparativo, para a mesma configuração mas com um D_ϕ que imponha transferência de potência negativa (do secundário para o primário) foi obtido a seguinte resposta:

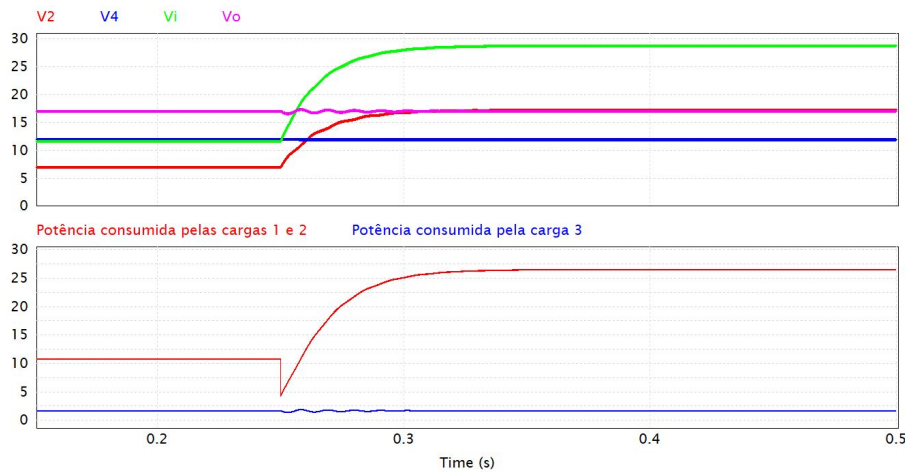


Figura 4.9: Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (b), sendo aplicado um $D_\phi = 0.75$

Como podemos ver, a bidirecionalidade do conversor é comprovada pelo trânsito de potência no sentido do lado primário, apresentando já tensões não nulas nos portos 1 e 2.

Dado que a bateria se encontra agora no lado do secundário, a tensão que definimos como V_o será fixa, respeitando a relação imposta por D_s e V_4 , tendo o valor de 17.1V tal como podemos visualizar no gráfico .

Desta forma, será agora a tensão definida como V_i que estará dependente do valor de D_ϕ , tendo em conta o trânsito de potência imposto pela mesma variável de controlo. Assim, e sabendo que V_i terá os seguintes valores:

$$V_i = \begin{cases} 12V, & \text{para } t < 0.25s \\ 28.5V, & \text{para } t > 0.25s \end{cases} \quad (4.7)$$

Podemos calcular, como feito para a configuração a), a potência teórica e rácio de potência.

Dado estarmos presente uma configuração diferente e a atuar num modo de operação também diferente, a verificação dos resultados obtidos é importante, não só de mais uma vez validar a análise anterior, mas também de demonstrar que a mesma é válida para um leque maior de configurações do sistema.

Tendo sido aplicado um D_ϕ de 0.75, o circuito está a operar num modo diferente à configuração anterior, mais concretamente no modo 5. Sendo assim, a análise de potência difere da anterior da seguinte maneira:

$$\begin{aligned} K_{mode5} &= (1 - D_p)D_s^2 + (-1 + D_p)D_s(2 + D_p - 2D_\phi) + (-1 + D_\phi)^2 \\ &= 0.0495 \end{aligned} \quad (4.8)$$

A transferência de potência, obtida de forma numérica, terá o valor de:

$$P = \frac{K_{\text{modo5}} n V_i V_o}{2 f_s L_{ik}} \begin{cases} = -11.3W, & \text{para } t < 0.25s \\ = -26.8W, & \text{para } t > 0.25s \end{cases} \quad (4.9)$$

Desta forma, e tendo em conta as tensões V_i e V_o obtidas, a transferência de potência máxima será:

$$P_{\text{max}} = \frac{n V_i V_o}{32 f_s L_{ik}} \begin{cases} = 14.2W, & \text{para } t < 0.25s \\ = 33.8W, & \text{para } t > 0.25s \end{cases} \quad (4.10)$$

Que se traduz num rácio da potência transferida:

$$P(\text{pu}) = \frac{P_{\text{medida}}}{P_{\text{max}}} \begin{cases} = -0.79\text{pu}, & \text{para } t < 0.25s \\ = -0.79\text{pu}, & \text{para } t > 0.25s \end{cases} \quad (4.11)$$

De acordo com o gráfico obtido da análise teórica 3.3 d), o rácio para este ponto de funcionamento seria de aproximadamente -0.8 pu, tendo-se verificado através da obtenção de -0.79 pu. Assim, mais uma vez, os resultados obtidos corroboram com a análise realizada e estão em linha com o esperado. Além disso, a bidirecionalidade do sistema foi testada, verificando-se que tal irá depender principalmente do D_ϕ aplicado.

4.2.3 Configuração c: 2 Fontes - 2 Cargas

Para testar o comportamento do conversor quando aplicada a configuração referente a 4.6 c), foram utilizados os seguintes elementos:

- Porto 1 e 4: Bateria de 12V;
- Porto 2: Carga resistiva variável. De valor inicial 5 Ω , sobe para 15 Ω aos 0.25 segundos.
- Porto 3: Carga resistiva fixa de 10 Ω ;

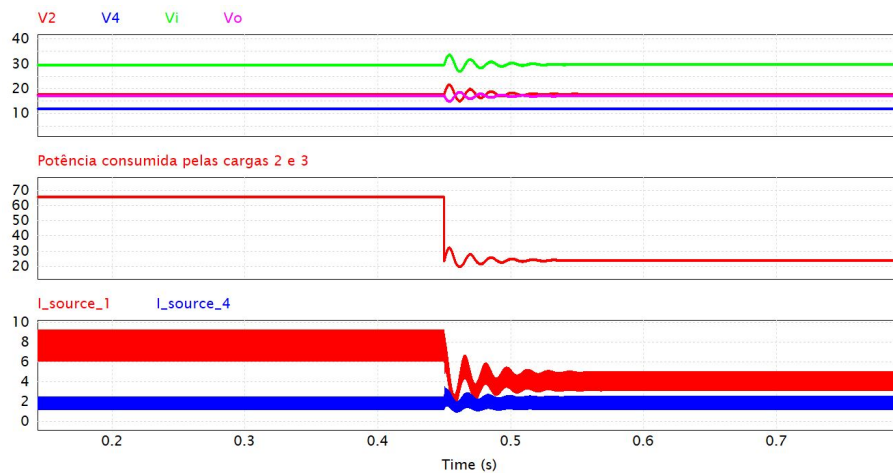


Figura 4.10: Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (c)

O resultado da simulação, presente em 4.10, demonstra um comportamento em tensão independente de D_ϕ , como era de esperar ao se aplicar uma bateria de cada lado do transformador. Assim, V_2 irá apenas ser controlado via D_p e pela fonte presente em V_1 enquanto que a saída V_3 estará dependente unicamente da relação D_s e V_4 , ou seja, independentemente do D_ϕ aplicado estas tensões irão se manter constantes. Dado termos 2 fontes, cada fonte irá fornecer potências distintas, tendo em conta as tensões obtidas V_i e V_o e o deslocamento de fase D_ϕ , não apresentando também qualquer limitação em termos de transferência de potência. Tal configuração não irá mais ser explorada dado ser bastante particular, tendo modos de operação diferentes, não atendendo aos objetivos deste trabalho.

4.2.4 Configuração d: 1 Fonte no Primário - 2 Cargas

Finalmente no último teste, de modo a verificar o comportamento do conversor quando aplicada a configuração referente a 4.6 d), foram utilizados os seguintes elementos:

- Não existe divisão de portos no primário, sendo aplicada uma bateria de 12V aos terminais da *Half bridge*;
- Porto 3: Carga resistiva fixa de 30Ω ;
- Porto 4: Carga resistiva variável. De valor inicial 15Ω , sobe para 30Ω aos 0.5 segundos.

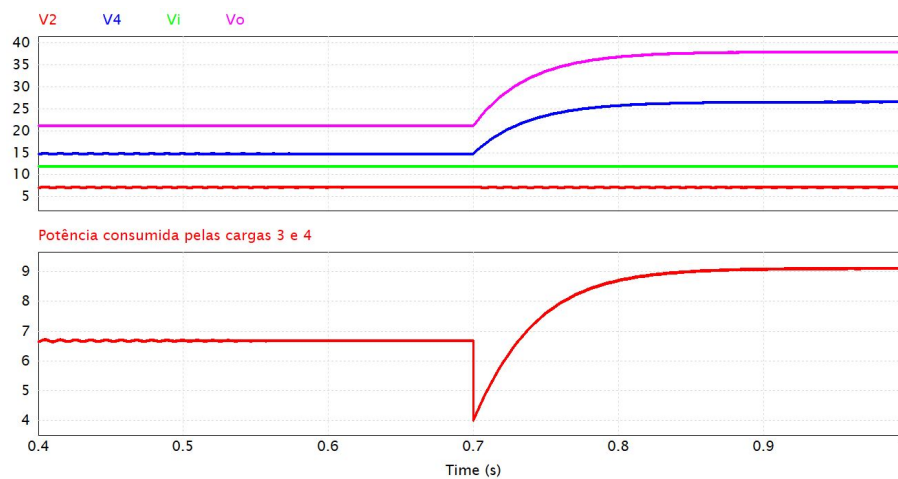


Figura 4.11: Comportamento em potência e tensão do conversor perante a configuração (d)

A configuração simulada, ao contrario das anteriores em que usávamos todos os 4 portos do conversor, pode ser considerada como de apenas 3 portos.

Como podemos visualizar em 4.11, a divisão de tensões tanto no primário como no secundário segue os rácios D_p e D_s . Quanto à transferência de potência, foi realizada exatamente a mesma análise feita na configuração a), tendo sido obtido o mesmo rácio de 0.7 pu em relação à potência máxima transferível.

Desta forma, e dado terem sido obtidos resultados consistentes entre as configurações de teste, foi provada a capacidade de divisão de tensão e de transferência de potência realizada no capítulo 3, mostrando que o *DHB* é capaz de operação multiporto com tensões assimétricas, quando controlado pelos 3 graus de liberdade D_p , D_s e D_φ .

4.3 Validação do Modelo de Pequenos Sinais

Tendo definido um modelo matemático em pequeno sinal para o comportamento do conversor *DHB*, é necessário verificar que efetivamente a análise realizada e o modelo obtido caracterizam efetivamente o conversor.

Através das expressões das funções de transferência controle-saída presentes no anexo A é possível obter os gráficos de Bode, tanto em magnitude como em fase, de modo a percebermos o comportamento da tensão de saída do conversor em frequência, aquando de perturbações na variável de controlo (neste caso D_φ).

Foram escolhidos os modos 1 e 4 para obtenção dos gráficos de Bode através da expressão analítica por *Matlab* e da simulação do circuito por *PowerSIM*. Assim, os valores das variáveis que modelam os sinais de comando (D_p , D_s e D_φ) a utilizar nos 2 modos terão de ser fixadas. Tendo em conta as relações que moldam os modos, foram definidos os seguintes valores das variáveis de controlo:

- Modo 1: $D_p = 0.6$, $D_s = 0.2$ $D_\varphi = 0.28$;
- Modo 4: $D_p = 0.6$, $D_s = 0.2$ $D_\varphi = 0.65$;

Como podemos observar em 4.12, os gráficos de Bode correspondentes às funções de transferência em malha aberta $G_{v o D_\varphi}$ dos modos 1 e 4 foram obtidos, pelo que pela sua visualização é perceptível a existência de 2 comportamentos distintos entre os modos. Para o modo 1, a função de transferência apresenta ganho positivo enquanto que para o modo 4 ganho negativo, demonstrado pelo ângulo de fase inicial de 180° . Uma análise mais detalhada será realizada a estas curvas de Bode mais à frente deste documento, em específico no dimensionamento do controlador.

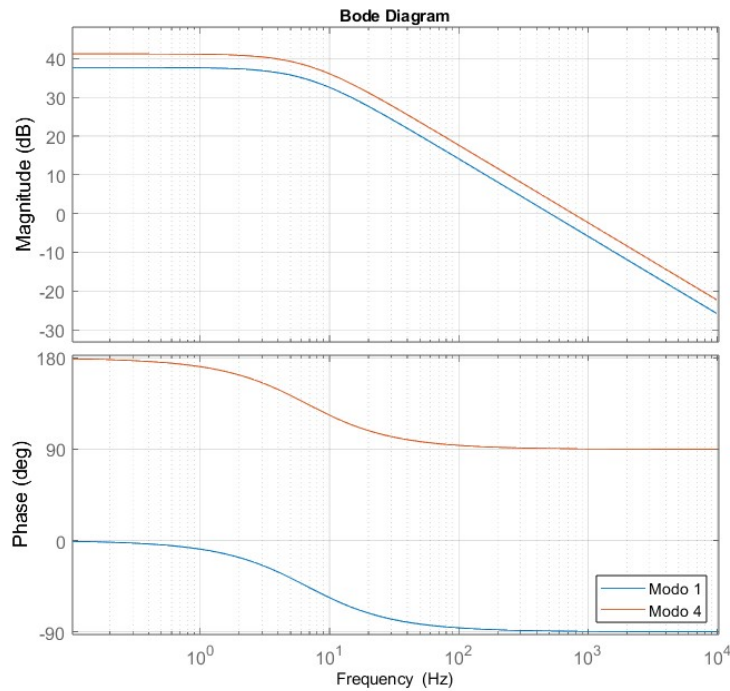


Figura 4.12: Diagrama de bode da função $G_{v_o D\phi}$ para os modos 1 e 4

Tal como acima, e para efeitos comparativos, foi simulado e obtida a resposta em frequência da função de transferência $G_{D\phi V_o}$ para os modos 1 e 4 através da ferramenta *AC Sweep* do *PowerSIM*. A perturbação na variável de controlo $D\phi$ teve a amplitude de 0.01 e alcance em frequência de 0.1Hz a 10kHz. Foram simulados 100 pontos, distribuídos linearmente segundo a escala logarítmica.

Ao diagrama de Bode obtido por simulação do sistema, onde foi aplicado ao conversor a configuração utilizada em 4.6 a), foi feita a sua comparação em relação aos resultados obtidos analiticamente via *Matlab*, tendo sido obtidas as curvas de magnitude e frequência representadas em 4.13.

Como é possível visualizar, as funções de transferência $G_{v_o D\phi}$ obtidas na secção 3.4 estão em conformidade com o diagrama de Bode obtido por simulação do sistema no *PowerSIM*, principalmente a baixas frequências. O diagrama começa a divergir e demonstra instabilidade a altas frequências, devido principalmente a efeitos associados à comutação dos interruptores [19], no entanto o diagrama de Bode teórico acompanha bastante bem o obtido por simulação.

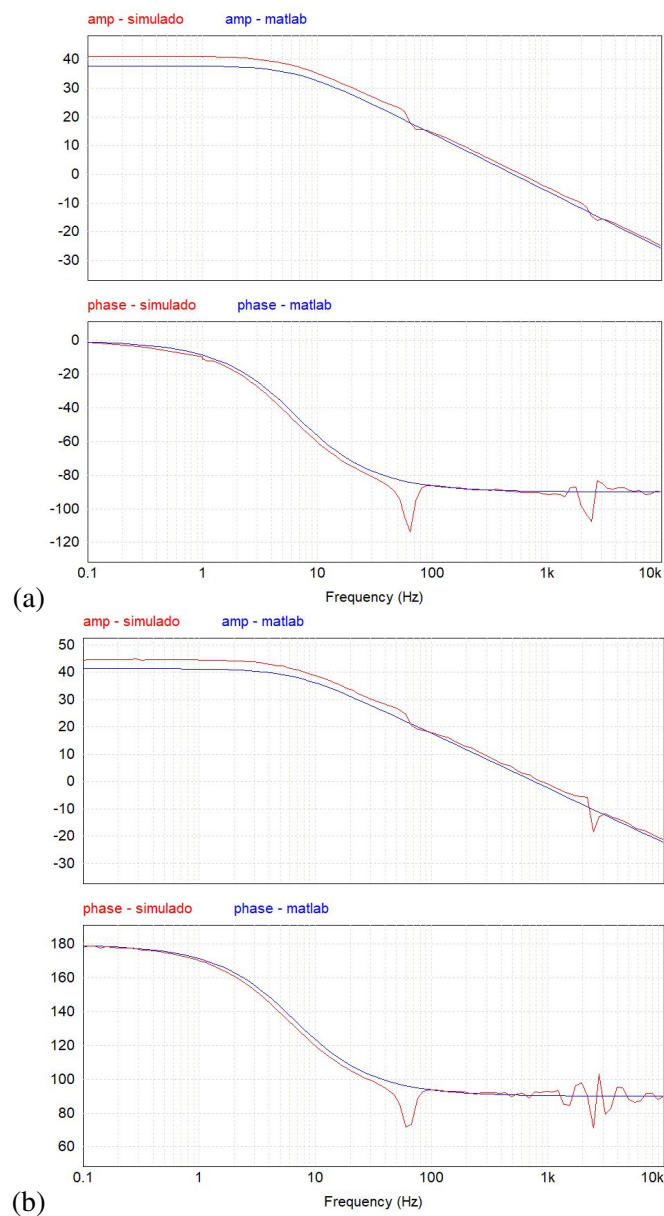


Figura 4.13: Comparação dos diagramas obtidos por simulação e analiticamente
(a) Modo 1 (b) Modo 4

Desta forma, e apesar de alguma oscilação a altas frequências e de um comportamento inesperado aos 65Hz, o modelo de pequenos sinais teórico foi considerado validado, podendo ser usado para o dimensionamento do controlador, apenas sendo necessário limitar a banda de operação do controlador de modo a ignorar perturbações de alta frequência.

4.4 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas diversas simulações realizadas ao sistema em malha aberta, de forma a aferir a capacidade de operação multiporto e as diferentes configurações passíveis de

serem aplicadas no mesmo.

Nas diversas configurações, os resultados obtidos por simulação foram cautelosamente verificados e comparados com a resposta esperada tendo em conta a análise teórica realizada no capítulo anterior. Isto permitiu confirmar que a análise exposta na secção 3 relativamente ao trânsito de potências e à divisão de tensões se encontrava correta.

Foi também desenvolvido o esquema de modulação a aplicar, onde através da manipulação de ondas sinusoidais por acrescento de tensões de *offset* e deslocamentos temporais, conseguimos obter sinais de comando modulados por D_p , D_s e D_φ .

Finalmente, foi validado o modelo de pequenos sinais obtido analiticamente através da comparação dos diagramas de Bode correspondentes às funções $G_{v_o D\varphi}$ dos modos 1 e 4 com os obtidos através da simulação do circuito de potência, apresentando um comportamento bastante similar.

Capítulo 5

Projeto do Controlador

O presente capítulo visa expor todo o trabalho desenvolvido na obtenção do controlador do sistema, apresentando as conclusões e resultados obtidos.

Primeiramente irá ser apresentada a metodologia de controle a aplicar, onde serão discutidas as variáveis a controlar e qual o método de controle a utilizar. Seguidamente, o controlador irá ser dimensionado tendo em conta as características do sistema em termos de resposta transitória e comportamento em potência.

Finalmente o sistema em malha fechada, com o controlador dimensionado, irá ser testado através de simulações onde o sistema variará cargas e tensões de referência, de modo a verificar a robustez do controlador desenvolvido.

5.1 Metodologia de Controle

O conversor irá ter de ser capaz de controlar, de forma independente, a divisão de tensões nos portos do lado primário e secundário do transformador, além de controlar a tensão de saída V_o . Desta forma, e dada a existência de uma tensão proveniente de uma bateria num porto do conversor, irá haver 3 variáveis de entrada que determinarão as divisões de tensão de cada lado do transformador (D_p e D_s) e a tensão final do lado oposto do transformador (D_ϕ), em relação à fonte de potência presente no circuito. Assim, 3 malhas de controle para controlar as 3 variáveis são recomendadas.

Considerando que a bateria se encontra fixada no porto 1 e são aplicadas cargas resistivas nos restantes portos, durante uma variação de carga no porto 2 é expectável que a bateria consiga cumprir com a demanda de potência, ou seja, não haverá qualquer variação na transferência de potência a ocorrer do lado secundário para o primário, logo a tensão V_o não se altera não havendo qualquer necessidade de redefinir o deslocamento de fase.

Tal comportamento é confirmado pela simulação presente em [5.1](#).

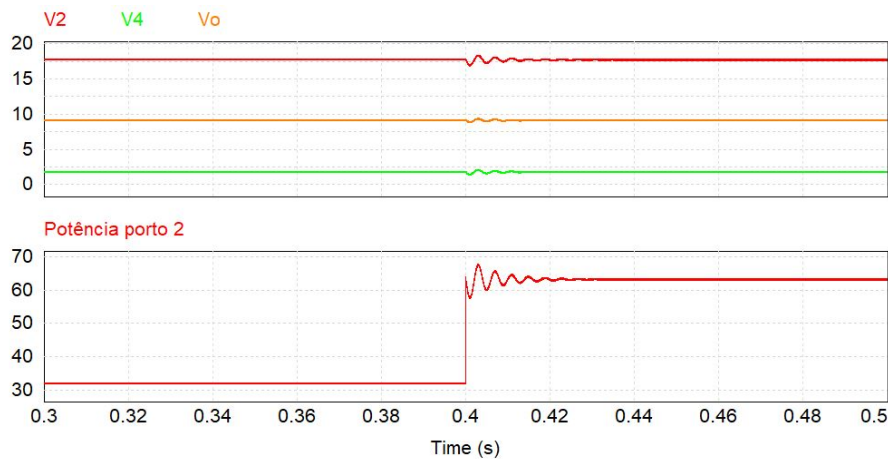


Figura 5.1: Efeito da variação de carga no porto adjacente à bateria

No entanto, caso a variação de carga ocorra nos restantes portos (3 e 4), o D_ϕ terá de ser redefinido de forma a impedir a variação de V_o e consequentemente garantir a transferência de potência necessária.

Desta forma, e pressupondo a obtenção de uma resposta rápida e estável da malha de controlo D_ϕ , a divisão de tensão nos portos associados a V_o apenas precisa de cumprir com o rácio definido entre as tensões de referência previamente escolhidas, não necessitando de alterar D_s . Da mesma maneira, para a divisão de tensões associadas a V_i , D_p poderá ser fixo. Assim, um único controlador pode ser aplicado.

Para as restantes análises e simulações realizadas, foi fixado o circuito de potência a utilizar, correspondendo este à configuração (a) da figura 4.6. A escolha desta configuração é devida à elevada flexibilidade do sistema, sendo esperada a capacidade de fixar tensões assimétricas em 3 portos do conversor apenas com o uso de uma bateria e capacidade de transferência bidirecional de potência. Assim, foi utilizado o seguinte esquema de potência:

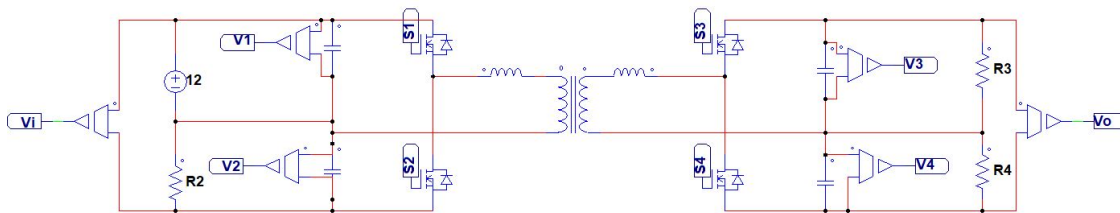


Figura 5.2: Andar de potência do conversor Dual Half Bridge no Powersim

5.1.1 Controlo de V_o

Este controlador será responsável por comparar a tensão V_o com a referência definida, gerando um erro de tensão que terá de ser corrigido de forma a permitir o funcionamento no ponto de operação escolhido. Desta forma, e dado que o controlador a projetar apenas necessita de seguir

uma referência de tensão, a utilização de um controlador PI (proporcional-integral) é adequada, havendo no entanto a necessidade de garantir que o mesmo forneça uma boa resposta dinâmica. Na figura 5.3, encontra-se o esquema de controlo até agora descrito.

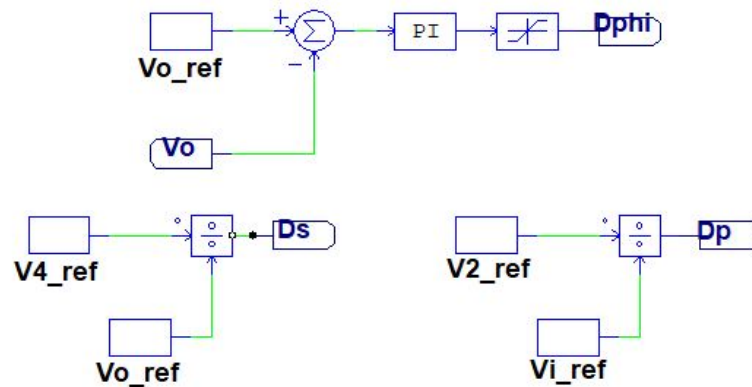


Figura 5.3: Esquema de controlo considerando apenas a regulação de V_o

De modo a obter um controlador ótimo para o sistema em questão, partiu-se do modelo em pequenos sinais desenvolvido na secção 3.4. Os diagramas de Bode das funções de transferência controlo-saída para todos os 6 modos de operação estão presentes na figura 5.4, onde a saída corresponde a V_o e a variável de controlo a $D\phi$.

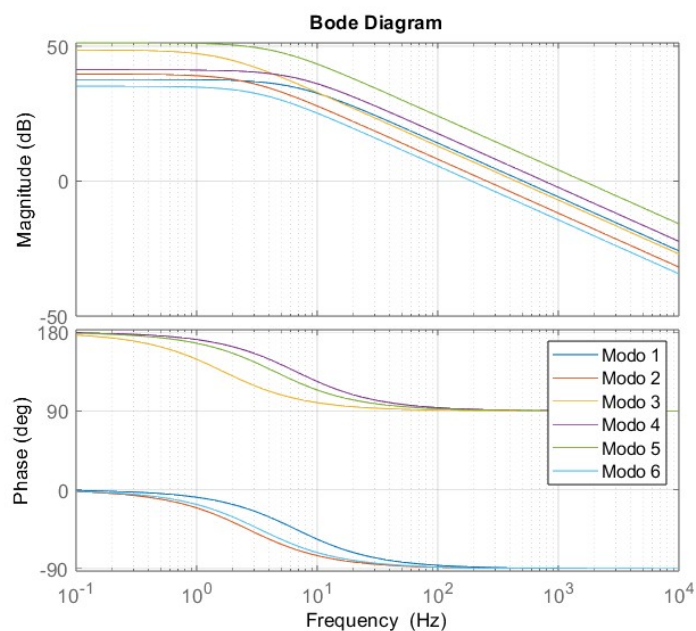


Figura 5.4: Diagramas de Bode da função $G_{V_o D\phi}$ para todos os modos.

Como é possível observar, as funções de transferência $G_{V_o D\phi}$ variam consoante o modo de operação.

Dada a capacidade bidirecional do conversor, é natural a existência de modos onde o ganho em magnitude é negativo, ou seja, um aumento de D_ϕ origina uma diminuição da tensão V_o pois o trânsito de potências é priorizado no sentido contrário. Como podemos observar pela fase inicial de 180° $G_{V_o D_\phi}$ correspondente aos modos 3,4 e 5 apresenta ganhos negativos, ou seja, um PI com ganho negativo é necessário enquanto que para os restantes (1,2 e 6), por apresenta ganhos positivos, também o PI deverá ter ganhos positivos. Assim, um compensador PI com realimentação negativa e ganho positivo é adequado, que selecionará os modos 1,2 e 6 para um sentido de transferência de potência, e os modos 4,5 e 6 para o sentido inverso.

Foi então selecionada a função $G_{V_o D_\phi}$ correspondente ao modo 1 para a projeção do controlador, estando o seu diagrama de bode e resposta ao degrau em malha aberta presentes em 5.5.

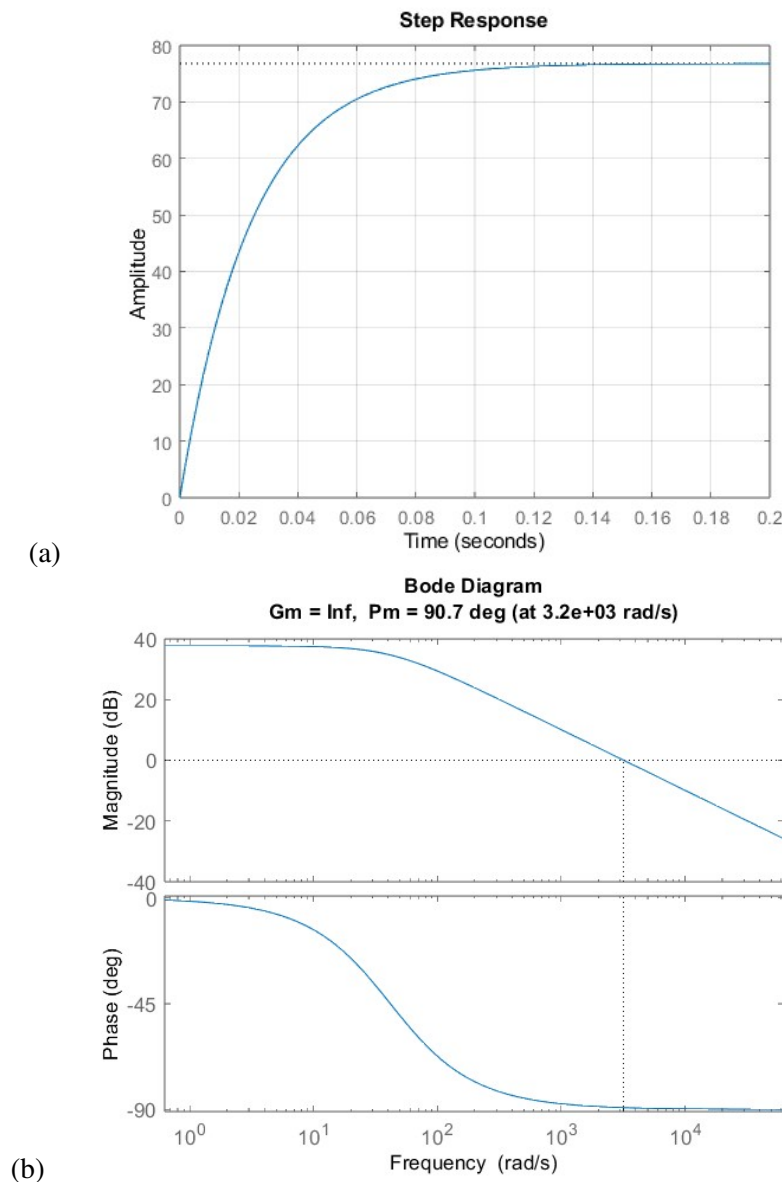


Figura 5.5: Considerando o sistema no modo 1 (a) Resposta ao degrau (b) Diagrama de Bode

Ao analisar o diagrama de Bode do modo 1, verificamos que a margem de ganho é infinita e que a margem de fase é de 90.7° , ou seja, o sistema já é estável devido a apresentar uma margem de fase positiva no entanto é necessário melhorar a sua resposta transitória ao degrau. Desta forma, foi utilizada a ferramenta pidTuner presente no software Matlab para desenhar um controlador para o sistema, tendo como base a sua planta (função $G_{VOD\phi}$ do modo 1). Assim, foi possível obter um controlador PI de tal forma que a resposta em malha fechada do sistema seja bastante satisfatória.

Os ganhos do controlador estão presentes na tabela 5.1, estando representada na figura 5.6 a resposta ao degrau do sistema em malha fechada com o controlador projetado.

Tabela 5.1: Parâmetros do controlador PI projetado.

K_p	K_i	T_i
0.01	2	0.005

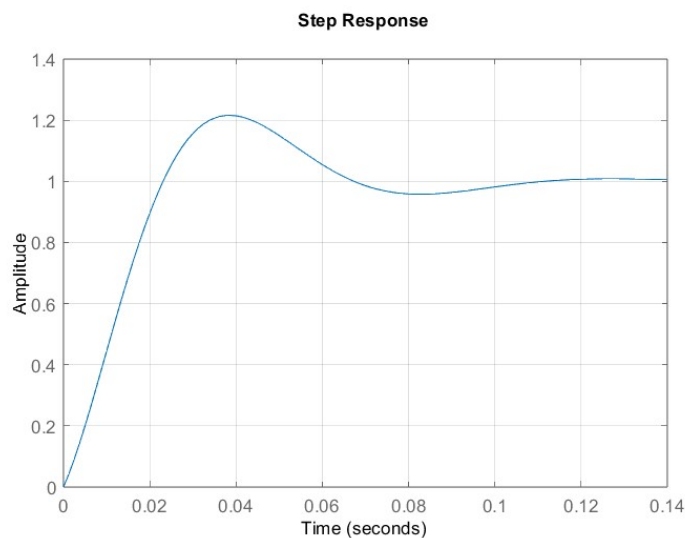


Figura 5.6: Resposta do sistema com controlador a uma referência em degrau

Analisando a resposta em degrau presente acima, é verificado que o sistema obtido em malha fechada responde rapidamente e de forma controlada, tendo sido extraídas as seguintes características:

- Tempo de subida: 0.0174 segundos;
- Tempo de assentamento: 0.0992 segundos;
- *Overshoot*: 21.57%

Depois de projetado o controlador, é importante analisar e comparar as respostas em frequência do sistema com e sem o PI de forma a verificar a estabilidade da nova planta do sistema. Dessa

forma, é necessária a obtenção dos respectivos diagramas de Bode, estando os mesmos representados em 5.7.

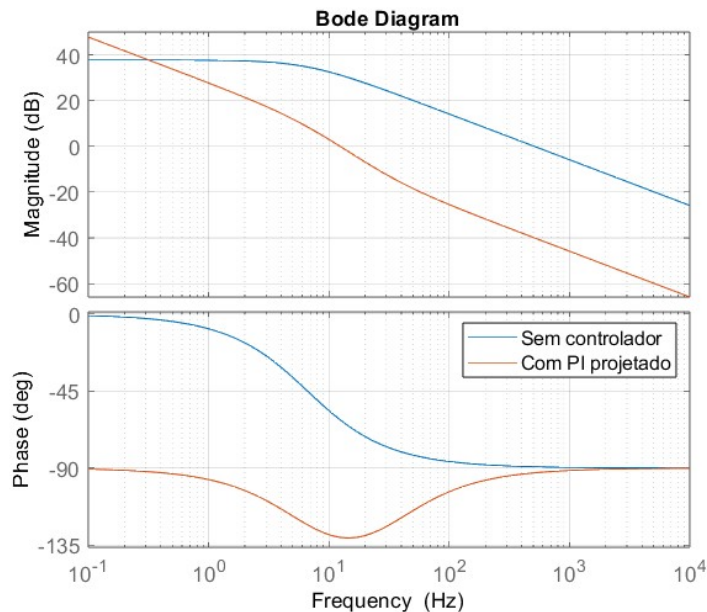


Figura 5.7: Diagrama de Bode do sistema com e sem controlador.

Com podemos verificar, a margem de fase é agora 49.4°, mantendo-se o sistema com uma resposta estável.

5.1.2 Controle de V_2 e V_4

De forma a melhorar o comportamento dinâmico do sistema, foram desenvolvidas outras estruturas de controlo que, juntamente com a estrutura que controla V_o (através do D_ϕ), são feitas ações em prol da regulação das tensões V_2 e V_4 de forma a que D_p e D_s não sejam simplesmente rácios fixos.

Desta forma, estaremos a compensar as desvantagens do esquema presente em 5.3, pois o mesmo não compensa as quedas de tensão que possam existir nos interruptores e nas resistências do transformador, o que originaria tensões diferentes das projetadas, mas também devido aos brutos transitórios nas variáveis de controlo que aconteceriam quando aplicados degraus nas tensões de referência V_{2ref} e V_{4ref} , o que iria tender à introdução de elevadas correntes transitórias.

Assim, a solução proposta é o uso de controladores PI para regular as tensões V_2 e V_4 , estabelecendo o seguinte esquema de controlo:

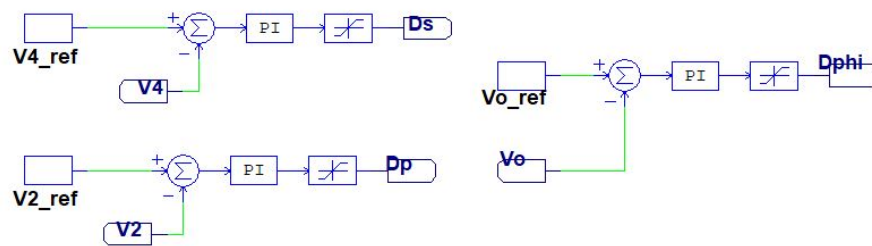


Figura 5.8: Esquema de controlo considerando a regulação de V_o , V_2 e V_4

Para projetar os ganhos K_i e K_p dos controladores da tensão V_2 e V_4 , foi definido inicialmente a necessidade de estabelecimento da tensão V_o , ou seja, o controlador estabelecido em 5.1.1 deveria atuar primeiro, em caso de alguma alteração no ponto de funcionamento, e só depois os controladores que estão agora a ser objeto de estudo.

Foi assim definido devido à natureza principal do sistema em controlar a transferência de potência, onde alterações em V_2 e V_4 teriam efeitos diminutos. O uso de controladores para V_2 e V_4 tem como principal função amortecer as rápidas variações impostas pela malha de controlo de V_o , permitindo também uma resposta mais suave a degraus nas tensões de referência.

De forma a projetar os ganhos para estes 2 controladores, os mesmos foram ajustados heurísticamente para obter uma resposta rápida em tensão com o mínimo de *overshoot*. Como o controlo de V_4 tem um maior impacto sobre a dinâmica do sistema, devido a ser uma relação direta da tensão V_o onde $V_4 = V_o D_s$, este foi o primeiro a ser ajustado. A heurística utilizada foi a seguinte:

- Utilizar os parâmetros obtidos para o controlador de V_o , impondo um K_p 10 vezes menor e diminuindo o ganho integral na mesma medida, ou seja, $K_p=0.001$ e $K_i=0.2$.
- Aumentar K_p de forma à referência ser atingida ou ficar próximo de ser atingida num intervalo de tempo razoável.
- Aumentar K_i até o erro em regime permanente ser eliminado e a resposta do controlador seja satisfatória.

Tendo sido obtidos os seguintes ganhos para os 2 controladores restantes:

Tabela 5.2: Parâmetros do controlador PI para malha de controlo V_2 .

K_p	K_i	T_i
0.005	0.5	0.01

Tabela 5.3: Parâmetros do controlador PI para malha de controlo V_4 .

K_p	K_i	T_i
0.005	2	0.0025

De acordo com a constante de tempo T_i de ambos os controladores, o controlador da tensão V_4 é mais rápido do que o controlador de tensão V_2 , pois apresenta um T_i menor.

5.1.3 Capacidade de Transferência de Potência

Tendo sido definida a divisão das tensões presentes nos portos de saída e entrada do *DHB*, os valores dos *Duty Cycles* que irão atuar no primário e secundário estarão presentes na saída dos controladores já projetados, logo já conseguiremos calcular a capacidade de transferência de potência em malha fechada do conversor P_c .

O deslocamento de fase D_ϕ onde se obtém a máxima transferência de potência é obtido através de 5.1, onde poderá existir pontos críticos que satisfazem a equação mas que tanto poderão ser mínimos como máximos relativos.

$$\frac{\partial P}{\partial D_\phi} = 0 \quad (5.1)$$

Substituindo 3.8 e 3.9 em 5.1, encontramos que tal equação não irá depender de D_ϕ nos modos 1, 3, 4 e 6, ou seja, não há deslocamento de fase que nos permita, para qualquer D_p e D_s respeitante a esses modos, obter uma expressão para a transferência máxima de potência.

Pelo contrário, no modo 2 obtemos a seguinte solução:

$$D_\phi = D_p(1 - D_s) \quad (5.2)$$

A este ponto crítico, falta analisar se se trata de um máximo ou mínimo absoluto (pois neste caso só há apenas 1 ponto). Feito o teste da 2ª derivada, foi obtido um valor negativo pelo que se trata de um máximo absoluto.

Feita a mesma análise para o modo 5, foi obtida a solução 5.3, que se irá tratar de um mínimo absoluto.

$$D_\phi = 1 - D_s(1 - D_p) \quad (5.3)$$

Desta forma, já conseguimos estabelecer a capacidade de transferência de potência do conversor com o controlador através da aplicação de 5.2 em 3.8 relativo ao K do modo 2, pois foi o modo de onde se conseguiu retirar o D_ϕ máximo que permite o funcionamento do conversor em malha fechada. Desta forma, obtemos:

$$P_c = \frac{K_{max} n V_i V_o}{2 f_s L_{ik}} \quad (5.4)$$

Onde:

$$\begin{aligned} K_{max} &= -D_p^2(1 - D_s) - D_s^2(1 - D_s)^2 + D_p(1 - D_s)(D_s + 2D_p(1 - D_s)) \\ &= D_p D_s (1 - D_p)(1 - D_s) \end{aligned} \quad (5.5)$$

O design do sistema deve assim ter em atenção a transferência de potência, de modo a que não ultrapasse P_c . Caso isso não seja conseguido, e tendo em conta as variáveis presentes em 5.4, irá ser necessária uma diminuição da frequência de comutação ou da indutância de fugas do transformador (por substituição do mesmo).

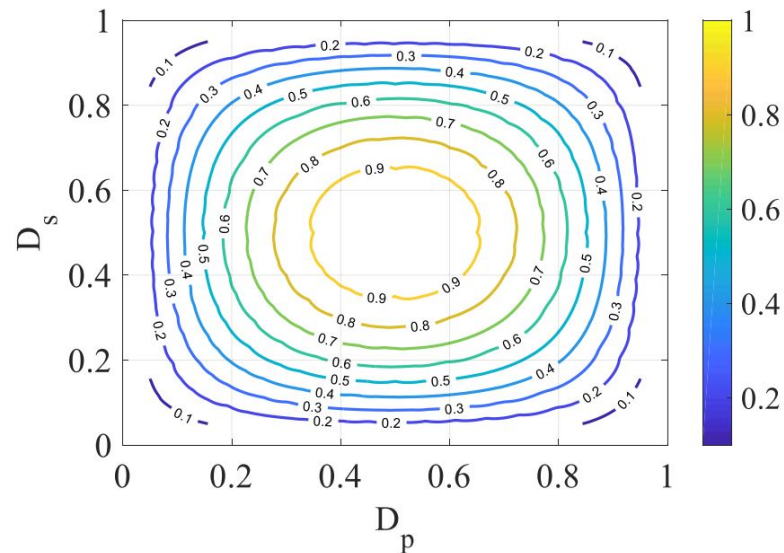


Figura 5.9: Capacidade de transferência de potência relativamente a diferentes *Duty Cycles* [19].

A capacidade de transferência de potência sobre diferentes *Duty Cycles* imposta pela equação 5.4 está presente na figura 5.9. É possível observar que o afastamento, em relação a 0.5, de D_p e D_s irá originar uma diminuição de P_c . Isto demonstra que ao conseguirmos obter tensões assimétricas nos portos de saída estaremos a comprometer a capacidade de transferência de potencia.

5.1.4 Seleção do Modo Ótimo de Operação

Utilizando as expressões 3.8 e 3.9 obtidas anteriormente, e tendo em conta os requisitos de divisão de tensão que originarão D_p e o D_s , é possível obter o D_ϕ necessário para uma determinada necessidade de potência. Desta forma, foi obtido o gráfico 5.10 que demonstra a evolução da capacidade de transferência de potência em relação ao deslocamento de fase aplicado, sendo mantidos constantes os ciclo de trabalho D_p e D_s .

Como podemos visualizar, fora nos casos extremos da curva referentes à máxima potência direta e máxima potência inversa, teremos 2 deslocamentos de fase capazes de fornecer a mesma transferência de potência. Por exemplo, na curva correspondente a $D_p=0.6$ e $D_s=0.4$, caso seja necessário transferir uma potência correspondente a 0.4 pu, teríamos $D_\phi=0.19$ (modo 1) e $D_\phi=0.54$ (modo 2) como opções, ou seja, diferentes pontos em diferentes modos de funcionamento irão conseguir transferir a mesma potência.

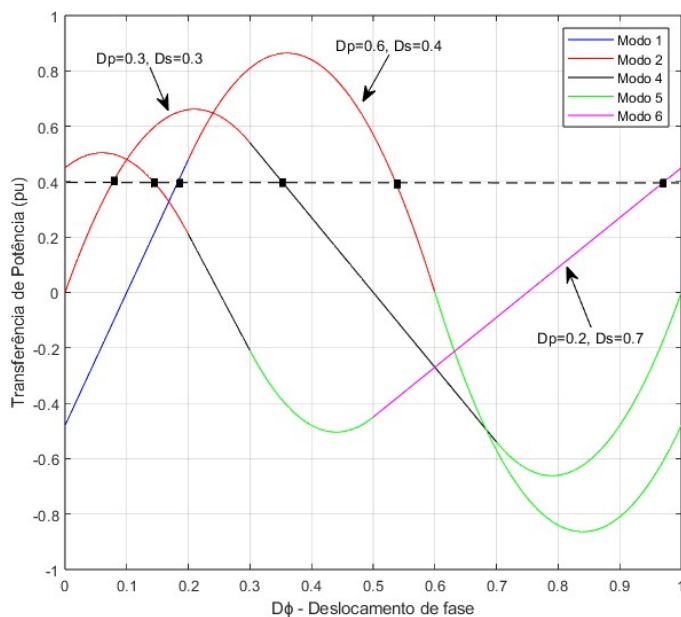


Figura 5.10: Relação da transferência de potência e deslocamento de fase perante diferentes *Duty Cycles*.

Naturalmente que cada deslocamento de fase, mesmo que permita o mesmo trânsito de potência, irá obrigar a comportamentos distintos do conversor. Nessa linha de pensamento, é necessário encontrar qual destes 2 pontos é o ponto de deslocamento de fase ótimo a ser aplicado, e qual o correspondente modo de operação de modo a minimizar as perdas, principalmente as que acontecem devido ao transformador.

As perdas no transformador podem, de uma forma geral, ser divididas em perdas no cobre e perdas no núcleo, estando ambas relacionadas com a corrente rms que passa no indutor i_L . Desta maneira, e onde R_{tr} corresponde à resistência dos enrolamentos e R_{au} à resistência da indutância de fugas, as perdas no cobre P_{cu} podem ser calculadas através de [26]:

$$P_{cu} = i_{Lrms}^2 (R_{tr} + R_{au}) \quad (5.6)$$

As perdas no núcleo consistem na junção das perdas por histerese e pelas perdas devido às correntes de *Eddy*. Estas perdas são constantes quando o transformador se encontra carregado, não dependendo das condições de carga presentes no secundário do transformador, sendo por isso consideradas perdas fixas.

Desta forma as perdas no transformador podem ser expressas como:

$$P_{transf} = P_{core} + P_{cu} = P_{core} + (R_{tr} + R_{au})i_{Lrms}^2 \quad (5.7)$$

As perdas no transformador irão assim variar fortemente consoante o quadrado da corrente rms no indutor de fugas. A minimização destas perdas passa assim pela minimização desta corrente.

Dado que a corrente no indutor i_L pode ser expressa como uma função linear, o valor rms da sua componente CA pode ser calculado da seguinte maneira [19]:

$$i_{ac(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_1} i_L^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} i_L^2 dt + \int_{t_2}^{t_3} i_L^2 dt + \int_{t_3}^{T_s} i_L^2 dt \right)} \quad (5.8)$$

Através da introdução dos limites para D_φ obtidos em 5.2 e 5.3, [19] apresenta a redução de 5.8 como:

$$i_{ac(rms)} = \frac{K_{rms}}{2\sqrt{3}fL_{ik}} \quad (5.9)$$

onde K dependerá do modo de operação e está presente no anexo B.

Através de manipulação matemática, segundo [19], se existirem 2 deslocamentos de fase $D_{\varphi 1}$ e $D_{\varphi 2}$ que gerem a mesma transferência de potência, o ponto ótimo que gera a menor corrente rms no transformador é escolhido tendo em conta o seguinte princípio:

$$D_\varphi = \begin{cases} \min(D_{\varphi 1}, D_{\varphi 2}), & \text{se } D_{\varphi 1} \text{ e } D_{\varphi 2} \leq 0.5; \\ \min(D_{\varphi 1}, 1 - D_{\varphi 2}), & \text{se } D_{\varphi 1} \leq 0.5 \text{ e } D_{\varphi 2} \geq 0.5. \end{cases} \quad (5.10)$$

Assim, segundo 5.10, quando 2 possíveis deslocamentos de fase estão abaixo de 0.5, será escolhido o menor, facto que efetivamente irá ditar menor corrente rms a passar no transformador. No exemplo da figura 5.10 para 0.4pu e $D_p=0.3/D_s=0.3$, segundo este princípio $D_\varphi = 0.07$ seria o escolhido.

Caso um deslocamento de fase $D_{\varphi 2}$ seja superior a 0.5, enquanto que o outro $D_{\varphi 1}$ fosse inferior, é escolhido o menor entre $D_{\varphi 1}$ e $1-D_{\varphi 2}$. No exemplo já citado, e considerando a curva $D_p=0.6$ e $D_s=0.4$, $D_\varphi = 0.18$ seria o que levaria a uma menor corrente rms, logo seria o escolhido. No entanto, no caso de a divisão de tensões levar a um $D_p = 0.2$ e $D_s=0.7$, para 0.4pu, teremos $D_{\varphi 1}=0.15$ e $D_{\varphi 2} = 0.96$ como opções. Desta forma, e baseado na regra, como $(1-D_{\varphi 2}) < D_{\varphi 1}$, então o deslocamento de fase a aplicar para minimização das perdas é 0.96.

É possível perceber facilmente a lógica da regra imposta em 5.10 se observarmos o padrão que a mesma impõe na definição do D_φ ótimo na figura 5.10. A regra escolhe sempre o deslocamento de fase que se encontra, na relação transferência de potência/ D_φ , com uma derivada positiva.

Do ponto de vista do controlo e da procura de um sistema estável, havendo uma perturbação na variável de controlo V_o de tal forma que esta ultrapasse a tensão de referência o controlador, de acordo com o definido em 5.1.1, irá tender a diminuir o D_φ a aplicar nos interruptores do circuito de modo a que a tensão V_o desça, até que atinja o equilíbrio. Assim, é possível ver que todos os pontos da figura 5.10 onde a respetiva curva apresenta declive positivo respeitam a mesma lógica de controlo.

Caso fosse aplicado o D_φ que não cumprisse o principio presente em 5.10, uma perturbação que aumentasse V_o iria originar um D_φ em declínio o que, ao contrário do necessário, iria aumentar cada vez mais a tensão V_o , afastando-se assim do equilíbrio.

A tabela 5.4 ilustra os modos de operação capazes de fornecerem a mesma transferência de potência e a seleção do mesmo tendo em conta o D_φ que origine a menor corrente rms no transformador. A tabela está relacionada com as curvas presentes na figura 5.10, onde foram selecionados os pontos que permitem a transferência de 0.4 pu de potência.

Tabela 5.4: Seleção do modo de operação para transferência de potência de 0.4 pu.

D_p	D_s	D_φ	Modo	$i_{ac(rms)}$	Modo escolhido
0.3	0.3	0.07	2	2.48 A	X
		0.36	4	8.67 A	
0.6	0.4	0.18	1	3.11 A	X
		0.55	2	10.86 A	
0.2	0.7	0.15	2	8 A	X
		0.96	6	5.1 A	

Desta forma, a existência de uma combinação de D_p e D_s na saída dos respetivos controladores, que apenas terão em consideração os requisitos de divisão de tensão, obriga a que o controlador do deslocamento de fase D_φ seja limitado de modo a garantir a operação do conversor num modo onde seja minimizada a corrente rms do transformador.

Tendo em conta os limites obtidos na secção 5.1.3, o deslocamento de fase para transferência de potência máxima no sentido positivo $D_{\varphi max}$ e negativo $D_{\varphi min}$ será:

$$D_{\varphi max} = D_p(1 - D_s), \quad D_{\varphi min} = 1 - D_s(1 - D_p) \quad (5.11)$$

Por consequência, ao controlador responsável por definir o D_ϕ será necessário aplicar uma saturação dinâmica no seu sinal de saída de modo a que o D_ϕ resultante a ser aplicado na modulação dos interruptores de potência esteja na gama $[-D_s(1-D_p), D_p(1-D_s)]$. Isto garante que o modo ótimo de operação do conversor seja escolhido de forma automática, sendo assim minimizadas as perdas no transformador.

Finalmente, o projeto do controlador está terminado, estando representado em 5.11 a sua estrutura final e em 5.12 a implementação do mesmo no software *PowerSIM*.

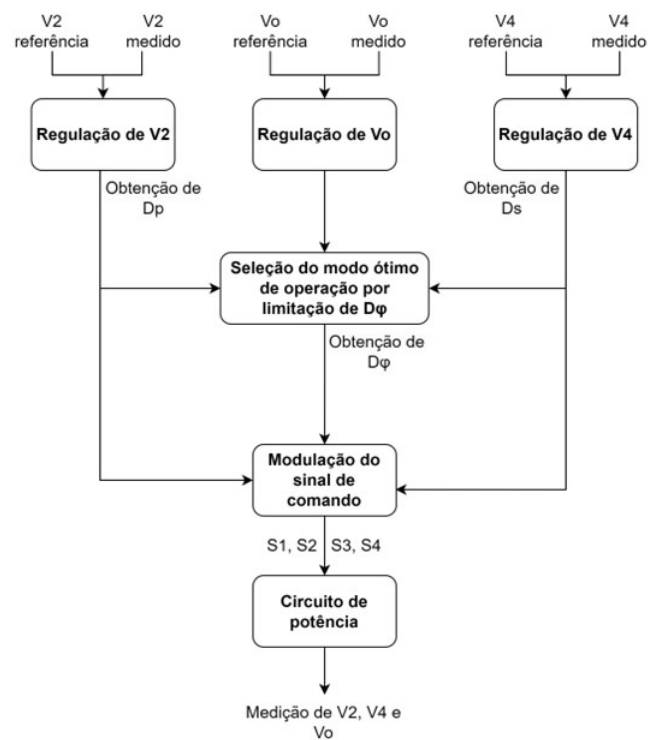


Figura 5.11: Diagrama da estrutura de controlo projetada.

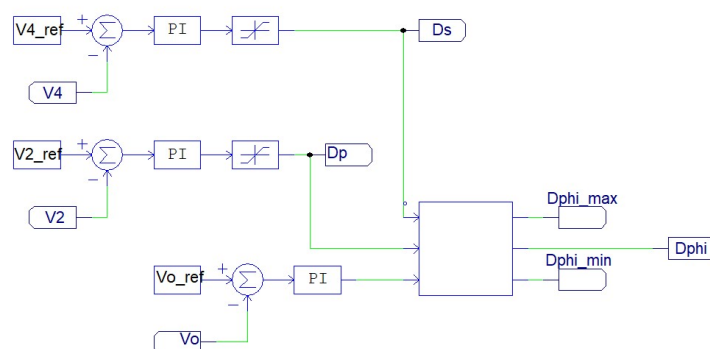


Figura 5.12: Implementação do controlador no *PowerSIM*.

5.2 Resposta do Sistema em Malha Fechada

Foram conduzidos diversos testes e simulações para avaliar o desempenho das soluções propostas para o controlo em malha fechada do conversor *Dual Half Bridge* tendo em conta uma configuração multiporto. Estes testes abrangem simulações envolvendo todas as 3 malhas de controlo operando simultaneamente, considerando cargas variáveis e levando em consideração variações que possam ser inseridas nas tensões de referência do controlador.

5.2.1 Com Cargas Variáveis

Iniciou-se o processo de verificação do funcionamento do método de controlo utilizado, através do controlo da tensão aplicada a 3 carga resistivas fixas nos portos de saída 2, 3 e 4. Este teste teve como objetivo avaliar a resposta do controlador nas condições de funcionamento mais simples, onde a carga apenas é ligada e desligada, não havendo outras variações do seu valor nominal.

A operação multiporto irá, nesta simulação, funcionar a tensões simétricas, tendo sido imposta uma tensão $V_{2ref} = 12V$ e, nos portos do secundário, $V_{4ref} = 15$ com $V_{oref} = 30$. Em 5.13 está presente o impacto da variação de carga nas tensões dos portos de saída do conversor.

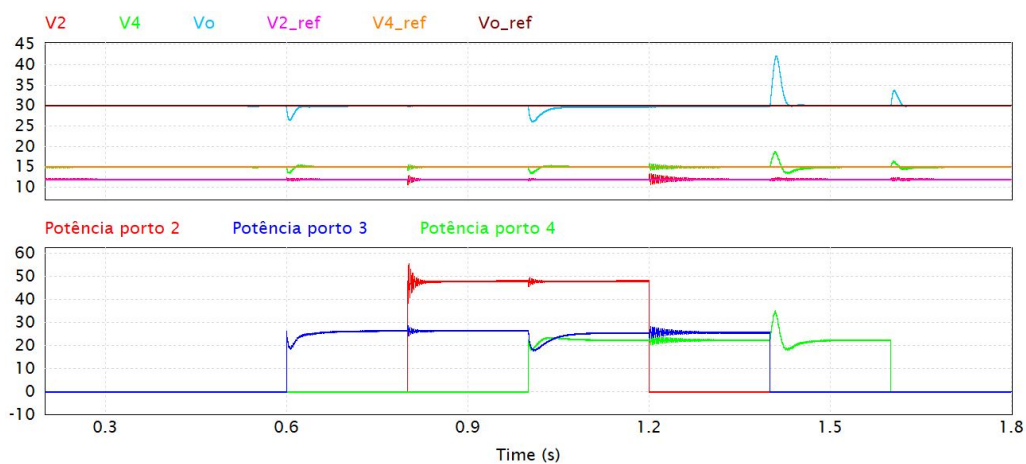


Figura 5.13: Efeito da variação de cargas on/off nas tensões

Como é possível visualizar, o controlador consegue sempre fixar as tensões nos portos no ponto de funcionamento imposto, apresentando um transitório moderado aquando da variação das cargas nos portos. Nos momentos de subidas de tensão devido à interrupção de funcionamento de cargas, o *overshoot* apresentado por V_o é maior, chegando a 35% aos 1.4s. Isto é principalmente devido ao controlo realizado pelo D_ϕ , que apresenta uma resposta rápida às variações da tensão V_o .

Na figura 5.13 está representada a resposta do controlador, em termos de D_p , D_s e D_ϕ , relativamente ao degrau da necessidade de potência imposto pelo ligar/desligar das cargas.

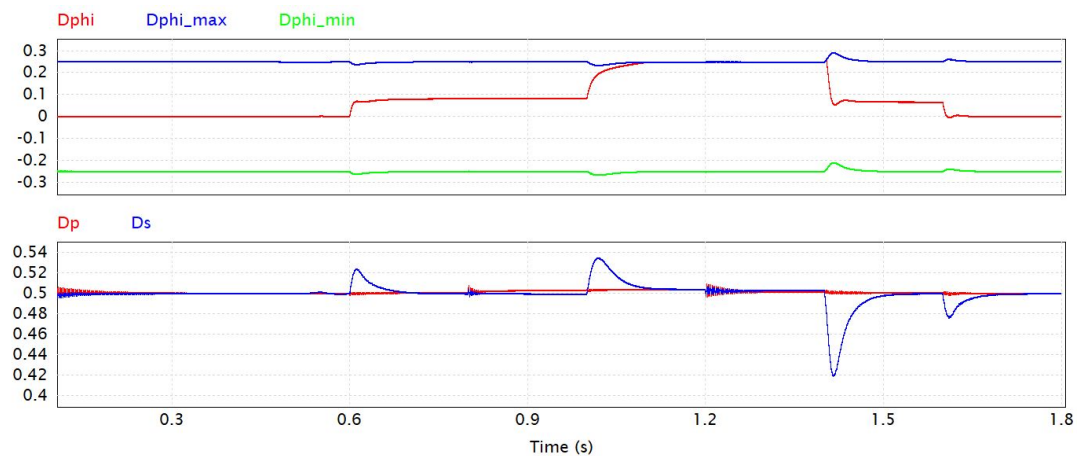


Figura 5.14: Efeito da variação de cargas on/off nas variáveis de controlo

Como seria de esperar, a malha de controlo da tensão V_2 , que define o rácio D_p a aplicar, praticamente não origina alteração nenhuma na variável a controlar, dado que a sua função é maioritariamente para impedir variações bruscas de correntes transitórias aquando de degraus na tensão de referência. Toda a potência necessária para alimentar essa carga irá ser fornecida pela fonte de potência que se encontra no mesmo lado do transformador (porto 1), não havendo qualquer necessidade de transferência de potência do secundário para o primário. Dessa maneira, o deslocamento de fase irá se manter constante, atuando apenas em variações na carga dos portos no secundário.

Pelo contrário, a malha de controlo da tensão V_4 , além de ajudar nos transitórios aquando de degraus de tensão, tem papel fundamental na dinâmica das tensões no secundário, dado que uma alteração em D_ϕ , como é visto na ligação da carga no porto 3 aos 0.6s, originou uma queda de tensão em V_o e, naturalmente, em V_4 , obrigando o controlador a compensar a queda alterando D_s . Tal ação originará uma diminuição do tempo de assentamento das tensões nos portos, melhorando a resposta a variações de carga.

De forma a comprovar a melhoria da resposta do sistema através da malha de controlo de V_4 , uma simulação similar à anterior foi realizada, tendo como diferença a utilização de D_s e D_p fixos, tal como na estrutura de controlo representada em 5.3, estando assim apenas em atuação a malha de controlo de V_o .

Uma comparação das 2 simulações está presente em 5.15, tendo sido focado num intervalo de tempo onde um degrau de potência nos portos secundários foi inserido.

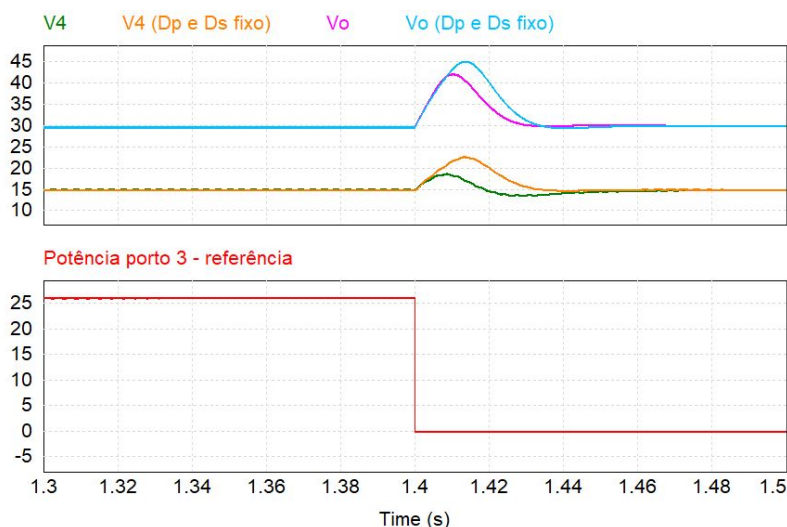


Figura 5.15: Comparação da resposta do sistema com e sem as malhas de controle de V_2 e V_4

Como podemos ver, não só a utilização de uma malha de controle para V_4 diminui a sobre-elevação das tensão V_4 e V_o como diminui o tempo de estabelecimento, mantendo um bom seguimento do valor de referência.

Quando as 2 cargas presentes no lado do secundário do transformador se encontram ligadas (de 1s a 1.4s), o D_ϕ aumenta de tal maneira que segue o $D_{\phi_{max}}$. O $D_{\phi_{max}}$ é o deslocamento de fase responsável pela máxima transferência de potência naquele ponto de operação, sendo neste caso equivalente a:

$$D_{\phi_{max}} = D_p(1 - D_s) = 0.5(1 - 0.5) = 0.25 \quad (5.12)$$

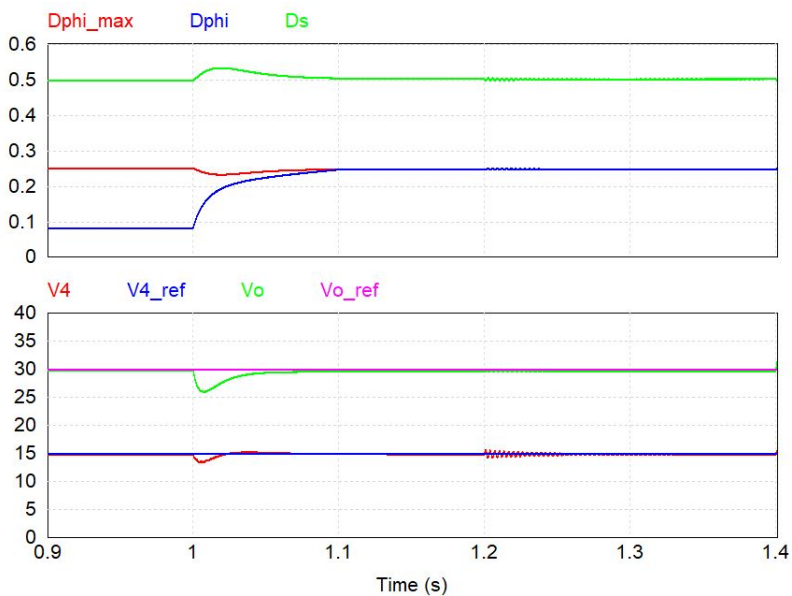


Figura 5.16: Seguimento efetuado pelo D_ϕ no ponto de máxima transferência de potência

No zoom efetuado da simulação realizada, presente na figura 5.16, o D_ϕ necessário para impor

uma tensão de 30V em V_o é coincidente com o $D_{\phi_{max}}$ naquele ponto de operação. No entanto, caso a necessidade de potência das cargas aumentasse, sem qualquer alteração às tensões de referência, o controlador não conseguiria acompanhar a demanda de potência, mantendo-se fixo em $D_{\phi_{max}}$. Isto iria originar uma diminuição da tensão V_o e, dado termos um controlador independente dedicado ao controlo da tensão V_4 , é expectável que a mesma não se altere, afetando apenas a tensão V_3 (pois $V_3 = V_o - V_4$).

De forma a comprovar este comportamento, foi realizada uma simulação onde, em tudo igual à realizada anteriormente, foi ainda adicionado um degrau extra de potência no porto 3 quando o sistema já se encontra no seu ponto de máxima potência transferível. Como podemos ver pela figura 5.17, os resultados são os esperados.

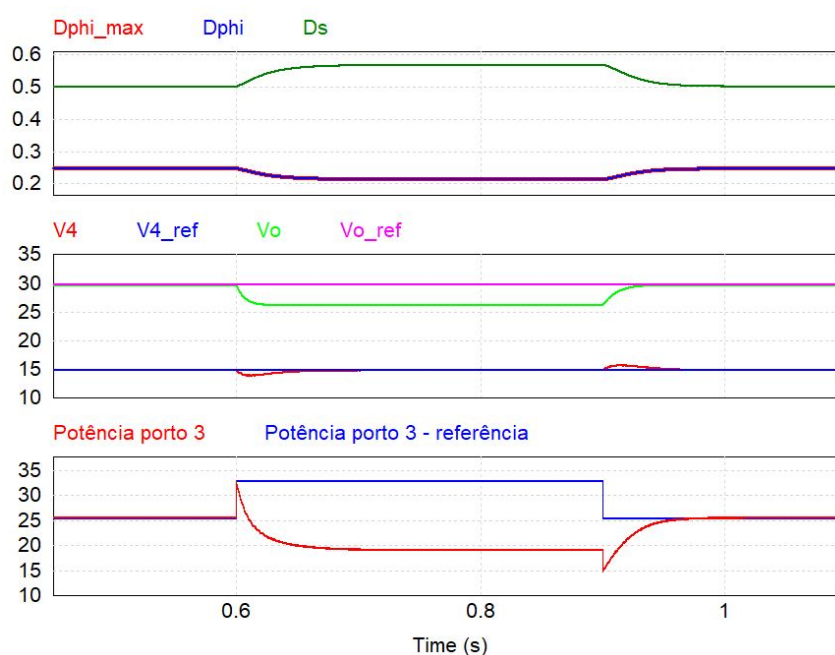


Figura 5.17: Resultados obtidos para operações acima da capacidade máxima de transferência de potência

No gráfico acima, até aos 0.6s o sistema encontra-se no seu ponto de transferência máxima de potência, operando de forma correta tendo em conta a carga aplicada e as tensões esperadas. Assim que uma variação positiva de carga é realizada, e dado que o D_{ϕ} já se encontra no seu valor máximo, a tensão V_o irá sofrer um decréscimo considerável, originando também perda de tensão nos portos V3 ($\Delta V_3 = \Delta V_o (1 - D_s)$) e V4 ($\Delta V_4 = \Delta V_o D_s$). No entanto, a malha de controlo de V_4 , ao sentir esta variação, irá atuar aumentando o D_s de modo a minimizar o erro na entrada, ou seja, o porto 4 não irá ser afetado por demanda excessiva de carga pelo porto que se encontra do mesmo lado do transformador, como se os portos se encontrassem desacoplados.

Desta forma, e por ter sido definido um novo $D_s = 0.57$, o $D_{\phi_{max}}$ irá diminuir:

$$D_{\phi_{max}} = D_p(1 - D_s) = 0.5(1 - 0.57) = 0.215 \quad (5.13)$$

Como observado, a potência consumida pela carga 3 irá diminuir em relação a quando o degrau extra não foi aplicado, ou seja, não só não segue a referência como não mantém a potência que antes consumia. Este comportamento está de acordo com a análise realizada na secção 3.3, onde foi concluído que era precisamente no modo de operação onde $D_p = 0.50$, $D_s = 0.50$ e $D_\phi = 0.25$ que a máxima transferência de potência ocorria. Ao alterar D_s , e consequentemente D_ϕ (devido à saturação dinâmica), estamos a afastar o sistema desse ponto, portanto a potência transferível diminui.

Verificou-se assim o correto funcionamento do controlador a variações de carga on/off onde o stress da imposição de degraus elevados de carga mostrou a robustez do mesmo. Desta forma, uma última simulação foi tida em conta de forma a averiguar a capacidade de resposta do sistema a múltiplas variações aleatórias de carga, onde por vezes será aplicado degraus de carga ao mesmo tempo mas em portos diferentes, esperando impor stress adicional ao controlador.

Para este teste, foi imposto uma divisão assimétrica da tensão nos portos do conversor, tendo sido definida uma tensão $V_{2ref} = 18V$ e, nos portos do secundário, $V_{4ref} = 15$ com $V_{oref} = 40$, tendo sido obtida a seguinte resposta:

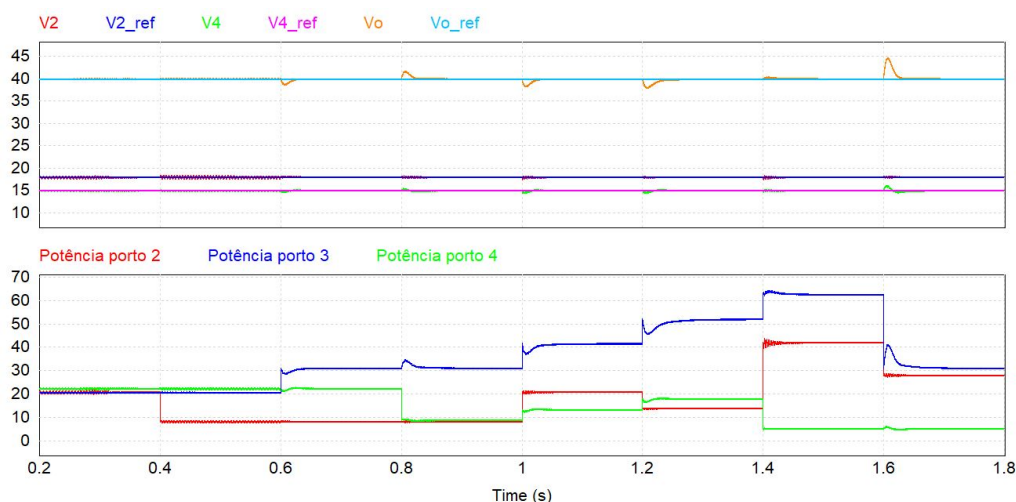


Figura 5.18: Efeito de constantes variação de carga nas tensões

Como podemos visualizar, todas as tensões seguem as referências impostas, além de apresentar um regime transitório ainda melhor que nos testes anteriores, mesmo ao aplicar variações de carga consideráveis em vários portos de saída ao mesmo tempo.

5.2.2 Com Tensões Variáveis

Uma outra análise necessária a ser efetuada ao sistema implementado passou pela verificação do funcionamento do mesmo a variações nas tensões de referência.

Dado o método de controlo lidar com os rácios de divisão de tensão nos portos e a transferência de potência de forma distinta, através de 3 malhas de controlo semi-independentes (dado que a malha que controla a variável D_ϕ tem a saída saturada dinamicamente em função de D_p e D_s), é

expectável que o sistema de controlo consiga atender aos mais variados requisitos de tensão nos seus portos.

Para este efeito, foi simulado um sistema conforme a configuração presente em 5.2 onde perante cargas fixas nos portos de saída do conversor foi adicionado degraus ao longo do tempo nas tensões de referência V_2 , V_4 e V_o , que correspondem a entradas nas malhas de controlo relativas a D_p , D_s e D_ϕ , respetivamente.

A figura 5.19 apresenta a resposta do controlador e o seu impacto nas tensões V_2 , V_4 e V_o .

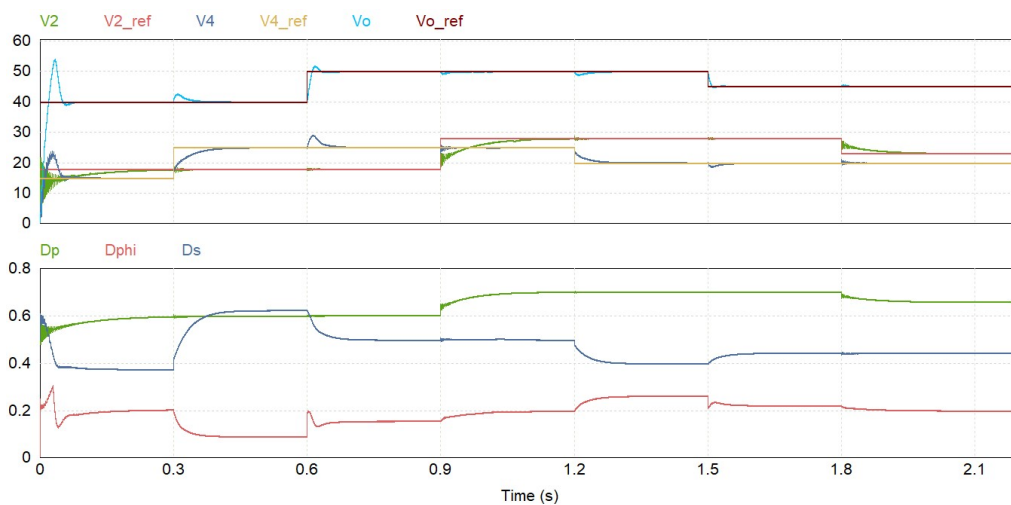


Figura 5.19: Efeito de variação nas tensões de referência nas variáveis de controlo

É possível verificar que o controlador tem uma resposta bastante satisfatória, principalmente tendo em conta que os controladores que definem as variáveis D_p e D_s foram propositadamente projetados para não reagirem tão rapidamente a perturbações (ao contrário do controlador que define D_ϕ), devido à necessidade de se estabelecer primeiro uma tensão V_o para que se possa dividir segundo os novos rácios de tensão.

Dado que ao controlador desenvolvido foi dada prioridade a sua aplicação em sistemas de tensões de referência fixas mas de carga variável, onde D_s e D_p praticamente não variam de valor servindo apenas para garantir uma melhor resposta transitória ao degrau de potência (e consequentemente de D_ϕ) e para compensar perdas de tensão nos interruptores e no transformador, é natural e visível através dos gráficos obtidos que a resposta em tensão apresentada nas simulações da subsecção anterior seja mais rápida que a atual.

Foi assim verificada a capacidade do controlador projetado de permitir e regular a operação multiporto com múltiplas cargas variáveis e capacidade de regulação das tensão de referência com o uso de apenas um conversor *Dual half bridge* e uma bateria, demonstrando a elevada dinâmica de operações permitida pelo mesmo, a grande versatilidade do sistema além de tornar o controlador ainda mais interessante para aplicações na indústria.

5.2.3 Transferência de Potência Bidirecional

Todos as simulações em malha fechada realizadas até aqui lidaram com a transferência de potência da bateria presente no porto 1 para as várias cargas distribuídas pelos restantes portos. Desta maneira, a transferência de potência no transformador ocorreu sempre no mesmo sentido, ou seja, do primário para o secundário.

Um dos requisitos inicialmente delineado para o sistema a desenvolver era a necessidade da capacidade de transferência bidirecional de potência, inclusive foi uma das razões pelo qual o *Dual half bridge* foi a topologia escolhida.

A bidirecionalidade do sistema em malha aberta já foi verificada na secção 4.2, faltando confirmar que o controlador permite tal operação quando o sistema se encontra em malha fechada.

Considerando cargas fixas nos portos 2 e 3, que totalizam um consumo de 41W, foi aplicada uma carga a variar entre 30W e -41W no porto 4 do conversor. A potência de carga negativa foi modelada através de uma fonte de corrente ideal, onde a corrente a injetar foi calculada tendo em conta a tensão de referência no porto 4 regulada pelo controlador. Desta forma, é expectável que, considerando nulas as perdas no circuito, a potência injetada pela carga no porto 4 seja suficiente para alimentar as cargas nos portos 2 e 3, não havendo necessidade de transferência de potência da bateria de 12V presente no porto 1.

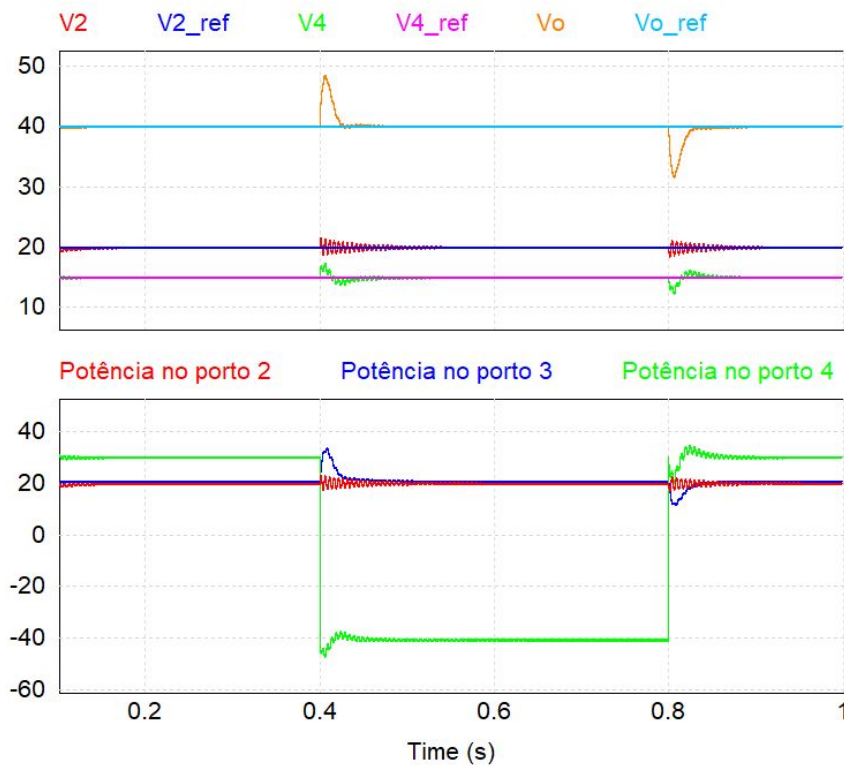


Figura 5.20: Resposta em tensão do sistema a uma variação da carga de 30W para -41W.

É possível verificar, através da figura 5.20, que as tensões no portos têm um comportamento esperado e, tal como as simulações anteriores, conseguem sempre se fixar nas tensões de referência. As potências medidas nos portos estão de acordo com os valores definidos previamente, pelo que é possível concluir que o sistema é estável e permite transferência de potência bidirecional.

A figura 5.21 apresenta a resposta do controlador que define o D_ϕ a aplicar. Como podemos ver, há uma queda bastante considerável do deslocamento de fase, pois o mesmo foi responsável pela mudança no sentido da transferência de potência, o que origina modos de operação distinto. Assim, e dado que o balanço energético do sistema é 0, pois as cargas 2 e 3 consomem 41W enquanto a carga 4 introduz 41W no sistema, a corrente de saída da bateria tem valor médio 0 confirmando o bom comportamento do sistema. Como podemos visualizar, quando todas as cargas são consumidoras de potência, a corrente de saída da bateria tem valor médio 6A, o que significa um fornecimento de 72W de potência ao sistema, valor este que vai ao encontro da potência total necessária a ser aplicada a todas as cargas (71W).

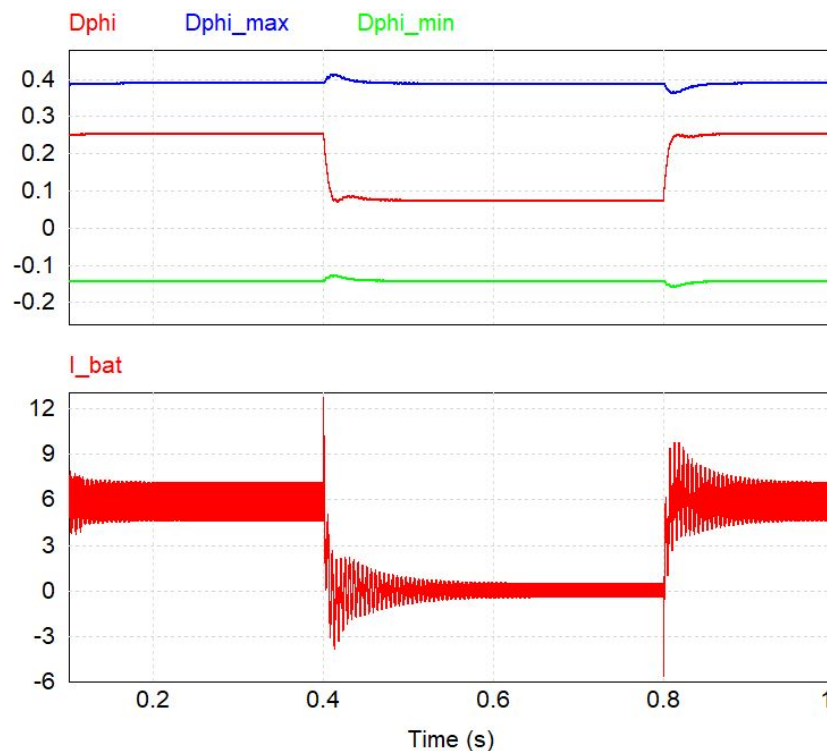


Figura 5.21: Resposta das variáveis de controlo e corrente da bateria a uma variação da carga de 30W para -41W.

No entanto, uma das vantagens da bidirecionalidade do sistema seria a capacidade de se regenerar energia proveniente de um dos portos onde outrora estava alocada uma carga consumidora de forma a não só alimentar as cargas em demanda de potência mas também carregar a bateria. Desta forma, foi adicionado um degrau extra à potência fornecida pela carga no porto 4 de forma a aferir esse comportamento e se o limite na transferência de potência no sentido negativo está de acordo com a saturação imposta a D_ϕ (correspondente a $D_{\phi min}$).

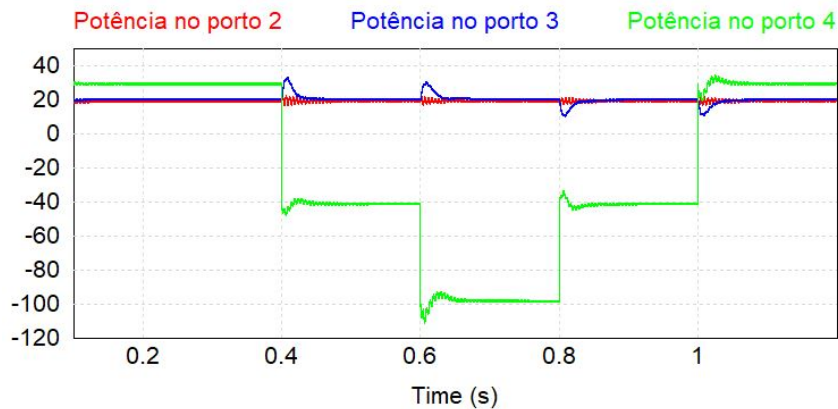


Figura 5.22: Variação da carga aplicada no sistema.

Dado que a potência fornecida ao sistema na simulação correspondente à figura 5.22, dos 0.6s aos 0.8s, passou para 100W, o balanço energético do sistema é agora de 60W, logo é expectável que a bateria apresente uma corrente de carga de 5 amperes valor médio considerando a tensão por ela aplicada de 12V.

Tal comportamento é confirmado pela figura 5.23 que, além de verificar que a corrente da bateria tem o valor esperado demonstra também que o sistema está cada vez mais próximo do ponto de transferência máxima de potência no sentido inverso, através da aproximação de D_{ϕ} a D_{min} .

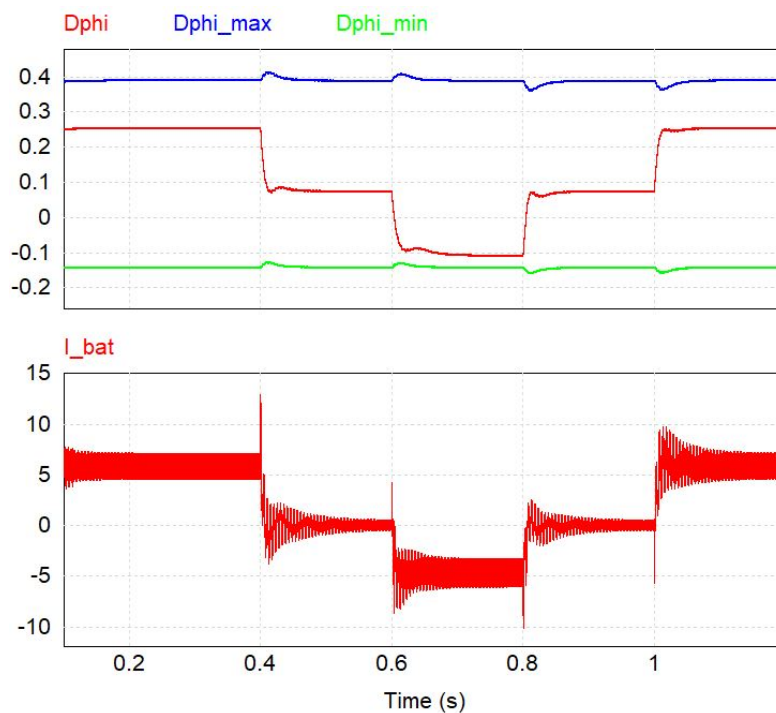


Figura 5.23: Resposta das variáveis de controlo e corrente da bateria a uma variação da carga de 30W para -100W.

5.3 Conclusões

Neste capítulo foi feito o dimensionamento do controlador a aplicar no conversor em regime de malha fechada, tendo em consideração a sintonia que o mesmo terá de cumprir de modo a funcionar no modo de operação pretendido, ou seja, com a minimização das perdas existentes no transformador.

Uma vez definida e implementada a metodologia de controlo em software, foram feitas simulações em malha fechada, o que permitiu verificar que o dimensionamento feito foi correto e seguiu os padrões de resposta que eram pretendidos. Foi assim feita a simulação do comportamento do conversor com controlo da tensão V_2 , V_4 e V_o onde foi fixada uma única fonte de potência num dos portos do conversor, tendo-se verificado que o conversor consegue manter as tensões fixas nos valores de referência independentemente das variações das cargas (desde que não ultrapasse a potência máxima transferível do sistema), de variações que possam ser aplicadas nas tensões de referência, tendo sido ainda confirmada a sua capacidade de transferência de potência bidirecional.

Concluindo, os resultados apresentados vão ao encontro do que era esperado teoricamente, permitindo assim validar o projeto e simulação deste controlador para aplicação em conversores *Dual Half Bridge* com operação multiporto.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalho Futuro

Este documento apresenta todo o trabalho desenvolvido e respectivos resultados tendo em consideração a obtenção de um controlador capaz de operar num conversor CC/CC onde, através dos 3 graus de liberdade (correspondente aos deslocamentos de fase D_ϕ entre os sinais de comando dos interruptores, separados pelo transformador, e os respectivos *Duty Cycles* D_p e D_s), permitisse a expansão da operação do conversor para uma configuração multiporto.

Através do estudo realizado ao estado da arte, foi possível definir o conversor CC/CC a utilizar, sendo também apresentados vários tipos de modulação e de métodos de controlo. Com o conhecimento obtido dessa revisão, foram definidos requisitos alcançáveis que o sistema devesse cumprir e que ajudariam desde início à definição da arquitetura do sistema, levando à escolha do *Dual Half Bridge* como o conversor a utilizar, visto a sua capacidade de dividir tensões nos seus 4 portos e baixo número de interruptores de potência. Havendo também necessidade de fornecer tensões assimétricas nos seus portos, aumentando a versatilidade do sistema, foi visto que é necessário aplicar diferentes ciclos de trabalho para cada meia ponte, onde o deslocamento relativo entre esses dois ciclos de trabalho iria ser responsável pela transferência de potência. Desta forma, o método de modulação ficou definido, tendo-se analisado os modos que o conversor passa a operar.

Após o estudo da topologia a utilizar, os resultados teóricos foram verificados através de simulações em malha aberta que confirmaram que o sistema até agora definido era capaz de operação multiporto e respeitava a análise teórica realizada anteriormente.

De seguida, procedeu-se ao desenho do controlador a aplicar no sistema. Para isso foi, primeiramente, obtido um esquema de controlo que apenas regularia V_o através de um controlador PI, que resultaria no deslocamento de fase a aplicar. No entanto, tal arquitetura de controlo não corrigiria quedas de tensão que poderiam ocorrer nos vários componentes do circuito e apresentaria transitórios indesejáveis quando degraus de tensão fossem aplicados. Assim, a arquitetura de controlo foi definida através do uso de 3 malhas de controlo respetivas às tensões V_2 , V_4 e V_o , onde esta última é limitada dinamicamente de forma a garantir que o D_ϕ aplicado no sistema minimize as perdas no transformador, obrigando o conversor a funcionar constantemente no chamado "modo ótimo de operação".

Finalmente, e através da simulação do sistema em malha fechada, foi verificado que o controlo

idealizado e implementado garante, de forma robusta, a fixação das tensões nos portos, quer em variações de carga, quer em degraus de tensão impostos pelo utilizador, por ajuste dos *Duty Cycles* D_p e D_s e do deslocamento de fase D_ϕ . Durante esta análise foi também visto que o sistema é capaz de operação bidirecional em malha fechada, mostrando a existência de um sistema final bastante versátil e que permite o carregamento da bateria por fontes externas. Dado o objetivo do trabalho ser a sua aplicação num ambiente automotivo, tal operação poderia corresponder a uma travagem regenerativa realizada por um veículo elétrico.

De forma geral, os objetivos propostos definido no capítulo 1 foram atingidos com sucesso, levando à obtenção de um controlador capaz de aumentar a gama de operações de um simples conversor *Dual Half Bridge*, permitindo operação multiporto com regulação de tensões assimétricas.

6.1 Trabalho Futuro

Como ficou patente ao longo do documento, este trabalho foi desenvolvido totalmente em software, não havendo tido tempo para o desenvolvimento de um protótipo do circuito de potência com integração com o controlador desenvolvido. Portanto, e de forma a continuar o trabalho aqui desenvolvido, sugerem-se como futuros trabalhos os seguintes:

- Projeto dos componentes passivos e do transformador a aplicar num *setup* experimental
- Montagem experimental do conversor e controlador aqui desenvolvidos;
- Otimização do controlador, através da obtenção de um modelo matemático que permita o cálculo dos ganhos dos controladores de V_2 e V_4 de forma analítica;
- Otimização da implementação tendo em conta efeitos parasitas e interferências eletromagnéticas.

Referências

- [1] Z. Yong, “Control of CO2 Emissions of China under Kyoto Protocol,” em *2009 International Conference on Energy and Environment Technology*, vol. 3, 2009, pp. 32–35. DOI: [10.1109/ICEET.2009.474](https://doi.org/10.1109/ICEET.2009.474).
- [2] M. N. Eisler, “Public Policy, Industrial Innovation, and the Zero-Emission Vehicle,” *Business History Review*, vol. 94, n.º 4, pp. 779–802, 2020. DOI: [10.1017/S0007680520000719](https://doi.org/10.1017/S0007680520000719).
- [3] F. Mechnane, S. Drid, N. Nait-Said e L. Chrifi-Alaoui, “Robust Current Control of a Small-Scale Winddash;Photovoltaic Hybrid System Based on the Multiport DC Converter,” *Applied Sciences*, vol. 13, n.º 12, 2023, ISSN: 2076-3417. DOI: [10.3390/app13127047](https://doi.org/10.3390/app13127047). URL: <https://www.mdpi.com/2076-3417/13/12/7047>.
- [4] H. Behjati e A. Davoudi, “A multi-port dc-dc converter with independent outputs for vehicular applications,” em *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2011, pp. 1–5. DOI: [10.1109/VPPC.2011.6042983](https://doi.org/10.1109/VPPC.2011.6042983).
- [5] M. Hannan, M. Hoque, A. Mohamed e A. Ayob, “Review of energy storage systems for electric vehicle applications: Issues and challenges,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 69, pp. 771–789, 2017, ISSN: 1364-0321. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.11.171>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116309182>.
- [6] A. Khaligh e Z. Li, “Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, n.º 6, pp. 2806–2814, 2010. DOI: [10.1109/TVT.2010.2047877](https://doi.org/10.1109/TVT.2010.2047877).
- [7] S. Dhameja, “Electric Vehicle Batteries,” em dez. de 2002, pp. 1–21, ISBN: 9780750699167. DOI: [10.1016/B978-075069916-7/50001-7](https://doi.org/10.1016/B978-075069916-7/50001-7).
- [8] S. F. Tie e C. W. Tan, “A review of energy sources and energy management system in electric vehicles,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 20, pp. 82–102, 2013, ISSN: 1364-0321. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2012.11.077>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032112006910>.
- [9] B. Chapman, *How does a lithium-ion battery work? | let’s talk science*, Accessed: 2022-12-18, set. de 2019. URL: <https://letstalkscience.ca/educational-resources/stem-explained/how-does-a-lithium-ion-battery-work>.

- [10] M. Xin, X. Lian, X. Gao et al., “Enabling high-capacity Li metal battery with PVDF sandwiched type polymer electrolyte,” *Journal of Colloid and Interface Science*, vol. 629, pp. 980–988, 2023, ISSN: 0021-9797. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jcis.2022.09.127>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S002197972201712X>.
- [11] C.-Y. Wang, T. Liu, X.-G. Yang et al., “Fast charging of energy-dense lithium-ion batteries,” *Nature*, vol. 611, pp. 1–6, out. de 2022. DOI: [10.1038/s41586-022-05281-0](https://doi.org/10.1038/s41586-022-05281-0).
- [12] F. E. O. Barrozo, “Conversor CC-CC bidirecional em corrente para aplicação em veículos elétricos,” *Tese de mestrado, Universidade Federal do Ceará*, 2010.
- [13] P. Ribeiro, B. Johnson, M. Crow, A. Arsoy e Y. Liu, “Energy storage systems for advanced power applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, n.º 12, pp. 1744–1756, 2001. DOI: [10.1109/5.975900](https://doi.org/10.1109/5.975900).
- [14] A. Szumanowski, P. Piórkowski e Y. Chang, “Batteries and Ultracapacitors Set in Hybrid Propulsion System,” mai. de 2007, pp. 122–127, ISBN: 978-1-4244-0895-5. DOI: [10.1109/POWERENG.2007.4380176](https://doi.org/10.1109/POWERENG.2007.4380176).
- [15] S. Gorji, M. Ektesabi e J. Zheng, “Isolated switched-boost push–pull DC–DC converter for step-up applications,” *Electronics Letters*, vol. 53, n.º 3, pp. 177–179, 2017. DOI: <https://doi.org/10.1049/el.2016.4151>.
- [16] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi e A. B. Rad, “Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 117 997–118 019, 2019. DOI: [10.1109/ACCESS.2019.2937239](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239).
- [17] A. Aboulnaga e A. Emadi, “Performance evaluation of the isolated bidirectional Cuk converter with integrated magnetics,” em *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, vol. 2, 2004, 1557–1562 Vol.2. DOI: [10.1109/PESC.2004.1355657](https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355657).
- [18] S. Chakraborty e S. Chattopadhyay, “Fully ZVS, Minimum RMS Current Operation of the Dual-Active Half-Bridge Converter Using Closed-Loop Three-Degree-of-Freedom Control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n.º 12, pp. 10 188–10 199, 2018. DOI: [10.1109/TPEL.2018.2811640](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2811640).
- [19] F. Gao, N. Mugwisi e D. J. Rogers, “Average Modeling of a Dual-Half-Bridge Converter Modulated With Three Degrees of Freedom,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, n.º 3, pp. 1016–1030, 2021. DOI: [10.1109/TTE.2021.3062443](https://doi.org/10.1109/TTE.2021.3062443).
- [20] T. Oliveira, *O que É pwm ?* Accessed: 2023-01-10, set. de 2022. URL: <https://eltgeral.com.br/o-que-e-pwm/>.
- [21] S. Tiwari e S. Sarangi, “Implementation of SPS and DPS control techniques on DAB converter with comparative analysis,” *Journal of Information and Optimization Sciences*, vol. 40, n.º 8, pp. 1623–1638, 2019. DOI: [10.1080/02522667.2019.1703261](https://doi.org/10.1080/02522667.2019.1703261).

- [22] J. Zeng, Y. He, Z. Lan, Z. Yi e J. Liu, “Optimal control of DAB converter backflow power based on phase-shifting strategy,” *Soft Computing*, vol. 24, abr. de 2020. DOI: [10.1007/s00500-020-04715-z](https://doi.org/10.1007/s00500-020-04715-z).
- [23] K. Åström e T. Hägglund, “The Future of PID Control,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 33, n.º 4, pp. 19–30, 2000, ISSN: 1474-6670. DOI: [https://doi.org/10.1016/S1474-6670\(17\)38216-2](https://doi.org/10.1016/S1474-6670(17)38216-2). URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1474667017382162>.
- [24] D. Drainkov, H. Hellendoorn e M. Reinfrank, “An Introduction to Fuzzy Control,” em *New Delhi, India: Narosa*. jan. de 1993. DOI: [10.1007/978-3-662-11131-4](https://doi.org/10.1007/978-3-662-11131-4).
- [25] M. Hirche, P. N. Köhler, M. A. Müller e F. Allgöwer, “Distributed Model Predictive Control for Consensus of Constrained Heterogeneous Linear Systems,” em *2020 59th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, 2020, pp. 1248–1253. DOI: [10.1109/CDC42340.2020.9303838](https://doi.org/10.1109/CDC42340.2020.9303838).
- [26] F. Gao, N. Mugwisi e D. Rogers, “Three Degrees of Freedom Operation of a Dual Half Bridge,” em *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, 2019, P.1–P.10. DOI: [10.23919/EPE.2019.8915431](https://doi.org/10.23919/EPE.2019.8915431).
- [27] H. Qin e J. W. Kimball, “Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC–DC Converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, n.º 4, pp. 2078–2084, 2012. DOI: [10.1109/TPEL.2011.2165734](https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2165734).

Apêndice A

Funções de transferência $G_{v0D\varphi}$

Modo 1:

$$\frac{2(-1+D_p)D_s^2R_sT_s(-2L_{ik}(V_2+C_pD_pR_pV_2s)+(-1+D_p)D_p(D_p-D_s-2D_\varphi)nR_pT_sV_4)}{D_pD_s(4L_{ik}^2(1+C_pD_pR_pS)(n+C_sD_sR_sS)+(-1+D_p)^2D_s^2(-D_p+D_s+2D_\varphi)^2nR_pR_sT_s^2)}$$

Modo 2:

$$\frac{2(D_p(-1+D_s)+D_\varphi)R_sT_s(2D_sL_{ik}(1+C_pD_pR_pS)V_2+D_p(-D_p^2(-1+D_s)+D_\varphi^2+D_p(-1+D_s)(D_s+2D_\varphi))nR_pT_sV_4)}{D_pD_s(4L_{ik}^2(1+C_pD_pR_pS)(n+C_sD_sR_sS)+(-D_p^2(-1+D_s)+D_\varphi^2+D_p(-1+D_s)(D_s+2D_\varphi))^2nR_pR_sT_s^2)}$$

Modo 3:

$$\frac{2C_p(-1+D_p)(-1+D_s)T_s(-2L_{ik}(\frac{1}{C_pD_pR_p}+s)V_2+\frac{(-1+D_p)(-1+D_s)(-1+D_p-D_s-2D_\varphi)nT_sV_4}{C_pD_s})}{(L_{ik}^2(\frac{4(1+C_pD_pR_pS)(n+C_sD_sR_sS)}{(R_pR_s)}+\frac{(-1+D_p)^2(-1+D_s)^2(1+D_p-D_s-2D_\varphi)^2nT_s^2}{L_{ik}^2})}$$

Modo 4:

$$\frac{2D_sR_sT_s(2L_{ik}(V_2+C_pD_pD_pS)V_2)-D_p^2(1+D_p-D_s-2D_\varphi)nR_pT_sV_4}{4L_{ik}^2(1+C_pD_pR_pS)(n+C_sD_sR_sS)+D_p^2D_s^2(1+D_p-D_s-2D_\varphi)^2nR_pR_sT_s^2}$$

Modo 5:

$$\frac{2(1+(-1+D_p)D_s-D_\varphi)R_sT_s(-2D_sL_{ik}(1+C_pD_pR_pS)V_2+(1-D_p)D_pD_s^2nR_pT_sV_4+(-1+D_p)D_pD_s(2+D_p-2D_\varphi)nR_pT_sV_4+D_p(-1+D_\varphi)^2nR_pT_sV_4)}{D_pD_s(4L_{ik}^2(1+C_pD_pR_pS)(n+C_sD_sR_sS)+((1-D_p)D_s^2+(-1+D_p)D_s(2+D_p-2D_\varphi)+(-1+D_\varphi)^2)^2nR_pR_sT_s^2)}$$

Modo 6:

$$\frac{2(-1+D_s)R_sT_s(2D_sL_{ik}(1+C_pD_pR_pS)V_2+D_p^2(-1+D_s)(-2-D_p+D_s+2D_\varphi)nR_pT_sV_4)}{4D_sL_{ik}^2(1+C_pD_pR_pS)(2+C_sD_sR_sS)+D_p^2(-1+D_s)^2(2+D_p-D_s-2D_\varphi)^2nR_pR_sT_s^2}$$

Apêndice B

K_{rms}

Modo 1:

$$D_p^4 V_i^2 - 2D_p D_s (1 + 2D_s^2 + 6D_\varphi + 6D_\varphi + D_s(3 + 6D_\varphi)) nV_i V_o - 2D_p^3 V_i (V_i + 2D_s nV_o) + D_p^2 V_i (V_i + 6D_s(1 + D_s + 2D_\varphi) nV_o) D_s nV_o (12D_\varphi^2 V_i + D_s^3 nV_o + D_s^2(4V_i - 2nV_o) + D_s(12D_\varphi - V_i + nV_o))$$

Modo 2:

$$D_p^4 V_i^2 - 2D_p (-1 + D_s) (2D_s^2 + 6D_\varphi^2 + D_s(-1 + 6D_\varphi)) nV_i V_o - 2D_p^3 V_i (V_i + 2(-1 + D_s) nV_o) + nV_o (-4D_\varphi^3 V_i - i + (-1 + D_s)^2 D_s^2 nV_o) + D_p^2 V_i (V_i + 6(-1 + D_s) (D_s + 2D_\varphi) nV_o)$$

Modo 3:

$$D_p^4 V_i^2 - 2D_p (-1 + D_s) (2D_s^2 + 6D_\varphi^2 + D_s(-1 + 6D_\varphi)) nV_i V_o - 2D_p^3 V_i (V_i + 2(-1 + D_s) nV_o) + (-1 + D_s) nV_o (4(1 + D_s^2 - 3D_\varphi + 3D_\varphi^2 + D_s(-2 + 3D_\varphi)) V_i + (-1 + D_s) D_s^2 nV_o) + D_p^2 V_i (V_i + 6(-1 + D_s) (D_s + 2D_\varphi) nV_o)$$

Modo 4:

$$D_p^4 V_i^2 - 2D_p D_s (1 + 2D_s^2 - 6D_\varphi + 6D_\varphi^2 + D_s(-3 + 6D_\varphi)) nV_i V_o + (-1 + D_s)^2 D_s^2 n^2 V_o^2 - 2D_p^3 V_i (V_i + 2D_s nV_o) + D_p^2 V_i (V_i + 6D_s(-1 + D_s + 2D_\varphi) nV_o)$$

Modo 5:

$$D_p^4 V_i^2 - 2D_p D_s (1 + 2D_s^2 + 6D_\varphi + 6D_\varphi + D_s(-3 + 6D_\varphi)) nV_i V_o - 2D_p^3 V_i (V_i + 2D_s nV_o) + D_p^2 V_i (V_i + 6D_s(-1 + D_s + 2D_\varphi) nV_o) + nV_o (4(-1 + D_s + D_\varphi)^3 V_i + (-1 + D_s)^2 D_s^2 nV_o)$$

Modo 6:

$$D_p^4 V_i^2 - 2D_p (-1 + D_s) (2D_s^2 + 6(-1 + D_\varphi)^2 + D_s(-7 + 6D_\varphi)) nV_i V_o + (-1 + D_s)^2 D_s^2 n^2 V_o^2 - 2D_p^3 V_i (V_i + 2(-1 + D_s) nV_o) + D_p^2 V_i (V_i + 6(-1 + D_s) (-2 + D_s + 2D_\varphi) nV_o)$$