

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



FEUP

**Desenvolvimento de um sistema de controlo de
pilha de combustível**

Bruno Manuel do Vale Pereira

Dissertação de Projecto realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Prof. Dr. Adriano da Silva Carvalho

Julho de 2008

A Dissertação intitulada

“Desenvolvimento de um Sistema de Controlo de Pilha de Combustível”

foi aprovada em provas realizadas em 18/Julho/2008

o júri

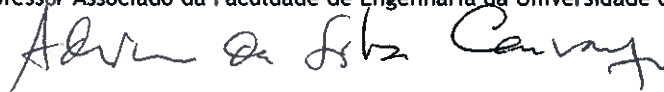
Presidente Professor Doutor Francisco José de Oliveira Restivo
Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor João Luiz Afonso
Professor Auxiliar da Escola de Engenharia da Universidade do Minho



Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho
Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projecto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são correctamente citados.

Autor - Bruno Manuel do Vale Pereira



Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

As pilhas de combustível são consideradas uma das mais promissoras fontes para produção de energia distribuída devido à sua eficiência, baixo impacto ambiental e modularidade. Existem, no entanto, algumas dificuldades relacionadas com a sua colocação em funcionamento. As pilhas de combustível não podem aceitar corrente no sentido inverso, não têm um bom desempenho com oscilações na corrente, têm uma baixa tensão de saída que varia com a idade e com a corrente, a sua tensão responde lentamente a variações da carga em degrau e têm capacidades limitadas de sobrecarga. Por estas razões, os conversores electrónicos de potência são necessários para elevar e regular a tensão, para que a pilha possa ser usada como uma fonte de potência DC convencional. Depois, a adição de um inversor permite a conversão da potência DC para AC, para fazer a interligação com a rede eléctrica. Este trabalho apresenta um modelo electroquímico de uma pilha de combustível do tipo PEM simulado através do *Matlab/Simulink*TM de forma a verificar a sua validade. Os resultados obtidos são posteriormente comparados com resultados experimentais.

O conversor DC/DC é baseado na topologia *push-pull*. Este conversor estabelece, na sua saída, um barramento DC regulado de 400 V através de um controlo em tensão. A sua simulação é feita no *PSIM*TM e apresentados os principais resultados.

Abstract

Fuel cells are considered to be one of the most promising sources of distributed energy because of their high efficiency, low environmental impact and scalability. Unfortunately, multiple complications exist in fuel cell operation. Fuel cells cannot accept current in the reverse direction, do not perform well with ripple current, have a low output voltage that varies both with age and current, the voltage responds sluggishly to step changes in load and they are limited in overload capabilities. For these reasons, power converters are necessary to boost and regulate the voltage as a means to provide a stiff applicable DC power source. Furthermore, the addition of an inverter allows for the conversion of DC power to AC for an utility interface. This work presents an electrochemical model of a PEM fuel cell that is simulated using *Matlab/Simulink*[™]. The obtained results are compared with experimental results. The DC/DC converter is based in *push-pull* topology. This converter creates a regulated 400 V DC bus in its output with a voltage control. The converter is simulated on *PSIM*[™] and the key results are presented.

Para a minha família

Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer aos meus pais e à minha irmã por todo o amor e apoio que me deram durante todos estes anos de Universidade. Em especial à minha irmã Susana pela força que me deu nos momentos mais difíceis.

Gostaria também de expressar a minha sincera gratidão ao meu orientador de dissertação, Prf. Dr. Adriano Carvalho, pelo apoio prestado e pelo encorajamento que me deu. Também quero agradecer à Dra. Teresa Outeiro pela vontade de me apoiar e por toda a ajuda prestada.

Agradeço também aos meus colegas os momentos de discussão e partilha de conhecimentos.

Bruno Pereira

“If I have ever made any valuable discoveries, it has been owing more to patient attention, than to any other talent.”

Isaac Newton

Índice

Resumo	i
Abstract	iii
Agradecimentos	vii
Índice	xi
Lista de Figuras.....	xv
Lista de Tabelas	xxi
Abreviaturas e Símbolos	xxiii
Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1. - Introdução	1
1.2. - Objectivos do trabalho.....	2
1.3. - Estrutura do documento	3
Capítulo 2.....	5
Sistemas de conversão de energia para pilhas de combustível.....	5
2.1. - Introdução	5
2.2. - Células de combustível	5
2.2.1. - Definição.....	5
2.2.2. - Tipos de células de combustível	6
2.2.3. - Células de combustível com membrana de permuta protónica (PEM)	8
2.2.4. - Princípio de funcionamento das células PEM.....	9
2.2.5. - Aplicações	10
2.3. - Aspectos gerais para a interface com pilhas de combustível	11
2.3.1. - Importância da Electrónica de Potência	11
2.3.2. - Requisitos da interface de potência	12
2.3.3. - Corrente inversa	13
2.3.4. - <i>Ripple</i> de corrente de entrada	14
2.3.5. - Isolamento eléctrico	14
2.4. - Sistemas electrónicos de potência para condicionamento de pilhas de combustível	14
2.4.1. - Conversores DC/DC.....	15
2.4.2. - Conversores DC/AC.....	18
2.5. - Produção de energia distribuída.....	22
2.6. - Resumo e conclusões	23
Capítulo 3.....	25

Modelo da pilha de combustível	25
3.1. - Introdução	25
3.2. - Modelo electroquímico da pilha de combustível	26
3.2.1. - Tensão reversível da célula.....	26
3.2.2. - Queda de activação.....	27
3.2.3. - Queda óhmica.....	27
3.2.4. - Queda por concentração ou transporte de massa.....	28
3.2.5. - Curva característica	29
3.2.6. - Dinâmica da célula.....	30
3.2.7. - Potência eléctrica da célula.....	34
3.2.8. - Eficiência	35
3.3. - Obtenção dos parâmetros do modelo	36
3.3.1. - <i>Simulated Annealing</i> (Arrefecimento Simulado)	36
3.4. - Construção e validação do modelo	38
3.4.1. - Curva de polarização	40
3.4.2. - Curva de potência.....	41
3.4.3. - Influência da temperatura na curva de polarização.....	41
3.4.4. - Influência das pressões na curva de polarização.....	42
3.4.5. - Resposta dinâmica	43
3.4.6. - Diferença na curva de polarização	45
3.5. - Efeito do <i>ripple</i> de corrente.....	45
3.6. - Resumo e conclusões.....	47
Capítulo 4.....	49
Performance dinâmica da pilha de combustível <i>Nexa</i>	49
4.1. - Introdução	49
4.2. - Módulo <i>Nexa</i>	50
4.2.1. - Controlador da <i>Nexa</i>	51
4.2.2. - Sistema de fornecimento de hidrogénio.....	52
4.2.3. - Sistema de fornecimento de oxigénio.....	53
4.2.4. - Sistema de arrefecimento	53
4.2.5. - Sistema de segurança.....	53
4.2.6. - Superfície de potência	54
4.3. - Montagem experimental.....	55
4.3.1. - Carga resistiva	56
4.3.2. - Curva de polarização, potência e eficiência.....	56
4.3.3. - Evolução da temperatura e do consumo de hidrogénio	59
4.3.4. - Comparação com os resultados obtidos pelo modelo	60
4.4. - Resumo e conclusões.....	62
Capítulo 5.....	63
Conversor DC/DC	63
5.1. - Introdução	63
5.2. - Escolha da topologia	64
5.3. - Conversor <i>push-pull</i>	66
5.4. - Transformador	70
5.4.1. - Dimensionamento do transformador	73
5.4.2. - Modelo real do transformador.....	74
5.4.3. - Resposta em frequência do transformador.....	76
5.5. - Dimensionamento do conversor	77
5.6. - Simulação do conversor <i>push-pull</i> em malha aberta	81
5.6.1. - Simulação do modelo da pilha de combustível em PSIM™	82
5.6.2. - Simulação do <i>push-pull</i> com fonte ideal	83
5.6.3. - Simulação em conjunto: <i>push-pull</i> e pilha de combustível.....	89
5.7. - Modelo em espaço de estados	91
5.7.1. - Variáveis de estado, entradas e saídas do modelo.....	91
5.7.2. - Representação do modelo em espaço de estados.....	91
5.7.3. - Obtenção da função de transferência linearizada	92

5.8. - Modelo do conversor <i>push-pull</i>	97
5.9. - Controlador	101
5.9.1. - Projecto do controlador em tensão	104
5.10. - Simulação do conversor <i>push-pull</i> em malha fechada.....	107
5.11. - Resumo e conclusões	109
Capítulo 6	111
Conclusões e Trabalho futuro.....	111
6.1. - Introdução	111
6.2. - Conclusões	111
6.3. - Desenvolvimentos futuros	113
Referências	115

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Gráfico de comparação entre as emissões poluentes de várias fontes de energia.....	2
Figura 2.1 - Esquemático do funcionamento de uma pilha de combustível.	6
Figura 2.2 - Detalhe dos principais elementos de uma célula de combustível.	8
Figura 2.3 - Esquemático de uma célula simples [5].....	9
Figura 2.4 - Diagrama de blocos para a interface com a pilha de combustível com conversor DC/DC.	12
Figura 2.5 - Diagrama de blocos para a interface com a pilha de combustível sem conversor DC/DC.	13
Figura 2.6 - Diagrama de blocos para a interface com a pilha de combustível com armazenamento de energia.	13
Figura 2.7 - Diagrama de blocos para a interface com a pilha de combustível com diodo de protecção.....	14
Figura 2.8 - Conversor DC/DC <i>step-up</i> (elevador, não isolado).	15
Figura 2.9 - Conversor DC/DC <i>step-down</i> (abaixador, não isolado).	15
Figura 2.10 - Conversor DC/DC em ponte completa (elevador, isolado).....	16
Figura 2.11 - Conversor DC/DC em ponte completa com malha ressonante série.	16
Figura 2.12 - Conversor DC/DC <i>push-pull</i> com rectificação em meia ponte (elevador, isolado).	17
Figura 2.13 - Conversor DC/DC <i>push-pull</i> com rectificação em ponte completa (elevador, isolado).	17
Figura 2.14 - Conversor DC/DC <i>push-pull</i> alimentado em corrente (<i>Current-fed</i>).	18
Figura 2.15 - Conversor DC/DC <i>push-pull</i> com malha LC ressonante.....	18
Figura 2.16 - Diagrama esquemático de uma pilha interligada com a rede AC.....	19
Figura 2.17 - Inversores monofásicos DC/AC: (a) Inversor em ponte completa e (b) Inversor em meia ponte.	20

Figura 2.18 - Inversor de tensão trifásico com comutação forçada (VSI).....	20
Figura 2.19 - <i>Resonant-Phase Leg inverter</i>	20
Figura 2.20 - <i>Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter (ARCPI)</i>	21
Figura 2.21 - Sistema de condicionamento com um <i>Z-Source Inverter</i>	22
Figura 2.22 - Exemplo de um sistema de condicionamento.	22
Figura 3.1 - Curva de polarização (V_{fc} - I_{fc}) de uma célula de combustível.....	29
Figura 3.2 - Detalhe da curva de polarização.....	29
Figura 3.3 - Circuito eléctrico equivalente de uma célula de combustível.	30
Figura 3.4 - Influência da capacidade equivalente na tensão da pilha de combustível [17]. ...	32
Figura 3.5 - Interrupção da corrente numa pilha de combustível.	32
Figura 3.6 - Tensão da pilha de combustível em resposta a um degrau de corrente.....	33
Figura 3.7 - Resposta da tensão de saída para o exemplo apresentado.	33
Figura 3.8 - Esquemático da montagem experimental apresentada no exemplo.	33
Figura 3.9 - Exemplo de um sistema de produção de energia baseado numa pilha do tipo PEM [15].	35
Figura 3.10 - Densidade de potência em função da densidade de corrente (adaptada de [18])......	35
Figura 3.11 - Fluxograma do <i>Simulated Annealing</i> usado para a optimização dos parâmetros.....	37
Figura 3.12 - Modelo da pilha implementado em <i>Matlab/Simulink</i> TM : bloco principal.	38
Figura 3.13 - Modelo da pilha implementado em <i>Matlab/Simulink</i> TM : detalhe do cálculo das tensões associadas.....	39
Figura 3.14 - Modelo da pilha implementado em <i>Matlab/Simulink</i> TM : detalhe da implementação do comportamento dinâmico.....	40
Figura 3.15 - Curva de polarização obtida através do modelo.	41
Figura 3.16 - Curva de potência obtida através do modelo.	41
Figura 3.17 - Curva de polarização obtida através do modelo: influência da temperatura. ...	42
Figura 3.18 - Curva de polarização obtida através do modelo: influência da pressão do hidrogénio.....	42
Figura 3.19 - Curva de polarização obtida através do modelo: influência da pressão do oxigénio.	43
Figura 3.20 - Resposta dinâmica obtida através do modelo: degrau de corrente descendente.	43

Figura 3.21 - Resposta dinâmica obtida através do modelo: degrau de corrente ascendente.	44
Figura 3.22 - Resposta dinâmica obtida através do modelo: influência da capacidade equivalente C	44
Figura 3.23 - Resposta dinâmica obtida através do modelo: detalhe da queda de tensão óhmica.	45
Figura 3.24 - Influência do ripple de corrente na tensão de saída da pilha.	46
Figura 3.25 - Influência do ripple de corrente na potência de saída da pilha (exemplo prático) [21].	47
Figura 4.1 - Pilha de combustível <i>Nexa</i> da <i>Ballard Power Systems</i> [22].	49
Figura 4.2 - Esquemático do módulo <i>Nexa</i> [22].	51
Figura 4.3 - Superfície de potência nominal fora das condições normais de funcionamento. .	55
Figura 4.4 - Visão geral da <i>Nexa</i>	55
Figura 4.5 - Diagrama de ligação da pilha à carga resistiva.	56
Figura 4.6 - Curva de polarização e curva de potência (fabricante).	57
Figura 4.7 - Curva de eficiência (fabricante).	57
Figura 4.8 - Curva experimental da corrente em função do tempo.	58
Figura 4.9 - Curva de polarização experimental ($V_{FC}-I_{FC}$).....	59
Figura 4.10 - Curva experimental da potência em função da corrente.	59
Figura 4.11 - Curva experimental da temperatura em função do tempo.	60
Figura 4.12 - Curva experimental do consumo de hidrogénio em função do tempo.	60
Figura 4.13 - Comparação entre a curva de potência experimental e a obtida pelo modelo. .	61
Figura 4.14 - Comparação entre a curva de polarização experimental e a obtida pelo modelo.	61
Figura 4.15 - Resposta dinâmica da <i>Nexa</i> (fabricante, [22]).....	62
Figura 5.1 - Diagrama de conversão proposto.....	63
Figura 5.2 - Topologia <i>push-pull</i>	66
Figura 5.3 - Esquema de controlo do conversor <i>push-pull</i>	67
Figura 5.4 - Primeiro modo de funcionamento do <i>push-pull</i>	67
Figura 5.5 - Segundo modo de funcionamento do <i>push-pull</i>	68
Figura 5.6 - Terceiro modo de funcionamento do <i>push-pull</i>	68
Figura 5.7 - Quarto modo de funcionamento do <i>push-pull</i>	69

Figura 5.8 - Forma de onda da tensão v_{oi}	69
Figura 5.9 - Forma de onda da corrente na bobina e no díodo D_1	69
Figura 5.10 - Principais formas de onda do conversor <i>push-pull</i> [25].	70
Figura 5.11 - Circuito equivalente do transformador contendo a indutância de magnetização e transformador ideal [25].	71
Figura 5.12 - Característica B-H do núcleo do transformador.	72
Figura 5.13 - Modelo do transformador referido ao primário.	72
Figura 5.14 - Modelo do transformador no <i>PSIM</i> TM	75
Figura 5.15 - Parametrização do transformador no <i>PSIM</i> TM	76
Figura 5.16 - Aproximação do <i>push-pull</i> pelo <i>step-down</i>	78
Figura 5.17 - Forma de onda da tensão e corrente na bobina do conversor <i>push-pull</i> (adaptado de [25]).	78
Figura 5.18 - Forma de onda da tensão e corrente no condensador do conversor <i>push-pull</i> (adaptado de [25]).	79
Figura 5.19 - Conversor <i>push-pull</i> em estudo.	81
Figura 5.20 - Circuito em <i>PSIM</i> TM que implementa o modelo electroquímico da pilha.	82
Figura 5.21 - Curva de polarização obtida com o modelo simulado em <i>PSIM</i> TM	82
Figura 5.22 - Circuito gerador de PWM para o comando dos transístores.	83
Figura 5.23 - Exemplo dos sinais de PWM gerados pelo circuito gerador de PWM.	84
Figura 5.24 - Conversor <i>push-pull</i> implementado em <i>PSIM</i> TM	84
Figura 5.25 - Detalhe do circuito gerador de PWM.	85
Figura 5.26 - Tensão de saída, V_o (V).	85
Figura 5.27 - Corrente na bobina do filtro de saída.	86
Figura 5.28 - Detalhe do <i>ripple</i> de corrente.	86
Figura 5.29 - Detalhe da corrente na bobina, no condensador e na carga resistiva.	86
Figura 5.30 - Detalhe da tensão nos dois enrolamentos do secundário e tensão rectificad, V_{oi}	87
Figura 5.31 - Tensão nos primeiros enrolamentos do primário e do secundário.	87
Figura 5.32 - Tensões nos transístores T1 e T2.	88
Figura 5.33 - Correntes nos díodos e na bobina de saída.	88
Figura 5.34 - Corrente nos transístores T1 e T2.	89
Figura 5.35 - Tensão na bobina de saída.	89

Figura 5.36 - Circuito em <i>PSIM</i> TM para simulação do conjunto conversor e modelo.	90
Figura 5.37 - Resposta da tensão da pilha a uma mudança de carga do conversor.	90
Figura 5.38 - Representação do modelo em espaço de estados.	92
Figura 5.39 - Sistema de controlo em malha fechada.	93
Figura 5.40 - Representação do sistema de controlo para pequenos sinais.	94
Figura 5.41 - Circuito equivalente quando um interruptor está ligado.	98
Figura 5.42 - Circuito equivalente quando nenhum interruptor está ligado.	98
Figura 5.43 - Tensão de saída obtida através da simulação do conversor (<i>step-down</i>) em <i>PSIM</i> TM	100
Figura 5.44 - Tensão de saída obtida através da simulação do modelo de média (<i>step-down</i>) em <i>Matlab</i> TM	100
Figura 5.45 - Representação do sistema de controlo para pequenos sinais: detalhe da malha de controlo.	101
Figura 5.46 - Definição da frequência de travessia de ganho, margem de fase e margem de ganho [27].	102
Figura 5.47 - Esquemático do modulador PWM.	103
Figura 5.48 - Formas de onda do modulador PWM.	103
Figura 5.49 - Diagrama de Bode do conversor em malha aberta, $G_{ps}(s)$	104
Figura 5.50 - Diagrama de Bode do controlador.	105
Figura 5.51 - Detalhe da amplitude e fase do conversor à frequência de travessia de ganho de 2 kHz.	106
Figura 5.52 - Diagrama de Bode do controlador.	107
Figura 5.53 - Tensão de saída em malha fechada.	108
Figura 5.54 - Detalhe do <i>ripple</i> de tensão em malha fechada.	108
Figura 5.55 - Resposta da tensão de saída a um degrau de corrente (malha fechada).	108

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Comparação entre diferentes tipos de células [4].....	7
Tabela 3.1 - Parâmetros do modelo: fixos e otimizados [19].	38
Tabela 4.1 - Principais especificações da <i>Nexa</i> [22].	50
Tabela 5.1 - Comparação dos valores de utilização activa dos dispositivos de comutação [25].	65
Tabela 5.2 - Parâmetros do transformador simulado em <i>PSIM</i> TM	75
Tabela 5.3 - Frequências dos pólos associados ao transformador.	77
Tabela 5.4 - Definição das variáveis de estado para o modelo.....	97

Abreviaturas e Símbolos

Lista de Abreviaturas

PEM	<i>Proton Exchange Membrane</i>
FC	<i>Fuel Cell</i>
AFC	<i>Alkaline Fuel Cell</i>
PAFC	<i>Phosphoric Acid Fuel Cell</i>
MCFC	<i>Molten Carbonate Fuel Cell</i>
SOFC	<i>Solid Oxide Fuel Cell</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i>

Lista de Símbolos

V_{FC}	Tensão de saída de uma célula de combustível
E_{NERNST}	Potencial termodinâmico de uma célula de combustível
V_{act}	Queda de tensão de activação
V_{ohmic}	Queda de tensão óhmica
V_{act}	Queda de tensão de concentração
V_S	Tensão de saída de uma pilha de combustível
n	Número de células de uma pilha de combustível
P_{H_2}	Pressão do hidrogénio
P_{O_2}	Pressão do oxigénio
T	Temperatura
i_{FC}	Corrente de uma célula de combustível
ξ_n	Coefficiente paramétrico ($n = 1...4$)
c_{O_2}	Concentração de oxigénio
A	Área de uma célula de combustível
c_{H_2}	Concentração de hidrogénio
R_M	Resistência equivalente da membrana
L	Espessura da membrana

ρ_M	Resistividade específica da membrana
Ψ	Coeficiente paramétrico
R_C	Resistência da transferência dos prótons na membrana
J	Densidade de corrente
J_{max}	Densidade de corrente máxima
B	Constante dependente do tipo de célula
J_n	Densidade de corrente permanente
M	Massa da célula
C_S	Coeficiente calorífico específico
$\Delta\dot{Q}$	Taxa de variação calorífica
P_{FC}	Potência eléctrica de uma célula de combustível
η	Eficiência de uma célula de combustível
v_d	Tensão aos terminais da capacidade equivalente
C	Capacidade equivalente
τ	Constante de tempo
R_a	Resistência equivalente
R_{act}	Resistência associada a queda de tensão de activação
R_{con}	Resistência associada a queda de tensão de concentração

Capítulo 1

Introdução

1.1. - Introdução

O uso de fontes de energia não poluentes tem vindo a crescer cada vez mais, não só devido ao factor ambiental, com as alterações climáticas que se têm vindo a verificar nos últimos anos, mas também devido ao factor energético, já que os combustíveis derivados de fontes fósseis estão cada vez mais caros e mais escassos. Agravando esta situação há ainda o facto de que as maiores reservas de petróleo ainda existentes estão em zonas conflituosas ou de difícil acesso. Existe um estudo que refere que o pico máximo de produção de petróleo poderá ter sido atingido entre o final de 2005 e o início de em 2006 [1]. Isto quer dizer que a aposta terá de ser cada vez mais nas energias renováveis ou alternativas, como a eólica, a fotovoltaica e o hidrogénio (obtido a partir de energias limpas tanto quanto possível). Embora não seja viável, por exemplo, o uso da energia eólica nos transportes, esta pode ser usada como fonte de energia para carregar as baterias dos veículos, tanto dos eléctricos como dos híbridos. No caso dos veículos, o futuro passará possivelmente pela tracção eléctrica com pilhas de combustível. Estas, mais do que armazenarem energia, produzem-na continuamente desde que o hidrogénio esteja disponível. Também na micro-geração distribuída as pilhas de combustível estão a aparecer cada vez mais como uma alternativa viável, com todas as particularidades que este tipo de produção apresenta. Como vantagens, as pilhas de combustível convertem de forma eficiente o hidrogénio (que pode chegar perto dos 80%), têm um funcionamento silencioso, não têm, ou quase não têm, emissões poluentes e o calor que produzem na reacção pode ser reaproveitado. Aliando o facto de o hidrogénio ser o combustível com mais energia por unidade de peso e o facto de o seu produto ser vapor de água, pode dizer-se que este será o combustível do futuro. Na Figura 1.1 apresenta-se um gráfico exemplificativo da quantidade de emissões poluentes que vários tipos de fontes de energia produzem. A diferença entre as emissões produzidas pelas pilhas de combustível e pelas fontes de energia provenientes de combustão é enorme.

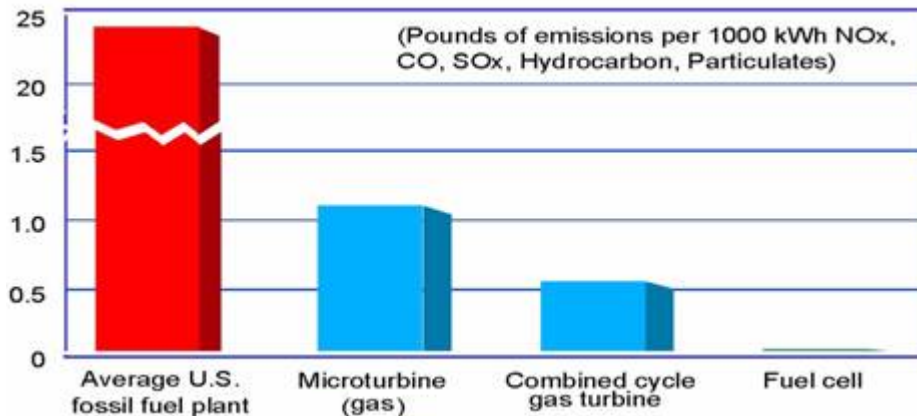


Figura 1.1 - Gráfico de comparação entre as emissões poluentes de várias fontes de energia.

Os consumos de energia eléctrica estão em crescimento continuado, e devido à limitação das linhas de transmissão e da dificuldade em manter a regulação da rede, a produção distribuída tem ganho um papel cada vez mais importante. A produção de energia distribuída através de pilhas de combustível é considerada uma das grandes apostas no futuro próximo. Esta aposta deve-se a várias vantagens, como por exemplo a reutilização do calor produzido pelo funcionamento da pilha, a sua elevada eficiência, a baixa poluição ambiental, a possibilidade de usar vários tipos de combustível e a modularidade [2].

As pilhas de combustível são geralmente caracterizadas pelo tipo de membrana (electrólito) que usam, podendo assim serem agrupadas em cinco principais tipos. As pilhas com membrana de permuta protónica (PEM), em particular, estão a sofrer um grande desenvolvimento como fonte principal de energia em muitas aplicações (automóveis, telecomunicações, etc.). Este facto deve-se à sua elevada densidade de energia, à baixa temperatura de funcionamento e estrutura simples. A potência à saída das pilhas não é como uma fonte de potência ideal convencional (fonte de tensão ou de corrente), pelo que necessitam de uma unidade de condicionamento de potência. O objectivo desta unidade é maximizar a performance global da pilha, a potência de saída, a qualidade e a eficiência a partir de uma fonte de baixa tensão, corrente elevada e resposta lenta como é uma pilha de combustível.

1.2. - Objectivos do trabalho

Este trabalho insere-se na disciplina de Dissertação do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, no 2º semestre do ano lectivo de 2007/2008.

No decorrer deste trabalho, envolvendo o desenvolvimento de um conversor para aplicação numa pilha de combustível, foram seleccionados os seguintes objectivos:

- Estudo do modelo equivalente de uma pilha de combustível do tipo PEM;

- Validação dos resultados da simulação do modelo por comparação com dados obtidos experimentalmente;
- Escolha e simulação de um conversor DC/DC acoplado ao modelo da pilha.

1.3. - Estrutura do documento

Além deste capítulo inicial de introdução, o trabalho desenvolvido que é apresentado neste documento está dividido em mais cinco capítulos. No capítulo 2 apresenta-se o princípio de funcionamento de uma pilha de combustível, a diferença entre os vários tipos de pilhas existentes e uma revisão bibliográfica sobre os conversores mais comuns para condicionamento de uma fonte de energia deste tipo. O capítulo 3 apresenta o modelo electroquímico de uma pilha do tipo PEM que é simulado no *Matlab/Simulink*TM. Verifica-se a validade do modelo simulado, nomeadamente a sua resposta dinâmica e os efeitos que parâmetros como a temperatura da pilha e as pressões dos reagentes têm na curva estática de funcionamento. No capítulo 4 são apresentadas as características da pilha *Nexa* da *Ballard* e são comparados os resultados obtidos pelo modelo com os resultados obtidos experimentalmente. O capítulo 5 é dedicado ao estudo do conversor DC/DC, onde são apresentados os resultados da simulação e o projecto do controlador. O capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Sistemas de conversão de energia para pilhas de combustível

2.1. - Introdução

Neste capítulo apresenta-se o princípio de funcionamento de uma pilha de combustível e faz-se um pequeno resumo das possíveis topologias que podem funcionar como sistema de condicionamento de potência para uma fonte de energia com a especificidade inerente a uma pilha de combustível. O condicionamento de potência é uma componente importante e necessária para converter a tensão DC não regulada que a pilha produz numa tensão regulada utilizável quer em cargas estacionárias, quer em aplicações automóveis e mesmo na interface com a rede eléctrica. O conversor de energia deve ter o maior rendimento possível e deve impor uma carga à pilha de combustível que maximize também o seu rendimento e o tempo de vida.

2.2. - Células de combustível

2.2.1. - Definição

Uma célula de combustível é um dispositivo electroquímico que converte continuamente a energia química de um combustível e de um oxidante em energia eléctrica, através de um processo que envolve essencialmente um sistema eléctrodo/electrólito [3]. Todas as células de combustível são constituídas por dois eléctrodos, um negativo e outro positivo, designados por ânodo e cátodo, respectivamente [4]. Igualmente, todas as células têm um electrólito, que tem a função de transportar os iões produzidos no ânodo para o eléctrodo contrário, e um catalisador, que acelera as reacções químicas nos eléctrodos. A Figura 2.1 apresenta o esquema de princípio do funcionamento de uma célula de combustível.

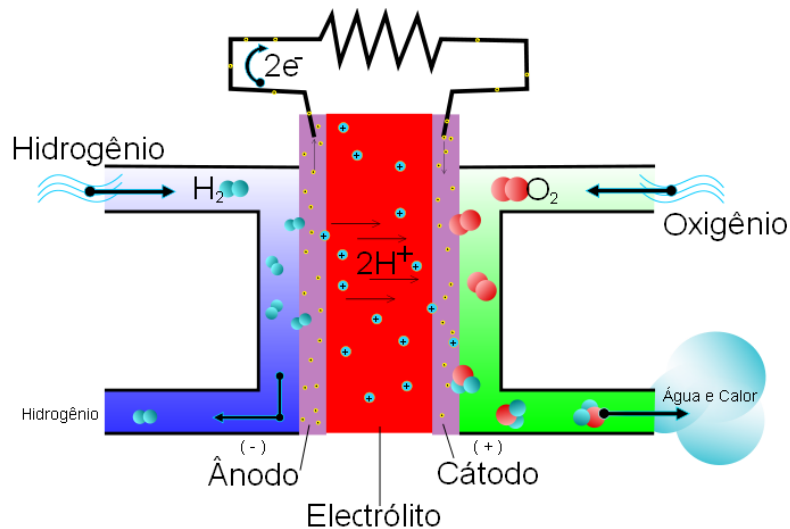


Figura 2.1 - Esquemático do funcionamento de uma pilha de combustível.

2.2.2. - Tipos de células de combustível

As células são classificadas normalmente pelo tipo de eletrólito que usam e pela sua temperatura de funcionamento [4]. De modo a exemplificar essa classificação apresentam-se na Tabela 2.1 os diferentes tipos de células existentes e as suas principais características.

Existem vários tipos de células de combustível em diferentes estados de desenvolvimento. Segundo o tipo de eletrólito podem enumerar-se as seguintes [4]:

- PEFC: *Polymer Electrolyte Fuel Cell* (ou PEMFC, *Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell*) ou Pilha de Combustível com Membrana de Permuta Protônica;
- AFC: *Alkaline Fuel Cell* ou Pilha de Combustível Alcalina;
- PAFC: *Phosphoric Acid Fuel Cell* ou Pilha de Combustível de Ácido Fosfórico;
- MCFC: *Molten Carbonate Fuel Cell* ou Pilha de Combustível de Carbonetos Fundidos;
- SOFC: *Solid Oxide Fuel Cell* ou Pilha de Combustível de Óxidos Sólidos;

As células do tipo PEMFC, AFC, PAFC são consideradas células de baixa temperatura e as MCFC e SOFC de elevada temperatura. Essencialmente, a escolha do eletrólito dita a temperatura de funcionamento da célula. Essa temperatura de funcionamento e o seu tempo de vida ditam as propriedades físico-químicas, térmicas e mecânicas dos materiais que são usados nos seus principais componentes (elétrodos, eletrólito, coletor de corrente, etc.).

Tabela 2.1 - Comparação entre diferentes tipos de células [4].

	PEFC	AFC	PAFC	MCFC	SOFC
Electrolyte	Hydrated Polymeric Ion Exchange Membranes	Mobilized or Immobilized Potassium Hydroxide in asbestos matrix	Immobilized Liquid Phosphoric Acid in SiC	Immobilized Liquid Molten Carbonate in LiAlO ₂	Perovskites (Ceramics)
Electrodes	Carbon	Transition metals	Carbon	Nickel and Nickel Oxide	Perovskite and perovskite / metal cermet
Catalyst	Platinum	Platinum	Platinum	Electrode material	Electrode material
Interconnect	Carbon or metal	Metal	Graphite	Stainless steel or Nickel	Nickel, ceramic, or steel
Operating Temperature	40 – 80 °C	65°C – 220 °C	205 °C	650 °C	600-1000 °C
Charge Carrier	H ⁺	OH ⁻	H ⁺	CO ₃ ⁼	O ⁼
External Reformer for hydrocarbon fuels	Yes	Yes	Yes	No, for some fuels	No, for some fuels and cell designs
External shift conversion of CO to hydrogen	Yes, plus purification to remove trace CO	Yes, plus purification to remove CO and CO ₂	Yes	No	No
Prime Cell Components	Carbon-based	Carbon-based	Graphite-based	Stainless-based	Ceramic
Product Water Management	Evaporative	Evaporative	Evaporative	Gaseous Product	Gaseous Product
Product Heat Management	Process Gas + Liquid Cooling Medium	Process Gas + Electrolyte Circulation	Process Gas + Liquid cooling medium or steam generation	Internal Reforming + Process Gas	Internal Reforming + Process Gas

A temperatura de funcionamento tem, igualmente, um papel importante no tipo de combustível que pode ser usado para alimentar a célula, pois se a temperatura for suficientemente elevada o hidrogénio pode ser separado, por exemplo, do gás natural, dentro da própria célula. Nas células de baixa temperatura, o combustível que entra em contacto com o interior da célula tem de ser o hidrogénio (se o hidrogénio for proveniente de outro combustível a extracção tem de ser feita fora da célula). Também o ânodo destas células de baixa temperatura (normalmente a platina) é contaminado com monóxido de carbono (CO). Já nas células de elevada temperatura, o monóxido de carbono e mesmo o metano (CH₄) podem ser internamente convertidos em hidrogénio ou até oxidados electroquimicamente de forma directa [4].

Este projecto é pensado para uma pilha do tipo PEM, a qual se analisada em detalhe de seguida.

2.2.3. - Células de combustível com membrana de permuta protónica (PEM)

A célula com membrana de permuta protónica (ou PEM - *Polymer Exchange Membrane*) é a célula com o princípio de funcionamento mais simples entre todas as outras [3]. Possui um electrólito em estado sólido que é muito eficaz na permuta dos iões positivos entre o ânodo e o cátodo, e utiliza como combustível hidrogénio com elevado grau de pureza.

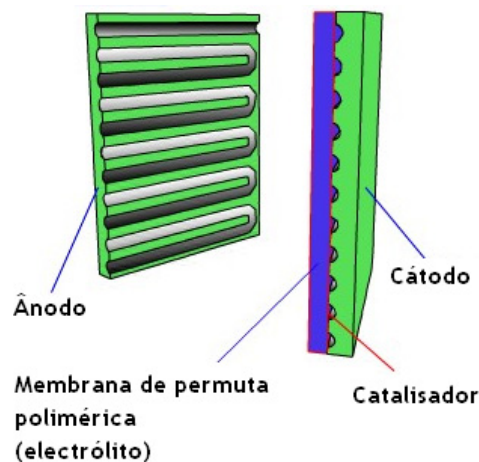


Figura 2.2 - Detalhe dos principais elementos de uma célula de combustível.

Na Figura 2.2 podemos ver os quatro elementos principais de uma célula do tipo PEM, que são analisados de seguida:

- **Ânodo:** É o eléctrodo negativo de uma célula de combustível. É aqui que as moléculas de hidrogénio são separadas em protões e electrões. Tem ainda por objectivo conduzir os electrões que são separados das moléculas de hidrogénio para o circuito externo que faz uso da corrente eléctrica gerada. Normalmente o ânodo tem “trilhos” para que o hidrogénio se espalhe mais homoganeamente na superfície do catalisador.
- **Cátodo:** É o eléctrodo positivo da célula e tem também vários “trilhos” para distribuir o oxigénio em toda a superfície do catalisador. É também responsável por receber os electrões do circuito externo de corrente e os colocar em contacto com o catalisador, onde serão recombinados com os iões de hidrogénio e de oxigénio de forma a formar moléculas de água.
- **Electrólito:** É a membrana de permuta protónica. Esta membrana, umas das partes mais importantes da célula, tem de conduzir apenas os iões positivos desde o ânodo até ao cátodo e tem de bloquear a passagem dos electrões. Só pode haver fluxo dos iões positivos no sentido indicado atrás, senão a membrana será

danificada. É neste componente da pilha que tem havido mais investigação, de modo a poder melhorar a eficiência e a vida útil da célula.

- **Catalisador:** É uma camada de material especial que facilita a reacção do hidrogénio e do oxigénio. É normalmente composto por uma camada muito fina de materiais envolvidos em platina. Usualmente é usado um material poroso para facilitar a exposição ao hidrogénio ou ao oxigénio.

As células de combustível do tipo PEM operam a temperaturas relativamente baixas, apresentam uma potência elevada e conseguem variar a sua tensão de saída relativamente rápido, indo de encontro a aumentos e diminuições bruscas de carga. Tais características são importantes por exemplo nos automóveis, pois em regime normal são necessárias constantes alterações de carga. A membrana de permuta protónica é uma folha fina que permite aos iões H^+ passarem através dela. É revestida nos dois lados por partículas de um metal altamente dispersivo (predominantemente platina) que se tornam catalisadores activos. O electrólito é um polímero sólido orgânico, que se torna vantajoso, pois reduz a corrosão. O único líquido na célula é a água e, devido a esse facto, os problemas de corrosão são mínimos. A presença da água líquida na célula é de extrema importância uma vez que a membrana de permuta protónica deve ser mantida hidratada durante o funcionamento da célula de combustível. Devido às limitações apresentadas em relação à temperatura, impostas pelo polímero da membrana e pela necessária hidratação da membrana, esta célula de combustível funciona para temperaturas, usualmente, inferiores a $100^{\circ}C$. Sendo assim, as reduzidas velocidades de reacção são compensadas pela utilização de catalisadores relativamente sofisticados.

2.2.4. - Princípio de funcionamento das células PEM

A figura seguinte representa a topologia de uma célula do tipo PEM. Nos parágrafos seguintes passa-se a explicar as reacções que ocorrem nos eléctrodos e que dão origem à corrente eléctrica.

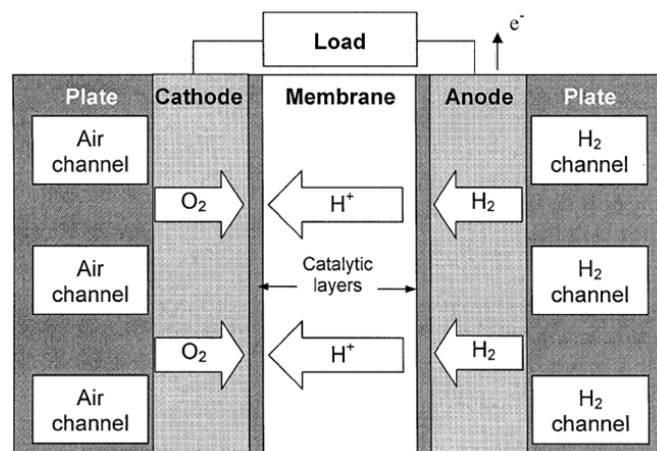


Figura 2.3 - Esquemático de uma célula simples [5].

O hidrogénio, H_2 , no estado gasoso, é colocado sobre uma determinada pressão no eléctrodo negativo (ânodo) e em contacto com a camada catalisadora. Quando uma molécula de hidrogénio entra em contacto com a camada catalisadora de platina, esta divide-se em dois iões H^+ e dois electrões (e^-). Os electrões são conduzidos pelo ânodo para o circuito externo, onde produzirão trabalho, e retornam para o outro eléctrodo da célula, o cátodo ou eléctrodo positivo (2.1).



Por sua vez os iões H^+ são conduzidos do ânodo para o cátodo através da membrana protónica. Ao mesmo tempo o cátodo está a ser alimentado com oxigénio. Aqui, os iões H^+ reagem com o oxigénio e com os electrões provenientes do circuito eléctrico exterior. O produto final da reacção que ocorre no cátodo é a água (ou vapor de água) (2.2).



A reacção global que acontece na pilha é definida pela equação seguinte:



O agrupamento de várias células em série constitui uma pilha de combustível.

2.2.5. - Aplicações

Actualmente existem já muitas aplicações para as células de combustível. Por exemplo, todos os principais fabricantes de automóveis estão a trabalhar no sentido de comercializar automóveis movidos a pilhas de combustível.

Contudo existem actualmente várias utilizações desta tecnologia, como em autocarros, barcos, comboios, aviões, máquinas de venda automática, sinalização rodoviária, telemóveis, computadores portáteis, *UPS's*, etc. Também nas estações de tratamento de águas residuais, por exemplo, as pilhas estão a ser usadas para converter o gás metano resultante em electricidade. As possibilidades são inúmeras.

As pilhas de combustível são ideais para a produção de energia a nível residencial, quer sejam ligadas à rede eléctrica para fornecer potência adicional e funcionarem como fonte de energia em situações de emergência (hospitais, bancos, etc.), quer funcionem como fonte de energia independente em zonas não cobertas pela rede eléctrica principal. Como as pilhas operam silenciosamente, reduzem tanto a poluição ambiental como a poluição sonora, relativamente aos geradores de combustão convencionais. O calor proveniente do funcionamento da pilha pode ainda ser aproveitado para aquecimento de água ou aquecimento ambiente de uma casa. Muitos dos protótipos que estão a ser testados e demonstrados em ambiente residencial utilizam, por exemplo, o gás natural para produzirem o hidrogénio necessário para alimentar a pilha [6].

2.3. - Aspectos gerais para a interface com pilhas de combustível

As pilhas de combustível são consideradas uma das mais promissoras fontes de energia distribuída devido à sua elevada eficiência, baixo impacto ambiental e modularidade. Infelizmente, existem várias complicações inerentes ao seu funcionamento. As pilhas de combustível não podem receber corrente na direcção inversa, não reagem bem quando a corrente que a atravessa tem *ripple* elevado, têm uma tensão de saída baixa e que varia com a idade e com a corrente, respondem com dinâmica lenta a mudanças em degrau na corrente de carga, são limitadas na capacidade de sobrecarga e têm um tempo de vida relativamente curto. Por todas estas razões, os conversores electrónicos de potência são necessários para elevar e regular a tensão de modo a transformar a pilha numa fonte de tensão DC regulada. Depois, a adição de um inversor de tensão permite a conversão da potência DC para AC, sendo assim possível a interface com a rede eléctrica ou a aplicação a um motor de corrente alternada. De seguida apresentam-se e examinam-se as principais topologias de conversores DC/DC usados no condicionamento de potência das pilhas de combustível.

2.3.1. - Importância da Electrónica de Potência

Nos sistemas de energia actuais, grandes estações produtoras são colocadas em lugares geográficos específicos e produzem a maior parte da energia, que é depois transferida para os grandes centros de consumo em longas linhas de transmissão. Contudo, o sistema produtor está a mudar, pelo que estão a ser desenvolvidas unidades de produção distribuída, incluindo quer fontes de energia renovável como não renovável (energia eólica, energia das ondas, fotovoltaica, mini-hídricas, centrais de ciclo combinado, pilhas de combustível, entre outras). Já neste momento, mas ainda mais num futuro próximo, prevê-se uma grande expansão da produção distribuída com fontes de energias renovável.

Uma das desvantagens deste tipo de produção, além do elevado custo em algumas delas, é o facto de não ser controlável, já que a sua disponibilidade depende de ciclos diários ou sazonais. Pelo facto de o padrão de necessidades dos consumidores ser diferente do que essas fontes de energia apresentam, será difícil operar um sistema de energia com apenas unidades de geração renovável. Assim, a forma de explorar completamente a energia renovável é a sua interligação com a rede eléctrica já existente, a nível de distribuição [7].

Nas estações de produção convencionais os geradores funcionam a uma velocidade fixa e impõem a frequência da rede. Os conversores electrónicos de potência associados às unidades de produção distribuída têm um papel vital para acondicionar as características dessa produção aos requisitos da interligação com a rede, incluindo o controlo da frequência, tensão, potência activa e reactiva, minimização dos harmónicos, etc.

2.3.2. - Requisitos da interface de potência

Actualmente não existe um valor normalizado para a tensão de saída das pilhas de combustível. A maioria das pilhas actuais produz uma tensão de saída numa gama de 24-150 VDC. Contudo, a quase totalidade das aplicações em que as pilhas de combustível são usadas necessita que uma interface de potência esteja presente. O conversor aí presente deve ter, genericamente, as seguintes características [8].

- Controlar a tensão da pilha de combustível;
- Converter a saída da pilha de combustível para o tipo e magnitude apropriada;
- Ter um alto factor de potência (em aplicações de ligação à rede);
- Introduzir pouco ou nenhum conteúdo harmónico;
- Operar eficientemente em todas as condições;
- Não aumentar significativamente o custo global do sistema.

A Electrónica de Potência, que faz a interface com a pilha de combustível, utiliza normalmente conversores elevadores DC/DC e inversores para elevar a tensão da pilha e converter a tensão DC para AC.

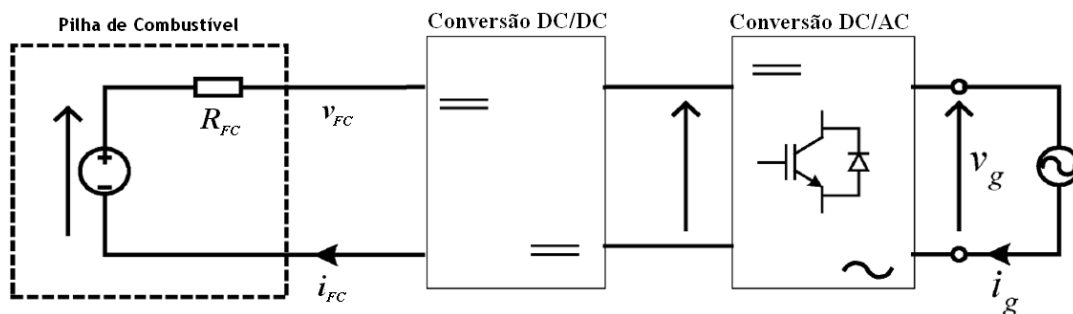


Figura 2.4 - Diagrama de blocos para a interface com a pilha de combustível com conversor DC/DC.

As principais funções do conversor DC/DC, além de elevar a tensão da pilha, são obter uma tensão regulada para a entrada do inversor e fornecer isolamento eléctrico, caso este seja necessário, entre os circuitos de baixa e alta tensão. O inversor necessita depois converter a tensão DC em AC, com uma componente harmónica razoável. Este inversor pode ser monofásico ou trifásico, dependendo da aplicação. A opção monofásica é normalmente usada em aplicações residenciais e a trifásica em aplicações industriais e em produção de energia centralizada. Se o isolamento é necessário ou a diferença de tensões entre os dois lados é elevada, um transformador é normalmente integrado no sistema. É preferível o uso de um transformador na secção de alta frequência, como se poderá ver a seguir.

Outra solução possível, mas raramente usada, é a presente na Figura 2.5. Nesta abordagem não se faz uso do conversor DC/DC e usa-se um transformador de baixa frequência na saída do inversor para elevar a tensão. O uso do conversor DC/DC em vez desta solução é

duplamente vantajoso: quer em custo quer em tamanho. Um transformador capaz de elevar a tensão AC é significativamente volumoso e tem um custo elevado.

Em geral, tanto o conversor DC/DC como o DC/AC podem ser seleccionados entre várias topologias, incluindo versões de comutação forçada e suave [7].

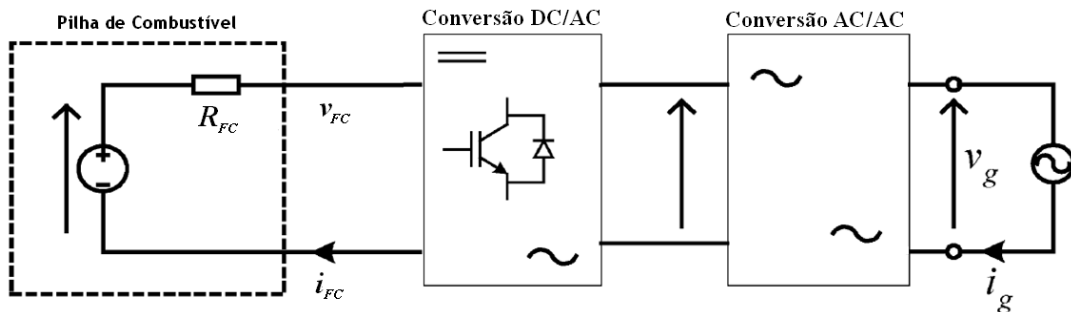


Figura 2.5 - Diagrama de blocos para a interface com a pilha de combustível sem conversor DC/DC.

Outra situação possível passa por incluir no sistema uma unidade armazenadora de energia, como uma bateria ou um super-condensador. Neste caso um conversor DC/DC bidireccional é necessário para gerir a carga/descarga do elemento armazenador.

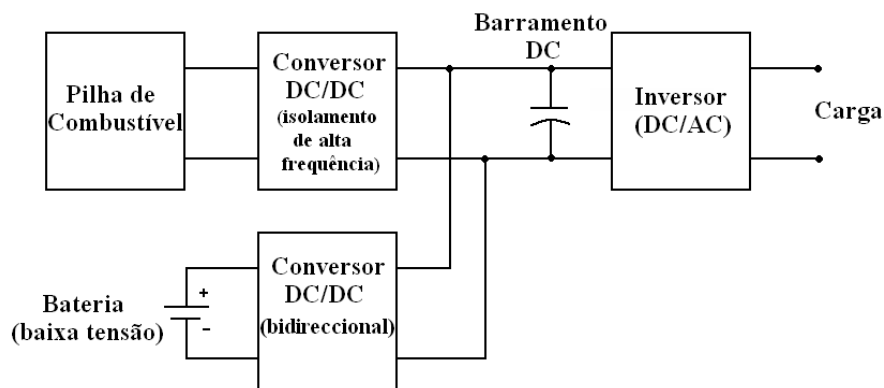


Figura 2.6 - Diagrama de blocos para a interface com a pilha de combustível com armazenamento de energia.

2.3.3. - Corrente inversa

As pilhas de combustível não podem, em condições normais, inverter o sentido da corrente, embora a sua reacção química inversa seja possível. Assim, para evitar que a corrente nunca circule na direcção inversa, pode ser introduzido em série com a pilha de combustível um diodo, D_{FC} , como se pode ver na Figura 2.7. Em aplicações onde a regeneração de energia é permitida ou em situações onde é esperada corrente inversa, é muitas vezes utilizado um condensador, C_{DC} , cujo objectivo é absorver essa corrente. Contudo, este condensador deve ser seleccionado cuidadosamente para não ser sujeito a um stress de corrente elevado. Os mesmos cuidados têm de ser tidos com o diodo devido à sua

característica de recuperação inversa, que pode dar origem a uma corrente inversa a circular na pilha e que a danificaria.

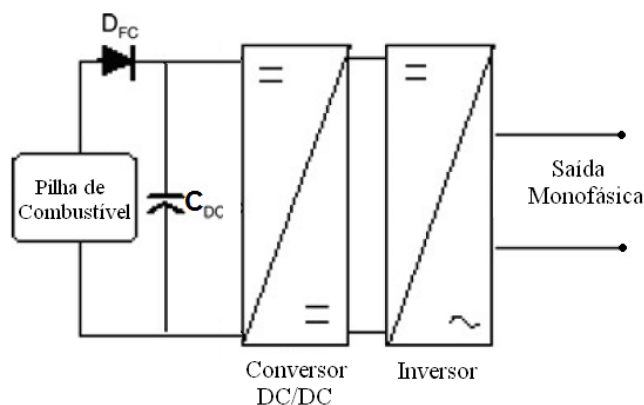


Figura 2.7 - Diagrama de blocos para a interface com a pilha de combustível com diodo de protecção.

2.3.4. - *Ripple* de corrente de entrada

Para obter a performance óptima da pilha de combustível a carga a que esta está sujeita deveria constante. Uma perturbação na carga da pilha pode ter um impacto significativo nas reacções que ocorrem na membrana. Infelizmente o conversor DC/DC que estiver ligado à pilha pode consumir corrente com *ripple*. Algum deste *ripple* pode ser absorvido com a utilização de um condensador, mas este facto leva ao aumento do custo e tamanho do conversor e reduz a sua fiabilidade, já que se introduz mais um elemento passível de falhas. Contudo, em estudos realizados por vários autores verifica-se que o *ripple* de corrente com frequência superior a 400Hz não introduz um impacto significativo na operação da pilha. Um *ripple* de corrente de 4% a 120 Hz tem um impacto negligenciável e não afectará severamente o tempo de vida da pilha [9].

2.3.5. - Isolamento eléctrico

Para proteger a pilha de combustível é necessário um isolamento galvânico entre o lado de baixa tensão da pilha e o de alta tensão do barramento DC, particularmente quando a diferença de tensão é substancial. Para isso faz-se normalmente uso de um transformador incorporado no conversor DC/DC.

2.4. - Sistemas electrónicos de potência para condicionamento de pilhas de combustível

Esclarecidas algumas das características e requisitos de operação dos conversores associados às pilhas de combustível passa-se agora à sua apresentação. Existem certas topologias consideradas mais convencionais, ou de uso genérico, e outras que foram

desenvolvidas especificamente para este fim. Um conversor DC/DC é normalmente colocado entre a pilha de combustível e o inversor de tensão para realizar duas funções. Uma é o isolamento do lado DC com o inversor, já que um transformador colocado à saída do inversor é mais caro, pesado e volumoso, e a outra é gerar a amplitude de tensão DC necessária para que à saída do inversor seja criada a tensão AC desejada.

2.4.1. - Conversores DC/DC

A configuração convencional para o conversor elevador para a pilha de combustível é a presente na Figura 2.8.

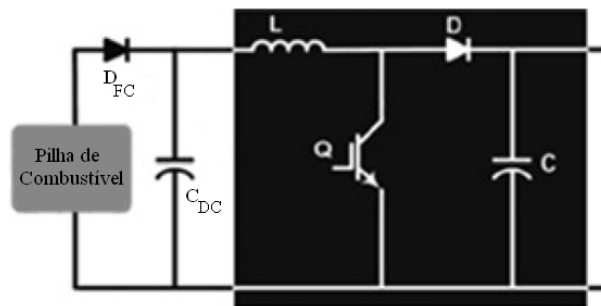


Figura 2.8 - Conversor DC/DC *step-up* (elevador, não isolado).

Embora esta topologia seja muito conhecida para elevar a tensão, não tem presente um aspecto muito importante nesta aplicação específica: isolamento eléctrico. Mais ainda, a operação com uma grande diferença de tensão entre a entrada e a saída impõe grande *stress* de tensão ao elemento de comutação.

Quando a aplicação a interligar à pilha de combustível necessitar de uma tensão mais baixa que a produzida pela mesma e não for necessário o isolamento eléctrico, a topologia normalmente adoptada é o conversor convencional abaixador (*step-down*) (Figura 2.9).

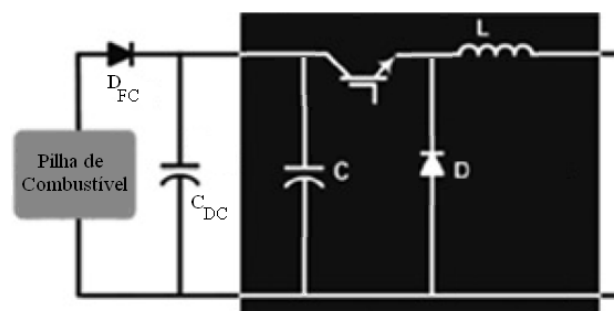


Figura 2.9 - Conversor DC/DC *step-down* (abaixador, não isolado).

O conversor em ponte completa é o mais frequentemente usado quando o isolamento eléctrico é necessário (Figura 2.10). Este conversor já está bem desenvolvido e a sua tecnologia provada e estável. Para um elevado ganho de tensão e com isolamento podem ser

usados também o conversor *forward*, *push-pull* e meia-ponte (*half-bridge*). Contudo, o conversor em ponte completa é um dos mais usados, uma vez que:

- É passível de ser usado em aplicações de elevada potência (geralmente o *push-pull* e o *forward* não são) porque o *stress* de tensão e corrente nos transístores não é muito elevado;
- Comparado com o de meia-ponte, tanto a corrente como a razão de transformação é reduzida para metade;
- Tem baixo *ripple* de tensão e corrente, tanto à entrada como à saída.

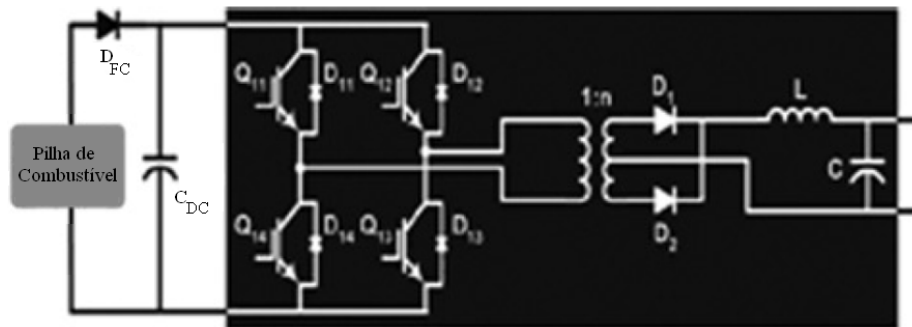


Figura 2.10 - Conversor DC/DC em ponte completa (elevador, isolado).

Contudo, para reduzir as perdas de comutação existentes nos transístores, pode ser usada uma versão desta topologia com comutação suave, fazendo uso de um circuito ressonante série.

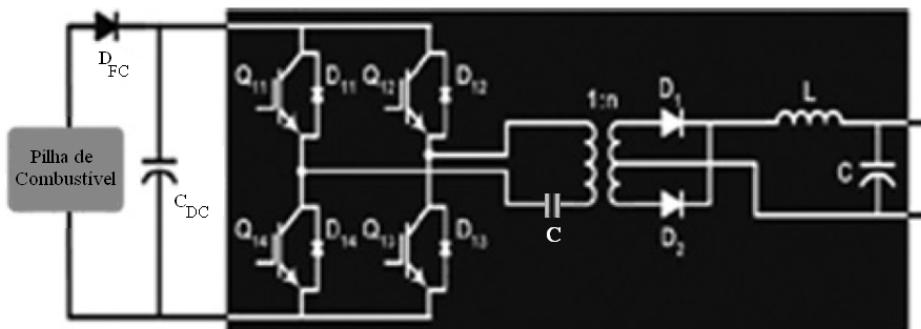


Figura 2.11 - Conversor DC/DC em ponte completa com malha ressonante série.

A grande vantagem desta topologia é a sua protecção inerente contra curto-circuitos e o facto de não existir o problema da saturação do transformador, embora a versão de comutação forçada necessite de uma onda bipolar muito precisa ou um controlo em corrente, senão o transformador tem perdas extra e corre o risco de saturar.

As duas topologias mais atractivas para o conversor DC/DC são as topologias *push-pull* e ponte completa. Ambas têm elevada eficiência, são tecnologias bem conhecidas e têm boa utilização do núcleo magnético do transformador (magnetização bidireccional) [10].

O conversor *push-pull* não está indicado para aplicações em pilhas de combustível com elevada potência devido a dificuldade de evitar a saturação do transformador [11]. Mas em aplicações de média potência, como 1 kW ou 1.5 kW, podem ser encontrados regularmente. Isto explica-se pelo facto de ter perdas de condução reduzidas durante a sua operação pois apenas um interruptor está activo em cada instante. Assim aumenta a eficiência do conversor DC/DC e a consequente eficiência de todo o sistema de condicionamento.

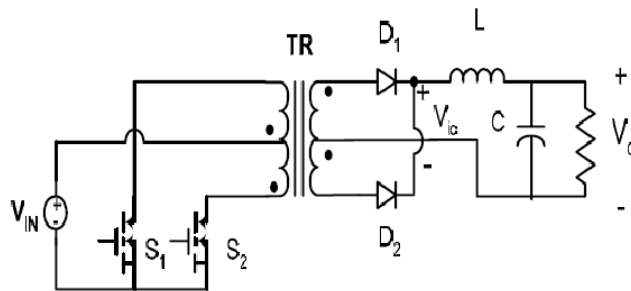


Figura 2.12 - Conversor DC/DC *push-pull* com rectificação em meia ponte (elevador, isolado).

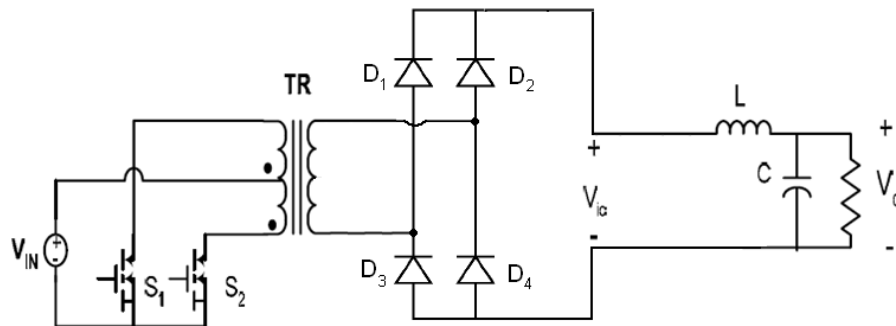


Figura 2.13 - Conversor DC/DC *push-pull* com rectificação em ponte completa (elevador, isolado).

Este conversor é usado para criar um sinal AC em onda quadrada na entrada do transformador de alta frequência. Esse sinal serve como entrada do referido transformador de modo a elevar a tensão, se necessário, ou apenas isolar se a razão de transformação for unitária. Finalmente, essa tensão é rectificada pelos díodos (rectificação em ponte completa ou em meia ponte com ponto médio no secundário do transformador) de modo a criar uma saída DC. Um dos problemas desta topologia é a possível saturação do transformador, que acontece quando há uma diferença nos tempos de comutação dos transístores e que provoca o aumento da corrente de magnetização e consequente saturação.

Esta topologia, tal como as outras, pode ter entrada em tensão ou corrente. Incluindo uma indutância na entrada do *push-pull*, este passa a ser alimentado em corrente.

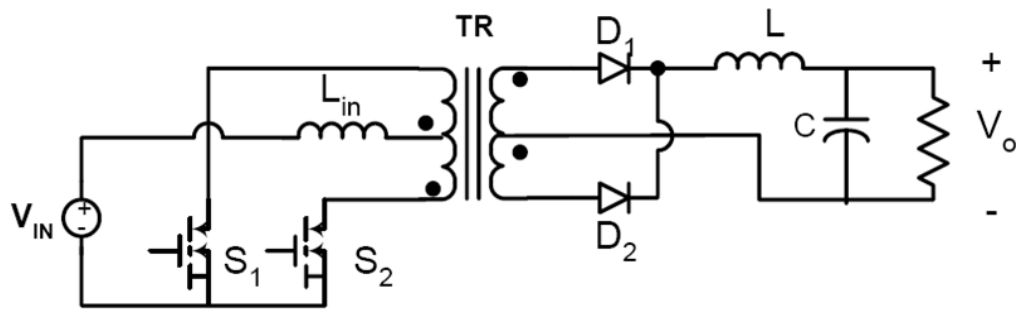


Figura 2.14 - Conversor DC/DC *push-pull* alimentado em corrente (*Current-fed*).

Também foram já estudadas topologias derivadas do *push-pull* que aproveitam o efeito de ressonância para reduzir as perdas de comutação, tal como o que se apresenta na figura seguinte [12]:

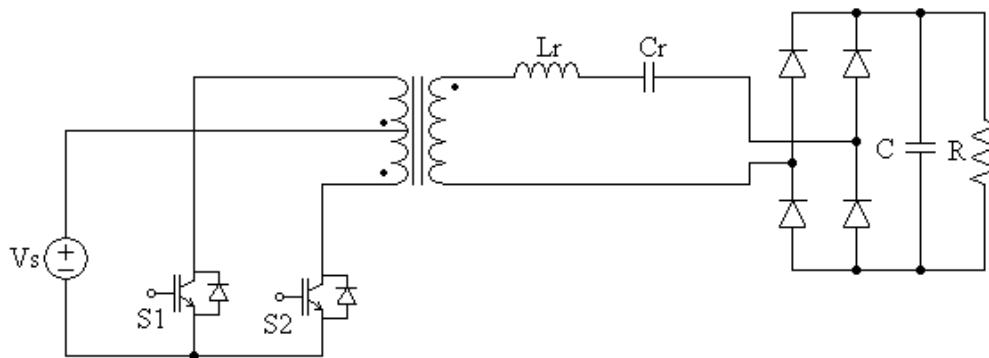


Figura 2.15 - Conversor DC/DC *push-pull* com malha LC ressonante.

2.4.2. - Conversores DC/AC

A menos que a carga alimentada pela pilha de combustível seja do tipo DC, a potência gerada por esta tem de ser convertida para o tipo AC usando um conversor electrónico de potência. Recentemente tem havido um crescente interesse em projectar uma unidade conversora que se adapte à pilha da melhor forma possível. Existem várias formas de gerar uma tensão AC. Muitas delas usam um conversor DC/DC elevador (*step-up*) em cascata com um inversor de tensão convencional (VSI, *Voltage Source Inverter*). Outras topologias omitem o conversor DC/DC usando um inversor especialmente projectado para o efeito, como por exemplo o *Z-Source Inverter*, que tem capacidade de elevar a tensão dispensando assim o conversor DC/DC.

Numa terceira categoria é usado apenas um inversor de tensão convencional, sem usar o conversor DC/DC previamente. Esta solução é possível quando as variações de tensão da pilha de combustível em toda a gama de funcionamento estão dentro de um intervalo que permite a correcta operação do inversor. Isso acontece quando o fluxo de combustível (hidrogénio mais oxigénio) é proporcional à corrente fornecida pela pilha [13].

Na Figura 2.16 pode ver-se um exemplo desse caso. Aqui, as variações de tensão V_{dc} são aceitáveis para o inversor, que é controlado em modulação de largura de impulso sinusoidal. Variando o índice de modulação, m , e o ângulo de fase, δ_f , é possível controlar o inversor.

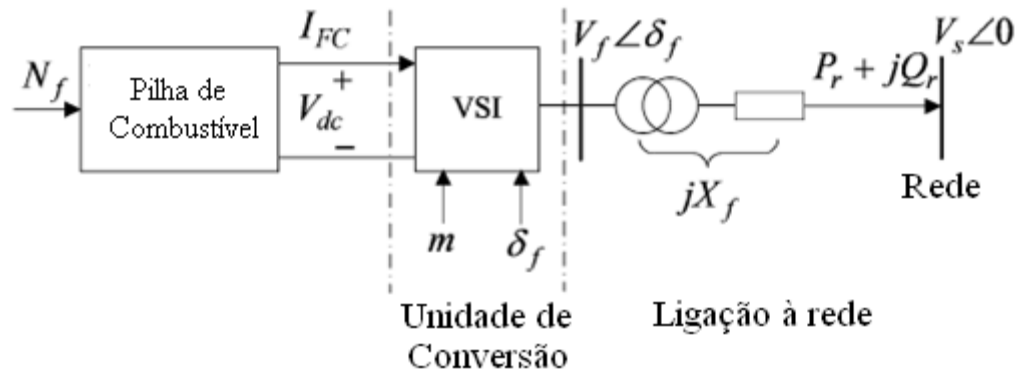


Figura 2.16 - Diagrama esquemático de uma pilha interligada com a rede AC.

Tipicamente a tensão de saída da pilha, V_{dc} , é relativamente baixa. Para contornar esse problema é introduzido um transformador elevador para interligar o inversor à rede. A reactância série do transformador, X_f , é normalmente assumida constante e como a potência da pilha é muito menor que a da rede considera-se que esta é uma fonte ideal com uma amplitude V_s e frequência constante. A medida da tensão da rede é tida como a referência de fase para o controlo do inversor. A potência complexa injectada na rede é denotada por $P_r + jQ_r$, que tanto pode ser monofásica ou trifásica, dependendo da estrutura do inversor. Muitas vezes o *ripple* de tensão associado à comutação no inversor é negligenciado e apenas se considera a componente fundamental, assumindo assim que este não contribui para a transferência de potência real. O *ripple* pode ser reduzido fazendo a sua filtragem tanto do lado DC como AC e aumentando a frequência de comutação.

O circuito de conversão DC/AC propriamente dito pode ser escolhido de entre várias topologias. A Figura 2.17 mostra dois inversores monofásicos. Na Figura 2.17(a) está presente um inversor com ponte em "H", enquanto que a Figura 2.17(b) mostra que o barramento DC é composto por dois condensadores em série e cujo ponto médio é usado para criar a saída do inversor. Desta forma é possível usar apenas dois interruptores pelo custo de ter um barramento DC duas vezes mais elevado para se criar a mesma tensão na saída do inversor.

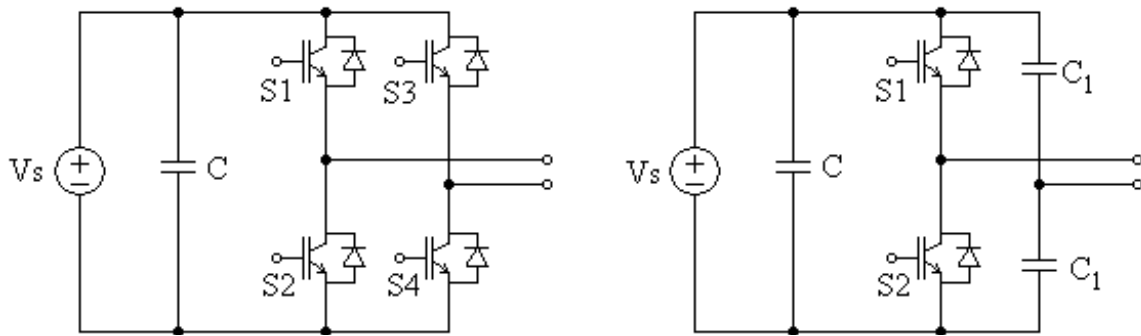


Figura 2.17 - Inversores monofásicos DC/AC: (a) Inversor em ponte completa e (b) Inversor em meia ponte.

Nas aplicações trifásicas várias topologias de inversores trifásicos podem ser usadas [14]:

- **Inversor de tensão trifásico com comutação forçada (VSI):**

A sua topologia é bem conhecida e largamente utilizada em aplicações industriais. Tem a desvantagem de sofrer perdas de comutação, visto que a comutação é forçada.

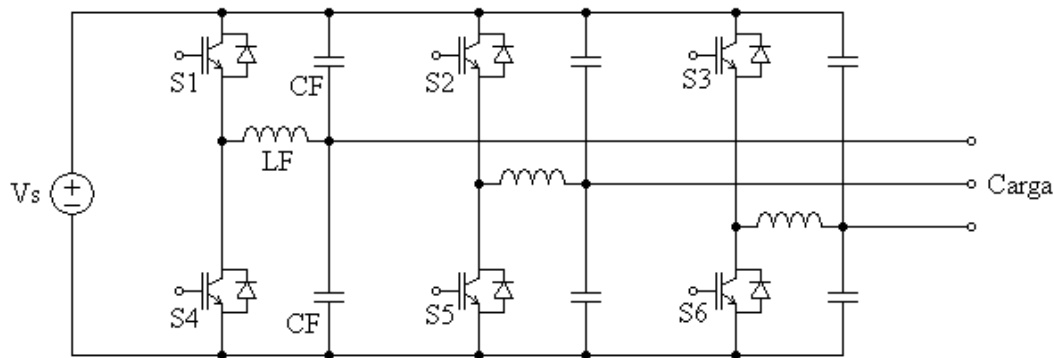


Figura 2.18 - Inversor de tensão trifásico com comutação forçada (VSI).

- **Resonant-Phase Leg Inverter (RPLI):**

É uma melhoria do inversor de comutação forçado permitindo que essa comutação seja feita à tensão nula (*zero-voltage switching*). Para realizar uma comutação suave ainda melhor pode usar-se uma modulação de frequência variável.

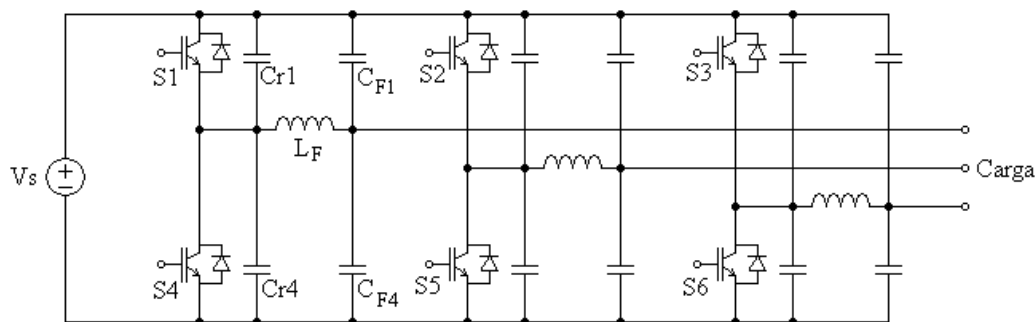


Figura 2.19 - Resonant-Phase Leg inverter.

- **Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter (ARCPI):**

Usa transístores auxiliares para assistir a comutação em tensão nula dos transístores principais. Embora a gama de operação em comutação à tensão nula seja maior são necessários mais transístores e o circuito aumenta em termos de complexidade.

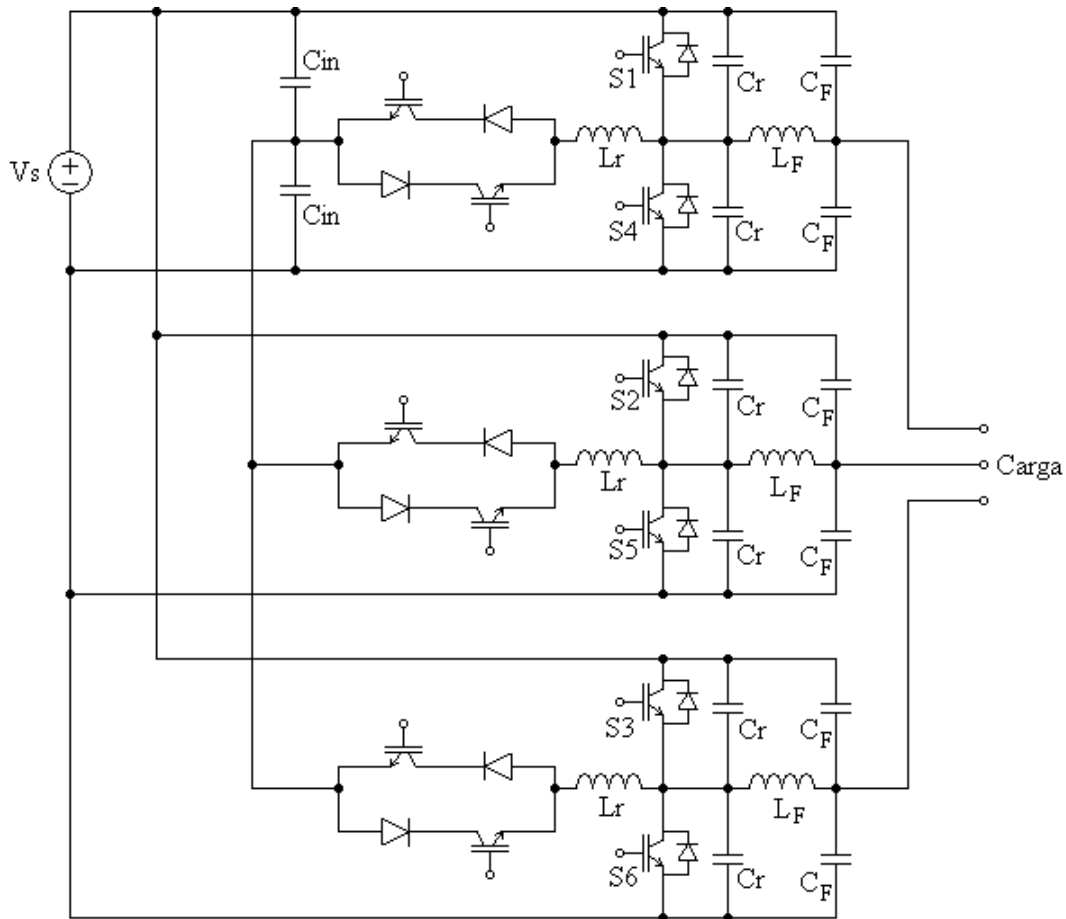


Figura 2.20 - Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter (ARCPI).

Um *Z-Source Inverter*, como mostra a Figura 2.21, é uma nova topologia que usa um inversor em ponte completa com uma impedância na entrada. Esta impedância de entrada consiste em duas pequenas bobinas e dois condensadores que são ligados entre si na forma de um “X”. Com esta impedância de entrada e um controlo cuidadoso dos interruptores tem-se a possibilidade de elevar a tensão no inversor através de técnicas de armazenamento de energia temporário. Em princípio, a amplitude da tensão de saída deste inversor pode chegar até ao infinito (situação idealizada). Este aspecto é extremamente atractivo para o circuito de condicionamento de pilhas de combustível pois estas têm baixa tensão de saída. Outra vantagem é o facto de dispensar o uso do tradicional conversor DC/DC em cascata com o inversor, reduzindo o sistema tanto em complexidade como em custo. Contudo também tem as suas desvantagens, incluindo o *stress* elevado nos dispositivos de potência, elevada tensão

nominal para os condensadores da malha de impedância e uma corrente DC pulsada na fonte DC [8].

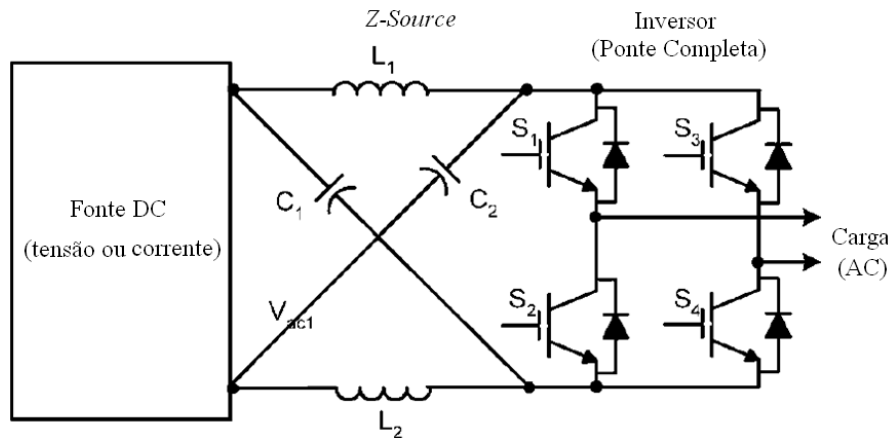


Figura 2.21 - Sistema de condicionamento com um Z-Source Inverter.

Um sistema de condicionamento com um conversor DC/DC e um inversor DC/AC pode ser construído pela combinação dos conversores acima apresentados. Um exemplo de uma pilha de combustível ligada através de uma interface electrónica a um sistema AC monofásico é apresentado na Figura 2.22, onde um conversor push-pull alimentado em corrente com transformador de isolamento e um inversor em ponte completa são usados [10].

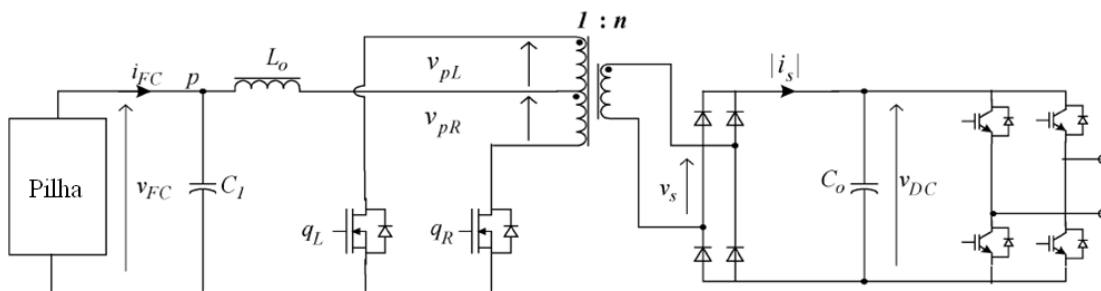


Figura 2.22 - Exemplo de um sistema de condicionamento.

2.5. - Produção de energia distribuída

A produção distribuída representa uma fonte de energia de pequena dimensão ligada directamente à rede de distribuição, que fornece potência eléctrica nas zonas próximas dos consumidores, em vez de serem usadas grandes estações de produção e linhas de transmissão para fazer a distribuição da mesma até aos locais de consumo. A capacidade desta produção distribuída varia normalmente entre alguns kilowatts e algumas dezenas de megawatts. Com a liberalização do mercado energético espera-se que haja um crescimento significativo num futuro próximo da produção distribuída.

Com o sistema de produção convencional a capacidade instalada tem de ser suficiente para todos os pedidos, pelo que é necessário que essa capacidade esteja sobredimensionada

para dar resposta aos picos que ocorrem apenas em algumas horas do dia e em alguns meses do ano. Com a produção distribuída é possível contornar esse problema. Desta forma, o sistema energético fica mais barato, causa menos problemas ambientais e tem maior qualidade e fiabilidade do que com a solução convencional. Nos grandes sistemas produtores, esta nova solução aumenta a fiabilidade global do sistema, evita elevados investimentos no reforço das linhas de transmissão, reduz as perdas associadas a essas mesmas linhas, permite que a capacidade seja aumentada apenas para dar resposta ao crescimento da procura e que o fornecimento de energia a zonas remotas seja mais eficiente.

2.6. - Resumo e conclusões

Neste capítulo foi apresentado o princípio de funcionamento de uma célula de combustível, nomeadamente as células cujo electrólito é composto por uma membrana de permuta protónica (células do tipo PEM), que são explicadas em detalhe. São também apresentados os aspectos gerais dos sistemas de condicionamento de potência, que têm de estar ajustados à especificidade de uma fonte de energia como uma pilha de combustível. Foram apresentadas duas possibilidades de ligar uma pilha à rede: com um conversor DC/DC intermédio ou com um inversor directamente ligado à sua tensão DC não regulada. Não existe nenhum conversor que esteja perfeitamente ajustado a todas as aplicações. Para uma dada aplicação, com certas especificações, devem ser realizados estudos de comparação para seleccionar a topologia do conversor. Devem ser seleccionadas várias hipóteses de acordo com os requisitos do problema, e para cada hipótese devem ser avaliadas várias características como, por exemplo, a corrente eficaz máxima num semiconductor, o tamanho, o número de componentes, etc. Este tipo de análise comparativa pode levar mais rapidamente à escolha da melhor solução.

Apresentado o princípio de funcionamento da pilha, o próximo capítulo será dedicado à modelação da mesma, usando um modelo electroquímico que representa todos os acontecimentos relevantes que nela ocorrem.

Capítulo 3

Modelo da pilha de combustível

3.1. - Introdução

Neste capítulo é apresentado um modelo electroquímico para a representação, simulação e análise de uma célula do tipo PEM (*Polymer Exchange Membrane*, Membrana de Permuta Protónica). Os resultados do modelo são usados para prever a tensão de saída, o rendimento e a potência de uma pilha em função da corrente, assim como os seus parâmetros construtivos e operacionais. Para avaliar a performance dinâmica da pilha de combustível em pequenos sistemas de produção de energia eléctrica, de modo a reduzir o custo e o tempo durante o projecto e experimentação, a existência de um modelo matemático confiável apresenta-se por si mesmo como uma ferramenta importante no uso crescente das pilhas de combustível [15]. A obtenção de um modelo é da maior importância no projecto de um sistema de conversão de energia, visto que os requisitos para esse sistema têm de estar de acordo com as características da fonte de energia. Neste capítulo apresenta-se um modelo de cariz electroquímico usando equações electroquímicas, de modo a determinar a tensão em circuito aberto e as quedas de tensão associadas em cada ponto de funcionamento. Em sistemas de produção de energia, a resposta dinâmica é de extrema importância para o planeamento do controlo e gestão do sistema, especialmente quando há injeção de energia na rede eléctrica principal. Portanto, uma atenção especial é dada à resposta dinâmica da pilha, coisa que não acontece com outros modelos presentes na literatura. O modelo está adaptado para as células do tipo PEM e incorpora os processos físicos e electroquímicos essenciais que ocorrem na célula durante a sua operação.

Em termos de notação, é de referir que uma célula de combustível é apenas um elemento químico produtor de energia, e uma pilha de combustível é uma unidade com várias células em série.

3.2. - Modelo electroquímico da pilha de combustível

Nesta secção apresenta-se o modelo electroquímico que pode ser usado para simular o comportamento dinâmico de uma pilha do tipo PEM. Este modelo matemático usa um grupo de parâmetros cuja definição é essencial para obter os melhores resultados na simulação.

A tensão de saída de uma única célula, V_{FC} , é definida como se segue:

$$V_{FC} = E_{NERNST} - V_{act} - V_{ohmic} - V_{con} \quad (3.1)$$

Para um conjunto de n células ligadas em série formando uma pilha de combustível, a tensão V_s pode ser calculada como:

$$V_s = n \cdot V_{FC} \quad (3.2)$$

Em (3.1), E_{NERNST} é o potencial termodinâmico da célula e representa a sua tensão reversível; V_{act} é uma queda de tensão devido à activação do ânodo e do cátodo (é uma medida da queda de tensão associada aos eléctrodos); V_{ohmic} é uma queda de tensão óhmica (é uma medida da queda de tensão resultante da resistência de condução a que estão sujeitos os iões H^+ no electrólito e os electrões no seu circuito); e V_{con} representa a queda de tensão resultante da redução da concentração dos gases reagentes ou, alternativamente, do transporte da massa de oxigénio e hidrogénio. Há ainda outra queda de tensão associada a este tipo de células: é a queda de tensão devida à circulação de corrente pelo electrólito. Esta é modelada considerando uma densidade de corrente permanente que é adicionada à densidade de corrente principal da célula, mesmo quando esta está a operar sem carga associada. O primeiro termo da equação (3.1) representa a tensão em circuito aberto da célula, enquanto que os últimos três representam reduções dessa tensão. A tensão resultante, V_{FC} , é a tensão disponibilizada pela célula para um determinado ponto de funcionamento. De seguida passa-se a referir as equações que descrevem o funcionamento apresentado.

3.2.1. - Tensão reversível da célula

A tensão reversível da célula, tensão de Nernst, é o potencial termodinâmico em circuito aberto. Define-se por:

$$E_{NERNST} = 1.229 - 0.85 \times 10^{-3} \times (T - 298.15) + 4.31 \times 10^{-5} \times T \times \left[\ln(P_{H_2}) + \frac{1}{2} \ln(P_{O_2}) \right] \quad (3.3)$$

onde P_{H_2} e P_{O_2} são as pressões do hidrogénio e do oxigénio, em atmosferas (atm), e T é a temperatura absoluta, em Kelvin (K). Deve notar-se que a temperatura da membrana e as pressões dos gases variam com a corrente: com o aumento da corrente, a pressão do hidrogénio ou do oxigénio diminui e a temperatura aumenta.

3.2.2. - Queda de activação

É calculada por:

$$V_{act} = -\left[\xi_1 + \xi_2 \cdot T + \xi_3 \cdot T \cdot \ln(c_{O_2}) + \xi_4 \cdot T \cdot \ln(i_{FC})\right] \quad (3.4)$$

onde i_{FC} é a corrente de funcionamento da célula e ξ_1 , ξ_2 , ξ_3 , ξ_4 são coeficientes paramétricos específicos de cada célula definidos teoricamente por equações baseadas em características cinemáticas, termodinâmicas e electroquímicas; e c_{O_2} é a concentração de oxigénio na interface catalisadora do cátodo (mol/cm^3), determinada por:

$$c_{O_2} = \frac{P_{O_2}}{5.08 \times 10^6 \cdot e^{-\left(\frac{498}{T}\right)}} \quad (3.5)$$

Os valores de ξ_1 , ξ_3 e ξ_4 têm de ser identificados, de alguma forma, para cada pilha que se pretende modelizar. Terá de existir, portanto, um processo de optimização que adapte estes coeficientes para cada pilha.

Já o valor de ξ_2 é definido pela seguinte equação:

$$\xi_2 = 0.00286 + 0.0002 \cdot \ln(A) + (4.3 \times 10^{-5}) \cdot \ln(c_{H_2}) \quad (3.6)$$

em que A é a área da célula (cm^2) e c_{H_2} é definido por:

$$c_{H_2} = \frac{P_{H_2}}{5.08 \times 10^6 \cdot e^{-\left(\frac{498}{T}\right)}} \quad (3.7)$$

3.2.3. - Queda óhmica

Esta queda provém da resistência aos electrões no circuito dos eléctrodos e da resistência verificada pelos protões na membrana. Essa queda é dada por:

$$V_{ohmic} = i_{FC} \cdot (R_M + R_C) \quad (3.8)$$

onde R_M , resistência equivalente da membrana, é definida por [16]:

$$R_M = \frac{\rho_M \cdot l}{A} \quad (3.9)$$

onde l (μm) é a espessura da membrana e ρ_M é a resistividade específica da membrana obtida por:

$$\rho_M = \frac{181.6 \cdot \left[1 + 0.03 \cdot \left(\frac{i_{FC}}{A}\right) + 0.062 \cdot \left(\frac{T}{303}\right)^2 \cdot \left(\frac{i_{FC}}{A}\right)^{2.5}\right]}{\left[\psi - 0.634 - 3 \left(\frac{i_{FC}}{A}\right)\right] \cdot e^{\left[4.18 \cdot \left(\frac{T-303}{T}\right)\right]}} \quad (3.10)$$

Onde o termo $181.6/(\psi-0.634)$ é a resistividade específica quando a corrente é nula ($i_{FC} = 0$), à temperatura de 30°C ($T = 303$ K). O termo exponencial no denominador da

expressão é o factor de correcção da temperatura no caso de a célula não se encontrar a 30°C. O coeficiente paramétrico ψ é considerado um parâmetro ajustável com um valor mínimo possível de 14 e um valor máximo possível de 23 [16].

R_c representa a resistência à transferência dos protões H^+ pela membrana.

3.2.4. - Queda por concentração ou transporte de massa

O transporte de massa afecta a concentração do hidrogénio e do oxigénio. Isto, por sua vez, causa a diminuição das pressões parciais dos gases. Estas reduções dependem da corrente eléctrica e das características físicas do sistema. Essa queda de tensão é determinada por:

$$V_{con} = -B \cdot \ln \left(1 - \frac{J}{J_{max}} \right) \quad (3.11)$$

J_{max} é a densidade de corrente máxima. B , em Volts. É uma constante dependente do tipo de célula e do seu estado de funcionamento [3]. J é a densidade de corrente actual da célula (A/cm^2) incluindo a densidade de corrente permanente J_n .

A maioria das variáveis presentes em (3.3)-(3.11) são dependentes da temperatura da célula e da pressão de operação. Variações nestas condições de operação influenciam directamente a performance da célula; o aumento da temperatura e pressão de funcionamento aumentam a tensão fornecida pela célula para uma determinada corrente.

A temperatura de uma célula pode ser obtida pela seguinte equação:

$$M \cdot C_s \left(\frac{dT}{dt} \right) = \Delta \dot{Q} \quad (3.12)$$

onde M é a massa da célula (kg); C_s é o coeficiente calorífico específico equivalente ($J.K^{-1}.kg^{-1}$); e $\Delta \dot{Q}$ é a taxa de variação calorífica (J/s). O valor de $M.C_s$ tem de ser obtido somando todas as massas e coeficientes caloríficos de todos os componentes da célula. A taxa de variação calorífica $\Delta \dot{Q}$ é a diferença entre a taxa de calor produzida pela operação da célula e a taxa de calor removida da célula pelo sistema de arrefecimento:

$$\Delta \dot{Q} = \dot{Q}_{ger} - \dot{Q}_{rem} \quad (3.13)$$

A taxa de calor gerada pela célula é dada por:

$$\dot{Q}_{ger} = P_{FC} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (3.14)$$

onde P_{FC} é a potência eléctrica de saída da célula e η a eficiência da mesma.

De forma a limitar e controlar a temperatura é necessário remover parte do calor que é gerado pela célula, o que pode ser feito através de vários métodos de refrigeração, como por

exemplo, usando parte do ar da reacção, ou usando um sistema de arrefecimento a ar separado ou ainda usando água [17].

3.2.5. - Curva característica

Como vimos anteriormente, à célula de combustível estão associadas várias quedas de tensão. A curva que caracteriza uma célula é a curva $V_{FC}-I_{FC}$, também chamada curva de polarização (Figura 3.1).

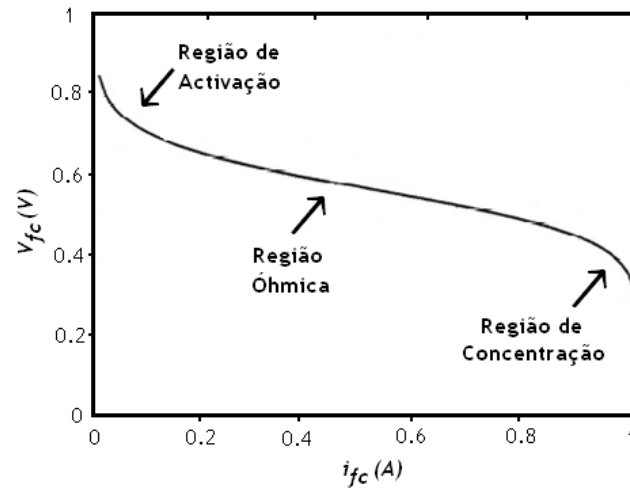


Figura 3.1 - Curva de polarização ($V_{fc}-I_{fc}$) de uma célula de combustível.

Existem três zonas distintas que expressam o que já foi referido atrás, sendo que a zona mais interessante no que diz respeito ao ponto de funcionamento é a zona ôhmica pois a relação entre o aumento de corrente fornecida pela célula é quase linear em função da tensão à saída da mesma. A Figura 3.2 mostra as quedas associadas à tensão de *Nernst*. A tensão de *Nernst* é constante em toda a gama de corrente que a pilha fornece (depende apenas da temperatura e da pressão dos reagentes envolvidos na reacção) e por isso aparece como uma recta no gráfico apresentado. Em circuito aberto a tensão V_{FC} é a tensão de *Nernst*. A partir do momento que é ligada uma carga à célula, a tensão é determinada pela diferença entre a tensão de *Nernst* e a soma das quedas de tensão já apresentadas. Como se pode verificar a queda ôhmica é linear e directamente proporcional á corrente.

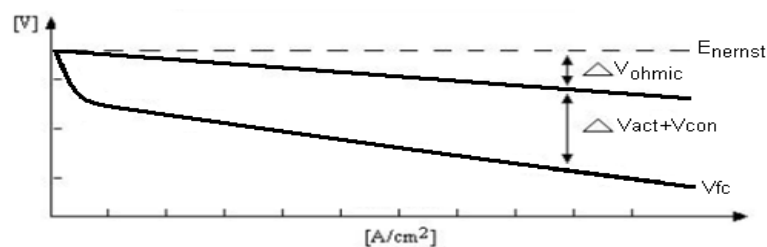


Figura 3.2 - Detalhe da curva de polarização.

A curva de polarização apenas contém informação sobre o comportamento estático da célula. Os pontos que a compõem são obtidos em regime permanente não contabilizando o regime dinâmico associado que uma alteração de carga provoca na tensão de saída. A forma desta curva depende dos vários parâmetros que estão na sua origem. Normalmente os fabricantes fornecem esta curva para condições de funcionamento normalizadas, visto que esta é um elemento ilustrativo da performance da pilha de combustível.

3.2.6. - Dinâmica da célula

As equações apresentadas anteriormente representam o comportamento electroquímico estático da célula de hidrogénio. Quer isto dizer que a tensão aos seus terminais pode ser calculada em função dos diversos parâmetros que determinam as condições de funcionamento, sendo que estas condições são as verificadas em regime permanente de funcionamento.

Um circuito eléctrico pode ser usado para modelizar o comportamento dinâmico de uma célula de combustível [3, 15].

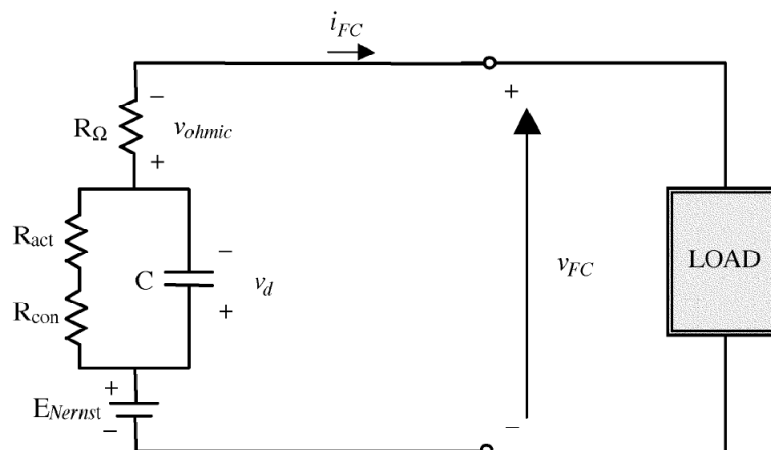


Figura 3.3 - Circuito eléctrico equivalente de uma célula de combustível.

No circuito equivalente da Figura 3.3 existe um atraso de primeira ordem nas componentes de tensão de activação e concentração (representadas pelas resistências de activação e concentração, respectivamente). Este atraso é devido ao efeito de carga entre duas placas (*charge double layer*). Este fenómeno existe normalmente em cada contacto entre dois diferentes materiais devido à acumulação de cargas nas duas superfícies opostas ou devido à passagem de corrente de uma para a outra. Este fenómeno é de extrema importância para compreender o funcionamento da dinâmica da célula. A interface entre o eléctrodo e o electrólito actua como um armazenador de cargas eléctricas e energia, ou seja, comporta-se como um condensador. Este efeito provoca um atraso na dissipação das cargas eléctricas junto da interface eléctrodo/electrólito. Assim, quando há um aumento de

corrente na célula há um atraso até que a tensão diminua. O mesmo acontece com a diminuição da corrente e respectivo aumento de tensão. A queda óhmica não é afectada por este efeito visto que é directamente proporcional á corrente da célula, pelo que uma variação da corrente cria imediatamente uma variação na queda óhmica. Deste modo considera-se que existe um atraso de primeira ordem nas tensões de activação e concentração. No circuito eléctrico equivalente apresentado o condensador é colocado em paralelo com as quedas de tensão referidas atrás, representadas pelas respectivas resistências no modelo eléctrico. Esse paralelo é depois colocado em série com a tensão de Nernst e a tensão óhmica. A equação dinâmica do modelo apresentado é dada por:

$$\frac{dv_d}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{FC} - \frac{1}{\tau} \cdot v_d \quad (3.15)$$

onde v_d representa a tensão aos terminais da capacidade equivalente C e τ é a constante de tempo associada ao atraso e é dada por:

$$\tau = C \cdot R_a \quad (3.16)$$

onde C representa a capacidade equivalente do sistema e R_a a resistência equivalente. A resistência R_a é calculada a partir da corrente da célula e das tensões calculadas anteriormente.

$$R_a = \frac{V_{act} + V_{con}}{i_{FC}} \quad (3.17)$$

Assim,

$$\tau = C \cdot R_a = C \cdot (R_{act} + R_{con}) = C \left(\frac{V_{act} + V_{con}}{i_{FC}} \right) \quad (3.18)$$

O valor desta capacidade é normalmente de alguns Faraday para as células mais lentas. O valor da resistência equivalente é calculado a partir das quedas de activação e concentração. Desta forma estas quedas de tensão variam dinamicamente com a corrente até atingirem o seu valor em regime permanente. Em termos gerais pode dizer-se que a capacidade equivalente assegura a performance dinâmica na célula, já que as tensões variam lentamente para o novo valor em resposta a uma mudança na corrente que é pedida à célula. A corrente responde instantaneamente a uma mudança em degrau.

Assim, a tensão de saída da célula tendo em conta o seu comportamento dinâmico é dado por:

$$V_{FC} = E_{NERNST} - V_{ohmic} - v_d \quad (3.19)$$

A capacidade equivalente não altera a curva de polarização, pois cada ponto da curva é obtido quando a tensão já atingiu o seu regime permanente. Na Figura 3.4 é apresentada a influência da capacidade C na tensão de saída da célula. De referir que os valores para estas

capacidades equivalentes são apenas representativas do comportamento dinâmico da célula e não representam condensadores reais. Na Figura 3.4 pode verificar-se que existe uma mudança instantânea na tensão da pilha que é associada à tensão ôhmica que como foi referido não depende da capacidade equivalente. A constante de tempo associada às pilhas PEM pode variar entre alguns milissegundos e alguns segundos.

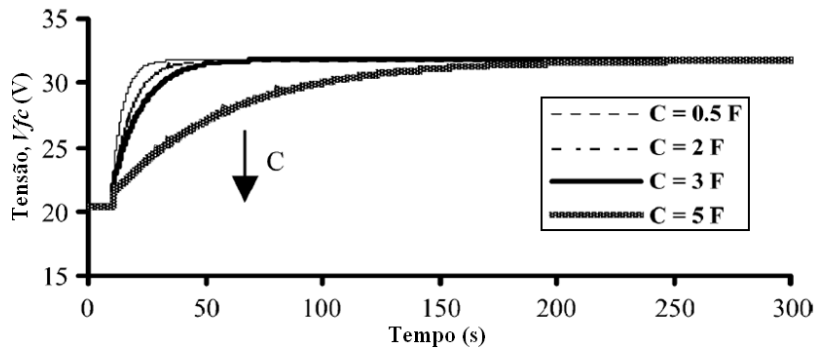


Figura 3.4 - Influência da capacidade equivalente na tensão da pilha de combustível [17].

Quanto maior for esta capacidade equivalente maior será a constante de tempo associada e a resposta do circuito é mais lenta, sendo maior o tempo que demora a atingir o seu valor de regime permanente.

Através de um teste experimental é relativamente fácil encontrar o valor da capacidade equivalente da pilha de combustível. É apenas necessário fazer uma interrupção da corrente na pilha, registar os valores da tensão de saída iniciais e finais e o tempo de estabelecimento da mesma (Figura 3.8). Apresenta-se de seguida um exemplo de uma célula com uma constante de tempo de cerca de 250 ms [17]. A Figura 3.5 representa o degrau de corrente aplicado e a Figura 3.6 representa a resposta da tensão medida na pilha de combustível.

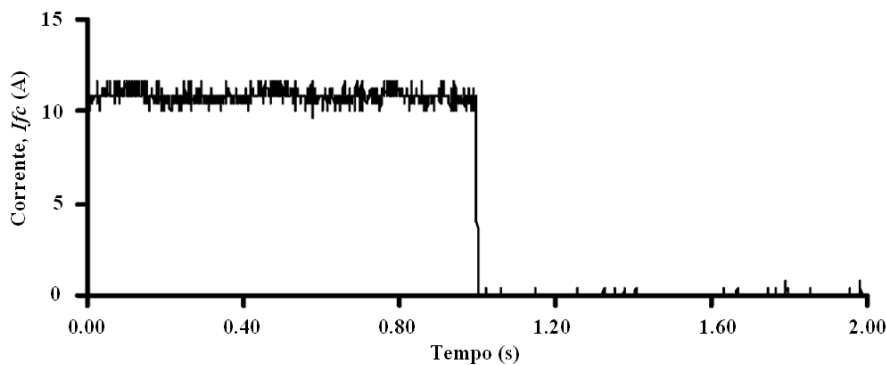


Figura 3.5 - Interrupção da corrente numa pilha de combustível.

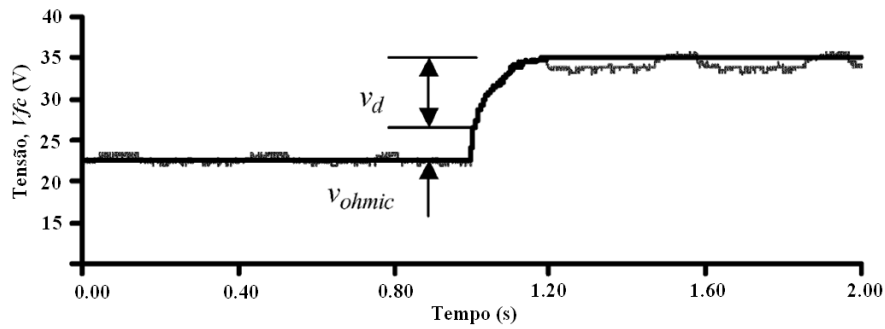


Figura 3.6 - Tensão da pilha de combustível em resposta a um degrau de corrente.

Nesta pilha que se apresenta como exemplo a sua tensão de saída em vazio é de cerca de 40 V, e para uma corrente de 10.8 A a tensão desce para os 27.6 V. O tempo para a tensão de saída atingir o seu valor em regime permanente é de cerca de 250 ms, fazendo desta uma pilha muito rápida. Por consequência a capacidade equivalente é pequena e vale cerca de 10 mF. Em [17] é também apresentado o resultado da simulação do modelo com este valor para a capacidade equivalente associada. O resultado obtido é uma resposta em tudo idêntica à experimental, tal como se mostra a seguir, o que demonstra a validade do modelo.

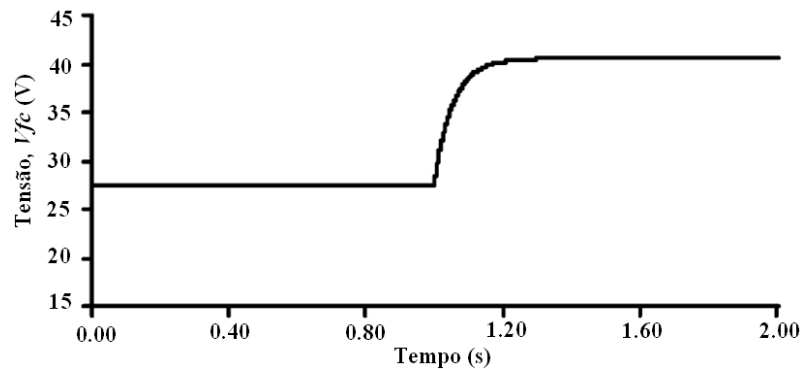


Figura 3.7 - Resposta da tensão de saída para o exemplo apresentado.

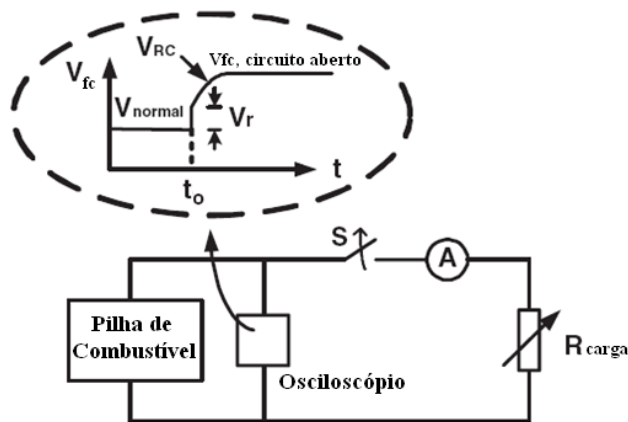


Figura 3.8 - Esquemático da montagem experimental apresentada no exemplo.

3.2.7. - Potência eléctrica da célula

Um sistema de produção de energia eléctrica usando uma pilha do tipo PEM pode ser representado de acordo com a Figura 3.9, que mostra a pilha a ser alimentada com o hidrogénio, o oxigénio (a partir do ar) e a água para arrefecimento, bem como os produtos de saída: vapor de água e corrente eléctrica. A tensão de saída resultante de todo o processo é representada por V_{FC} . A saída de energia eléctrica da pilha é ligada a uma determinada carga, também representada na Figura 3.9. No que diz respeito ao tipo de carga que está ligada à pilha não há nenhuma restrição, sendo que a potência fornecida pela pilha tem de ser suficiente para alimentar essa mesma carga. Por exemplo, em sistemas para a injeção de energia na rede eléctrica a carga pode ser um conversor DC/DC elevador, seguido por um conversor DC/AC ligado à rede através de um transformador. Em sistemas isolados a carga pode ser puramente resistiva (aquecimento) ou indutiva/resistiva (motor). Em qualquer caso, a densidade de corrente de uma célula, J (A/cm²), é definida pela seguinte expressão:

$$J = \frac{i_{FC}}{A} \quad (3.20)$$

onde i_{FC} (A) é a corrente fornecida pela célula e A (cm²) representa a sua área.

A potência eléctrica instantânea fornecida pela célula à carga pode ser determinada pela seguinte equação:

$$P_{FC} = V_{FC} \cdot i_{FC} \quad (3.21)$$

onde V_{FC} é a tensão de saída da célula para cada condição de funcionamento e P_{FC} é a potência correspondente, em Watts. Na Figura 3.10 está ilustrada uma curva equivalente, neste caso a densidade de potência em função da densidade de corrente. A curva de potência é crescente até um máximo absoluto, a partir do qual passa a ser descendente. Esse ponto de máximo é coincidente com a zona de concentração da curva de polarização. Nessa zona, a partir de um certo valor de corrente, para um pequeno aumento dessa mesma corrente, verifica-se uma baixa significativa da tensão. Isso implica que a partir dessa zona, quanto mais se aumentar a corrente menor será a tensão e por consequência a potência. Isto explica o facto de a curva de potência ter um máximo e depois uma diminuição.

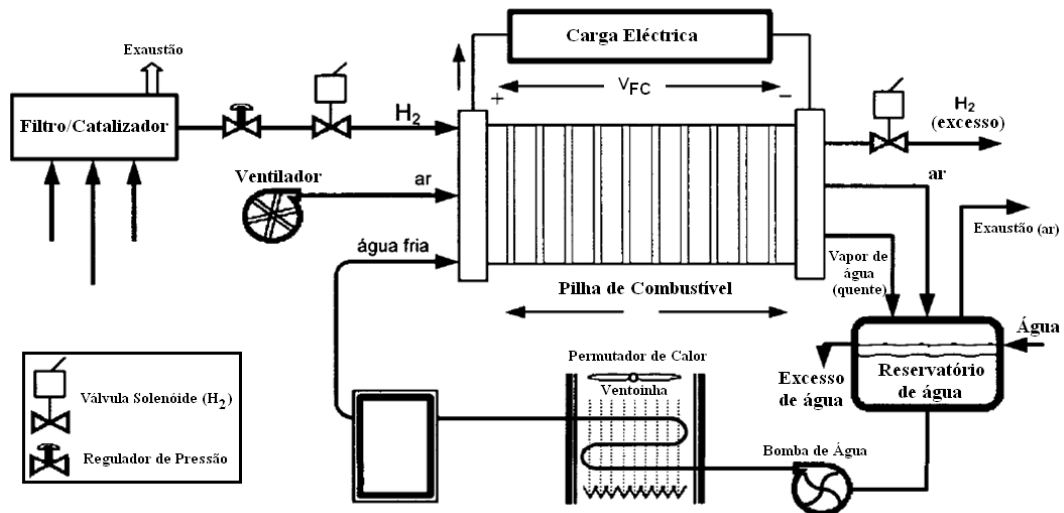


Figura 3.9 - Exemplo de um sistema de produção de energia baseado numa pilha do tipo PEM [15].

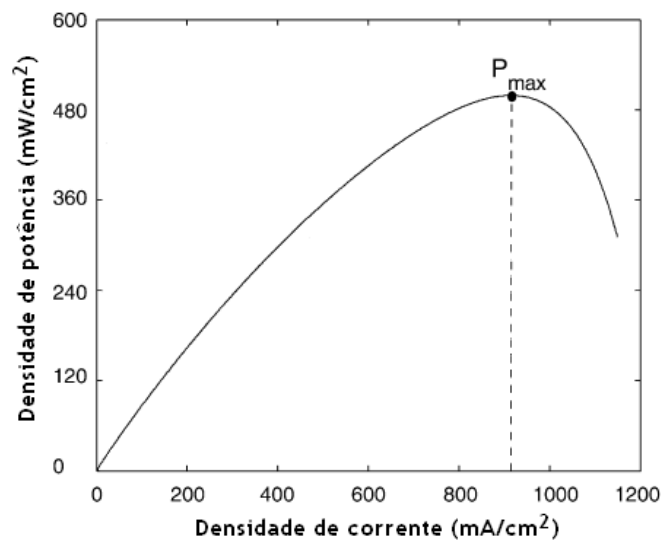


Figura 3.10 - Densidade de potência em função da densidade de corrente (adaptada de [18]).

3.2.8. - Eficiência

A eficiência de uma célula de combustível é dependente da potência que está a ser fornecida à carga. Isto porque quanto maior é a potência em jogo, maior é a corrente e maiores serão as perdas. Numa pilha de combustível a eficiência é tanto menor quanto maior for a potência (corrente) fornecida. A eficiência, que será sempre inferior à unidade, é calculada tendo em conta a energia do combustível (hidrogénio) que é colocado à entrada e a energia eléctrica que é produzida. Num sistema deste tipo, apenas parte do hidrogénio é convertido em energia eléctrica e a restante parte em calor, ou simplesmente deixa a célula sem ter reagido, sendo reencaminhado para reutilização. Sendo assim, para valores mais elevados de corrente, em que o calor gerado é maior, a eficiência da pilha é menor.

A eficiência da célula pode ser calculada pela seguinte equação [15]:

$$\eta = \mu_f \frac{V_{FC}}{1.48} \quad (3.22)$$

onde μ_f é o coeficiente de utilização da célula, geralmente na ordem dos 95%, e 1.48 V representa a tensão máxima que pode ser obtida usando o maior valor de entalpia (grandeza física que descreve a energia interna total de um sistema) [15].

3.3. - Obtenção dos parâmetros do modelo

A construção do modelo que foi apresentado na secção anterior está dependente do conhecimento de vários parâmetros que normalmente não são fornecidos pelos fabricantes. Embora alguns sejam de fácil identificação (como o número de células da pilha ou as pressões dos reagentes que são valores fixos impostos) existem outros (como os coeficientes paramétricos *psi*) que têm de ser calculados com base em resultados experimentais e em optimização. Para efeitos de simulação, é importante que esses parâmetros representem a pilha que será usada, nomeadamente na sua curva de polarização e resposta dinâmica. Embora existam vários modelos na literatura, a extracção dos parâmetros tem sido um pouco negligenciada e os autores não apresentam, em regra, o modo de o fazer. Sabendo que os parâmetros não são fornecidos pelo fabricante, tem existido nos últimos tempos a preocupação de encontrar uma forma simples de os obter, independentemente da pilha e do fabricante [19].

Os valores usados para os parâmetros do modelo são inicialmente baseados em dados fornecidos pelos fabricantes, em dados presentes na literatura para as mesmas pilhas e em dados experimentais recolhidos em laboratório. A partir daí pode realizar-se a optimização dos mesmos para aproximarem uma pilha específica.

3.3.1. - *Simulated Annealing* (Arrefecimento Simulado)

Um dos métodos possíveis para fazer a optimização dos parâmetros do modelo é o *Simulated Annealing* (Arrefecimento Simulado, em português) [19]. O processo de *annealing* deriva das propriedades físicas dos materiais e consiste basicamente em aquecer um material até uma temperatura máxima em que as suas partículas se encontram na fase líquida e se dispõem aleatoriamente e depois arrefecer suavemente o material, permitindo que todas as partículas se arrumem no estado de menor energia dessa estrutura (cristalização). A variável de controlo do processo é a temperatura.

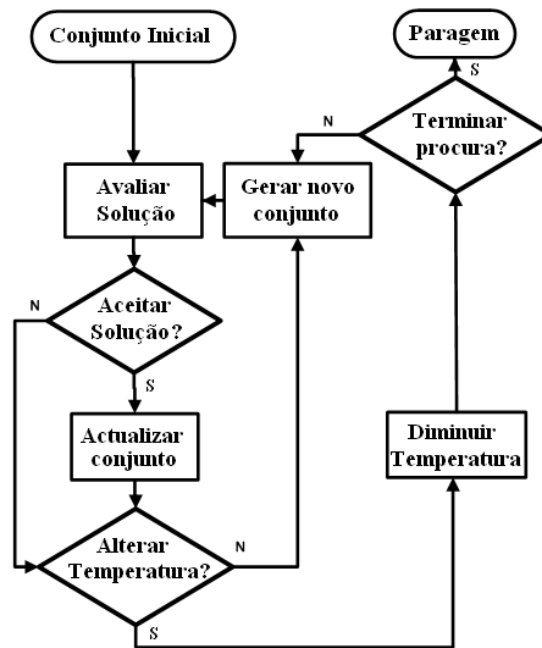


Figura 3.11 - Fluxograma do *Simulated Annealing* usado para a optimização dos parâmetros.

Na Figura 3.11 é apresentado um esboço do algoritmo utilizado em [19] para fazer a optimização dos parâmetros. Analogamente ao processo físico este algoritmo funciona a partir de um parâmetro T , a chamada temperatura, e da energia do sistema. Partindo duma solução inicial é possível encontrar uma solução óptima global se a variação de T for suficientemente lenta. Em cada passo do algoritmo o sistema está sujeito a um pequeno deslocamento aleatório. Esse deslocamento será aceite, ou seja, passa a ser a nova solução, se a variação de energia for negativa. Se a variação de energia for positiva o deslocamento será aceite com uma determinada probabilidade dependente de T . Este método evita soluções óptimas locais (mínimos locais) porque é-lhe permitido aceitar movimentos para soluções que degradam o valor da função objectivo. Porém, a probabilidade de aceitar tal movimento decresce com a temperatura, o que significa que à medida que a temperatura diminui os movimentos degradantes têm menor probabilidade de serem aceites. Tal como acontece no processo físico, este método de optimização inicia-se com uma temperatura elevada, pelo que os valores de entrada podem assumir uma larga variação. À medida que o algoritmo avança impõe-se que a temperatura vá decrescendo, restringindo assim o grau de variação das entradas. Este algoritmo pode ser usado para encontrar o valor mínimo de uma função objectivo e espera-se que encontre os valores para as entradas que permitam chegar a esse mínimo. A função objectivo é construída a partir da comparação entre resultados experimentais e os resultados obtidos pelo modelo simulado de onde resulta um valor de erro [19].

Os parâmetros que serão usados para simular o modelo electroquímico da pilha de combustível são os presentes na Tabela 3.1 [19]. O problema da optimização daria por si só um tema de dissertação, pelo que aqui serão usados valores já obtidos por terceiros [19].

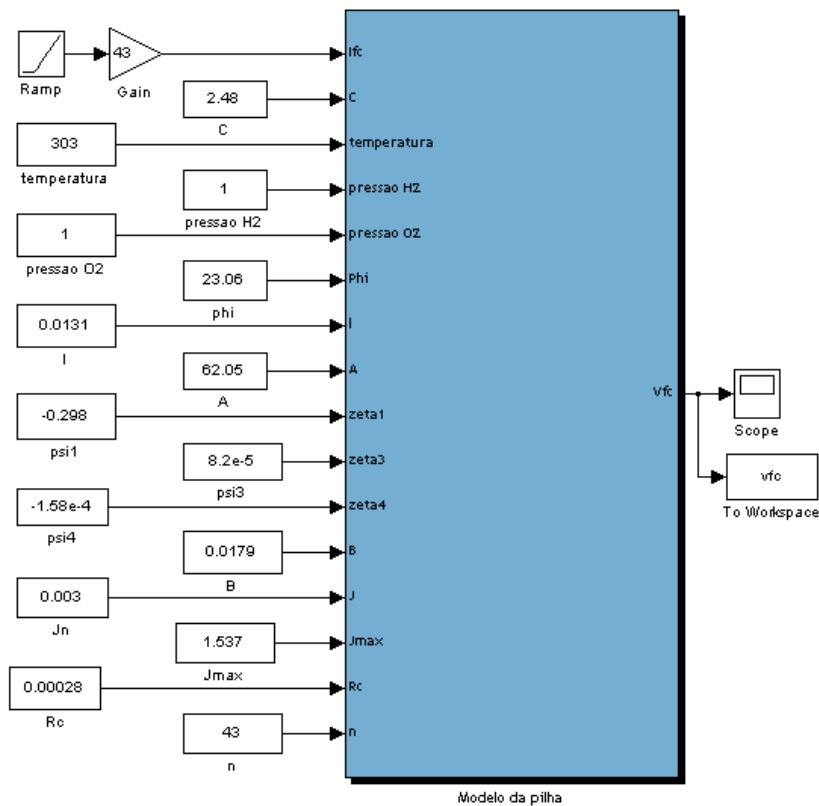
Tabela 3.1 - Parâmetros do modelo: fixos e otimizados [19].

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
n	43	ξ_1	-0.289
P_{O_2}	1 atm	ξ_2	Equação*
P_{H_2}	1 atm	ξ_3	8.2×10^{-5}
T	330 K	ξ_4	-1.58×10^{-4}
A	62.05 cm^2	ψ	23.06
l	$131 \text{ }\mu\text{m}$	J_{max}	1537 mA/cm^2
B	0.0179 V	J_n	3 mA/cm^2
R_c	$0.00028 \text{ }\Omega$		
C	2.48 F		

$$* \xi_2 = 0.00286 + 0.0002 \times \ln(A) + (4.3 \times 10^{-5}) \times \ln(C_{H_2})$$

3.4. - Construção e validação do modelo

De seguida apresenta-se a simulação do modelo da pilha que foi atrás descrito. O modelo foi construído em *Matlab/Simulink*TM. A Figura 3.12 e a Figura 3.13 ilustram essa implementação.

Figura 3.12 - Modelo da pilha implementado em *Matlab/Simulink*TM: bloco principal.

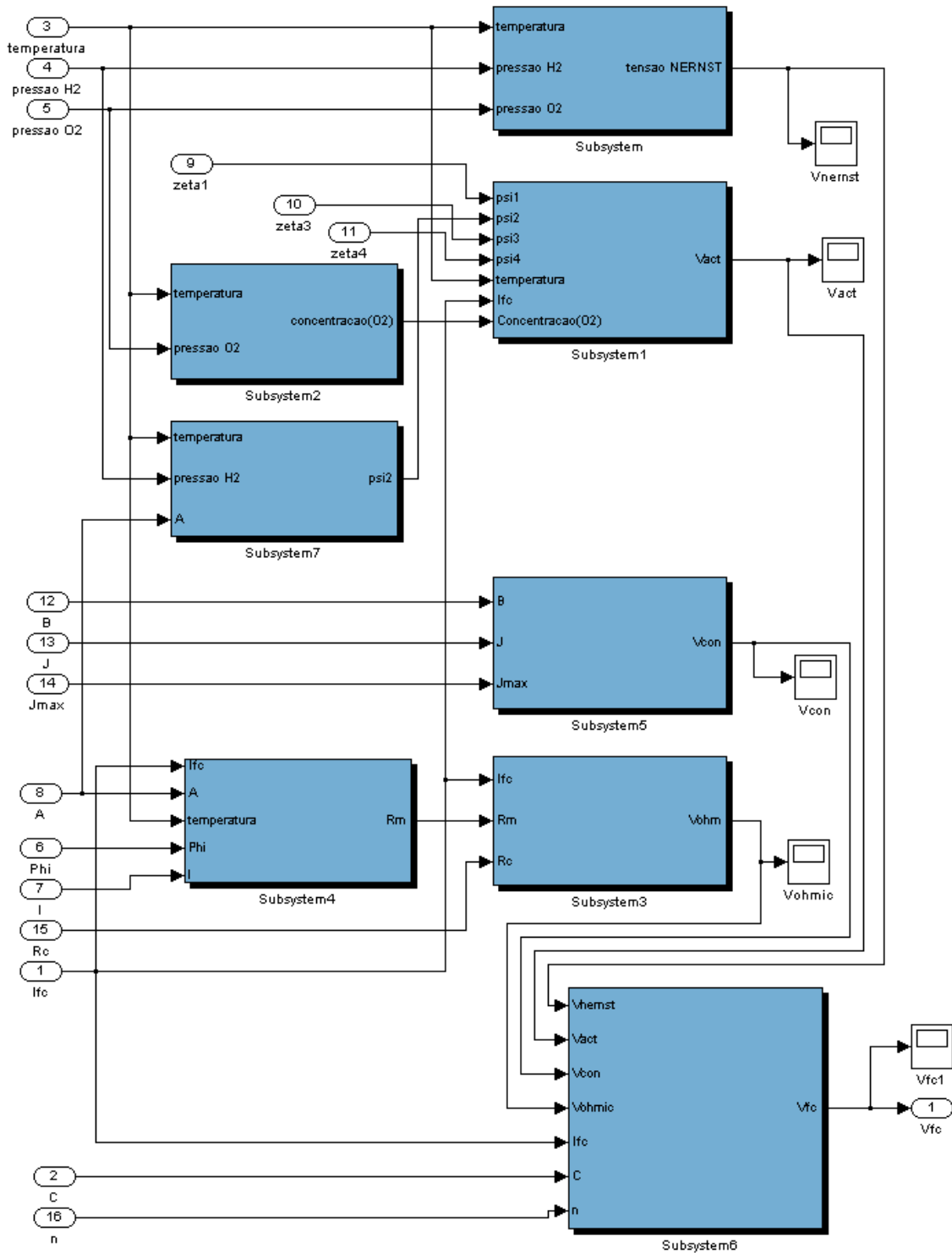


Figura 3.13 - Modelo da pilha implementado em *Matlab/Simulink*TM: detalhe do cálculo das tensões associadas.

O modelo foi construído para implementar o cálculo de todas as quedas de tensão que são subtraídas à tensão de *Nernst*. A saída do modelo é a tensão V_{fc} à saída da pilha em função da corrente que é pedida à pilha. Essa corrente e todos os outros parâmetros do modelo são passados como entradas para o modelo. Desta forma é possível traçar a curva característica associada ao funcionamento estático de uma pilha, a curva de polarização $V_{fc} = f(I_{fc})$. O

objectivo é depois juntar este modelo ao modelo de simulação do conversor de potência, sendo que a entrada de corrente, que é agora previamente definida, será depois uma medida da corrente que o conversor tem à sua entrada.

Na Figura 3.14 está ilustrado em detalhe a implementação da equação dinâmica que descreve o atraso de 1ª ordem associado às quedas de tensão de activação e concentração. A equação (3.15) é integrada de modo a calcular a tensão $v_d = V_{act} + V_{con}$. Na figura pode ver-se o bloco integrador “1/s” que implementa a referida integração.

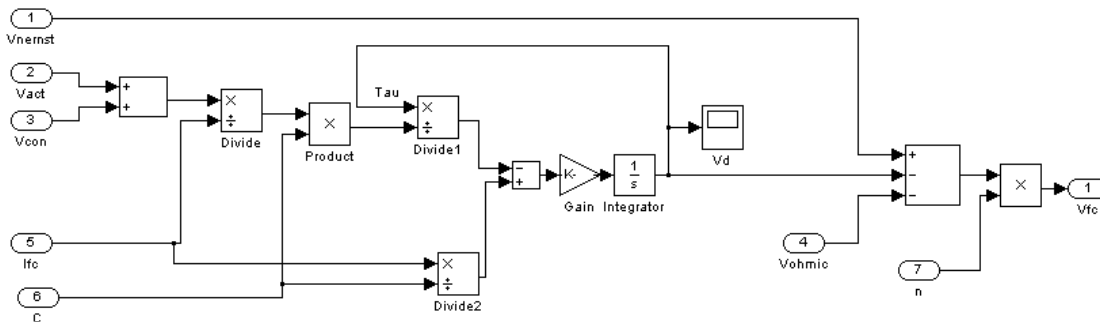


Figura 3.14 - Modelo da pilha implementado em *Matlab/Simulink*TM: detalhe da implementação do comportamento dinâmico.

De seguida apresentam-se os resultados do modelo simulado e mostram-se os efeitos das principais variáveis relativas ao ponto de funcionamento da pilha na curva de polarização. O modelo foi construído e simulado com os parâmetros apresentados na Tabela 3.1.

3.4.1. - Curva de polarização

A Figura 3.15 ilustra a curva obtida. A menos dos valores absolutos de tensão e corrente, que serão verificados mais à frente, pode dizer-se que o resultado está de acordo com a curva apresentada na análise teórica do modelo. É possível identificar a zona de activação inicial, onde à medida que a corrente vai aumentando a partir de zero, a tensão começa a decair rapidamente. Depois aparece a chamada zona óhmica, onde a tensão baixa mais lentamente com o aumento da corrente e de forma praticamente linear. A zona de concentração, como se pode verificar, não está presente. Esse facto será explicado mais a frente.

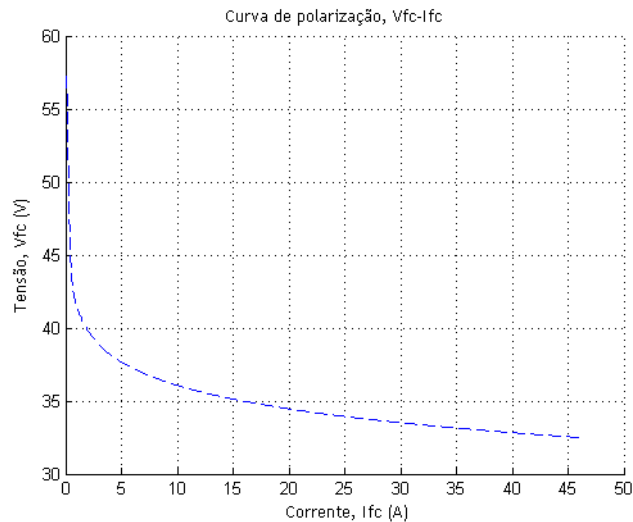


Figura 3.15 - Curva de polarização obtida através do modelo.

3.4.2. - Curva de potência

A curva de potência é também em tudo idêntica na forma quase linear que apresenta excepto na parte final, que pelas mesmas razões que a curva de polarização não apresenta um pico máximo e a partir do qual começa a decrescer.

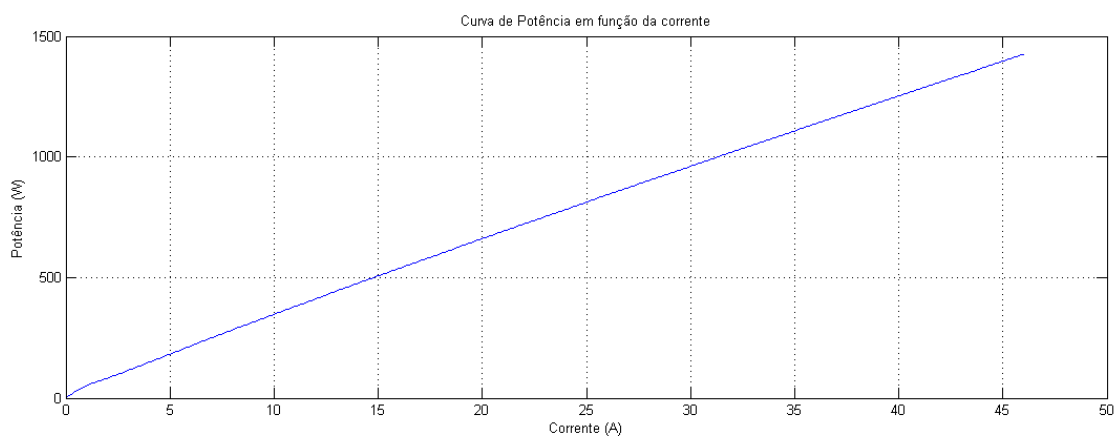


Figura 3.16 - Curva de potência obtida através do modelo.

3.4.3. - Influência da temperatura na curva de polarização

A temperatura da pilha influencia o seu ponto de funcionamento. Para temperaturas mais elevadas o rendimento é menor visto que as quedas associadas a tensão de Nernst são mais elevadas. Isso é o que se pode verificar na Figura 3.17 onde se ilustra a curva de polarização para três temperaturas de funcionamento diferentes (40°C, 50°C e 60°C). Para a temperatura mais baixa e para uma dada corrente, a tensão que a pilha fornece é superior.

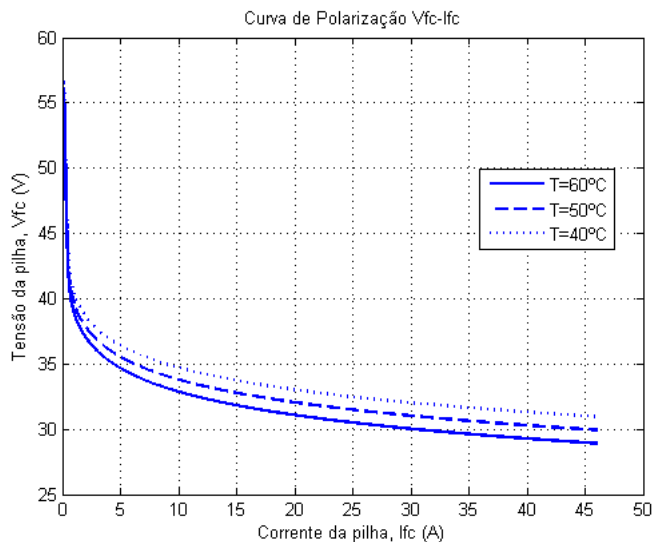


Figura 3.17 - Curva de polarização obtida através do modelo: influência da temperatura.

3.4.4. - Influência das pressões na curva de polarização

Também a pressão dos reagentes influencia a curva de polarização. Como se pode verificar na equação que define a tensão de *Nernst*, esta é directamente proporcional à pressão do hidrogénio e do oxigénio. Isso é o que se pode verificar nas duas figuras seguintes.

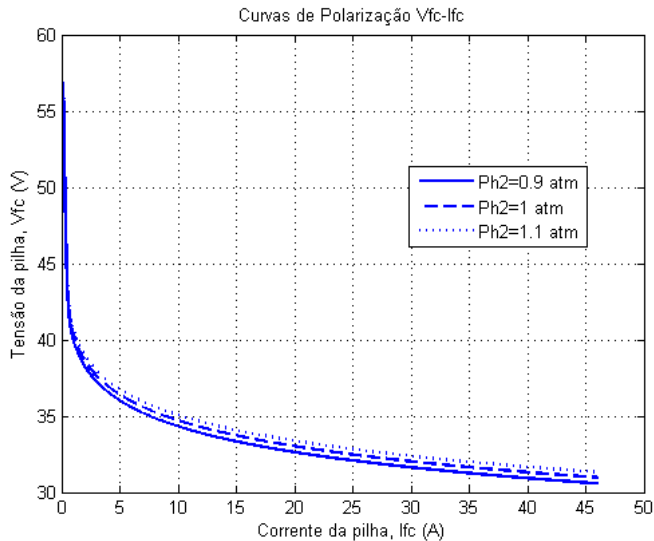


Figura 3.18 - Curva de polarização obtida através do modelo: influência da pressão do hidrogénio.

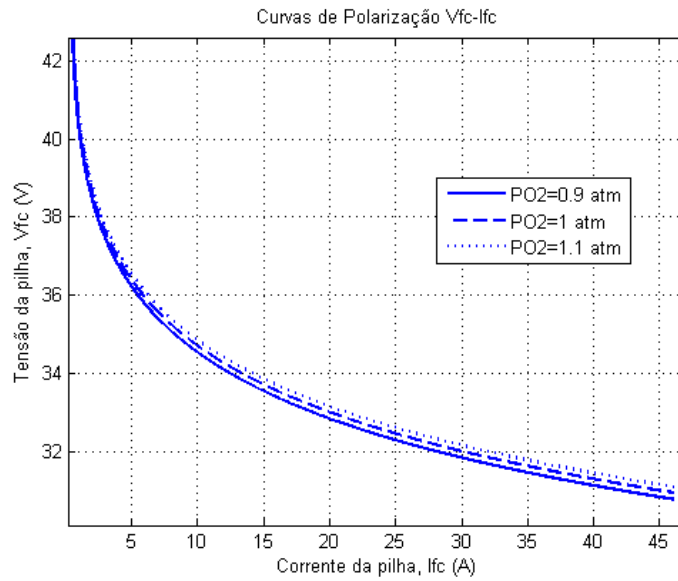


Figura 3.19 - Curva de polarização obtida através do modelo: influência da pressão do oxigênio.

3.4.5. - Resposta dinâmica

A resposta dinâmica do modelo foi simulada aplicando um degrau de corrente, quer positivo quer negativo. A resposta de uma é simétrica da outra. Como era esperado, quando há um aumento de corrente em degrau, a tensão responde com um atraso de primeira ordem devido à capacidade equivalente que existe na pilha, aumentando o seu valor, e vice-versa.

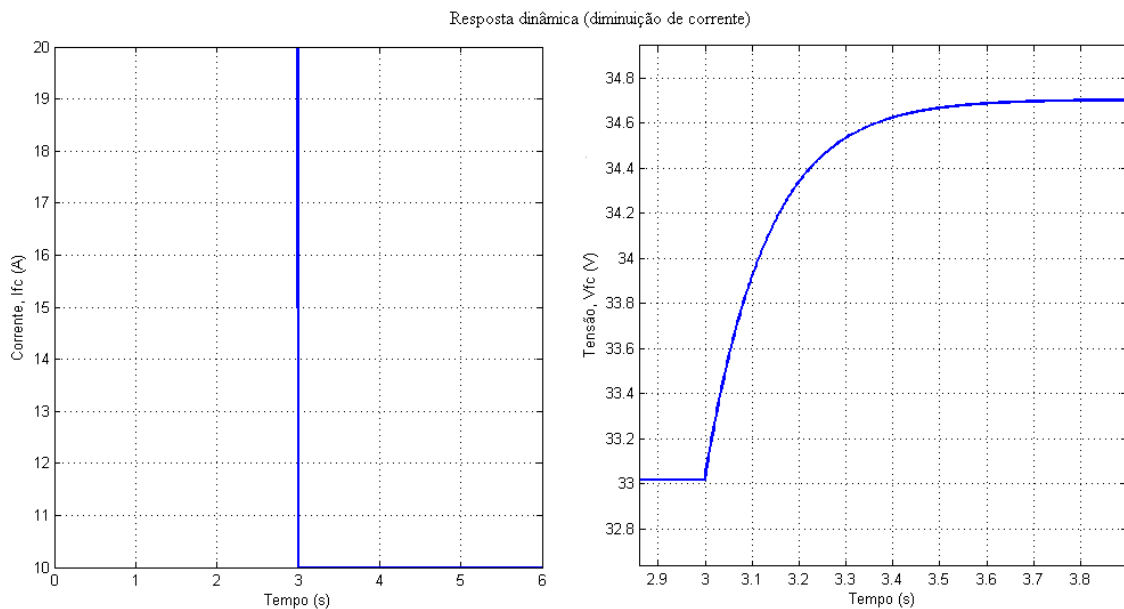


Figura 3.20 - Resposta dinâmica obtida através do modelo: degrau de corrente descendente.

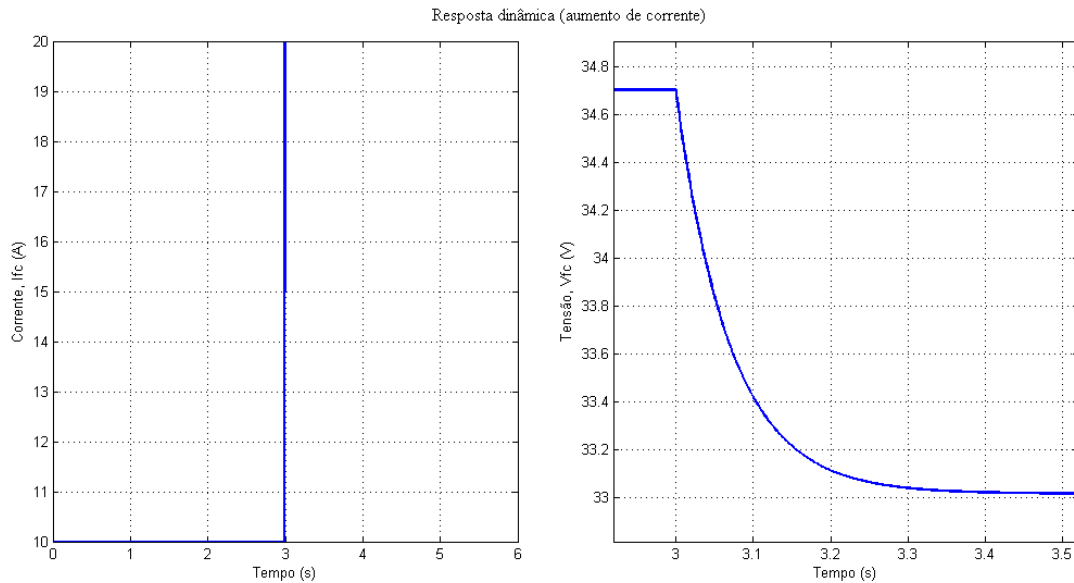


Figura 3.21 - Resposta dinâmica obtida através do modelo: degrau de corrente ascendente.

Na Figura 3.22 está ilustrada a influência na resposta dinâmica da capacidade equivalente C responsável pelo atraso que existe na resposta da tensão devido a um pedido de corrente em degrau. Como estava previsto, um valor mais elevado de C aumenta a constante de tempo e a resposta do sistema é mais lenta.

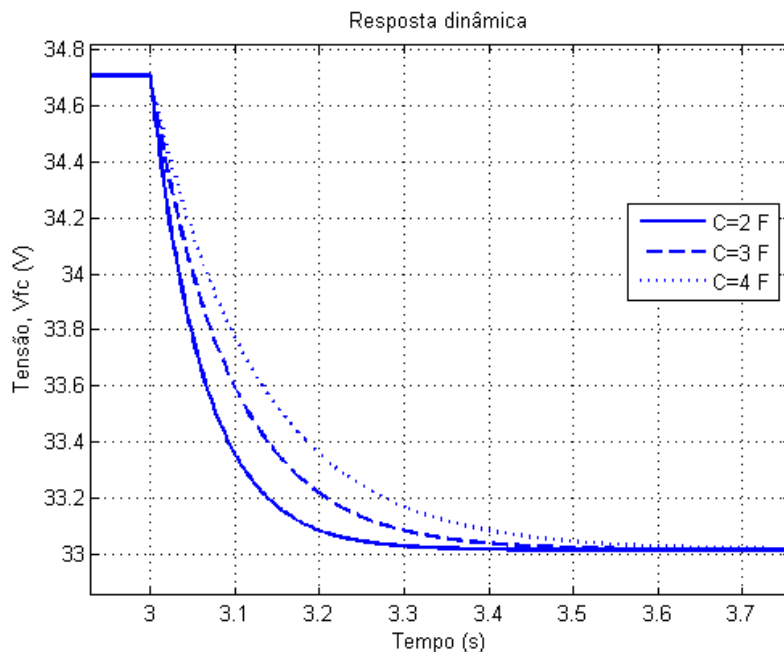


Figura 3.22 - Resposta dinâmica obtida através do modelo: influência da capacidade equivalente C .

A Figura 3.23 mostra um detalhe na resposta dinâmica. Apenas as quedas de tensão de activação e concentração são afectadas com um atraso de primeira ordem. A tensão óhmica, que é proporcional à corrente, responde instantaneamente ao degrau, e a tensão de saída da pilha decai também instantaneamente.

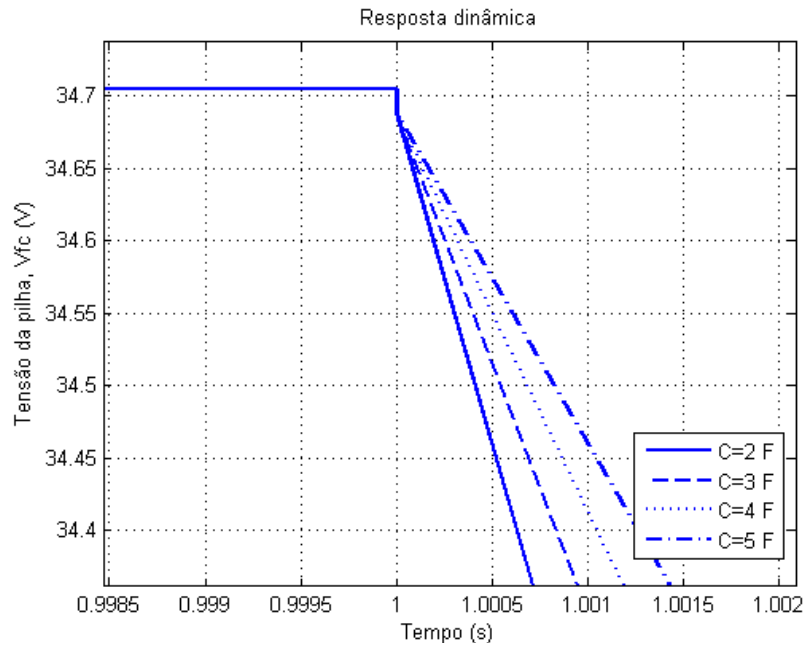


Figura 3.23 - Resposta dinâmica obtida através do modelo: detalhe da queda de tensão ôhmica.

3.4.6. - Diferença na curva de polarização

Na curva de polarização apresentada pela primeira neste relatório foi dito que esta tinha três zonas distintas. Contudo, nos dados experimentais apresentados na literatura e nos obtidos pelo modelo, a região de concentração, para correntes elevadas, onde a tensão começa a cair rapidamente com pequenos aumentos de corrente, normalmente não é apresentada. Isto acontece porque esta zona de funcionamento é pouco favorável em termos de rendimento e porque é difícil obter pontos experimentais naquela zona, ou mesmo impossível, devido às protecções do sistema que controla o funcionamento da pilha.

3.5. - Efeito do *ripple* de corrente

Uma importante variável no dimensionamento da unidade de condicionamento de potência para uma pilha de combustível é o valor de *ripple* de corrente que pode ser pedido à pilha sem causar efeitos adversos no seu funcionamento. O *ripple* de corrente pode ter componentes de baixa e de alta frequência. A componente de alta frequência pode resultar da frequência de comutação do conversor ou de variações de carga rápidas. Por outro lado o *ripple* de baixa frequência resulta de variações lentas de carga ou da acção de um inversor de tensão que está a ser alimentado pela pilha. O *ripple* de alta frequência é filtrado intrinsecamente pela presença da capacidade equivalente entre os eléctrodos da pilha. Isto implica que os *ripples* de corrente a estas frequências têm um efeito insignificante na reacção química e portanto não tem os efeitos adversos que o *ripple* de baixa frequência tem [20].

Sabendo que a utilização dos reagentes tem um impacto na natureza mecânica de uma pilha de combustível, em [9] é sugerido que a variação nas condições dos reagentes na zona de contacto com a célula (variação essa devida ao *ripple* de corrente) influencia, pelo menos em parte, o tempo de vida da pilha. Tanto a amplitude do *ripple* como a frequência são importantes [21].

Se uma pilha de combustível for usada para alimentar uma carga monofásica alternada, o *ripple* de corrente presente na entrada tem uma frequência de 100 Hz. A *Nexa*, pilha que será tido como referência neste trabalho, especifica um limite de *ripple* de corrente de 24.7% para 120 Hz em toda a gama de funcionamento [22]. De referir que a frequência de comutação da electrónica associada ao conversor DC/DC (20-60 kHz) pode ser facilmente filtrada com um pequeno filtro capacitivo de alta frequência [21].

Para concluir, o comportamento de uma pilha de combustível é naturalmente bom e não é perturbado se a sua corrente é modulada em alta frequência. Como resultado, nos conversores *step-down* ou *step-up*, por exemplo, o processo electroquímico pode ser totalmente desacoplado destas variações rápidas de corrente, tal como é demonstrado em [23].

O modelo implementado foi testado sob a influência de uma entrada de corrente com *ripple* de amplitude variável. Os resultados obtidos estão ilustrados na Figura 3.24. A corrente que é pedida à pilha é 10 A e nos testes com *ripple* a sua frequência é de 100 Hz.

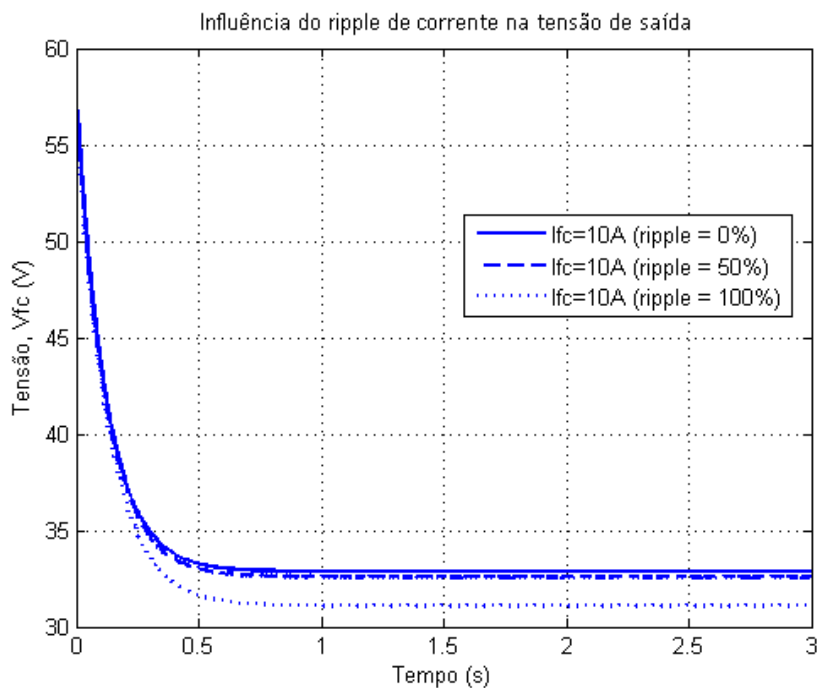


Figura 3.24 - Influência do ripple de corrente na tensão de saída da pilha.

Como foi referido atrás, a amplitude do *ripple* influencia o rendimento da pilha diminuindo a sua tensão de saída. Na Figura 3.24 pode ver-se a resposta da tensão da pilha a

uma corrente de 10A DC, primeiro sem *ripple* e depois com 50% e 100% de *ripple*. Como se pode verificar, para uma corrente com *ripple* de 50% a diferença de tensão é reduzida, aproximadamente 1%. Já com um *ripple* de 100% o erro é de cerca de 6%. Mas esse é também um caso extremo que na prática não deverá surgir. Visto que a *Nexa* tinha um limite de *ripple* de 27.2%, com este resultado fica demonstrado que o seu efeito será mínimo e desprezável.

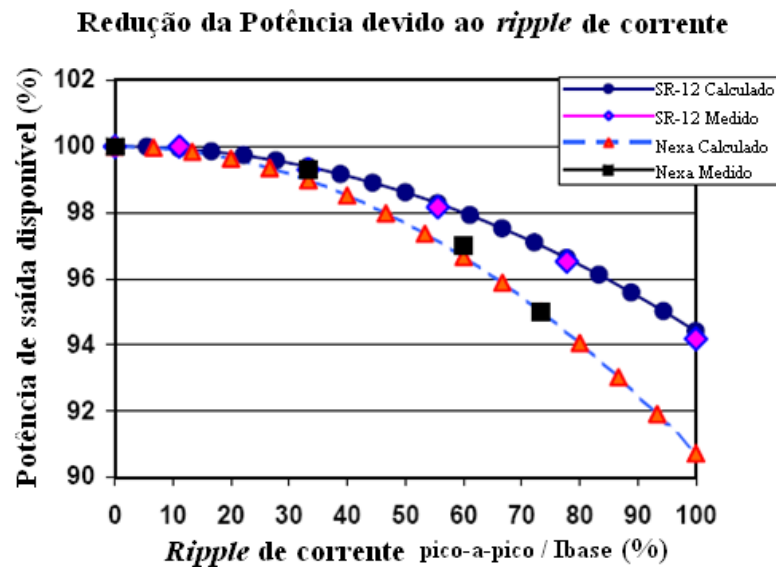


Figura 3.25 - Influência do ripple de corrente na potência de saída da pilha (exemplo prático) [21].

Em [21] são apresentados resultados práticos para o efeito do *ripple* na mesma pilha que se está a usar como referência neste projecto. A Figura 3.25 ilustra a forma como é afectada a potência em função do *ripple*. Os resultados são relativamente próximos aos obtidos na simulação do modelo. Pode ver-se que a potência na saída vem reduzida para 91% da nominal se o *ripple* for de 100%.

3.6. - Resumo e conclusões

Neste capítulo foi apresentado um modelo electroquímico dinâmico que permite a representação, simulação e avaliação de um sistema de energia baseado numa pilha de combustível do tipo PEM. O modelo foi escolhido pela sua simplicidade e por permitir uma análise comparativa com um circuito eléctrico equivalente, o que é uma mais-valia quando o objectivo do modelo passa por simular a interface da pilha com um conversor de potência. Na literatura existem outros modelos mas que dão uma maior importância ao aspecto químico do funcionamento e que não têm muito interesse neste caso. Do lado eléctrico, a pilha de combustível não é mais que uma fonte de energia. Um modelo que represente as características dessa fonte de energia é suficiente para especificar toda a cadeia de conversão de energia que aparece como carga à pilha.

O modelo foi simulado através da ferramenta *Matlab/Simulink™* e foram apresentados os resultados obtidos. Os parâmetros que permitiram a simulação do modelo foram já otimizados para a pilha com a qual o modelo será comparado. A curva de polarização (funcionamento estático) foi apresentada. Foi ainda demonstrada a influência de várias variáveis características do funcionamento da pilha, tais como a temperatura e a pressão dos reagentes. Os resultados obtidos confirmam a teoria apresentada na descrição do modelo. A resposta dinâmica também foi apresentada e foi avaliado o efeito do *ripple* de corrente na tensão de saída.

No capítulo seguinte é apresentada a pilha *Nexa* da *Ballard Power Systems*, e os resultados obtidos pelo modelo neste capítulo são comparados com os resultados experimentais.

Capítulo 4

Performance dinâmica da pilha de combustível *Nexa*

4.1. - Introdução

Neste capítulo é apresentada a pilha de combustível para a qual está pensado o projecto do conversor. São ilustradas as suas principais características e o *layout* da montagem realizada pelos autores de [19] para efectuar os principais testes em carga da pilha. Os dados experimentais são inicialmente comparados com os dados fornecidos pelo fabricante, e depois comparados com o modelo que foi construído com base em parâmetros otimizados para esta pilha de combustível.

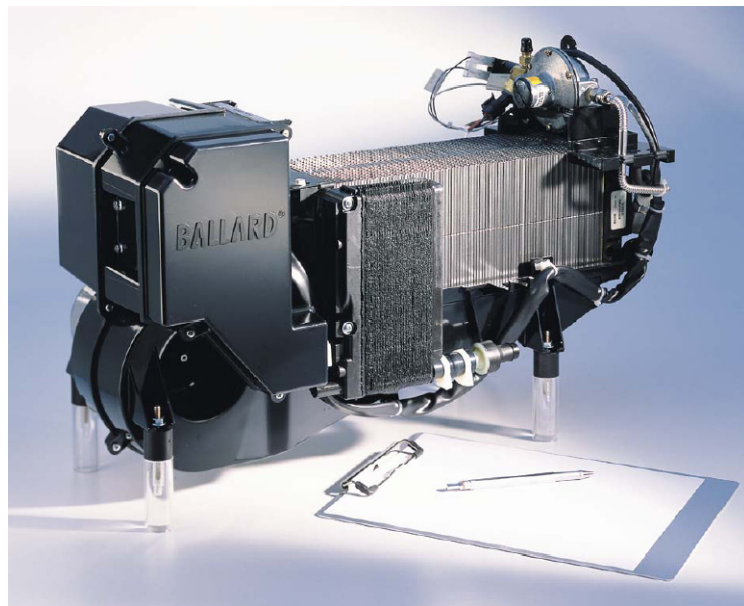


Figura 4.1 - Pilha de combustível *Nexa* da *Ballard Power Systems* [22].

4.2. - Módulo Nexa

A Nexa é uma pilha de combustível com uma potência nominal de 1200 W e é fabricada pela Ballard. Foi introduzida pela primeira vez em 2001 e foi a primeira pilha de combustível com membrana de permuta protónica a ser desenvolvida a nível mundial para integrar uma vasta variedade de aplicações de produção de energia, tanto estacionárias como portáteis. A Nexa permite a produção de energia em locais interiores onde não é possível o uso de um gerador com motor de combustão interna convencional. Esta pilha de combustível produz até 1200 W de potência eléctrica DC não regulada através da conversão de hidrogénio (H₂) e oxigénio (O₂), proveniente do ar ambiente, numa reacção electroquímica não combustível. Os produtos resultantes desta produção electroquímica de energia são calor e água (H₂O) ou vapor de água, totalmente inofensivos para a atmosfera. A operação silenciosa e o formato extremamente compacto (ver dimensões na Tabela 4.1), fazem desta pilha uma fonte de energia ideal para integrar em sistemas baseados em UPS (*Uninterruptible Power Supply*) e sistemas de emergência. Ao contrário dos dispositivos alimentados por baterias com um limitado tempo de funcionamento, esta pilha pode funcionar como fonte de energia em operações de *backup* ou situações de falha intermitente da rede eléctrica principal enquanto o fornecimento de hidrogénio à pilha se mantiver. As principais características desta pilha estão resumidas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Principais especificações da Nexa [22].

Tipo	Nome	Descrição
* Características	* Potência Nominal de saída * Dissipação de calor * Corrente * Tensão * Tempo de vida	* 1200 W * 1600 W (à potência nominal) * 46 A (DC) (à potência nominal) * 26 V (DC) (à potência nominal) * 1500 horas
* Combustível	* Hidrogénio gasoso * Pressão	* 99.99% seco * 10 a 250 PSIG
* Ambiente de operação	* Temperatura Ambiente * Humidade * Local de operação (interior/exterior)	* 3.3°C a 30°C * 0% a 95% (sem condensação) * A unidade tem de ser protegida de temporais, areias, poeiras, zonas marinhas e de gelo.
* Emissões	* Água pura (vapor e líquida) * Partículas de CO, CO ₂ , NO _x , SO ₂ * Ruído	* Máximo de 740 ml (à potência nominal) * 0 ppm * 72 dBA (a 102 cm)
* Características físicas	* Dimensões * Peso	* 55.88 x 25.4 x 33.02 cm * 12.25 kg

4.2.1. - Controlador da Nexa

O módulo de potência *Nexa* é um sistema totalmente integrado que inclui o abastecimento de hidrogénio e de ar, para a reacção de oxidação e para o sistema de arrefecimento. O controlador nesta pilha de combustível consiste numa placa de controlo com um microprocessador que automatiza totalmente a sua operação monitorizando a performance do sistema. Este controlador incorpora ainda um sistema de segurança para operação em locais fechados. O esquemático que apresenta as principais componentes do sistema está ilustrado na Figura 4.2. O diagrama mostra as principais conexões ao controlador da pilha. A unidade deve ser alimentada com hidrogénio, oxigénio proveniente do ar e ar para refrigeração, e emite na sua saída água e o ar proveniente das ventoinhas de arrefecimento. Uma tensão de 24 V é necessária para que o arranque e paragem sejam possíveis. O controlador tem também uma interface de comunicação que permite que o arranque e a paragem sejam feitos remotamente. Através de uma comunicação por porta série é possível receber dados relativos à performance da pilha e eventuais problemas de operação (alarmes, erros, etc.). Os sinais provenientes dos sensores incluem: a temperatura da pilha, a pressão do hidrogénio, a corrente da pilha, a tensão, o fluxo de ar, a concentração do hidrogénio, o consumo cumulativo de hidrogénio, a concentração de oxigénio e a temperatura ambiente. Este controlador comunica com um software proprietário da *Ballard* que corre num computador pessoal através do protocolo série RS-485. Quando a pilha está ligada, o controlador envia dados com um período configurável com valor mínimo de 200 ms. Nos dados transmitidos também estão presentes códigos de estado, de aviso e de erro.

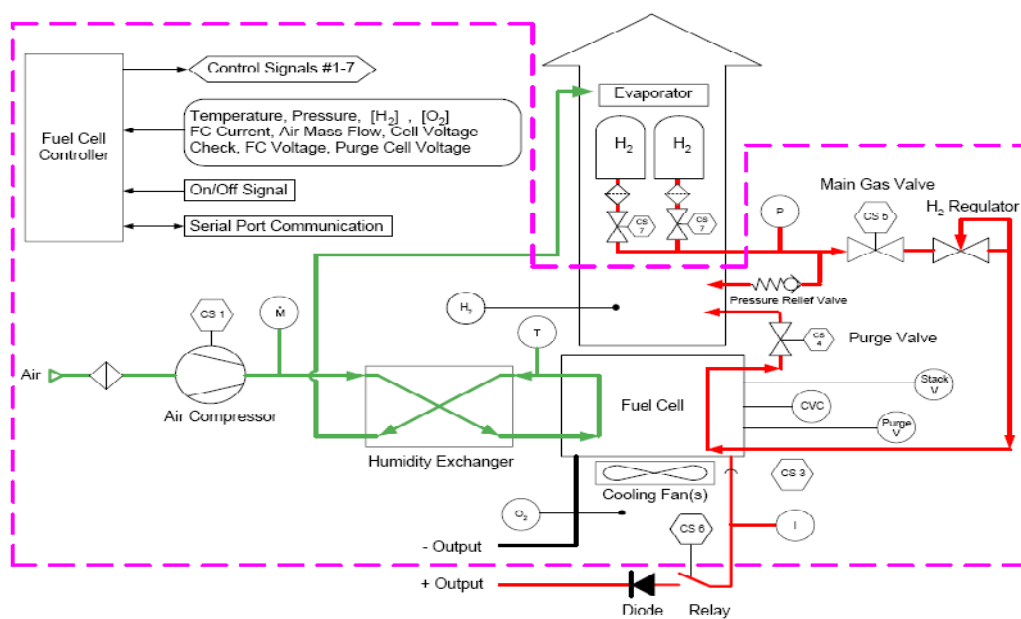


Figura 4.2 - Esquemático do módulo Nexa [22].

Sem referir mais uma vez o funcionamento electroquímico das células do tipo PEM, a *Nexa* é uma pilha de combustível que consiste num conjunto de células elementares muito finas que são acopladas em série para produzirem a potência necessária à saída. Uma célula elementar produz cerca de 1 V de tensão aos seus terminais em circuito aberto e cerca de 0.6 V em plena carga. A área transversal de cada célula elementar é proporcional à quantidade de corrente produzida. Assim, a forma geométrica de uma pilha de combustível pode ser adaptada para produzir uma tensão, corrente e potência específicas. A *Nexa* é formada por 43 células elementares, e o sistema de diagnóstico presente no controlador da pilha pode monitorizar a performance de cada célula individual, sendo possível a detecção de um mau funcionamento ou baixo rendimento para cada célula [24].

4.2.2. - Sistema de fornecimento de hidrogénio

O módulo *Nexa* é alimentado com hidrogénio seco com elevada pureza, que pode ter origem em qualquer fonte (electrólise da água, gás natural, etc.). O controlador monitoriza e regula a entrada de hidrogénio na pilha como exemplificado na Figura 4.2. Os seguintes componentes estão presentes no subsistema de fornecimento de hidrogénio:

- Um sensor de pressão monitoriza as condições de entrada de combustível para assegurar que aí está presente o combustível adequado ao correcto funcionamento do sistema;
- Uma válvula de pressão de segurança protege os componentes a jusante de condições de sobrepressão;
- Uma válvula solenóide fornece isolamento entre a pilha e o abastecimento de hidrogénio durante a fase de encerramento;
- Um regulador de pressão mantém o hidrogénio à pressão adequada em contacto com os elementos da pilha;
- Um detector de fugas de hidrogénio monitoriza o nível de hidrogénio na zona próxima do abastecimento à pilha. Um sistema de avisos e encerramento automático foi implementado para manter a pilha em segurança.

Durante a operação normal da pilha é colocado hidrogénio sob pressão em contacto com a mesma. O regulador de pressão abastece continuamente as células com hidrogénio, que vai sendo consumido pela reacção electroquímica que ocorre na pilha. Nitrogénio e água presentes no fluxo de ar vão lentamente migrar através da membrana da pilha até gradualmente se acumularem no fluxo de hidrogénio e conseqüentemente no ânodo, o terminal negativo. Este efeito provoca o decréscimo da performance em algumas células chave. Para isso existe uma válvula de remoção de hidrogénio na saída da pilha que é periodicamente aberta para libertar os constituintes inertes no ânodo da pilha de modo a recuperar a sua performance (*purge valve*, no esquemático).

Apenas uma parte reduzida do hidrogénio é removido da forma que foi referida, menos de um por cento de todo o consumo de hidrogénio. Este hidrogénio é enviado para o fluxo de ar de refrigeração antes de deixar a pilha, tal como mostra a Figura 4.2. Esse hidrogénio é rapidamente difundido na corrente de ar e fica diluído em níveis muito mais baixos que aquele que permitiria que se auto-inflamasse quando misturado com ar, na presença de uma ignição. O detector de fugas de hidrogénio na saída do sistema de refrigeração assegura que os níveis de inflamação do hidrogénio nunca são atingidos. Esta característica permite o funcionamento seguro da *Nexa* em zonas interiores [24].

4.2.3. - Sistema de fornecimento de oxigénio

Um pequeno compressor de ar fornece o oxigénio necessário à pilha para que a reacção electroquímica seja possível. Um filtro na entrada protege o compressor de ar e os componentes a jusante de possíveis partículas indesejadas existentes no ar. O compressor é regulado para que os pedidos de corrente à pilha sejam atendidos.

O ar é humidificado antes de atingir a pilha para manter a membrana húmida e prolongar o tempo de vida da mesma. Se a membrana secar esse facto reduzirá bastante o seu tempo de vida [24].

4.2.4. - Sistema de arrefecimento

Uma parte do hidrogénio consumido pela pilha é convertido em calor, pelo que para valores elevados de corrente o calor gerado é maior. É importante manter a pilha a uma temperatura constante durante a operação e portanto esta tem de ser controlada.

Na *Nexa* o arrefecimento é feito a ar. Uma ventoinha localizada na base da pilha faz circular ar frio pelos canais de arrefecimento verticais. A temperatura é mantida a 65° centígrados controlando a velocidade da ventoinha. A temperatura é medida na zona húmida do cátodo, como ilustrado na Figura 4.2.

4.2.5. - Sistema de segurança

A *Nexa* é autónoma em situações de falha, de modo a garantir a segurança do operador e prevenir danos no equipamento. Um aviso ou alarme ocorre quando uma condição de funcionamento não usual ou insegura ocorre, dependendo da gravidade do problema. Durante um aviso, a *Nexa* continua em funcionamento e o seu controlador tenta remediar a condição que originou o evento, caso seja possível. Durante um alarme, o controlador inicia uma sequência de encerramento controlada. De seguida referem-se os mecanismos mais importantes que garantem a operação em segurança da pilha:

- Os parâmetros de funcionamento são continuamente monitorizados para assegurar que se encontram dentro dos limites seguros. Estes incluem a temperatura da

pilha, a corrente, a tensão de saída e a pressão do combustível. Para cada um destes parâmetros estão implementados avisos e alarmes.

- Um sistema monitoriza a operação e performance de cada célula individual da pilha. A presença de uma célula em falha conduz ao encerramento do funcionamento da pilha;
- Um detector de fugas de hidrogénio está implementado na zona de abastecimento de combustível. Embebido também na zona do fluxo de arrefecimento, este sensor é capaz de detectar a presença de uma fuga na pilha. Se uma dessas fugas for detectada a pilha é encerrada automaticamente.
- A Nexa vem também equipada com um sensor de oxigénio para medir os níveis de oxigénio ambiente. Esta característica previne que a pilha seja usada em zonas com pouca ventilação. A pilha desliga automaticamente se for verificado que o ambiente tem níveis baixos de concentração de oxigénio.
- Uma válvula solenóide isola o fornecimento de hidrogénio sempre que é iniciado o encerramento da pilha. Assim se previne que o hidrogénio entre para a pilha quando esta está a desligar.

4.2.6. - Superfície de potência

A potência nominal da Nexa é de 1200 W para uma tensão de saída mínima de 26 V. Esta potência nominal verifica-se para as condições base de funcionamento, ou seja, ao nível do mar numa temperatura entre 3°C e 30°C. Contudo, a pilha é capaz de funcionar em altitudes mais elevadas e com temperatura ambiente mais elevada, mas é necessário aplicar um factor ao cálculo da potência. A operação em altitudes mais elevadas reduz a performance da pilha porque a pressão parcial do oxigénio no ar é menor. A operação em temperaturas mais elevadas reduz a performance do sistema pois é necessária mais potência para fazer a refrigeração da pilha. Na Figura 4.3 está presente de que forma a potência é afectada em função da temperatura e da altitude, assumindo-se uma tensão mínima de 26 V à saída.

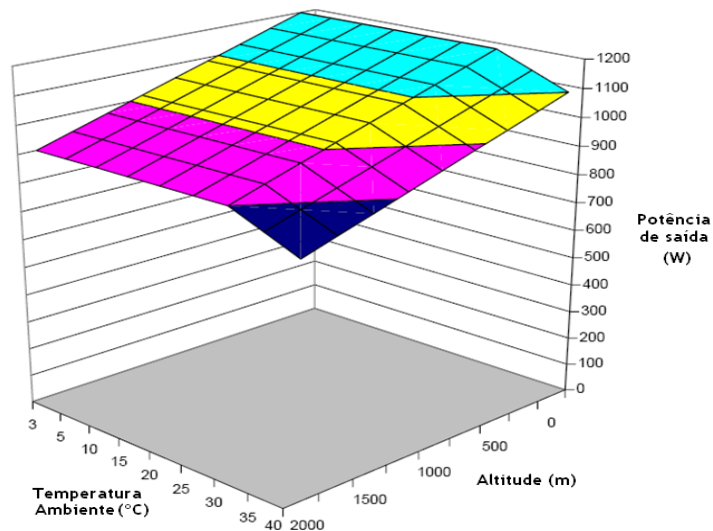


Figura 4.3 - Superfície de potência nominal fora das condições normais de funcionamento.

4.3. - Montagem experimental

A montagem experimental com a pilha de combustível consiste, além desta, num conjunto de cargas resistivas e num sistema de medidas. A carga resistiva permite variar a corrente pedida à pilha de forma a ser possível verificar a curva de polarização experimental. A Figura 4.4 apresenta a visão geral do sistema para teste da *Nexa*. O controlador está localizado na placa que aparece ao centro. A parte em forma de acordeão é o conjunto de 43 células que formam a pilha. Do lado esquerdo, em cima, está presente o regulador de pressão do combustível. O objecto circular do lado direito, em baixo, é a ventoinha que controla a temperatura da pilha.

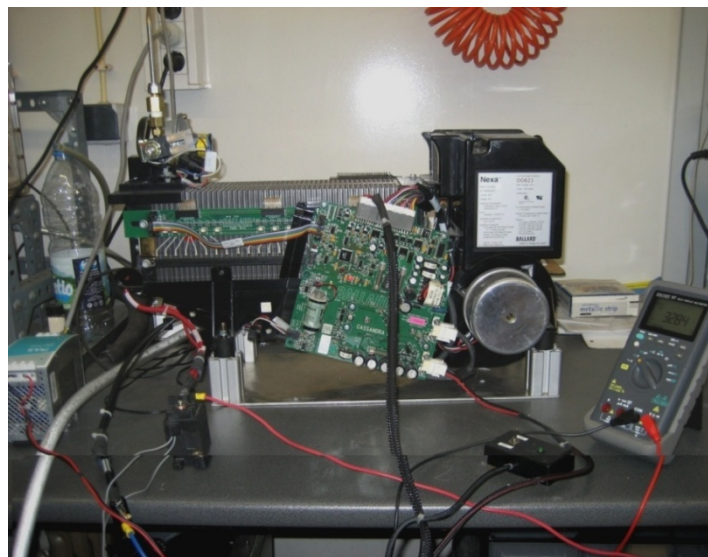


Figura 4.4 - Visão geral da *Nexa*.

De seguida ilustram-se as principais curvas características apresentadas pelo fabricante e comparam-se com os resultados obtidos experimentalmente. A potência da pilha varia entre zero, com o sistema em repouso, e 1200 W, nas condições nominais. A corrente varia de 0 A até 46 A, em toda a sua zona de operação normal. A tensão de saída varia de acordo com a curva de polarização, segundo a carga que lhe é pedida. A tensão sem carga da pilha é de cerca de 43 V (DC) e a plena carga varia entre os 26 V e os 29 V (esta última no início de vida). Cerca de 57% do hidrogénio consumido pela *Nexa* é convertido em calor, enquanto o restante 43% é convertido em energia eléctrica.

4.3.1. - Carga resistiva

Na Figura 4.5 está representado um esquemático simplificado da montagem experimental usada para testar a pilha de combustível. Um conjunto de reóstatos colocados em paralelo associados a um conjunto de interruptores permitem variar o valor da resistência equivalente e variar a carga que é pedida à pilha de combustível.

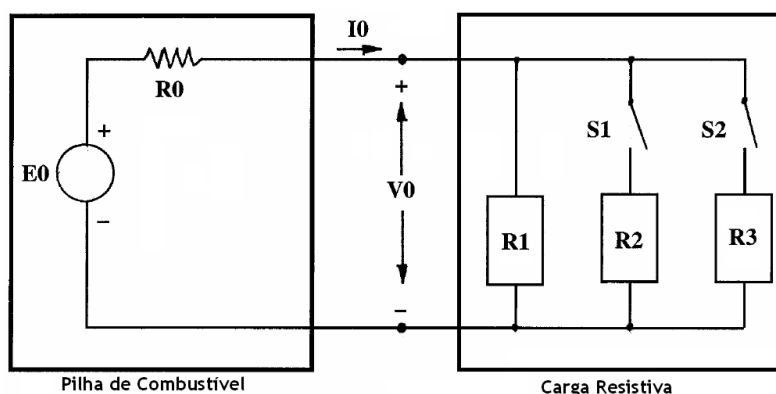


Figura 4.5 - Diagrama de ligação da pilha à carga resistiva.

4.3.2. - Curva de polarização, potência e eficiência

Na Figura 4.6 está representada a curva de polarização ($V_{FC}-I_{FC}$) que reafirma os valores de tensão máximos e mínimos descritos atrás. Estão também presentes três curvas de potência: uma representa a potência total (curva superior), outra que representa a potência disponível na carga (curva intermédia) e outra que descreve a potência necessária para alimentar o sistema de controlo, refrigeração, sensores e actuadores (curva inferior). Na Figura 4.7 está apresentada a curva da eficiência da pilha, que como se pode verificar, é sempre decrescente à medida que a corrente aumenta. A eficiência na potência máxima é aproximadamente 38%, e atinge o seu valor máximo de 50% para uma potência de 300 W. Isto explica-se pelo facto de as cargas auxiliares ao funcionamento da pilha começarem a ter grande influência no consumo de hidrogénio.

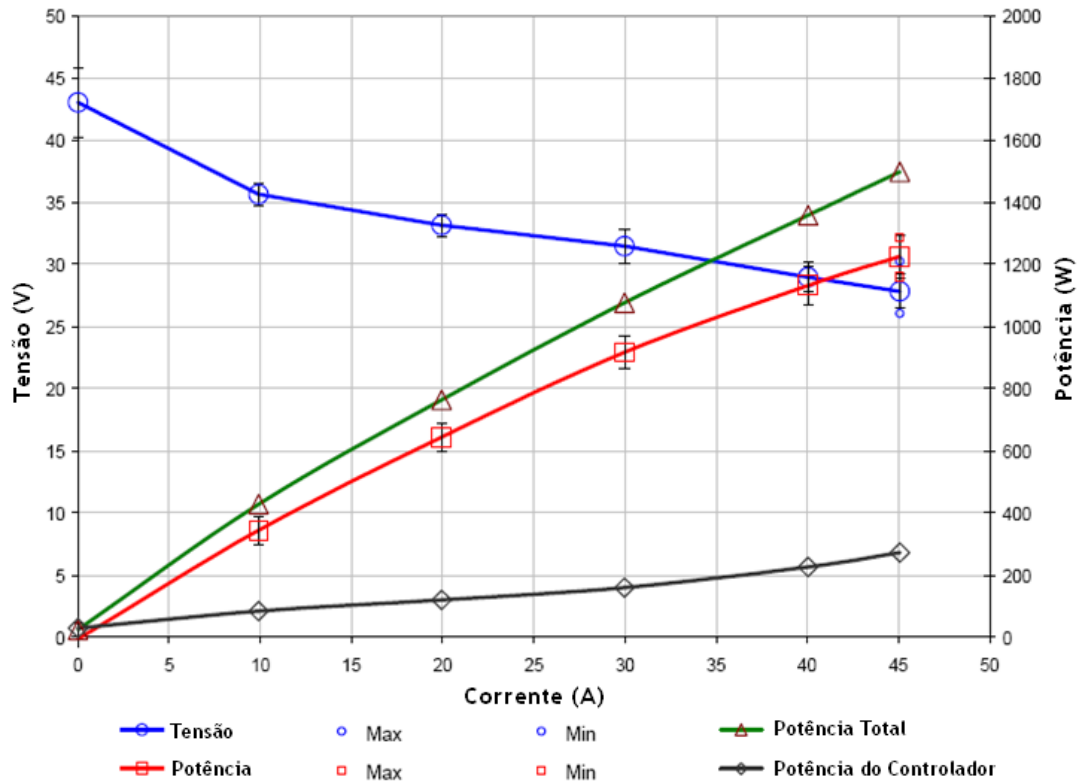


Figura 4.6 - Curva de polarização e curva de potência (fabricante).

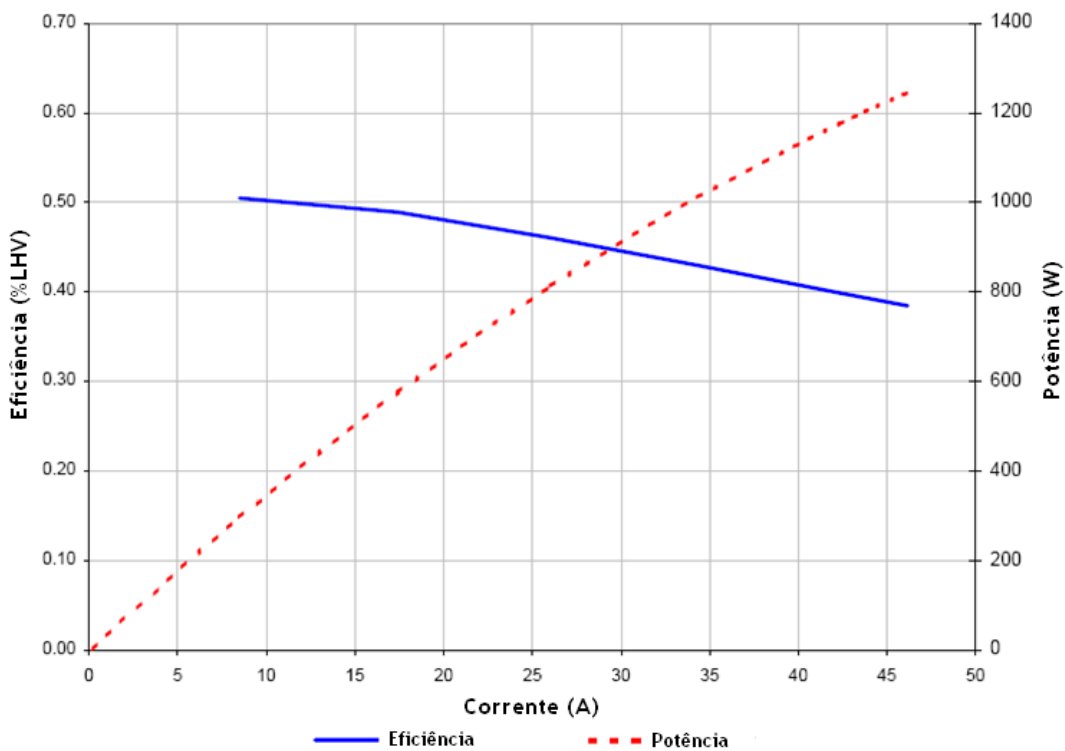


Figura 4.7 - Curva de eficiência (fabricante).

Os gráficos dos resultados experimentais que se mostram de seguida são construídos com base no ficheiro de registo que é criado a partir dos dados enviados pelo controlador da pilha.

O período de amostragem foi configurado para ser de 1 s. O primeiro teste a ser realizado foi para confirmar a curva de polarização (tensão em função da corrente) relativamente à curva apresentada pelo fabricante. Os testes são realizados nas mesmas condições que os apresentados pelo fabricante.

Foi aplicada à pilha uma sequência de oito degraus de corrente desde 1.31 A até 42.78 A (Figura 4.8). Para isso era alterada a configuração da carga resistiva ao fim de cada intervalo de tempo. A tensão que é produzida aos seus terminais não é controlada e vai flutuar em função das variações de carga. A tensão decresce ligeiramente com o aumento da corrente. Esse decréscimo é devido à queda de tensão associada com a activação do ânodo e do cátodo (V_{act}), à queda de tensão resultante da resistência de condução dos prótons pela membrana electrolítica e dos electrões no seu percurso (V_{ohmic}), e à queda de tensão resultante do decréscimo de concentração do hidrogénio e do oxigénio (V_{con}).

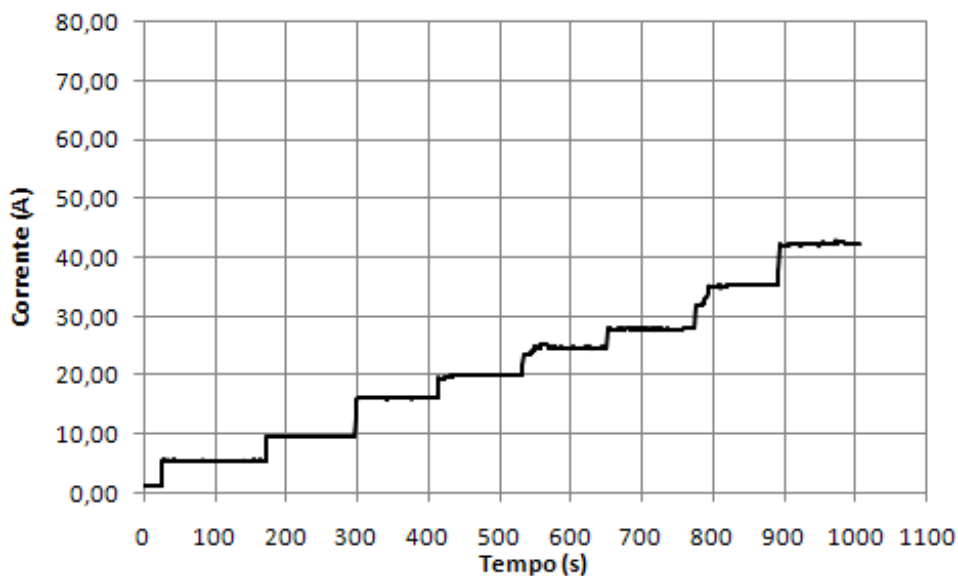


Figura 4.8 - Curva experimental da corrente em função do tempo.

Na Figura 4.9 está presente a curva de polarização experimental. Para um valor máximo de corrente aplicado de cerca de 43 A, a tensão obtida vale aproximadamente 32 V, o que perfaz uma potência da ordem dos 1380 W. Comparando os valores obtidos com os valores presentes na Figura 4.6 pode concluir-se que as curvas são idênticas, provando-se assim a validade dos resultados apresentados pelo fabricante.

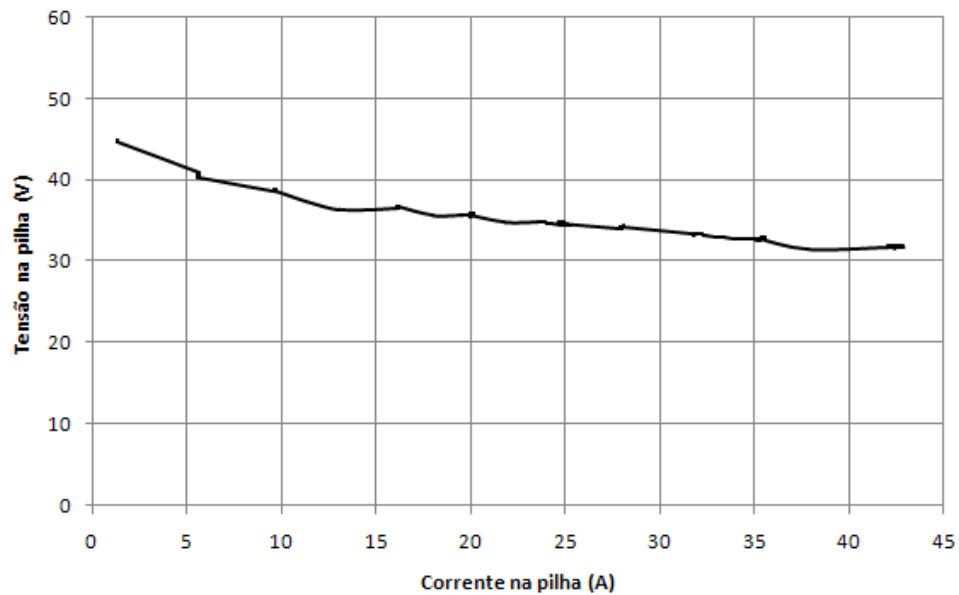


Figura 4.9 - Curva de polarização experimental ($V_{FC}-I_{FC}$).

A curva de potência em função da corrente é também em tudo idêntica à apresentada pelo fabricante. A única diferença é que, como foi visto atrás, a tensão obtida para a corrente máxima é ligeiramente superior e portanto a potência é também superior.

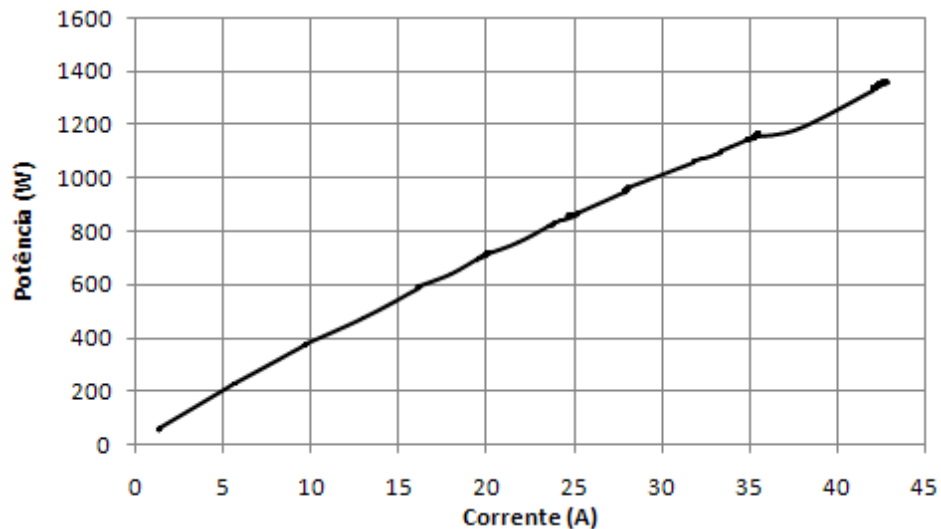


Figura 4.10 - Curva experimental da potência em função da corrente.

4.3.3. - Evolução da temperatura e do consumo de hidrogénio

Na Figura 4.11 está presente a evolução da temperatura ao longo do teste realizado. Inicialmente ronda os valores da temperatura ambiente (cerca de 30°C) e no fim do teste vale cerca de 60°C. Note-se que o sistema de refrigeração impõe uma temperatura máxima de 65°C em funcionamento normal, controlando a velocidade da ventoinha. Na Figura 4.12 pode

ver-se a evolução do consumo acumulado de hidrogénio, que, tal como a temperatura, vai aumentando à medida que a pilha está a produzir mais potência.

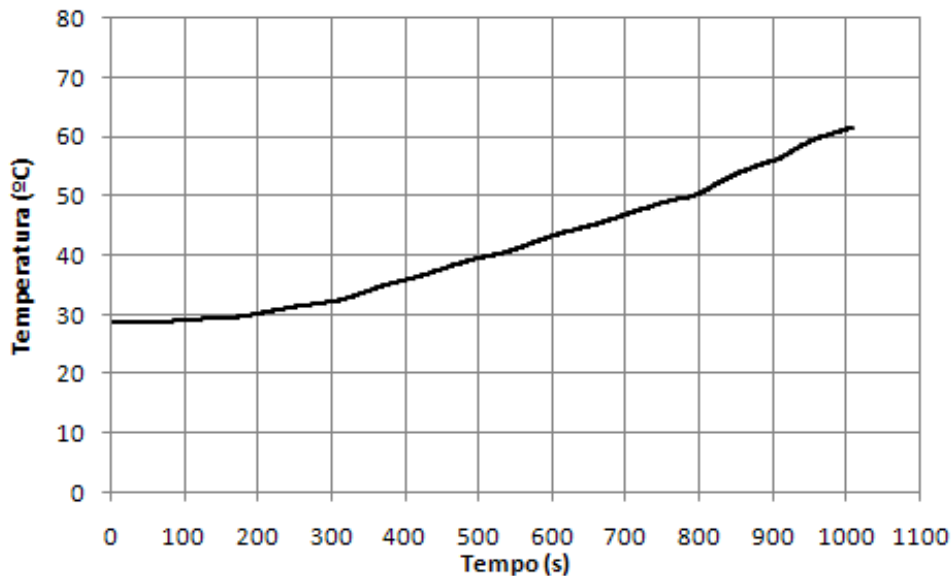


Figura 4.11 - Curva experimental da temperatura em função do tempo.

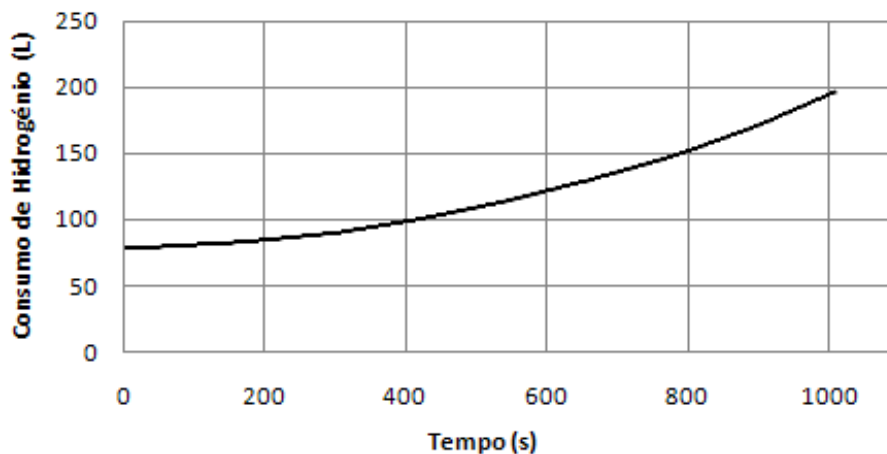


Figura 4.12 - Curva experimental do consumo de hidrogénio em função do tempo.

4.3.4. - Comparação com os resultados obtidos pelo modelo

A Figura 4.13 e a Figura 4.14 apresentam no mesmo gráfico os resultados obtidos através do teste experimental e da simulação do modelo. Apesar de existirem algumas diferenças, o erro é reduzido e pode concluir-se que o modelo representa correctamente o funcionamento da pilha. No ponto em destaque apresentado na figura o erro é de cerca de 7%. O modelo será depois usado para dimensionar o conversor que trata da conversão de energia. Mesmo existindo esta pequena diferença o controlador do conversor terá de ser suficientemente robusto para evitar que variações na tensão de entrada influenciem o desempenho do conversor.

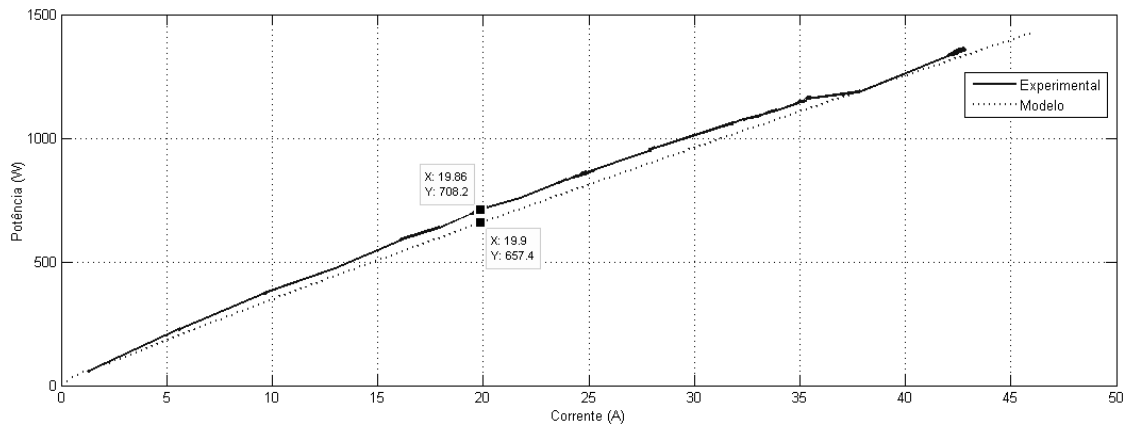


Figura 4.13 - Comparação entre a curva de potência experimental e a obtida pelo modelo.

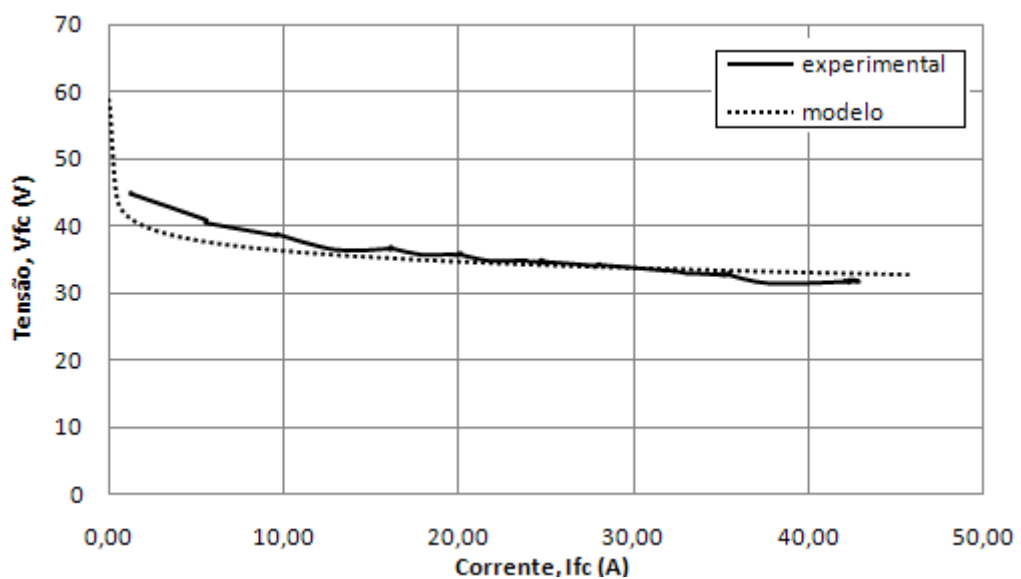


Figura 4.14 - Comparação entre a curva de polarização experimental e a obtida pelo modelo.

A Figura 4.15 ilustra a resposta dinâmica apresentada pelo fabricante a um teste de mudança de carga mínima para carga máxima. A pilha fornece imediatamente corrente para responder ao pedido da carga. O fluxo de hidrogénio é controlado pelo regulador de modo a que seja mantida a pressão suficiente para responder ao pedido de carga. O tempo que a tensão demora a estabelecer-se depois do degrau é de cerca de 0,5 s, aproximadamente o mesmo que havia sido atrás apresentado pelo modelo. Desta forma fica demonstrada a validade do modelo para esta pilha. Esses resultados foram comparados com os do modelo e as diferenças entre ambos são reduzidas.

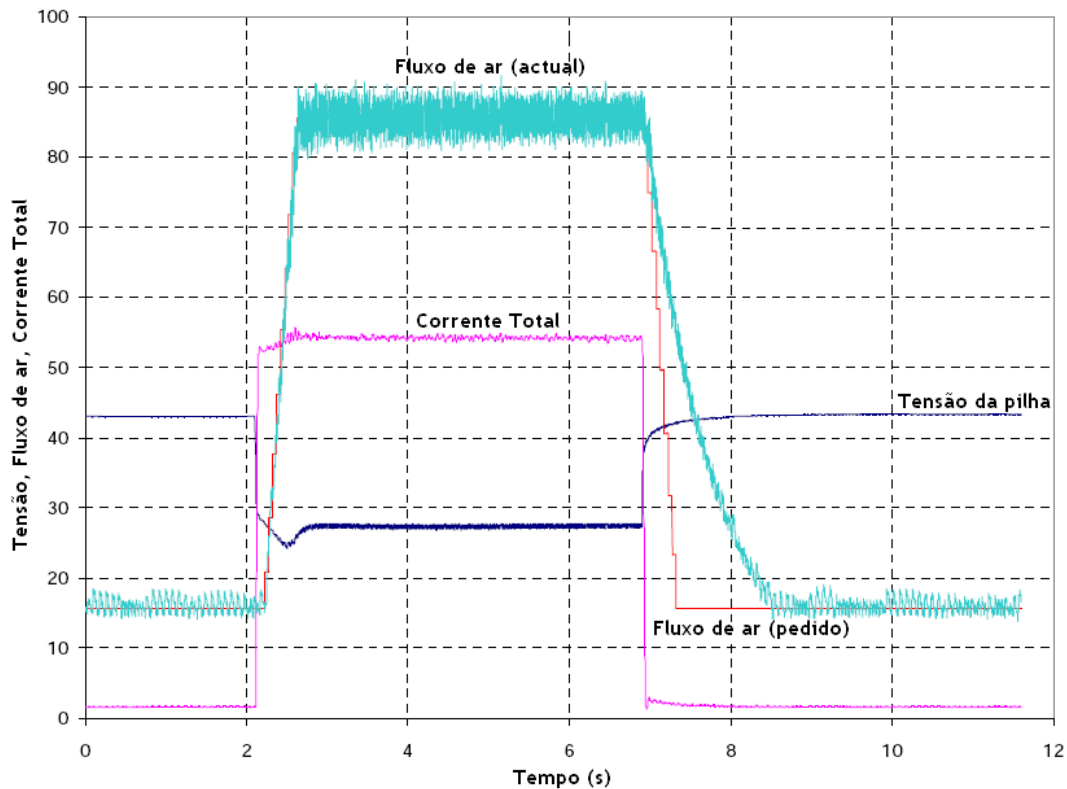


Figura 4.15 - Resposta dinâmica da Nexa (fabricante, [22]).

4.4. - Resumo e conclusões

Neste último capítulo foi apresentada a pilha *Nexa* da *Ballard Power Systems*TM. Esta é uma pilha do tipo PEM com uma potência nominal de 1200 W. Foi realizada uma descrição relativamente pormenorizada das partes que a constituem, nomeadamente os sistemas de controlo, de fornecimento do combustível e de segurança. Foram apresentados resultados práticos das principais variáveis que representam o funcionamento da pilha. Comparando esses resultados práticos com o modelo verificou-se um erro reduzido.

No capítulo seguinte é apresentado o conversor electrónico de potência que será utilizado para transformar a tensão DC não regulada da pilha numa tensão regulada e com amplitude conveniente.

Capítulo 5

Conversor DC/DC

5.1. - Introdução

Neste projecto pretende-se utilizar uma pilha de combustível do tipo PEM para funcionar como fonte de energia para produção distribuída com interface com a rede eléctrica. Como foi já referido no capítulo da revisão bibliográfica existem duas possibilidades para criar uma tensão sinusoidal regulada à saída do andar de conversão para depois ligar à rede. Ou a tensão da pilha é regulada e elevada para servir de entrada a um inversor de tensão ou então é invertida e depois elevada através de um transformador de baixa frequência (50 Hz). Contudo, a segunda solução, em virtude da evolução das fontes comutadas, está praticamente fora de questão. Até porque as questões de rendimento são cruciais neste tipo de aplicações. O custo associado à própria pilha já é relativamente elevado, e pretende-se que o conversor seja de custo o mais reduzido possível, mas com rendimento elevado. Por isso a solução que se adopta para este caso é a primeira que foi referida, ou seja, com um barramento de tensão elevada, antes do inversor, tal como está ilustrado na Figura 5.1.

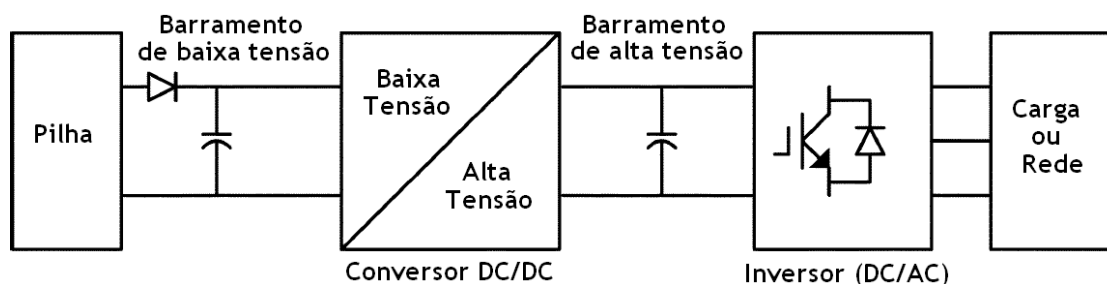


Figura 5.1 - Diagrama de conversão proposto.

A função do primeiro andar, o conversor DC/DC, é manter uma tensão constante na entrada do inversor para assegurar boa performance com elevada eficiência a todo sistema de

conversão, além de garantir isolamento eléctrico e elevar a tensão. Torna-se então necessário escolher uma topologia para este primeiro andar de conversão.

Neste capítulo é apresentada a solução proposta e as razões que levaram a essa escolha. Depois de apresentada essa escolha mostra-se o seu modo de funcionamento e o respectivo modelo em espaço de estados, de modo a obter a função de transferência do conversor que permitirá realizar o dimensionamento do controlador. Depois de projectado o controlador, o conversor é simulado em malha fechada e são apresentados os resultados obtidos.

5.2. - Escolha da topologia

A topologia escolhida para o conversor DC/DC é o *push-pull*. Esta escolha explica-se pelos factos que se referem de seguida. É indispensável que haja um isolamento eléctrico entre a pilha e a carga devido a questões de segurança. A forma mais comum de providenciar esse isolamento é através do uso de um transformador. Como o conversor funciona de modo comutado com frequência na ordem das dezenas de milhar de Hertz, o transformador associado ao *push-pull* será pequeno e leve, o que traduz uma vantagem em relação ao seu uso depois do inversor, onde seria muito mais volumoso e muito mais pesado. Além de fornecer isolamento, o transformador da topologia *push-pull* é usado para elevar a tensão, já que a pilha é um dispositivo de baixa tensão e corrente elevada, e para criar uma tensão AC de 230 V à saída do inversor é necessária uma tensão próxima dos 400 V no barramento que o alimenta. O uso de um conversor elevador convencional (*step-up*) não permite que a relação de tensão entre a entrada e a saída seja muito elevada. Isto porque a transferência de energia da entrada para a saída dá-se através da bobina de entrada, cujo dimensionamento será complicado para elevado ganho de tensão. Além disso, a topologia *step-up* convencional não é isolada. A topologia *push-pull* pode funcionar apenas para um sentido do fluxo de energia, ou seja, é unidireccional. Como a pilha de combustível apenas pode fornecer corrente num sentido este conversor adapta-se plenamente, até porque no caso de a pilha estar ligada à rede não é necessário armazenar energia (numa bateria, por exemplo). Isso não seria verdade não seria verdade no caso de existir um elemento armazenador de energia, onde teria de ser usado um conversor bidireccional (que permite o trânsito de energia nos dois sentidos), ou um conjunto de dois conversores. O conversor DC/DC *push-pull* é baseado na topologia *step-down* convencional, pelo que o seu princípio de funcionamento é derivado dela.

Normalmente, o maior custo associado ao conversor é o custo dos elementos de comutação. Também as perdas de condução e comutação associadas aos dispositivos semicondutores dominam em regra as perdas globais do conversor. Assim, avaliar o factor de utilização dos dispositivos de comutação é uma boa ferramenta para comparar as diferentes topologias de conversores. Portanto é útil comparar o *stress* total do elemento de comutação

com a sua utilização activa. Se um conversor de uma determinada topologia tiver k dispositivos de comutação activos, o *stress* de comutação total é dado por:

$$S = \sum_{j=1}^k V_j I_j \quad (5.1)$$

onde V_j é a tensão de pico aplicada ao elemento de comutação j , e I_j é o valor eficaz da corrente aplicada ao mesmo elemento [25]. Por vezes é usado o valor de pico da corrente em vez do valor eficaz, mas os resultados qualitativos são similares. Se a potência de saída do conversor for P_o , então a utilização activa do interruptor, U , pode ser definida por:

$$U = \frac{P_o}{S} \quad (5.2)$$

A utilização activa dos dispositivos de comutação é menor que um nos conversores isolados com transformador, e é uma quantidade a ser maximizada [25]. Esta é também uma quantidade dependente do *duty cycle* dos interruptores. Uma comparação entre as principais topologias existentes encontra-se ilustrada na Tabela 5.1. Os valores apresentados assumem que o conversor é concebido para funcionar num único ponto de funcionamento, ou seja, sem variações na tensão de entrada e potência de saída.

Tabela 5.1 - Comparação dos valores de utilização activa dos dispositivos de comutação [25].

Conversor	$U(D)$	Máximo $U(D)$	Máximo $U(D)$ ocorre com $D=$
Abaixador (<i>Buck</i>)	\sqrt{D}	1	1
Elevador (<i>Boost</i>)	$\frac{D'}{\sqrt{D}}$	∞	0
Abaixador-Elevador (<i>Buck-Boost</i>), <i>Ćuk</i> (isolado e não isolado), <i>Flyback</i> , <i>SEPIC</i> (isolado e não isolado)	$D'\sqrt{D}$	$\frac{2}{3\sqrt{3}} = 0.385$	$\frac{1}{3}$
<i>Forward</i> ($n_1=n_2$)	$\frac{1}{2}\sqrt{D}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}} = 0.353$	$\frac{1}{2}$
Outros conversores isolados baseados na topologia abaixadora (ponte completa, meia ponte, <i>push-pull</i>)	$\frac{\sqrt{D}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}} = 0.353$	1
Conversores isolados baseados na topologia elevadora (ponte completa, <i>push-pull</i>)	$\frac{D'}{2\sqrt{1+D}}$	$\frac{1}{2}$	0

A inclusão de um transformador de isolamento leva a que a utilização dos transístores seja reduzida em relação às topologias abaixadora e elevadora convencionais, pelo que as topologias baseadas no conversor *step-down*, tal como o *push-pull*, devem operar preferivelmente com um *duty cycle* tão grande quanto possível (próximo de um). Já que a utilização activa dos dispositivos semicondutores está dependente do *duty cycle* e tem um valor máximo quando este é próximo de um, o transformador deve ser usado para especificar a tensão de saída.

Por todas as razões indicadas atrás optou-se pela escolha do *push-pull*, cuja descrição se faz na secção seguinte.

5.3. - Conversor *push-pull*

A Figura 5.2 mostra o circuito esquemático de um conversor DC/DC do tipo *push-pull*. Este conversor é usado para produzir uma tensão AC em onda quadrada à entrada de um transformador de alta frequência. Após o transformador, a tensão é rectificadora através dos díodos para criar uma saída DC. É usado um transformador com ponto médio no secundário, pelo que apenas existe uma queda de tensão num diodo em cada instante. O esquema de controlo de PWM apresentado na Figura 5.3 é usado para regular a tensão de saída [11]. O período de comutação de cada transistor é metade do período de funcionamento, pelo que a frequência de comutação vista pela saída aparece duplicada (se os transístores comutarem a 20 kHz a frequência vista no secundário do transformador é 40 kHz).

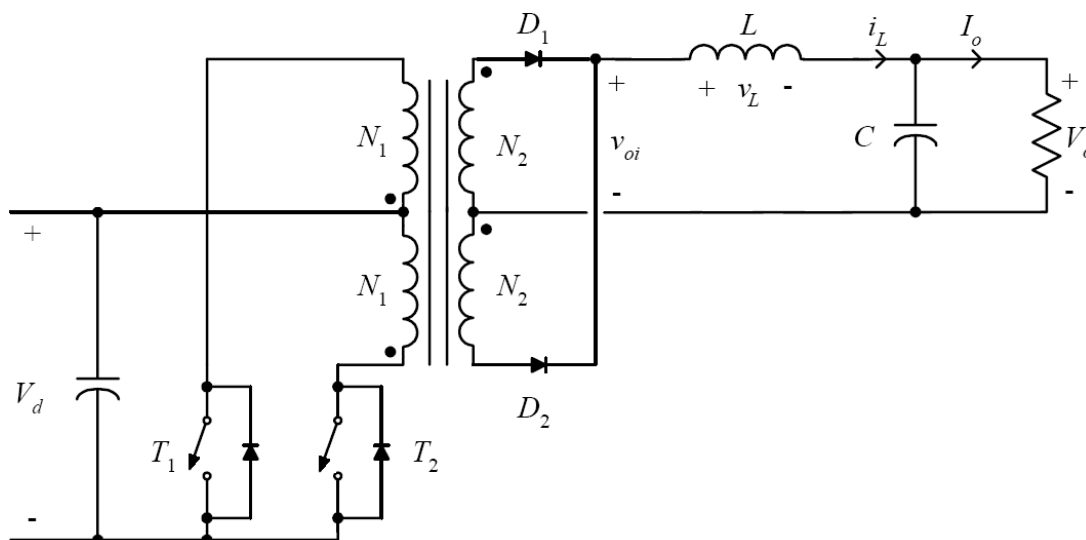


Figura 5.2 - Topologia *push-pull*.

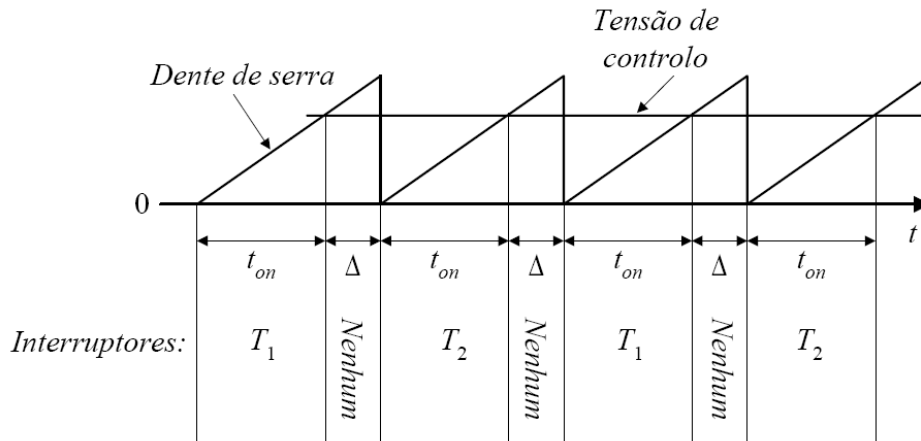


Figura 5.3 - Esquema de controlo do conversor *push-pull*.

Os quatro diferentes modos de funcionamento estão ilustrados a partir da Figura 5.4. No primeiro modo o transistor T_1 está ligado, D_1 conduz e D_2 está inversamente polarizado. Assim a tensão rectificadora, V_{oi} , é dada por:

$$V_{oi} = n \cdot V_d \tag{5.3}$$

em que $n = N_2/N_1$ é a relação de espiras do transformador. Desta forma a tensão aos terminais da bobina L é dada por:

$$v_L = n \cdot V_d - V_o \tag{5.4}$$

o que força que a corrente na bobina cresça linearmente (Figura 5.9).

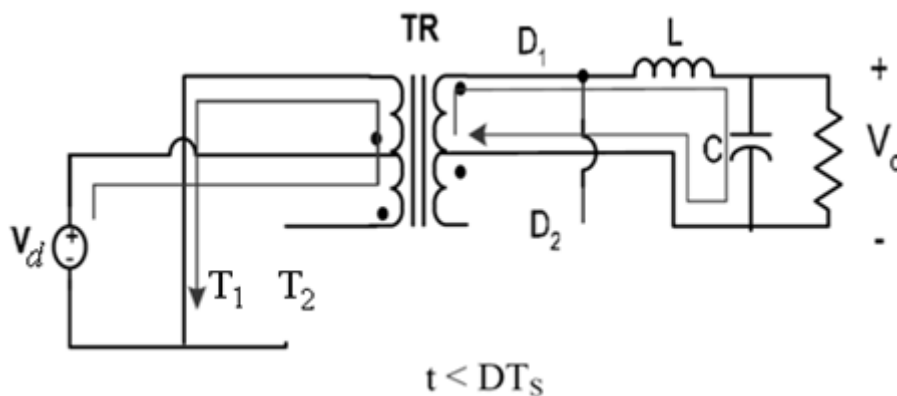


Figura 5.4 - Primeiro modo de funcionamento do *push-pull*.

No intervalo de tempo seguinte (intervalo Δ na Figura 5.3) os dois transístores estão desligados, e a corrente da bobina divide-se igualmente entre os dois enrolamentos do secundário e $V_{oi} = 0$ (Figura 5.5). Portanto:

$$v_L = -V_o \tag{5.5}$$

e

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{1}{2} i_L \quad (5.6)$$

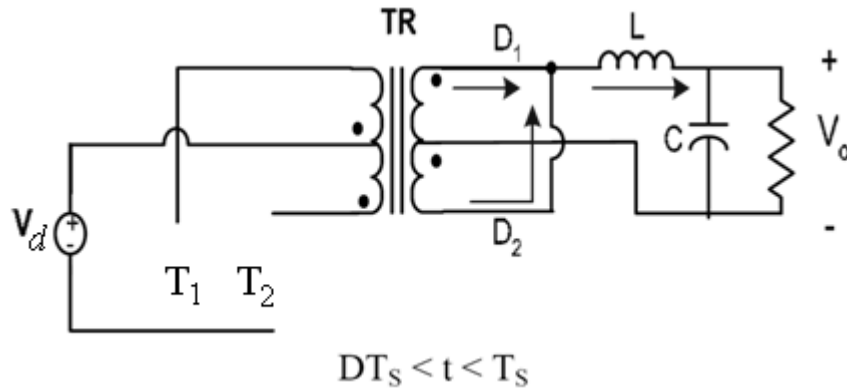


Figura 5.5 - Segundo modo de funcionamento do *push-pull*.

O próximo meio ciclo de funcionamento consiste novamente em t_{on} (durante o qual T_2 está ligado) e Δ . As ondas repetem-se com um período de $\frac{1}{2} T_s$ e :

$$t_{on} + \Delta = \frac{1}{2} T_s \quad (5.7)$$

Igualando o integral da tensão na bobina durante um período de repetição a zero, tem-se:

$$\frac{V_o}{V_d} = 2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot D \quad (5.8)$$

em que $D = t_{on}/T_s$ é o *duty cycle* dos transístores T_1 e T_2 e cujo valor máximo é 0.5 (na prática terá de ser um pouco menor para garantir que não existe condução simultânea dos dois transístores). O valor médio da tensão V_{oi} é igual à tensão V_o (Figura 5.8).

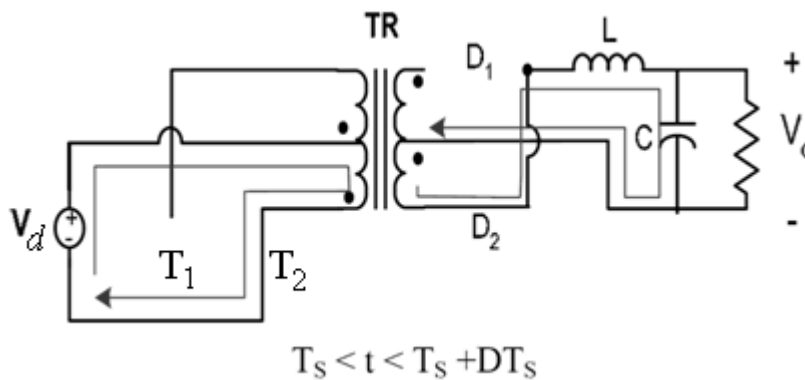


Figura 5.6 - Terceiro modo de funcionamento do *push-pull*.

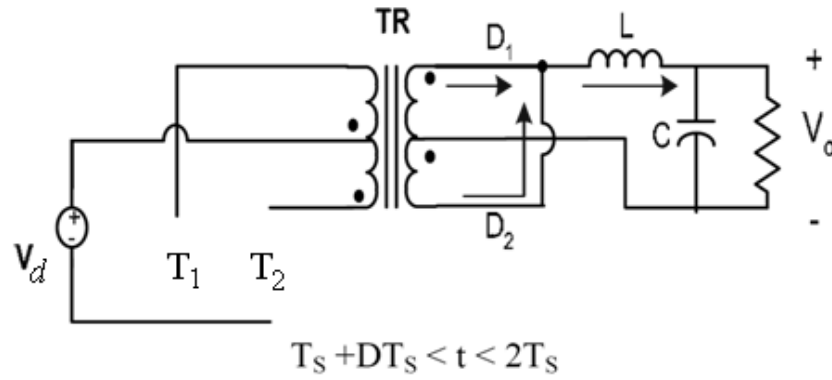


Figura 5.7 - Quarto modo de funcionamento do *push-pull*.

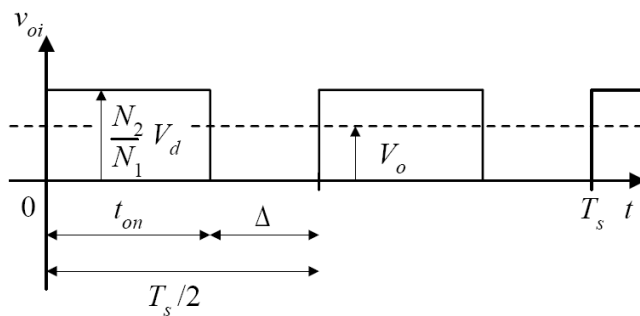


Figura 5.8 - Forma de onda da tensão v_{oi} .

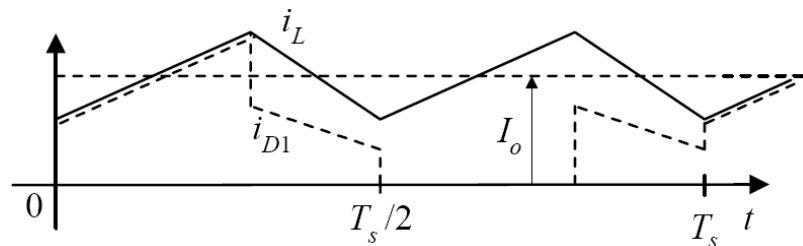


Figura 5.9 - Forma de onda da corrente na bobina e no diodo D_1 .

A possibilidade de operar com um *duty cycle* próximo de 0.5 permite que a relação de espiras seja minimizada, reduzindo assim a corrente nos transístores. Neste tipo de conversor, devido a uma ligeira e inevitável diferença entre os tempos de comutação dos dois transístores, existe um desequilíbrio entre a corrente de pico nos mesmos, o que pode ser corrigido com controlo em corrente do conversor [11]. Também devido à sua característica de funcionamento, esta topologia opera no modo contínuo de condução (CCM, *Continuous Conduction Mode*) e portanto a corrente de pico no transistor tende a ser elevada. O *stress* de tensão nos transístores é o dobro da tensão de entrada, o que não é extremamente elevado comparando com outras topologias. Os díodos em anti-paralelo com os transístores são necessários para proporcionar um caminho para a corrente gerada pelo fluxo de fugas do transformador.

Na Figura 5.10 estão representadas as principais formas de onda associadas ao funcionamento do conversor *push-pull*, resumindo assim o funcionamento do conversor.

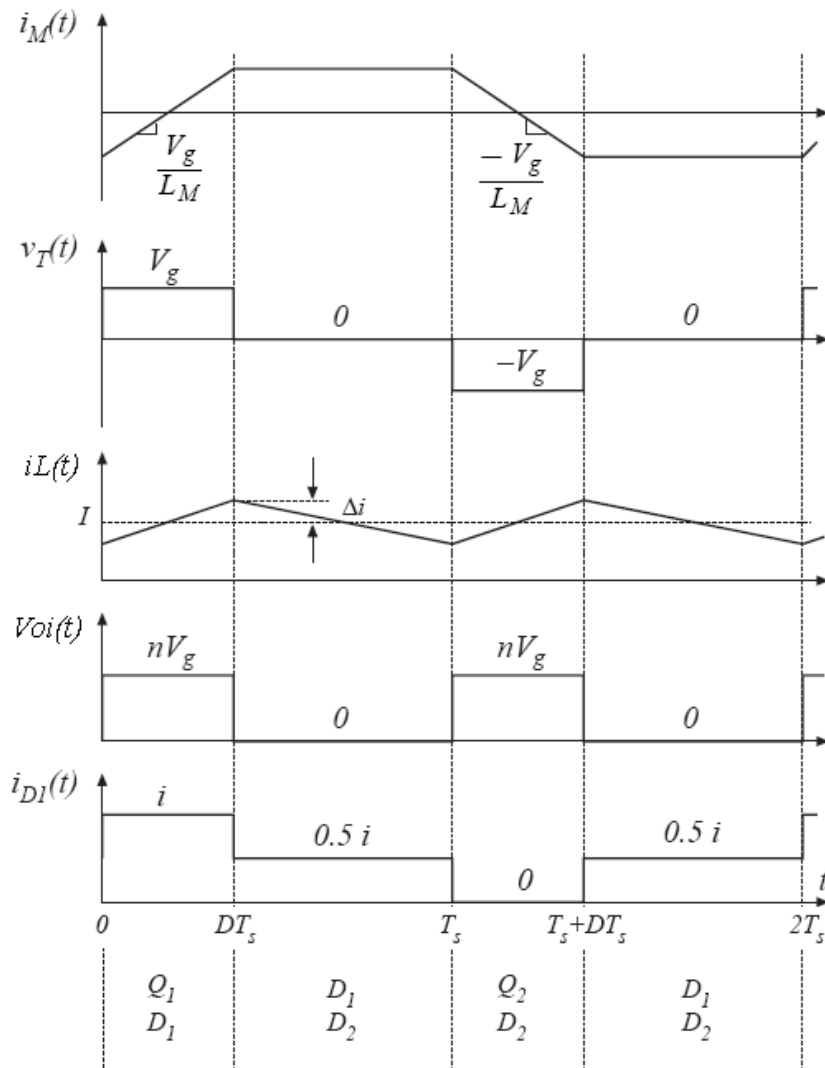


Figura 5.10 - Principais formas de onda do conversor *push-pull* [25].

5.4. - Transformador

O transformador de alta frequência presente no *push-pull* é o elemento de maior importância do conversor. É por ele que passa toda a transferência de potência. O seu projecto tem de ser cuidado. Quando a razão de tensões entre o primário e o secundário é elevada, pela escolha certa da razão de espiras do transformador é possível minimizar o *stress* de tensão e corrente imposto aos transístores e aos díodos, levando a uma maior eficiência e menor custo.

A Figura 5.11 mostra um circuito equivalente simples que é suficiente para compreender o funcionamento da maior parte dos conversores isolados com transformador. O modelo assume

um acoplamento perfeito entre os enrolamentos e despreza as perdas. Em paralelo com um transformador ideal está ilustrada uma indutância de magnetização referida ao primário.

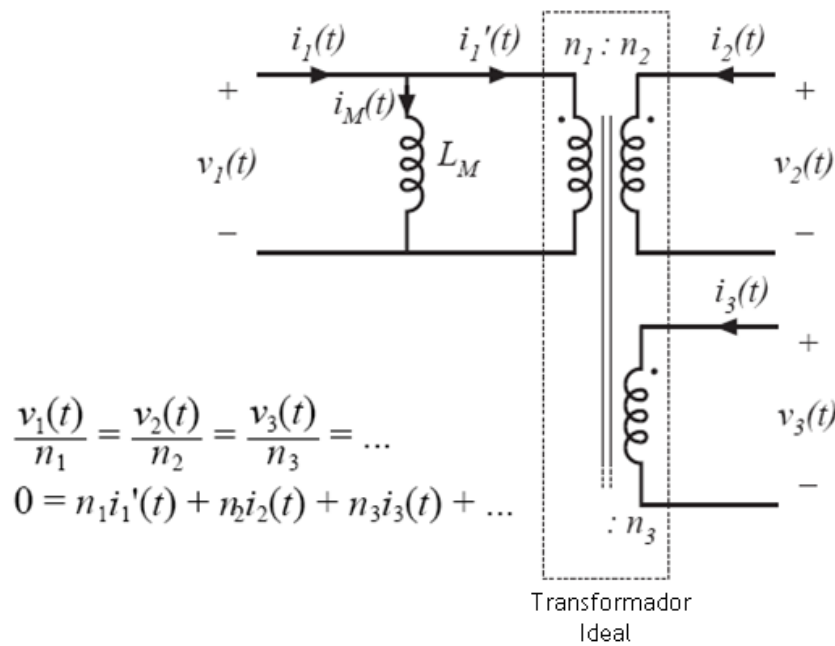


Figura 5.11 - Circuito equivalente do transformador contendo a indutância de magnetização e transformador ideal [25].

A corrente de magnetização é proporcional ao campo magnético $H(t)$ no núcleo do transformador. A característica $B-H$ do material que forma o núcleo (Figura 5.12) governa o comportamento da corrente de magnetização. Por exemplo, se a corrente de magnetização, $i_M(t)$, se tornar muito elevada, então a amplitude do campo magnético $H(t)$ causa a saturação do núcleo. A indutância de magnetização torna-se assim baixa, reduzindo a gama de funcionamento do transformador sem existir saturação.

A corrente de magnetização é determinada pelo integral da tensão aos seus terminais:

$$v_1(t) = L_M \frac{di_M(t)}{dt} \tag{5.9}$$

$$i_M(t) - i_M(0) = \frac{1}{L_M} \int_0^t v_1(\tau) d\tau \tag{5.10}$$

Em regime permanente a componente DC da tensão aplicada à indutância de magnetização deve ser nula:

$$0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_1(t) dt \tag{5.11}$$

Se isso não se verificar, em cada período a corrente de magnetização aumentará ligeiramente, levando no limite a correntes excessivamente elevadas e correspondente saturação do transformador.

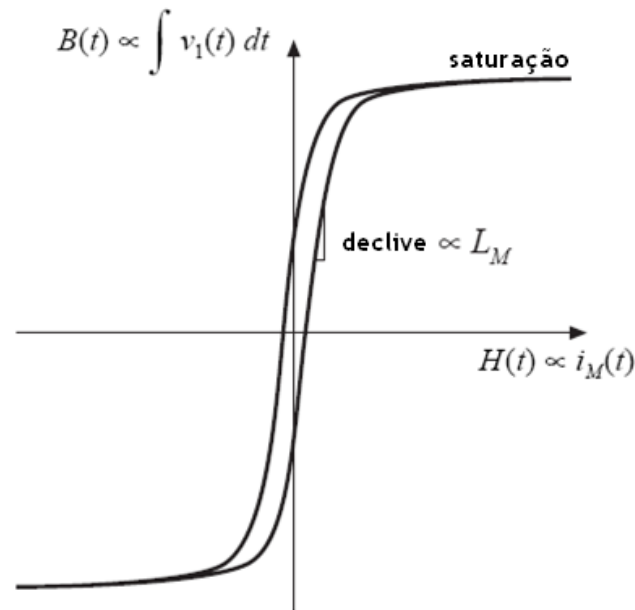


Figura 5.12 - Característica B-H do núcleo do transformador.

Num transformador bem projectado a indutância de magnetização tem um valor elevado e a corrente $i_1(t)$ é praticamente igual à corrente $i_1'(t)$.

Os transformadores reais têm também de incluir uma indutância de fugas. Uma pequena parte do fluxo ligado a um enrolamento pode não estar a induzir o outro enrolamento. Este fenómeno pode ser modulado com a inclusão de pequenas indutâncias em série com os enrolamentos. Quanto menor for a indutância de fugas maior será a potência que será possível transferir através do transformador. A indutância de fugas é uma não idealidade que dá origem a perdas e ao aumento do pico de tensão nos transístores, mas fora isso não tem outra influência na operação do transformador. O modelo mais completo do transformador é apresentado na Figura 5.13, incluído as indutâncias de fugas e as resistências dos enrolamentos.

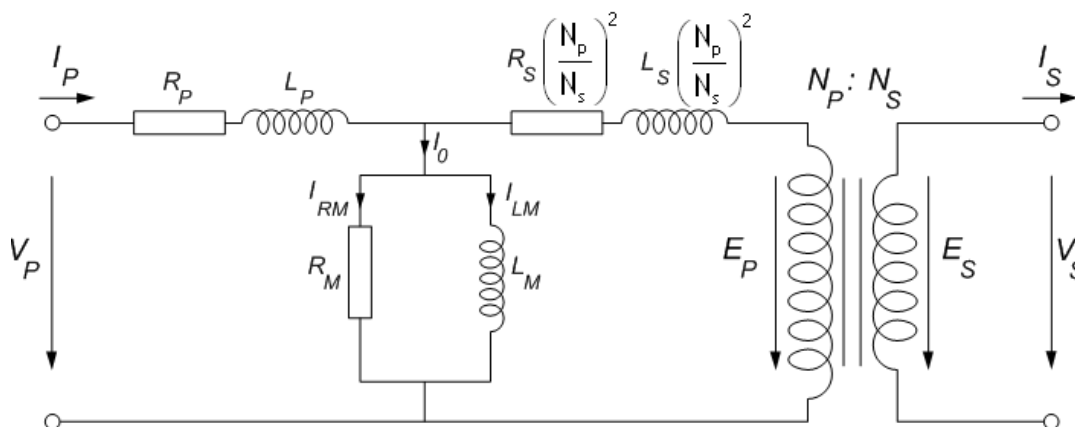


Figura 5.13 - Modelo do transformador referido ao primário.

O transformador tem duas funções principais no conversor proposto:

- Fornecer o isolamento entre o lado de baixa tensão e o lado de alta tensão;
- Elevar a tensão da pilha.

A tensão de saída da pilha de combustível varia de acordo com a corrente de carga seguindo a curva de polarização ilustrada na Figura 4.14. Com um funcionamento a plena carga, a tensão de saída da pilha atinge o seu valor mais baixo. Assim, nesse instante, os dispositivos do lado de baixa tensão têm o valor máximo de *stress* de corrente.

5.4.1. - Dimensionamento do transformador

Como foi já referido, o objectivo do conversor *push-pull* é criar um barramento DC de tensão regulada que servirá posteriormente para funcionar como entrada para um inversor de tensão. Torna-se portanto necessário definir a relação de espiras do transformador. Como foi também já dito, o conversor *push-pull* será mais eficiente quanto maior for o *duty cycle* nos interruptores. Portanto, convém minimizar a relação de espiras do transformador de modo a maximizar o *duty cycle*, já que o conversor *push-pull* é derivado do conversor *step-down* convencional. A menos do transformador, a tensão de saída será no máximo igual à de entrada. Como o conversor faz a interface directa com a pilha de combustível é necessário ter em conta qual a tensão mínima que ela apresentará, em qualquer regime de carga. Tendo como base os dados apresentados pelo fabricante da pilha, a tensão à sua saída nunca será inferior a 26 V. Nos resultados experimentais esse valor foi ainda superior pelo que se considera para valor mínimo absoluto da tensão de saída da pilha uma tensão de 25 V. Sendo este o pior caso, será a partir desta tensão que será calculado o ganho de tensão do transformador.

Falta ainda decidir que tensão deverá ter o barramento DC. Esse valor pode ser calculado de forma simples tendo em conta que o barramento será usado para criar uma tensão sinusoidal para a rede. A tensão da rede é de 230 V eficazes com uma regulação de 10%. Como tem que ser garantido que a tensão da rede é sempre inferior à tensão do barramento (para que os díodos do inversor não entrem em condução), os cálculos devem ser feitos para o pior caso, ou seja, quando a tensão da rede é máxima. Dessa forma garante-se que nunca há corrente no sentido inverso (da rede para o inversor). O pico máximo de tensão da rede é dado por:

$$V_{pico} = V_{RMS} \cdot \sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325.3V \quad (5.12)$$

Considerando a regulação máxima de 10% na tensão da rede este valor passa a 357.8 V. Este será o valor mínimo para o barramento de tensão.

Neste tipo de aplicação, em que se pretende utilizar uma pilha de combustível para produzir energia que é injectada na rede, deve garantir-se tanto quanto possível um factor de potência unitário ($\cos(\varphi) = 1$). Tratando-se de um sistema de baixa potência (1200 W)

introduzir na rede potência reactiva reduz a eficiência do sistema. A injeção de potência reactiva na rede é também necessária para garantir a estabilidade da mesma, mas isso ficará a cargo de outras fontes de energia, como por exemplo a eólica, cuja legislação obriga mesmo que em certas horas do dia o $\cos(\varphi)$ seja menor que um. Existem duas hipóteses para injectar corrente na rede: através do desfasamento entre a tensão à saída do inversor e a tensão da rede ou através da diferença entre a amplitude das duas tensões. Sabendo que se pretende factor de potência unitário o controlo do trânsito de potência terá de ser feito através da diferença de amplitudes. Torna-se portanto necessário que o barramento DC tenha uma margem que permita realizar essa diferença. O valor escolhido para o barramento DC foi de 400 V. Desta forma garante-se que todas as situações descritas anteriormente são garantidas. Mais ainda, a energia armazenada no condensador é dada por:

$$E_c = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_c^2 \quad (5.13)$$

Ou seja, a energia armazenada no condensador é proporcional ao quadrado da tensão a que este se encontra. Assim sendo, para o mesmo valor de capacidade, a energia armazenada será tanto maior quanto maior for a tensão do barramento. Este facto é importante no caso de situações transitórias de mudança de carga, por exemplo, já que se existir mais energia armazenada menor será o efeito que essa mudança provoca na tensão do barramento.

Posto isto, e admitindo um *duty cycle* da ordem dos 90%, a razão entre espiras do transformador será de 18 (uma espira no primário para dezoito espiras no secundário). Assim, quando a tensão à entrada do conversor for mínima (25 V), a tensão depois do transformador será de $25 \times 18 = 450$ V. Com um *duty cycle* de 88.9% é possível obter uma tensão de saída de 400 V.

5.4.2. - Modelo real do transformador

O transformador é o elemento mais importante no conversor *push-pull*. Para que a simulação do conversor permita obter resultados o mais próximo possível da realidade é necessário considerar as não idealidades do mesmo.

Na Figura 5.14 está ilustrado o modelo do transformador que é utilizado no *PSIM*TM. O modelo é o mesmo que o apresentado anteriormente, excepto no facto de não considerar a resistência de magnetização.

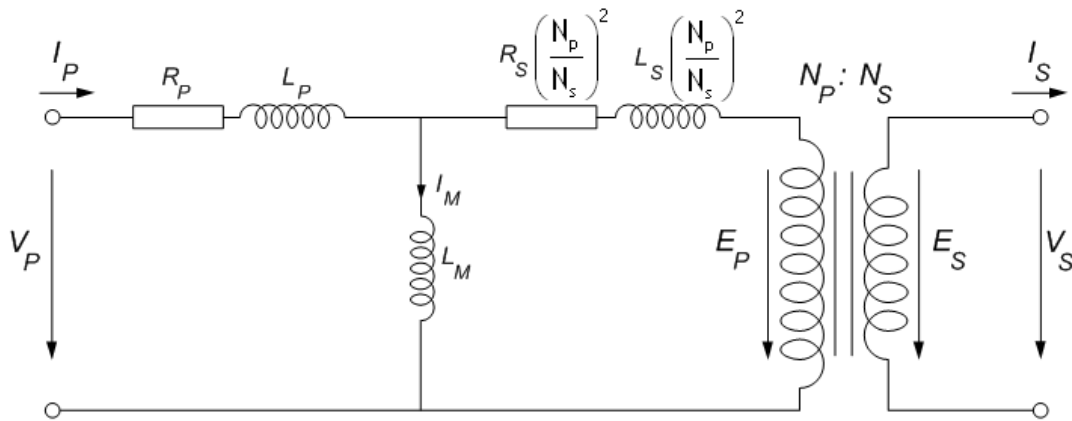


Figura 5.14 - Modelo do transformador no PSIM™.

Na Tabela 5.2 estão representados os valores usados para os parâmetros do transformador. Estes valores foram escolhidos para serem o mais possível próximos da realidade. A corrente no primário do transformador será elevada, já que o ganho de tensão do mesmo é muito maior que um. Na realidade, a corrente no primário do transformador será a corrente proveniente da pilha de combustível e que é da ordem dos 40 A. Por este facto, o dimensionamento do enrolamento primário deve ser cuidado. Como a corrente é elevada o enrolamento deve ter baixa resistênciã e o acoplamento entre os enrolamentos deve ser o melhor possível de forma a reduzir o fluxo de fugas. A energia associada às indutâncias de fugas tem de ser absorvida pelos elementos de comutação (ou pelos seus circuitos de snubber), sendo esta uma importante razão para minimizar tanto quanto possível o seu valor. Contudo, construir um transformador com os parâmetros indicados é perfeitamente possível.

Tabela 5.2 - Parâmetros do transformador simulado em PSIM™.

	Valor real	Valor referido ao primário
Primário	R=15 mΩ	R=15 mΩ
	L=100 nH	L=100 nH
Secundário	R=100 mΩ	$R = \left(\frac{1}{18}\right)^2 \times 100 \times 10^{-3} = 3.1 \times 10^{-4} \Omega$
	L=1 μH	$L = \left(\frac{1}{18}\right)^2 \times 1 \times 10^{-6} = 3.1 \times 10^{-9} H$

O transformador presente no *push-pull* tem quatro enrolamentos: dois no primário e outros dois no secundário, ambos com ponto médio acessível. Em cada instante, apenas metade do transformador está a ser usado, pelo que tem de existir um enrolamento associado a cada elemento de comutação quer no primário quer no secundário. Desta forma é possível a excitação bidireccional do núcleo, ou seja, as partes positivas (quadrante 1) e negativas (quadrante 3) da curva *B-H* são usadas alternadamente. Os dois enrolamentos do primário são

considerados iguais, bem como os do secundário. A indutância de magnetização usada na simulação foi de 5 mH, um valor relativamente usual em transformadores reais.

Na Figura 5.15 está presente a configuração implementada no *PSIM™* para realizar a simulação.

4-winding transformer			4-winding transformer		
		Display			Display
Name	T_41	<input type="checkbox"/>	Ns_1 (secondary 1)	18	<input checked="" type="checkbox"/>
Rp_1 (primary 1)	15e-3	<input type="checkbox"/>	Ns_2 (secondary 2)	18	<input type="checkbox"/>
Rp_2 (primary 2)	15e-3	<input type="checkbox"/>			
Rs_1 (secondary 1)	3.1e-4	<input type="checkbox"/>			
Rs_2 (secondary 2)	3.1e-4	<input type="checkbox"/>			
Lp_1 (pri. 1 leakage)	100e-9	<input type="checkbox"/>			
Lp_2 (pri. 2 leakage)	100e-9	<input type="checkbox"/>			
Ls_1 (sec. 1 leakage)	3.1e-9	<input type="checkbox"/>			
Ls_2 (sec. 2 leakage)	3.1e-9	<input type="checkbox"/>			
Lm (magnetizing)	5e-3	<input type="checkbox"/>			
Np_1 (primary 1)	1	<input checked="" type="checkbox"/>			
Np_2 (primary 2)	1	<input type="checkbox"/>			

Figura 5.15 - Parametrização do transformador no *PSIM™*.

5.4.3. - Resposta em frequência do transformador

O transformador, como parte integrante do conversor *push-pull*, tem de ser capaz de permitir o trânsito de potência da fonte para a carga. Assim, deve funcionar como um elemento que não influencie negativamente esse trânsito de potência. Se, por exemplo, ocorrer a saturação do núcleo do transformador, um aumento da potência na entrada não traduz um aumento de potência na saída, e por mais que se actue no controlador do conversor esse aumento não será nunca possível. Nesse caso o transformador estará a funcionar como elemento limitador no circuito.

Em termos de resposta em frequência, os pólos associados ao transformador têm de estar suficientemente afastados da zona de funcionamento do conversor (em frequências elevadas). Desta forma os pólos associados terão uma influência à frequência de funcionamento que pode ser desprezada. Como foi referido atrás, o modelo do transformador inclui uma resistência e uma indutância de fugas para cada enrolamento, formando um circuito RL. A frequência de corte de um circuito deste tipo é dada por:

$$w_c = \frac{R}{L} (\text{rad} / \text{s}) \quad (5.14)$$

ou

$$f_c = \frac{R}{2 \cdot \pi \cdot L} (\text{Hz}) \quad (5.15)$$

À frequência de corte está associado um pólo real negativo. Na Tabela 5.3 estão demonstrados os cálculos para os valores de R e L apresentados anteriormente (Tabela 5.2).

Tabela 5.3 - Frequências dos pólos associados ao transformador.

	Pólo
Primário	$f_{c1} = \frac{15 \times 10^{-3}}{2 \times \pi \times 100 \times 10^{-9}} = 23.9 \text{ kHz}$
Secundário	$f_{c2} = \frac{100 \times 10^{-3}}{2 \times \pi \times 1 \times 10^{-6}} = 15.9 \text{ kHz}$

Os resultados obtidos permitem perceber a partir de que frequência o transformador começa a ter influência no trânsito de potência. Na realidade, a frequência de corte do conversor estará bastante mais abaixo que a frequência mais baixa dos pólos do transformador, pelo que se garante que este não tem influência negativa no funcionamento normal do conversor.

5.5. - Dimensionamento do conversor

O dimensionamento do conversor passa por dimensionar o filtro LC de saída. A tensão à saída do conversor será de 400 V. Como a pilha para a qual o conversor foi pensado tem uma potência nominal de 1200 W, a corrente máxima no barramento será 3 A (admitindo o conversor ideal). Para simular esta corrente é colocada à saída do conversor uma carga resistiva no valor de 133 Ω . As formas de onda da tensão de saída e da corrente na bobina são dependentes dos valores de L e C do filtro, no que diz respeito ao desvio do seu valor médio DC (*ripple*). Em termos de análise em frequência o circuito LC é um filtro passa-baixo que reduzirá tanto mais o *ripple* de tensão e corrente associado à frequência de comutação quanto mais baixa for a sua frequência de corte. Numa situação ideal este filtro rejeitaria por completo as oscilações AC, devidas à frequência de comutação, permitindo apenas a passagem da componente média DC. Para isso seriam necessários valores idealmente infinitos para a capacidade e para a indutância do filtro. Na realidade o que se faz é especificar um determinado valor de *ripple* que é aceitável e calcular os valores dos componentes em função desse *ripple*. Dessa forma, a tensão à saída será formada por uma componente média DC e por uma pequena oscilação AC. O mesmo acontece com a corrente. Contudo, este valor de *ripple* deve ser o mais reduzido possível, para que se possa considerar, sem desprezar nenhum efeito importante, que a tensão à saída contém apenas uma componente DC.

O cálculo do *ripple* de tensão e corrente é feito com base nas mesmas expressões que o conversor *step-down* convencional. Aliás, o princípio de funcionamento do conversor *push-pull* é baseado nessa mesma topologia. A menos do transformador, as duas topologias têm os

mesmos componentes. Como se pode verificar na Figura 5.16, se se considerar a tensão V_{oi} como sendo a tensão de entrada do conversor, o modo de funcionamento das duas topologias é o mesmo. A única diferença é que a tensão V_{oi} tem o dobro da frequência, já que para o mesmo período no conversor *push-pull* existem dois interruptores a comutar.

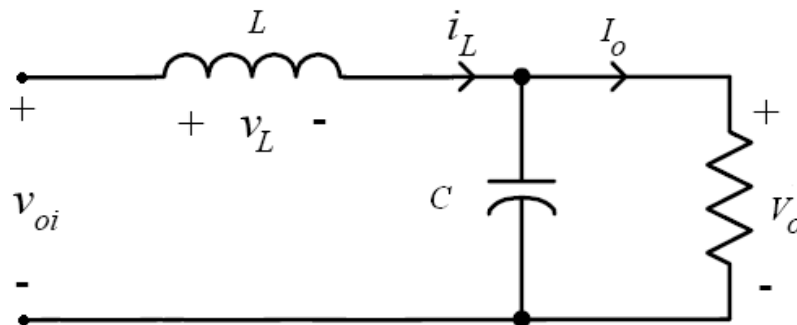


Figura 5.16 - Aproximação do *push-pull* pelo *step-down*.

Em regime permanente, a tensão e corrente na bobina de saída são dadas pela Figura 5.17.

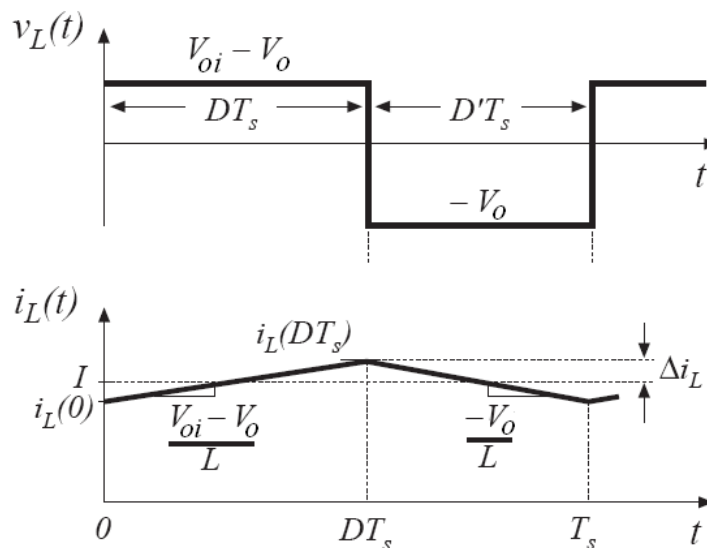


Figura 5.17 - Forma de onda da tensão e corrente na bobina do conversor *push-pull* (adaptado de [25]).

A tensão na bobina, $v_L(t)$, é dada por:

$$v_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (5.16)$$

Fazendo a aproximação da tensão de saída com apenas a sua componente DC, quando um dos interruptores está ligado a tensão na bobina é igual a $V_{oi} - V_o$. Quando nenhum interruptor está ligado a tensão na bobina é igual a $-V_o$. A partir da equação (5.16) é possível calcular o declive da subida e descida da corrente na bobina. Assim, quando o interruptor está ligado tem-se:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{V_{oi} - V_o}{L} \quad (5.17)$$

Quando o interruptor está desligado:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} = \frac{-V_o}{L} \quad (5.18)$$

Como está ilustrado na Figura 5.17, a corrente na bobina é composta por um valor médio mais um valor de pico Δi_L . Sabendo o declive da corrente no primeiro intervalo (DT_s) e a duração desse intervalo, é possível calcular a amplitude do *ripple* de corrente, que é dado por [25]:

$$\Delta i_L = \frac{V_{oi} - V_o}{2 \cdot L} \cdot D \cdot T_s \quad (5.19)$$

Os valores típicos para este *ripple* encontram-se no intervalo de 10% a 20% da corrente média em plena carga. Não é desejável que este valor seja elevado. O facto de o ser implicaria que os picos de corrente na bobina fossem maiores, bem como os picos nos dispositivos de comutação, aumentando assim o tamanho e o custo desses componentes.

Para calcular o *ripple* de tensão é necessário ter em conta os seguintes pressupostos. Se o *ripple* de tensão no condensador (e portanto na saída) for pequeno, então a componente AC da corrente da bobina flui para o condensador (Figura 5.18) [25].

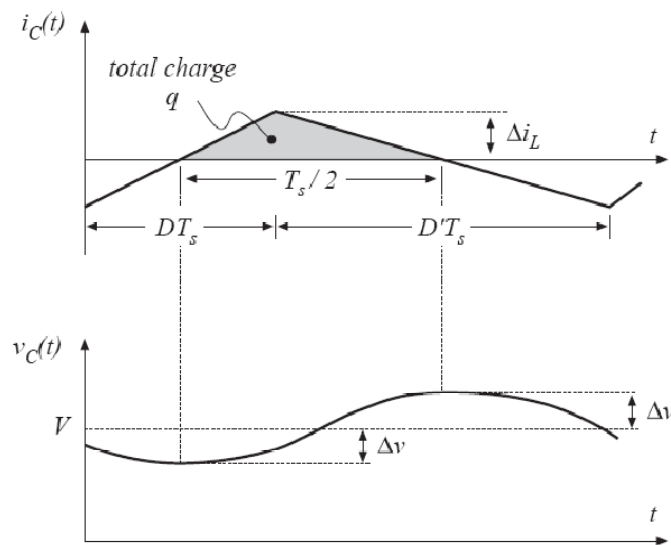


Figura 5.18 - Forma de onda da tensão e corrente no condensador do conversor *push-pull* (adaptado de [25]).

A corrente na bobina, $i_L(t)$, contém uma componente média DC e um *ripple* linear com um pico de amplitude de Δi_L . A componente DC desta corrente deve fluir inteiramente para a carga, enquanto que a oscilação AC se divide entre a resistência de carga R e o condensador C. Num conversor bem dimensionado, no qual o condensador impõe uma filtragem

significativa da frequência de comutação, a capacidade C escolhida é suficientemente elevada para que a sua impedância a essa frequência de comutação seja muito menor que a impedância de carga R . Dessa forma, uma grande parte do *ripple* de corrente fluirá para o condensador e apenas uma pequena parte para a carga.

A corrente no condensador, $i_c(t)$, é positiva durante metade do período de comutação. Esta corrente positiva implica que a tensão no condensador cresça do seu mínimo até ao seu máximo, como se pode verificar na Figura 5.18. Durante esse tempo, é depositada nas placas do condensador uma carga total de valor q . Essa variação de carga existente relaciona-se com a tensão da seguinte forma:

$$q = C \cdot (2 \cdot \Delta v) \quad (5.20)$$

em que C é a capacidade do condensador e Δv o seu *ripple* de tensão. Mas o valor da carga pode também ser calculado a partir do integral do sinal de corrente $i_c(t)$ entre duas passagens por zero consecutivas. Ou seja,

$$q = \frac{1}{2} \cdot \Delta i_L \cdot \frac{T_s}{2} \quad (5.21)$$

Substituindo a equação (5.20) na equação (5.21) e resolvendo em ordem a Δv , tem-se:

$$\Delta v = \frac{\Delta i_L \cdot T_s}{8 \cdot C} \quad (5.22)$$

onde Δi_L é o *ripple* de corrente na bobina, T_s é o período de comutação e C o valor da capacidade.

Assim, a partir das equações (5.19) e (5.22) é possível calcular os valores de L e C tendo em conta um determinado *ripple* aceitável. Admitindo uma frequência de comutação para os transístores de 20 kHz, a tensão V_{oi} apresenta o dobro dessa frequência, ou seja 40 kHz. Para a carga máxima de 3 A, a tensão à entrada do conversor será próxima de 25 V e a tensão V_{oi} será a da entrada multiplicada pelo ganho do transformador, o que perfaz 450 V. Nestas condições de funcionamento o *duty cycle* será igual a 0.89 para na saída a tensão ser 400 V. Admitindo um *ripple* máximo de corrente de 15% (0.45 A aos 3 A nominais), a indutância terá de ser no mínimo de 1.24 mH para garantir que a oscilação não ultrapassa esse valor.

Considerando agora que o *ripple* de tensão admissível no barramento DC é de 1% (4 V), a capacidade C pode ser calculada através de (5.22), tendo em conta o valor usado anteriormente para a oscilação de corrente. Tendo em conta este critério o valor que deve ser escolhido para C deve ser no mínimo 0.35 μF . Na realidade este valor é bastante baixo para ser o condensador de filtragem de um barramento DC de 400 V. Escolher um valor maior que este que foi calculado não traz nenhum prejuízo, e além de diminuir o *ripple* de tensão permite ao conversor ter mais estabilidade em caso de variações de carga. Mas existe ainda outra condição que também tem de ser respeitada. A frequência de corte do filtro, dada pela

equação (5.23), deve estar muito abaixo da frequência de comutação, que neste caso é de 40 kHz.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (5.23)$$

No mínimo, é aconselhável que a frequência de corte do filtro se situe uma década antes dos 40 kHz (nos 4 kHz). Contudo, a frequência de corte escolhida foi de 1.5 kHz, pelo que o valor de C é 9 μ F. Com o valor de C calculado através do *ripple* de tensão a frequência de corte é cerca de 7 kHz, menos de uma década abaixo da frequência de comutação.

Assim, o conversor em estudo está apresentado na Figura 5.19.

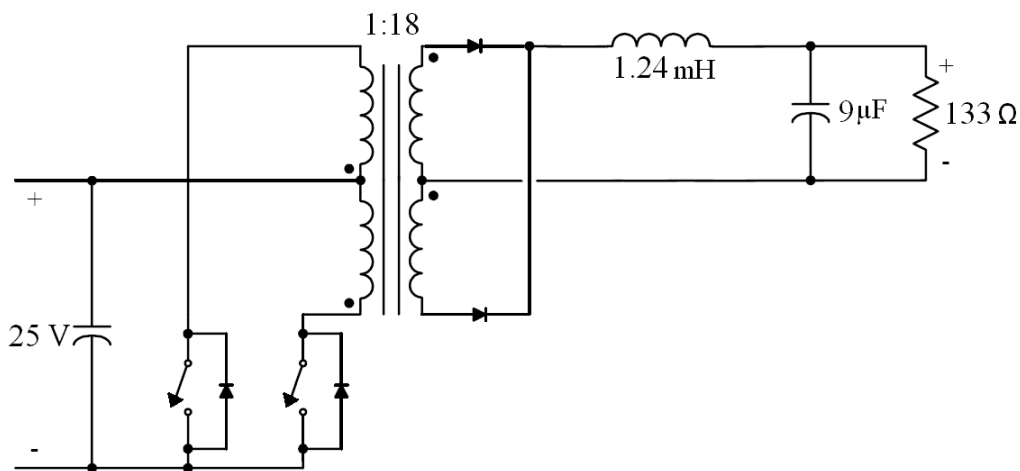


Figura 5.19 - Conversor *push-pull* em estudo.

5.6. - Simulação do conversor *push-pull* em malha aberta

O conversor foi simulado com o *PSIM*[™]. Este software é largamente usado na simulação de circuitos electrónicos de potência devido à sua simplicidade, mas também por representar os principais fenómenos associados aos modelos dos componentes. Uma vez que a análise e simulação da pilha foi realizada em *Simulink*[™] torna-se necessário reconstruir o modelo em *PSIM*[™]. A mudança de ambiente de simulação é realizada directamente. Apenas se usam blocos diferentes para implementar as mesmas equações, mas na sua essência o modelo é exactamente o mesmo. Nas secções seguintes apresentam-se as simulações realizadas ao *push-pull* (em malha aberta) com uma fonte de entrada ideal, para avaliar o correcto funcionamento do conversor, e com o modelo da pilha de combustível como fonte de tensão à entrada do conversor. Todos os componentes do conversor, excepto o transformador, são considerados ideais.

5.6.1. - Simulação do modelo da pilha de combustível em PSIM™

Na Figura 5.20 está ilustrado o modelo da pilha de combustível que foi implementado em PSIM™ e na Figura 5.21 a respectiva curva de polarização, que corresponde àquela que já tinha sido simulada com o Simulink™.

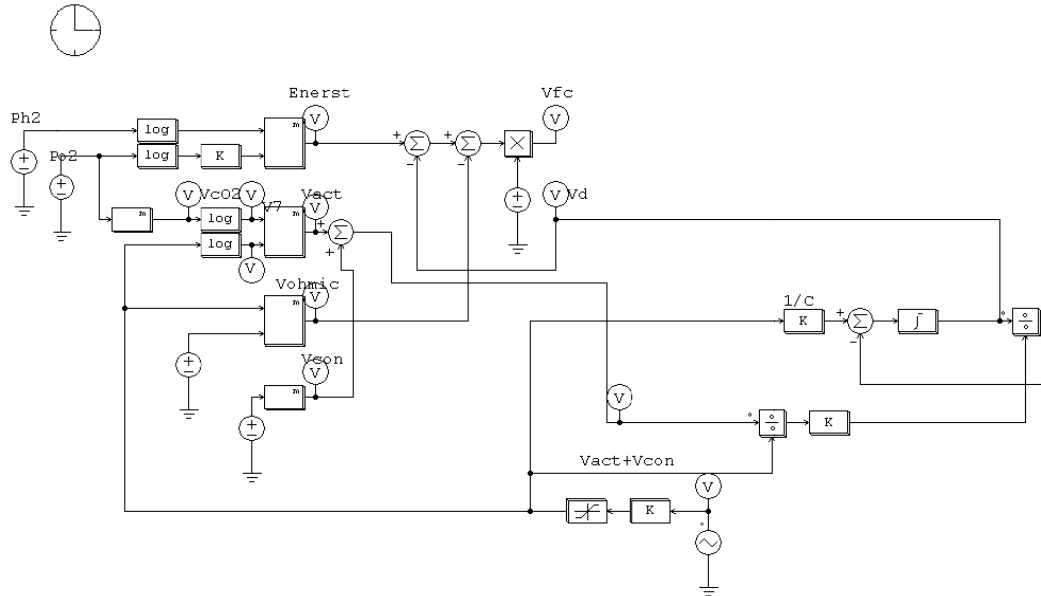


Figura 5.20 - Circuito em PSIM™ que implementa o modelo electroquímico da pilha.

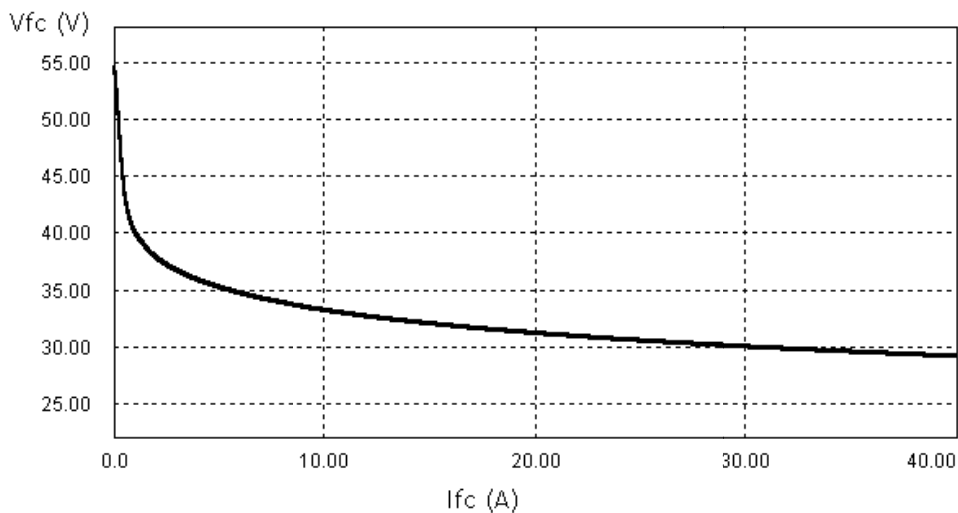


Figura 5.21 - Curva de polarização obtida com o modelo simulado em PSIM™.

De salientar o seguinte facto: nas simulações efectuadas com o conjunto conversor e modelo, a constante de tempo associada à pilha foi reduzida para permitir uma melhor visualização dos resultados. Com isto não se perde a generalidade do problema, pois se o

conversor for capaz de responder à alteração da tensão de entrada com uma constante de tempo mais reduzida também será capaz se essa constante de tempo for maior.

5.6.2. - Simulação do *push-pull* com fonte ideal

O esquemático da Figura 5.22 representa o circuito de comando dos transístores do *push-pull*. Um sistema constituído por um *flip-flop* tipo D e duas portas lógicas AND permitem implementar o esquema de controlo apresentado na Figura 5.3, em que os dois transístores do conversor são postos a conduzir alternadamente com uma banda intermédia onde nenhum dos dois conduz.

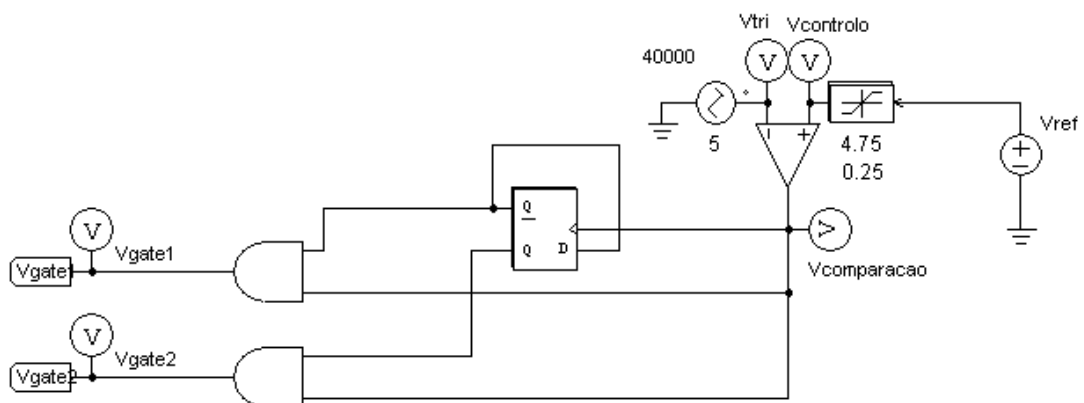


Figura 5.22 - Circuito gerador de PWM para o comando dos transístores.

A tensão de referência, V_{ref} , é comparada com uma portadora em dente de serra. A frequência dessa portadora é dupla da frequência que é escolhida para comutação dos transístores. Assim, se for escolhida uma frequência de comutação de 20 kHz a portadora terá de ter 40 kHz para gerar os sinais de PWM correctamente. Note-se que como o push-pull é constituído por dois transístores à entrada de um transformador com ponto médio, a frequência que aparece no filtro de saída é dupla da frequência de comutação. Na Figura 5.23 mostra-se um exemplo dos sinais de PWM gerados para um *duty cycle* perto de 90%, que é aliás o valor que será usado no conversor devido à configuração escolhida.

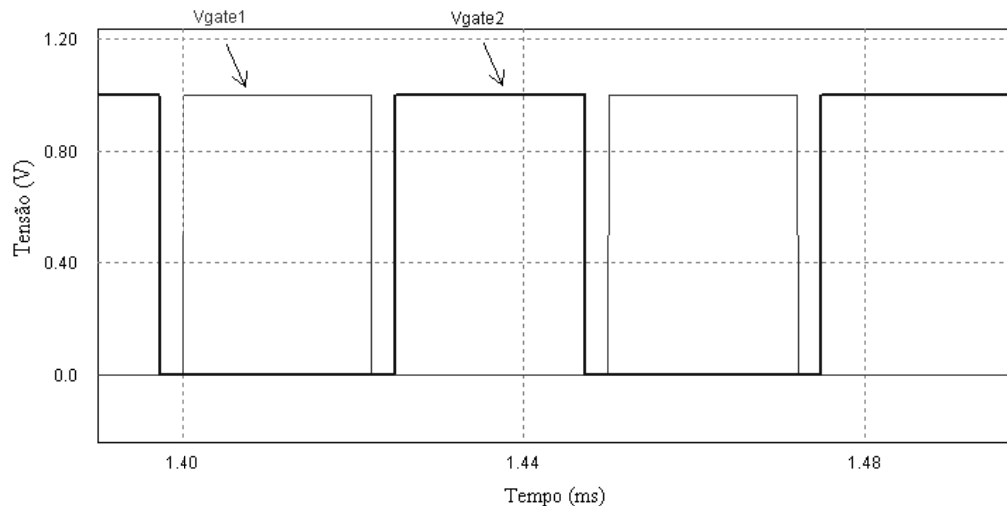


Figura 5.23 - Exemplo dos sinais de PWM gerados pelo circuito gerador de PWM.

Na Figura 5.24 está representado o conversor que foi simulado.

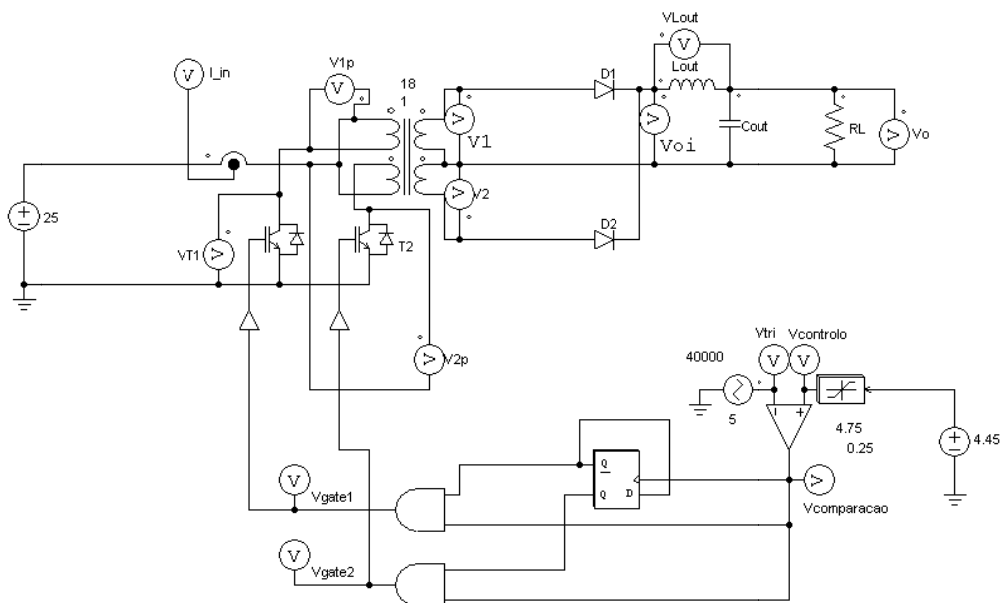


Figura 5.24 - Conversor push-pull implementado em PSIM™.

A partir daqui são apresentadas as principais formas de onda associadas ao funcionamento do conversor.

A Figura 5.25 mostra a onda portadora em dente de serra e o respectivo sinal de controle, que permite gerar os dois sinais de comando para os transístores.

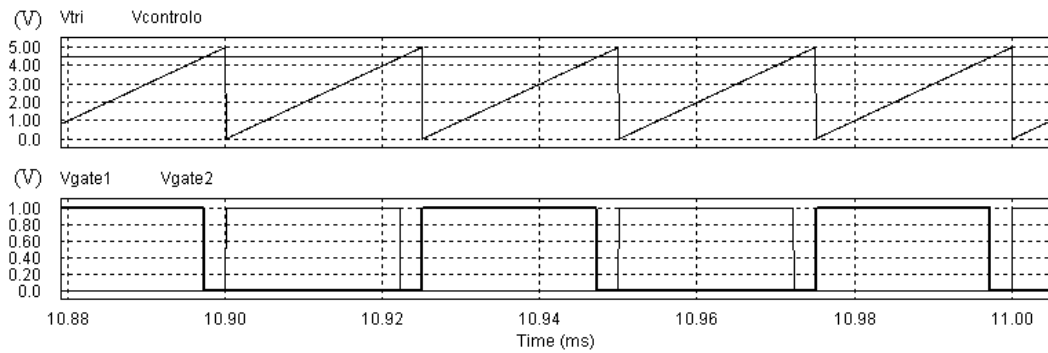


Figura 5.25 - Detalhe do circuito gerador de PWM.

A Figura 5.26 apresenta a tensão à saída do conversor. Os valores usados nos componentes do conversor e do transformador foram os que se obtiveram nas secções anteriores. Isto inclui também o valor do *duty cycle* (0.89). Pode ver-se pela figura que a tensão de saída não atinge os 400 V, o que aconteceria se o transformador fosse ideal. Assim, a tensão que se obtém à saída é de 383 V, resultando num rendimento de 96% para o transformador real. Este problema será resolvido através do controlador, que inclui uma realimentação negativa.

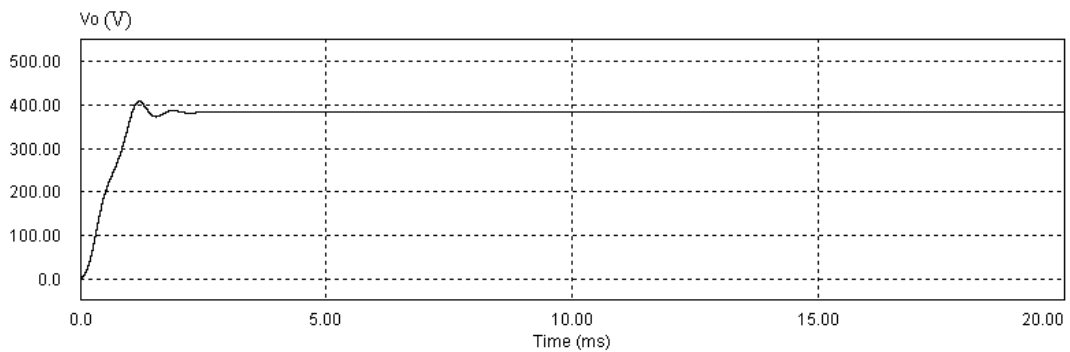


Figura 5.26 - Tensão de saída, V_o (V).

Na Figura 5.27 pode ver-se a corrente na bobina. Existe um pico elevado no arranque que na prática não pode existir. O arranque terá de ser feito de forma suave e não em degrau como foi simulado. É comum os controladores de PWM disporem de uma funcionalidade de *soft-start*. Como a tensão à saída não é 400 V, também a corrente média na bobina não é 3 A, mas sim cerca de 2.9 A.

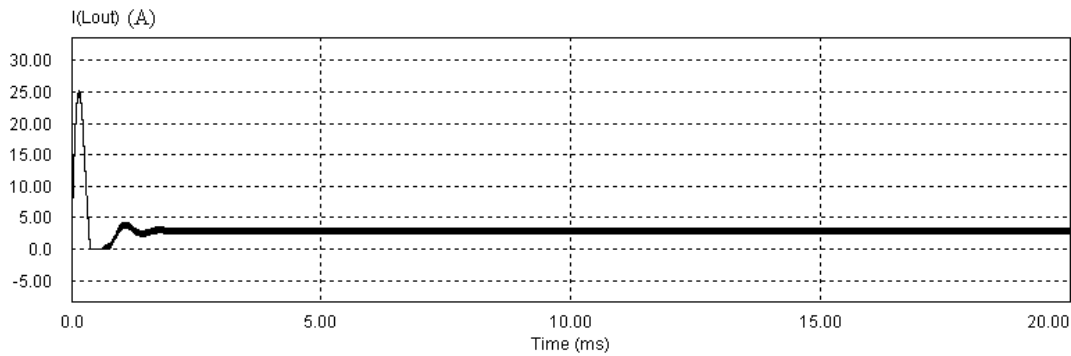


Figura 5.27 - Corrente na bobina do filtro de saída.

Contudo verifica-se o valor que foi dimensionado para o *ripple* de corrente. Na Figura 5.28 a amplitude pico a pico do *ripple* é de 0.9 A. Portanto está de acordo com o valor $\Delta i_L = 0.45$ projectado.

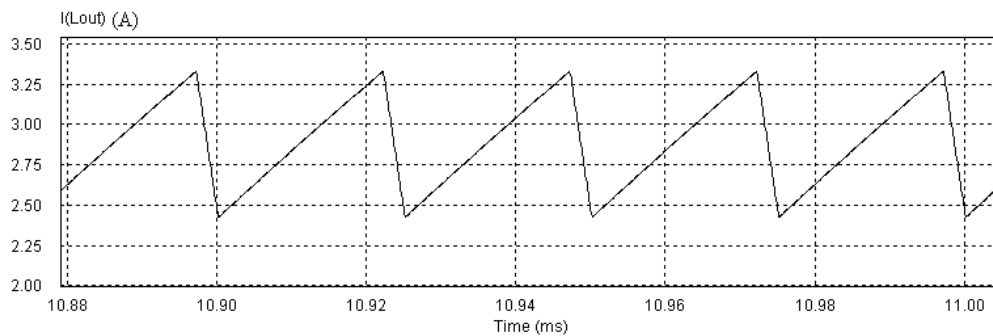


Figura 5.28 - Detalhe do *ripple* de corrente.

A Figura 5.29 permite verificar que o *ripple* de tensão existente na bobina é absorvido quase na sua totalidade pelo condensador. Essa é, de facto, a sua função. Pode ver-se que o pico de corrente no condensador é de 0.45 A (sinal intermédio).

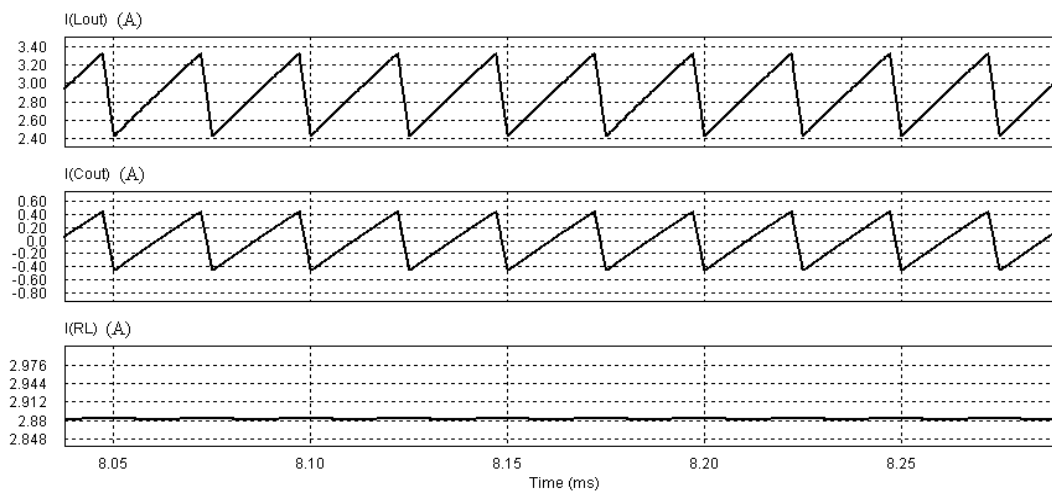


Figura 5.29 - Detalhe da corrente na bobina, no condensador e na carga resistiva.

Na Figura 5.30 mostra-se a tensão nos enrolamentos do secundário e a respectiva tensão rectificada após os díodos (V_{oi}). Desta forma à entrada do filtro LC de saída a tensão é positiva quando um dos transístores está ligado e é nula quando nenhum deles está em condução. O valor médio da tensão V_{oi} é igual à tensão na saída, V_o , cuja forma de onda foi já analisada tendo-se verificado que não atingia os 400 V. Isso acontece porque o transformador tem quedas de tensão, o que implica que a tensão rectificada não tenha o valor teórico de 450 V (a tensão de entrada multiplicada pela razão de espiras), mas sim 434 V.

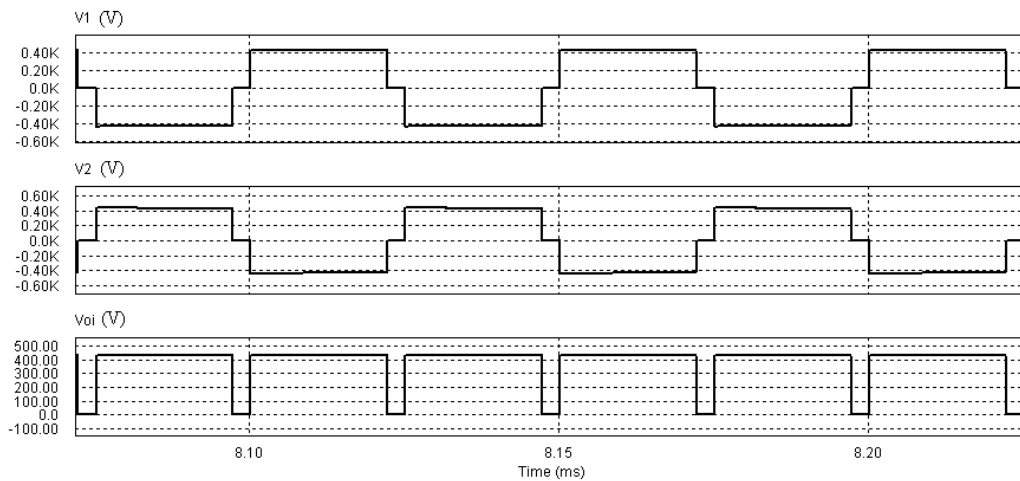


Figura 5.30 - Detalhe da tensão nos dois enrolamentos do secundário e tensão rectificada, V_{oi} .

Pela Figura 5.31 pode observar-se a tensão num dos enrolamentos do primário (associado a T1) e no enrolamento correspondente do secundário, onde se verifica o ganho de tensão. Pode ainda notar-se um pico na tensão aplicada ao enrolamento primário que é devido ao facto de o transístor cortar a corrente nesse enrolamento. Como existe uma indutância de fugas no modelo do transformador gera-se um gradiente de corrente elevado que dá origem ao pico de tensão.

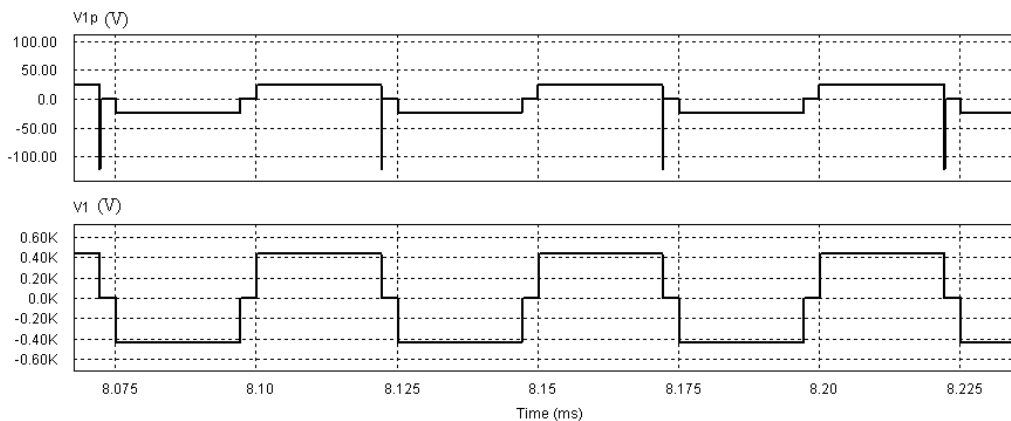


Figura 5.31 - Tensão nos primeiros enrolamentos do primário e do secundário.

A tensão máxima que os transístores têm que suportar em regime nominal é o dobro da tensão de entrada, como se pode observar na Figura 5.32. Existem também aqui os picos de tensão já referidos. Os transístores têm de estar preparados para suportar estes picos transitórios.

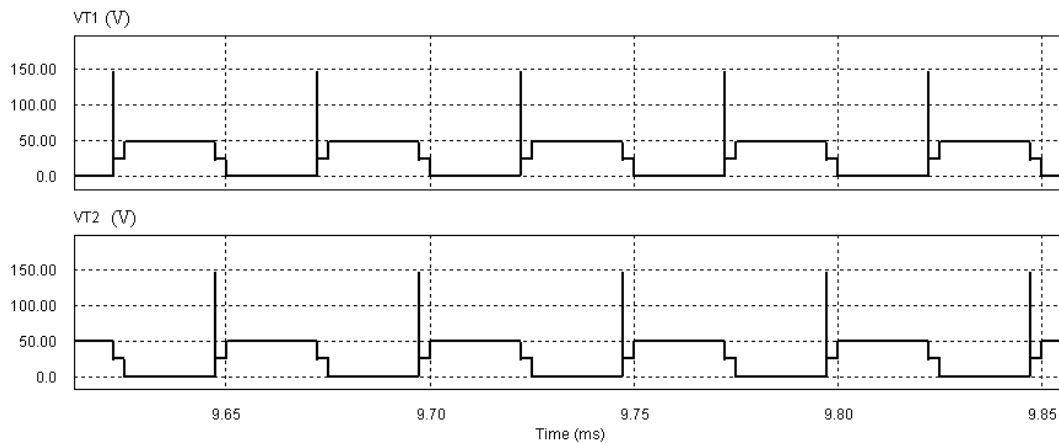


Figura 5.32 - Tensões nos transístores T1 e T2.

A Figura 5.33 confirma o que foi referido na apresentação do funcionamento do *push-pull*. Quando um dos transístores está ligado a corrente da bobina flui pelo díodo associado. Quando não há condução dos transístores a corrente da bobina é repartida igualmente pelos dois díodos.

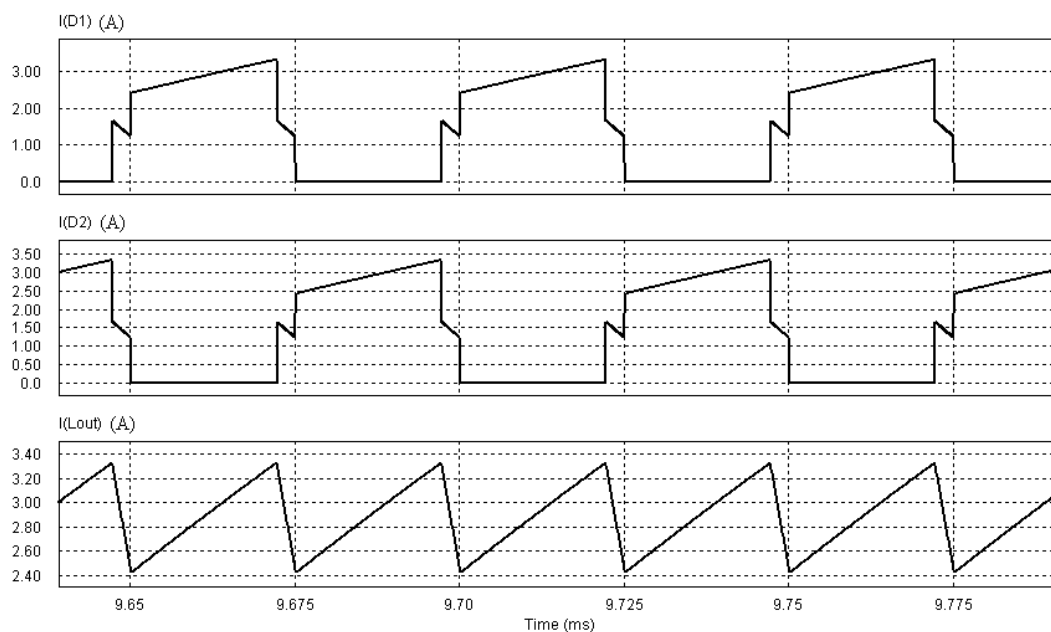


Figura 5.33 - Correntes nos díodos e na bobina de saída.

A corrente que percorre os transístores é a corrente que vai da fonte para a carga através da bobina de saída. Como o transformador é elevador em tensão, a corrente no secundário é

baixa e no primário elevada. Pode ver-se na Figura 5.34 a corrente máxima que poderá ser pedida à pilha. Na realidade, como a corrente tem uma variação em alta frequência (40 kHz), a pilha não varia a tensão à sua saída pelo facto de a corrente ser nula num período e ter um valor positivo elevado no período seguinte. De facto, a tensão à saída da pilha será aquela que corresponde ao valor médio da corrente que lhe é pedida.

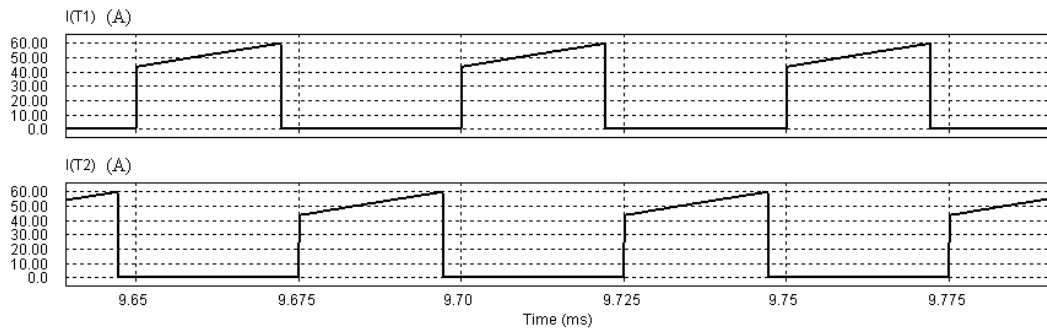


Figura 5.34 - Corrente nos transístores T1 e T2.

Nesta última figura está presente a forma de onda da tensão aos terminais da bobina. Quando os transístores estão ligados o seu valor é $V_{oi} - V_o$, que neste caso vale cerca de 51 V. Quando nenhum transistor está ligado a tensão V_{oi} é nula, e a tensão aos terminais da bobina é $-V_o$, ou seja, -383 V. Pelo facto de se estar a aplicar uma tensão constante à bobina se explica que a sua corrente sobe linearmente ao longo do tempo. Esta corrente sobe com um gradiente menor durante o ciclo activo dos transístores porque a tensão aplicada é menor, e desce com gradiente maior pelo facto de a tensão negativa aplicada ser bastante maior.

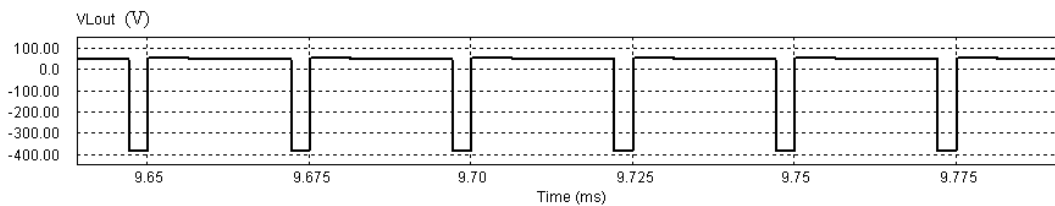


Figura 5.35 - Tensão na bobina de saída.

5.6.3. - Simulação em conjunto: *push-pull* e pilha de combustível

Na Figura 5.36 está presente o esquemático da simulação do conversor *push-pull* em conjunto com o modelo e na Figura 5.37 está traçado o gráfico da resposta de tensão da pilha quando ao conversor é imposto um degrau de carga.

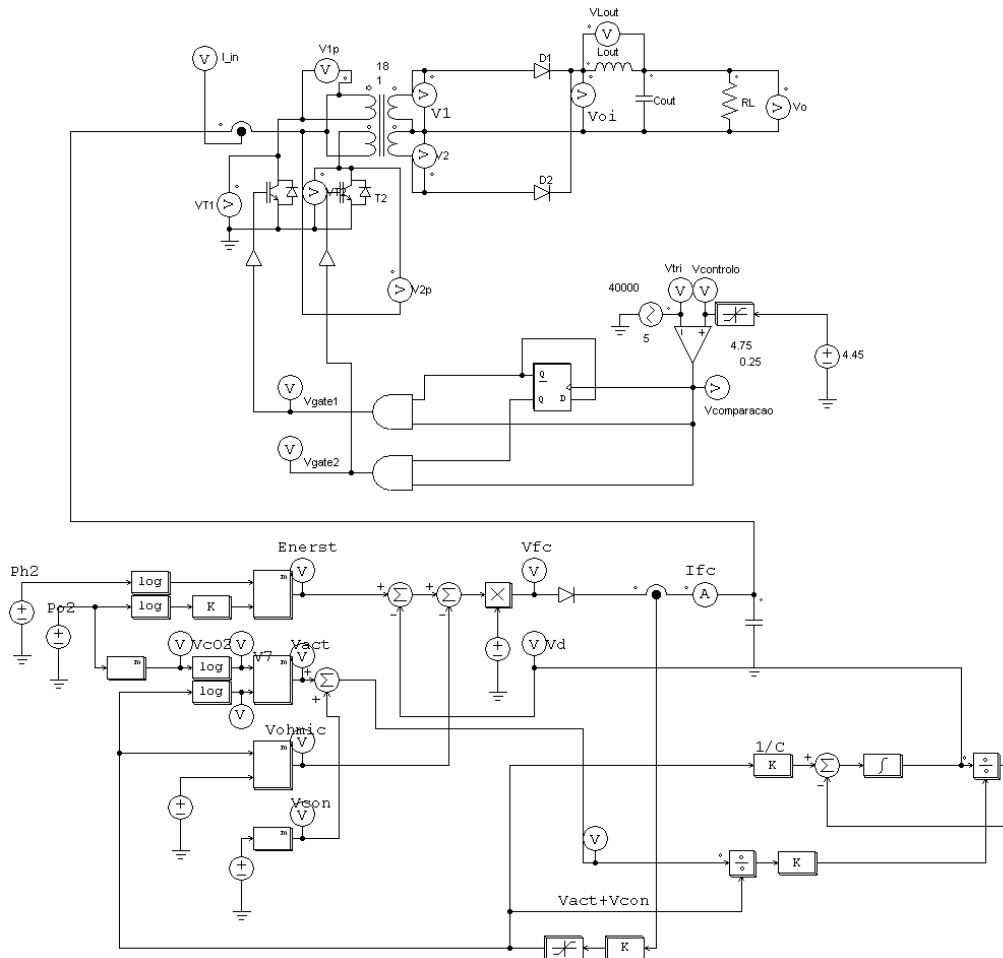


Figura 5.36 - Circuito em PSIM™ para simulação do conjunto conversor e modelo.

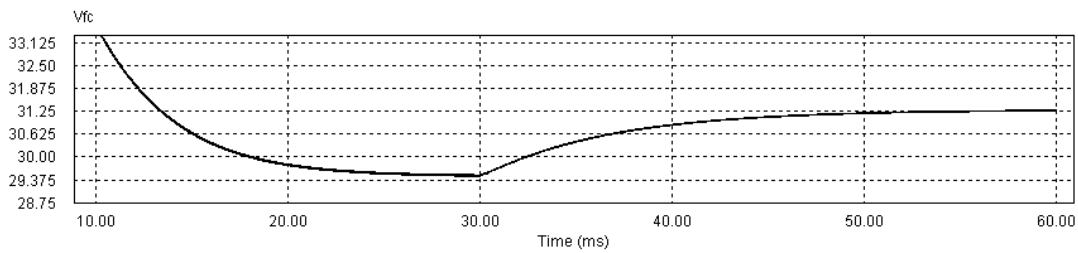


Figura 5.37 - Resposta da tensão da pilha a uma mudança de carga do conversor.

Como era de esperar, a tensão da pilha converge para um valor constante dependente da corrente que está a fornecer. No instante $t = 30\text{ms}$ a carga do conversor é alterada. A tensão da pilha responde a essa mudança com uma determinada constante de tempo (que aqui foi alterada para efeitos de visualização). Como a corrente pedida à pilha diminui, a tensão aumenta ligeiramente.

5.7. - Modelo em espaço de estados

A modelação em espaço de estados é uma forma de exprimir as características dinâmicas de um conversor. Existem várias razões para o uso deste tipo de modelos nos conversores electrónicos de potência. O modelo em espaço de estados foca-se nas variáveis que são centrais para descrever a evolução dinâmica de um sistema. Através deste modelo é possível realizar tarefas como a análise em regime permanente, a linearização do sistema, a avaliação da sua estabilidade, o dimensionamento do controlador e a realização da simulação do conversor. Este modelo pode ser obtido sistematicamente a partir da descrição do circuito do conversor [26].

5.7.1. - Variáveis de estado, entradas e saídas do modelo

As principais variáveis num modelo em espaço de estados são as variáveis de estado, cujos valores em conjunto definem o estado do sistema [26]. As variáveis de estado resumem os acontecimentos do passado e que são relevantes para o futuro, ou seja, são as variáveis que cujo valor inicial é necessário para determinar o comportamento futuro do sistema. Assim, estas variáveis estão tipicamente associadas aos elementos com memória do sistema ou aos elementos que armazenam energia. No caso de um conversor electrónico, estas variáveis serão as correntes nas bobinas ou as tensões nos condensadores.

Além das variáveis de estado existem outras variáveis de interesse na descrição de um sistema dinâmico. As entradas do sistema são sinais externos, como por exemplo, a forma de onda da fonte de tensão ou a corrente que alimenta um conversor, ou os sinais que controlam os interruptores. Algumas das entradas podem ser variáveis que estão a ser controladas e outras podem ser perturbações que não são controladas. As saídas do sistema são as quantidades que são medidas ou outras cujo valor é de interesse, mesmo que não sejam medidas. As saídas têm valores que em cada instante são funções do estado do sistema e do valor das entradas naquele instante. No contexto dos conversores, as saídas serão tensões ou correntes [26].

5.7.2. - Representação do modelo em espaço de estados

Suponha-se que se pretende modelizar um sistema com n variáveis de estado, x_1, x_2, \dots, x_n e com m entradas, u_1, u_2, \dots, u_m . Então o modelo em espaço de estados toma a forma de um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem, não-lineares e variantes no tempo [26]:

$$\begin{aligned}
 \frac{dx_1}{dt} &= \dot{x}_1(t) = f_1(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \\
 \frac{dx_2}{dt} &= \dot{x}_2(t) = f_2(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \\
 &\vdots \\
 \frac{dx_n}{dt} &= \dot{x}_n(t) = f_n(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t)
 \end{aligned}
 \tag{5.24}$$

Estas equações exprimem a taxa de variação de cada uma das variáveis de estado em função de todas as variáveis de estado, das entradas e do tempo. Se um sistema tiver um conjunto de n variáveis de estado diz-se de n -ésima ordem. Associadas ao modelo estão também as variáveis de saída, $y_l(t)$. As saídas são descritas da seguinte forma:

$$y_l(t) = g_l(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t), t) \tag{5.25}$$

com $l = 1$ a p . As saídas em cada instante são automaticamente determinadas pelo estado do sistema e pelo valor das entradas. Se as variáveis de saída não estão inicialmente definidas nesta forma, é possível definir variáveis de estado auxiliares para fazer a conversão. Na Figura 5.38 está ilustrada a representação do modelo em espaço de estado.

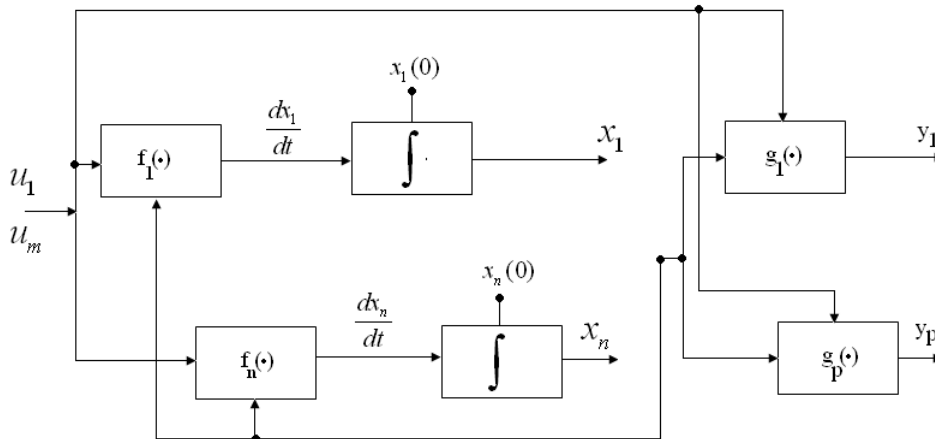


Figura 5.38 - Representação do modelo em espaço de estados.

5.7.3. - Obtenção da função de transferência linearizada

A tensão de saída do conversor tem de ser regulada para nunca ultrapassar uma banda previamente definida em caso de variações de carga à saída ou da tensão de entrada. Esta regulação é realizada através da variação do *duty cycle* do conversor, $d(t)$, com recurso a um sistema de controlo com uma realimentação negativa, tal como ilustrado na Figura 5.39. A tensão de saída do conversor, V_o , é comparada com o seu valor de referência, V_o^* . O amplificador de erro produz uma tensão de controlo, $v_c(t)$, que é usada para ajustar o *duty cycle* do conversor [11].

Através da linearização do conversor é possível usar ferramentas como o critério de estabilidade de *Nyquist* e o traçado de *Bode* para determinar a compensação necessária na malha de realimentação, de forma a obter a resposta desejada em regime transitório e em regime permanente. O controlador em malha fechada deve ser projectado tendo em conta os seguintes objectivos: erro nulo em regime permanente, resposta rápida a variações na tensão de entrada e na carga, baixo *overshoot* e baixa susceptibilidade ao ruído [27]. A malha de realimentação realiza um controlo em tensão.

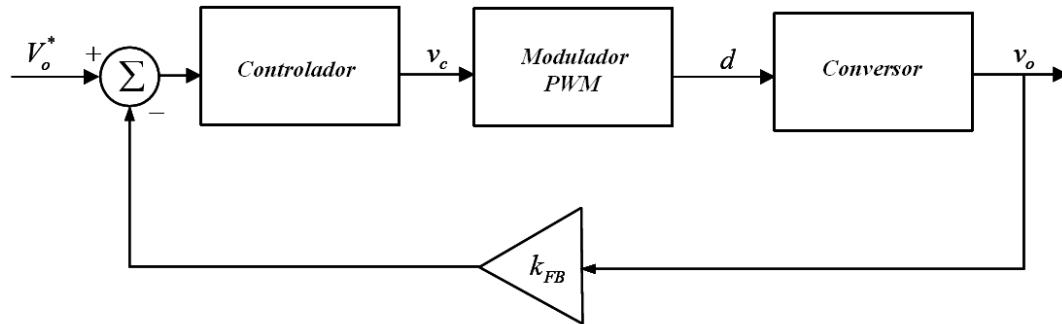


Figura 5.39 - Sistema de controlo em malha fechada.

Os passos a realizar para projectar um controlador em malha fechada são os seguintes:

1. Linearizar o sistema para pequenas variações em torno de um ponto DC em regime permanente;
2. Dimensionar o controlador de malha fechada com base na teoria de controlo linear;
3. Confirmar e avaliar a resposta do sistema para variações elevadas.

Para fazer uso da teoria de controlo linear, os blocos que compõem o conversor ilustrado na Figura 5.39 são linearizados em torno de um ponto de funcionamento DC e são assumidas pequenas perturbações AC. Cada variável é expressa pelo seu valor médio DC (representado com uma letra maiúscula) e por uma oscilação (representada com um “-” em cima) [27]:

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_o + \tilde{v}_o(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \\ v_c(t) &= V_c + \tilde{v}_c(t) \end{aligned} \quad (5.26)$$

Assim, a partir da Figura 5.39 é possível obter o diagrama da Figura 5.40.

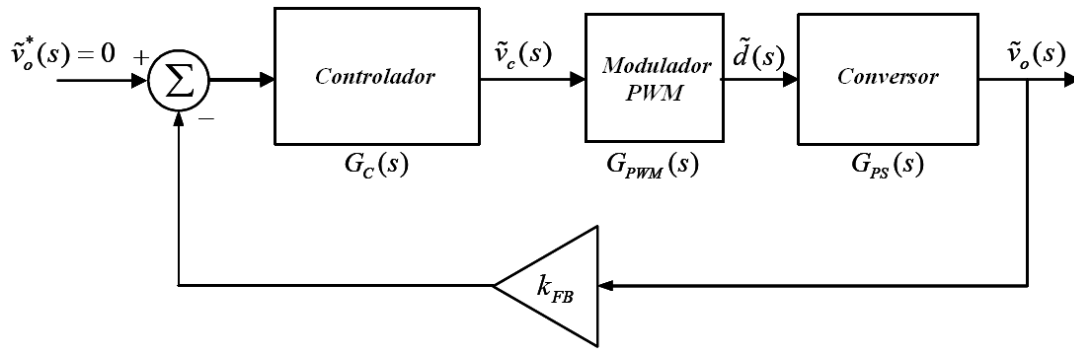


Figura 5.40 - Representação do sistema de controlo para pequenos sinais.

O objectivo da análise seguinte é obter a função de transferência $G_{PS}(s) = \tilde{v}_o(s) / \tilde{d}(s)$, em que \tilde{v}_o e \tilde{d} representam pequenas variações na tensão de saída v_o e no *duty cycle* d em torno dos seus respectivos valores DC em regime permanente. A análise é feita considerando que o conversor funciona em modo de condução contínua.

O procedimento para obter a função de transferência consiste nos seguintes passos, tal como apresentado em [11]:

1. Descrição das variáveis de estado

Num conversor que opere no modo contínuo de condução podem ser definidos dois estados de funcionamento distintos: o primeiro quando o interruptor está ligado e outro quando o interruptor está desligado. No modo de condução descontínua seria considerado um terceiro estado, mas que não será tido em conta pois a análise que se faz é para um conversor a funcionar em modo contínuo.

Durante cada estado, o circuito linear é descrito através do vector de variáveis de estado x , que consiste na corrente da bobina e na tensão do condensador. A tensão V_d é a tensão de entrada. Assim podem escrever-se as seguintes equações de estado:

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot v_d \text{ durante } d \cdot T_s \quad (5.27)$$

e

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot v_d \text{ durante } (1-d) \cdot T_s \quad (5.28)$$

onde A_1 e A_2 são matrizes de estado e B_1 e B_2 vectores de estado. A tensão de saída v_o em todos os conversores pode ser calculada a partir das variáveis de estado da seguinte forma:

$$v_o = C_1 \cdot x \text{ durante } d \cdot T_s \quad (5.29)$$

e

$$v_o = C_2 \cdot x \text{ durante } (1-d) \cdot T_s \quad (5.30)$$

onde C_1 e C_2 são vectores transpostos.

2. Criar um modelo de média a partir das variáveis de estado usando o *duty cycle* d

Para criar o modelo de média do circuito durante um período de comutação, as equações anteriores são pesadas com a componente de tempo e é calculada a sua média, dando origem às seguintes equações:

$$\dot{x} = [A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1-d)] \cdot x + [B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1-d)] \cdot v_d \quad (5.31)$$

e

$$v_o = [C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1-d)] \cdot x \quad (5.32)$$

3. Introduzir pequenas perturbações AC e fazer a separação das componentes AC e DC

Pequenas perturbações AC são introduzidas nas variáveis DC em regime permanente. As perturbações são representadas por “~” e os valores DC por letras maiúsculas). Assim:

$$x = X + \tilde{x} \quad (5.33)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o \quad (5.34)$$

e

$$d = D + \tilde{d} \quad (5.35)$$

Na realidade a tensão de entrada V_d também é composta por um valor DC e uma perturbação AC. Mas como o objectivo é calcular a função de transferência entre \tilde{v}_o e \tilde{d} , essa perturbação é assumida nula para simplificar a análise:

$$v_d = V_d \quad (5.36)$$

Usando as equações (5.33) até (5.36) na equação (5.31), e sabendo que em regime permanente a derivada do vector das variáveis de estado é nulo, $\dot{X} = 0$, tem-se:

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot X + B \cdot V_d + A \cdot \tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d} \quad (5.37)$$

com

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1-D) \quad (5.38)$$

e

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1-D) \quad (5.39)$$

Os termos contendo o produto de \tilde{x} e \tilde{d} foram desprezados.

A equação em regime permanente pode ser obtida a partir da relação (5.37) igualando a zero todos os termos com perturbações e suas derivadas. Portanto, a equação em regime permanente é dada por:

$$A \cdot X + B \cdot V_d = 0 \quad (5.40)$$

Substituindo esta equação em (5.37) fica:

$$\dot{\tilde{x}} = A \cdot \tilde{x} + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d} \quad (5.41)$$

que representa a equação do sistema linearizado.

Do mesmo modo, utilizando as equações (5.33) a (5.36) em (5.32), resulta no seguinte resultado:

$$V_o + \tilde{v}_o = C \cdot X + C \cdot \tilde{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X] \cdot \tilde{d} \quad (5.42)$$

onde a matriz C é definida da seguinte forma:

$$C = C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D) \quad (5.43)$$

Através da equação (5.42), o valor da tensão de saída em regime permanente é dado por:

$$V_o = C \cdot X \quad (5.44)$$

e portanto:

$$\tilde{v}_o = C \cdot \tilde{x} + [(C_1 - C_2) \cdot X] \cdot \tilde{d} \quad (5.45)$$

A função de transferência em regime permanente pode ser calculada com base em (5.40) e (5.44):

$$\frac{V_o}{V_d} = -C \cdot A^{-1} \cdot B \quad (5.46)$$

4. Transformar as equações para o domínio de *Laplace* para obter a função de transferência

As equações (5.41) e (5.45) consistem em perturbações AC. Usando a transformada de *Laplace* na equação (5.41) tem-se:

$$s \cdot \tilde{x}(s) = A \cdot \tilde{x}(s) + [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d}(s) \quad (5.47)$$

que pode ser simplificada da seguinte forma:

$$\tilde{x}(s) = [s \cdot I - A]^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] \cdot \tilde{d}(s) \quad (5.48)$$

onde a matriz I é a matriz identidade. Usando a transformada de *Laplace* também na equação (5.45) e exprimindo $\tilde{x}(s)$ em função de $\tilde{d}(s)$ através da equação (5.48), é possível calcular a função de transferência linearizada do conversor:

$$G_{PS}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = C \cdot [s \cdot I - A]^{-1} \cdot [(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_d] + (C_1 - C_2) \cdot X \quad (5.49)$$

O método que se acaba de apresentar permite calcular a função de transferência linearizada para qualquer conversor, com qualquer número de variáveis de estado, desde que esteja a operar em modo contínuo de condução. Em particular, este método será utilizado para calcular a função de transferência do conversor *push-pull* previamente apresentado.

5.8. - Modelo do conversor *push-pull*

O modelo do conversor vai ser obtido considerando o transformador ideal. Como foi já demonstrado, se o transformador for bem projectado não tem influência na zona de funcionamento do filtro LC, pelo que o controlador pode ser projectado independentemente da existência do transformador.

O projecto de controladores em malha fechada nas topologias isoladas com um transformador, como é o caso do *push-pull*, faz-se com a substituição deste pela topologia com um único interruptor do qual é derivado [27]. Assim sendo, o modelo é construído de forma similar a um conversor *step-down*. A tensão que aparece à entrada do filtro LC, V_{oi} , é criada pela comutação sequencial dos dois interruptores presentes no *push-pull*. Esta tensão pode ser considerada como o resultado da comutação de um transistor ao dobro da frequência.

Assim, para construir o modelo do conversor, têm de ser definidas as variáveis de estado associadas (Tabela 5.4). As variáveis de estado estão associadas aos elementos armazenadores de energia, tal como já tinha sido referido.

Tabela 5.4 - Definição das variáveis de estado para o modelo.

Variáveis de estado	
Corrente na bobina	$\frac{di_L(t)}{dt}$
Tensão no condensador	$\frac{dv_c(t)}{dt}$
Entradas	
Tensão de entrada	V_{in}
<i>Duty Cycle</i>	$d(t)$
Saída	
Tensão de saída	$v_o(t)$

De seguida são apresentadas as equações associadas ao funcionamento do circuito. São definidos dois estados distintos: quando o interruptor está ligado e quando está desligado. Quando o interruptor está ligado o circuito equivalente é aquele que está ilustrado na Figura 5.41:

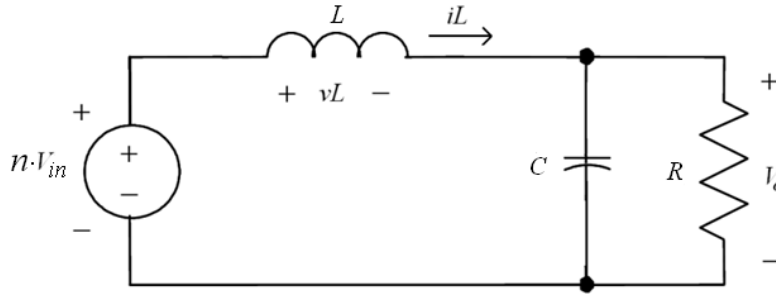


Figura 5.41 - Circuito equivalente quando um interruptor está ligado.

No circuito equivalente é incluído o ganho do transformador, n , na tensão aplicada ao filtro LC. Pela análise da Figura 5.41 e tendo em conta as variáveis de estado da Tabela 5.4, são obtidas as seguintes relações:

$$v_L(t) = n \cdot V_{in} - v_c(t)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (n \cdot V_{in} - v_c(t)) \quad (5.50)$$

$$i_c(t) = i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R}$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} \cdot \left(i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R} \right) \quad (5.51)$$

$$v_o(t) = v_c(t) \quad (5.52)$$

As equações (5.50) a (5.52) permitem construir o modelo de estado quando o interruptor está ligado:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot n \cdot V_{in} \quad (5.53)$$

$$v_o(t) = [0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + [0 \quad 0] \cdot n \cdot V_{in} \quad (5.54)$$

Quando o interruptor está desligado, a tensão de entrada é nula, obtendo-se o circuito equivalente da Figura 5.42.

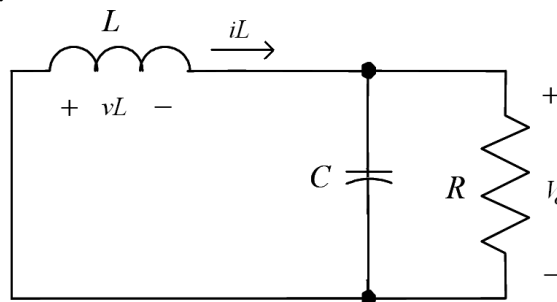


Figura 5.42 - Circuito equivalente quando nenhum interruptor está ligado.

Fazendo a mesma análise que foi feita anteriormente, tem-se:

$$\begin{aligned} v_L(t) &= -v_c(t) \\ \frac{di_L(t)}{dt} &= -\frac{1}{L} \cdot v_c(t) \end{aligned} \quad (5.55)$$

$$\begin{aligned} i_c(t) &= i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R} \\ \frac{dv_c(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \cdot \left(i_L(t) - \frac{v_c(t)}{R} \right) \end{aligned} \quad (5.56)$$

$$v_o(t) = v_c(t) \quad (5.57)$$

A partir das equações (5.55) a (5.57) é possível construir o modelo de estado quando o interruptor está desligado:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot n \cdot V_{in} \quad (5.58)$$

$$v_o(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot n \cdot V_{in} \quad (5.59)$$

Finalmente, a partir das equações de estado de cada um dos circuitos equivalentes apresentados (Figura 5.41e Figura 5.42), obtêm-se as seguintes equações que representam o modelo de média do conversor em espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix} \cdot n \cdot V_{in} \quad (5.60)$$

$$[v_o] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.61)$$

Para realizar a linearização do modelo de média são realizados os passos do ponto 3 da secção 5.7.3. Assim, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_L \\ \dot{\tilde{v}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix} \cdot n \cdot V_{in} \quad (5.62)$$

$$[\tilde{v}_o] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_c \end{bmatrix} \quad (5.63)$$

Seguindo o mesmo processo apresentado no ponto 4 da mesma secção é possível determinar a função de transferência linearizada do conversor:

$$G_{PS}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = n \cdot V_{in} \cdot \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L}{R} \cdot s + 1} \quad (5.64)$$

De seguida apresenta-se uma breve simulação do modelo de média obtido, que é depois comparada com a simulação do conversor. O modelo é simulado em *Matlab/Simulink*TM e o conversor em *PSIM*TM. Os parâmetros de L , C , R e d são os dimensionados para o conversor *push-pull*. A amplitude do sinal de entrada é de 1 V. Pode verificar-se que o resultado obtido pela simulação do modelo de média do conversor é a aproximação dos resultados obtidos pelo *PSIM*, ficando assim validado o modelo e a respectiva função de transferência.

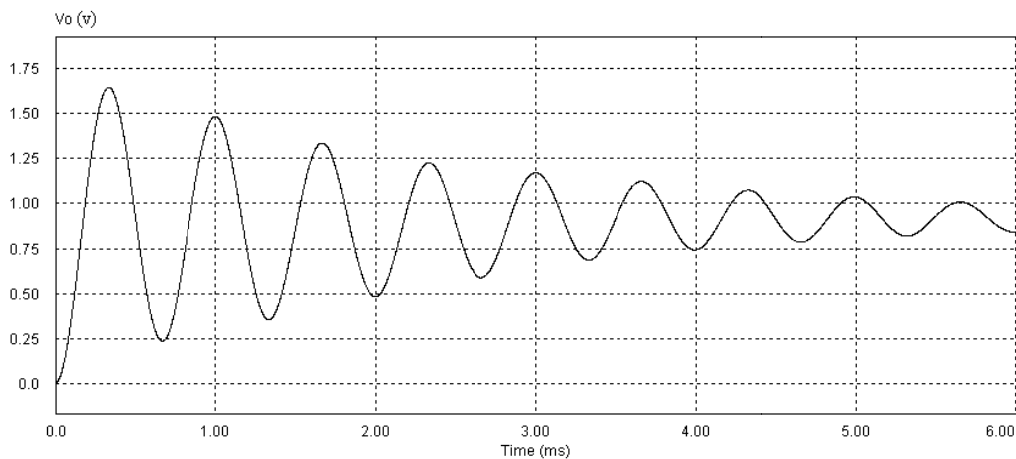


Figura 5.43 - Tensão de saída obtida através da simulação do conversor (*step-down*) em *PSIM*TM.

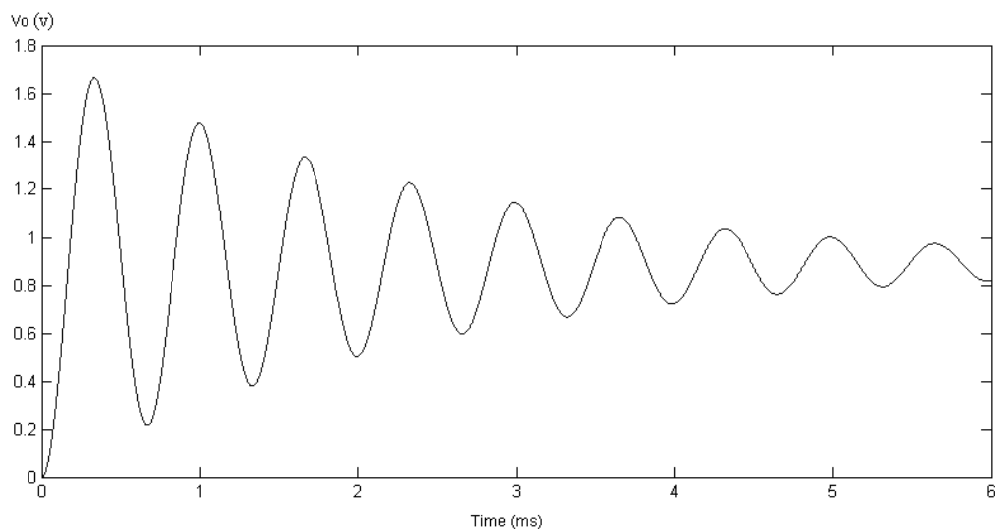


Figura 5.44 - Tensão de saída obtida através da simulação do modelo de média (*step-down*) em *Matlab*TM.

5.9. - Controlador

Nesta secção é apresentado o projecto do controlador para realizar a regulação da tensão à saída do conversor. Para isso é usada a função de transferência para pequenos sinais obtida anteriormente em conjunto com a teoria de controlo linear, de modo a ajustar o controlador às características pretendidas. Na Figura 5.45 está ilustrado o diagrama de blocos para pequenos sinais do conversor. $G_c(s) = \tilde{v}_c(s) / \tilde{e}(s)$ é a função de transferência do controlador, em que $\tilde{e}(s)$ é o sinal de erro entre a tensão de saída actual e a referência. $G_{PWM}(s) = \tilde{d}(s) / \tilde{v}_c(s)$ é a função de transferência do circuito de modulação por largura de impulso, PWM. $G_{PS}(s)$ é a função de transferência do conversor e k_{FB} o ganho do sensor que mede a tensão de saída para fazer a realimentação. Todas as funções de transferência são conhecidas à partida, excepto a do controlador, que se deseja encontrar.

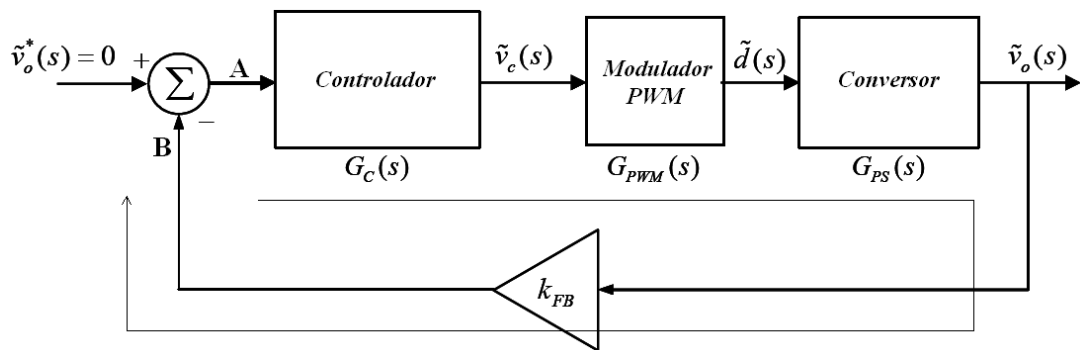


Figura 5.45 - Representação do sistema de controlo para pequenos sinais: detalhe da malha de controlo.

O que se pretende otimizar é a resposta do sistema em malha fechada. Usando a teoria de controlo linear pode realizar-se essa tarefa garantindo que a função de transferência da malha de realimentação, $G_L(s)$, obedeça a certas características. Essa função de transferência é dada pelo produto de todas as funções de transferência existentes entre o ponto A e o ponto B, assinalados na Figura 5.45, ou seja [27]:

$$G_L(s) = G_c(s) \cdot G_{PWM}(s) \cdot G_{PS}(s) \cdot k_{FB} \quad (5.65)$$

Para se definirem alguns termos de controlo necessários a esta análise considera-se a Figura 5.46, que representa um traçado de *Bode* genérico para a função de transferência $G_L(s)$, em termos da sua amplitude e fase em função da frequência.

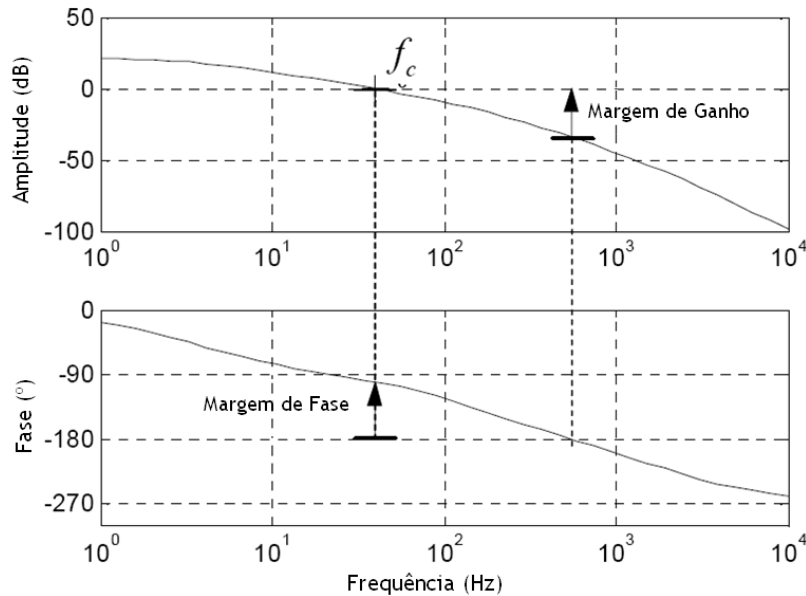


Figura 5.46 - Definição da frequência de travessia de ganho, margem de fase e margem de ganho [27].

A frequência à qual a amplitude do ganho é unitária, ou seja, $|G_L(s)| = 0\text{dB}$, é definida como a frequência de travessia de ganho f_c (ou ω_c). Esta frequência é o indicador da largura de banda do sistema em malha fechada que determina a rapidez da resposta dinâmica do controlador na presença de perturbações.

Para que o sistema em malha fechada seja estável, à frequência de travessia de ganho f_c a fase introduzida não pode ser maior que 180° . Se for superior o sistema será instável e se for próxima de 180° uma perturbação mínima poderá levar o sistema para a instabilidade. À frequência de travessia de ganho, a fase da malha de realimentação, medida em relação a -180° , é definida como a margem de fase do sistema, ϕ_{PM} , [27]:

$$\phi_{PM} = \left| G_L(s) \right|_{f_c} - (-180^\circ) = \left| G_L(s) \right|_{f_c} + 180^\circ \quad (5.66)$$

De notar que a fase de $G_L(s)$ é negativa, mas a margem de fase deve ser positiva. Habitualmente os controladores de malha fechada são projectados para que o sistema tenha uma margem de fase de cerca de 60° , pois valores menores resultam em *overshoots* elevados e tempos de estabelecimento maiores com a ocorrência de oscilações [27].

A margem de ganho, também definida na Figura 5.46, é a amplitude da malha de realimentação, medida abaixo da recta de 0dB , à frequência a que a fase toma o valor de -180° . Nem sempre a fase cruza o ângulo de -180° , situação em que a margem de ganho é infinita. A margem de ganho deve ser pelo menos de 10dB , para que a resposta do sistema não se torne oscilatória devido a variações nos parâmetros ou outras variações [27].

A função de transferência do conversor, $G_{PS}(s)$, já se encontra previamente linearizada a partir da secção anterior. Falta ainda linearizar a função de transferência do modulador PWM, $G_{PWM}(s)$.

A tensão de controlo $v_c(t)$ gerada pelo controlador é comparada com um sinal em rampa, $v_r(t)$, com uma amplitude constante igual a \hat{V}_r e uma frequência de comutação também constante, igual a f_s (Figura 5.47 e Figura 5.48).

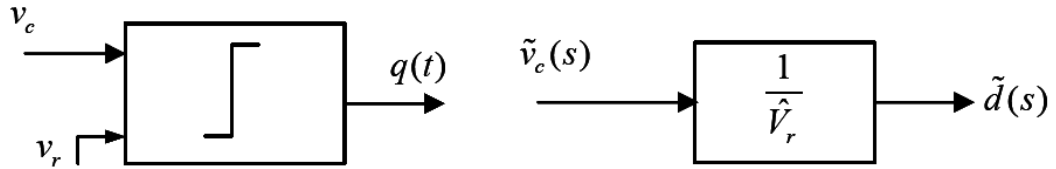


Figura 5.47 - Esquemático do modulador PWM.

O sinal de saída é representado pela função de comutação, $q(t)$, que vale 1 quando a tensão de controlo é maior que a tensão do sinal portador, e 0 se for ao contrário. O *duty cycle* é, portanto, definido por:

$$d(t) = \frac{v_c(t)}{\hat{V}_r} \quad (5.67)$$

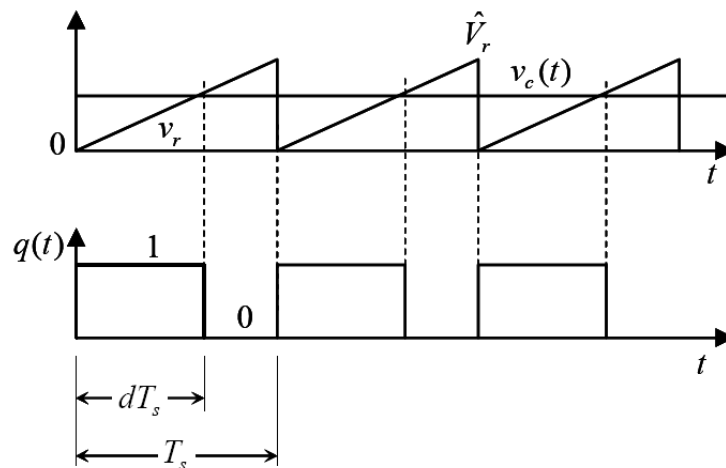


Figura 5.48 - Formas de onda do modulador PWM.

A tensão de controlo pode ser descrita por uma componente DC e uma pequena perturbação AC. Assim:

$$v_c(t) = V_c + \tilde{v}_c(t) \quad (5.68)$$

Relacionando as equações (5.67) e (5.68),

$$d(t) = \underbrace{\frac{V_c}{\hat{V}_r}}_D + \underbrace{\frac{\tilde{v}_c(t)}{\hat{V}_r}}_{\tilde{d}(t)} \quad (5.69)$$

O segundo termo da equação (5.69) é $\tilde{d}(t)$, pelo que a função de transferência do modulador PWM é dada por:

$$G_{PWM}(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = \frac{1}{\hat{V}_r} \quad (5.70)$$

que no domínio de *Laplace* é uma função constante.

5.9.1. - Projecto do controlador em tensão

Pretende-se dimensionar um controlador que seja capaz de regular a tensão de saída na presença de perturbações na tensão de entrada e no valor da carga. O erro em regime permanente deve ser nulo, pelo que o controlador terá de conter uma parte integrativa do erro.

Assim, o controlador deverá fazer com que a malha de realimentação tenha as seguintes características:

- A frequência de travessia de ganho dever ser a maior possível para garantir uma rápida resposta do sistema;
- A margem de fase deve ser pelo menos de 60° para garantir que a resposta em malha fechada do sistema é rápida e não tem oscilações;
- A fase da malha de realimentação não deve ser nunca menor que -180° para frequências abaixo da frequência de travessia de ganho.

Na Figura 5.49 está presente o diagrama de Bode para a função de transferência do conversor. A partir da frequência de corte do filtro LC a amplitude decai a 40 dB por década devido ao par de pólos conjugados que o filtro impõe. Também pela mesma razão a fase decai para -180°.

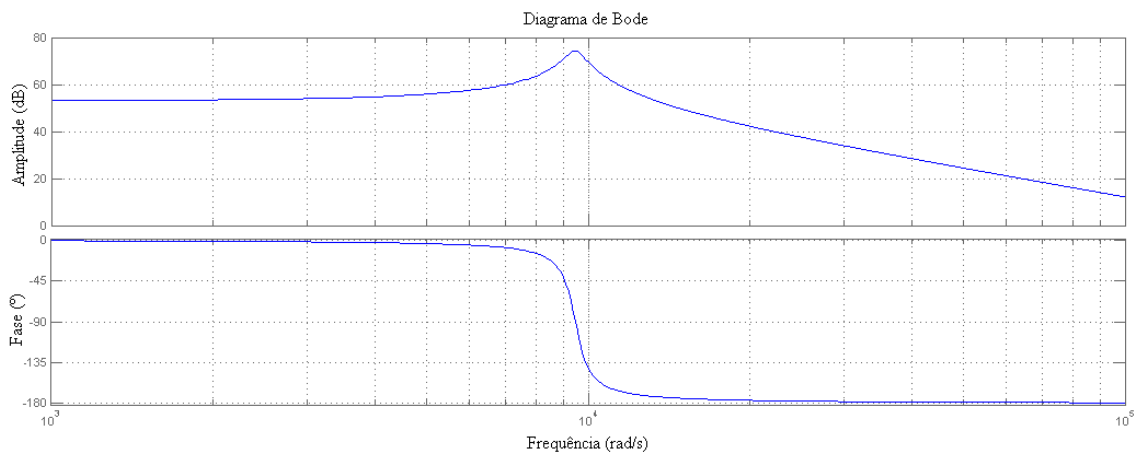


Figura 5.49 - Diagrama de Bode do conversor em malha aberta, $G_{PS}(s)$.

O controlador escolhido tem a seguinte função de transferência e consiste num compensador por avanço de fase com componente integrativa.

$$G_C(s) = \frac{k_C}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{w_z}\right)^2}{\left(1 + \frac{s}{w_p}\right)^2} \quad (5.71)$$

A resposta em frequência do controlador é a que está presente na Figura 5.50.

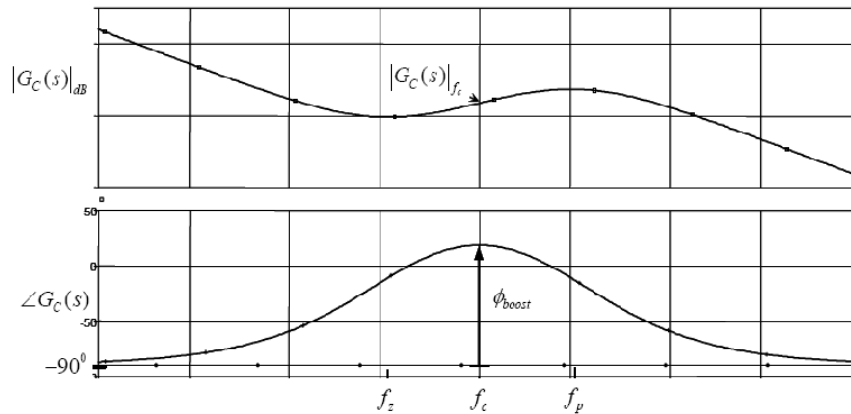


Figura 5.50 - Diagrama de Bode do controlador.

Como a função de transferência do controlador contém um pólo na origem, a fase às baixas frequências é igual a -90° , originando assim um erro nulo em regime permanente. A fase máxima introduzida por este controlador em avanço de fase é ϕ_{boost} e que coincide com a média geométrica de f_z e f_p , ou seja, a raiz quadrada do produto de f_z e f_p . No projecto do controlador faz-se com que a frequência de travessia de ganho seja coincidente com esta média geométrica.

A frequência de travessia de ganho é escolhida para ser ligeiramente acima da frequência de corte do filtro LC. A frequência do filtro LC é de 1.5 kHz, pelo que a frequência de travessia de ganho escolhida é de 2 kHz ($w_c = 1.25 \times 10^4$ Hz). Assim se assegura que a fase da malha de realimentação nunca é menor que -180° [27]. A esta frequência, a fase é bastante próxima de -180° . Tendo ainda em conta a fase imposta pelo pólo na origem do controlador (-90°) e que se pretende uma margem de fase de 60° , o controlador tem um zero e um pólo duplo para ser capaz de adicionar uma fase que permite ter as características pretendidas.

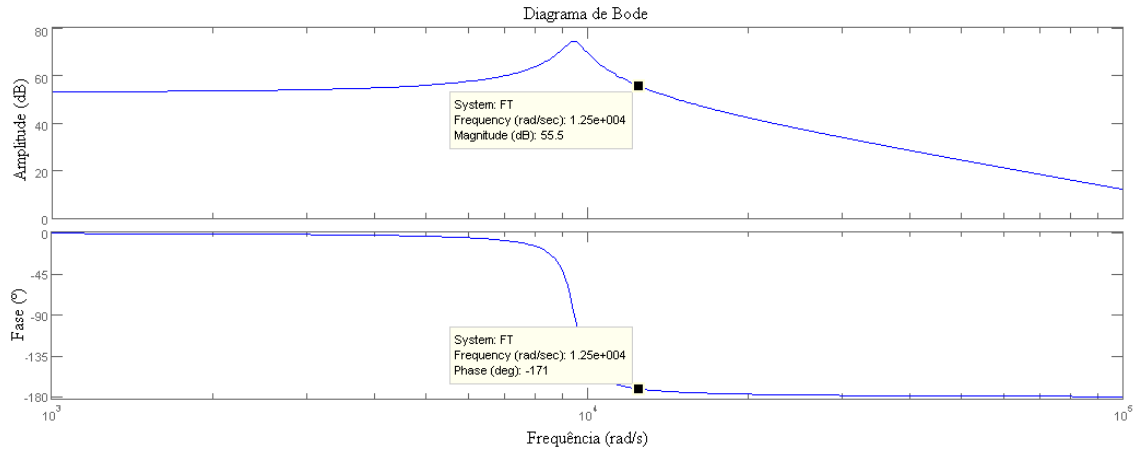


Figura 5.51 - Detalhe da amplitude e fase do conversor à frequência de travessia de ganho de 2 kHz.

Seja ϕ_{PM} a margem de fase pretendida (60°) e ϕ_{boost} a fase necessária adicionar à malha para que na travessia de ganho existe essa margem. Assim:

$$\left|G_L(s)\right|_{f_c} = \left|G_{PS}(s)\right|_{f_c} + \left|G_c(s)\right|_{f_c} \quad (5.72)$$

já que as funções de transferência do sensor de medida da tensão de saída e do modulador PWM não introduzem fase.

Então,

$$\begin{aligned} \left|G_L(s)\right|_{f_c} &= -180^\circ + \phi_{PM} \\ \left|G_c(s)\right|_{f_c} &= -90^\circ + \phi_{boost} \end{aligned} \quad (5.73)$$

Pelo que,

$$\phi_{boost} = -90 + \phi_{PM} - \left|G_{PS}(s)\right|_{f_c} \quad (5.74)$$

Como se pode observar na Figura 5.51 a fase do conversor em 2 kHz é -171° , pelo que a fase que o controlador tem de adicionar é $\phi_{boost}=141^\circ$.

Falta ainda calcular o ganho do controlador na travessia de ganho. A essa frequência, o ganho da malha de realimentação é dado por:

$$\left|G_L(s)\right|_{f_c} = \left|G_c(s)\right|_{f_c} \cdot \left|G_{PWM}(s)\right|_{f_c} \cdot \left|G_{PS}(s)\right|_{f_c} \cdot k_{FB} = 1 \quad (5.75)$$

Fazendo os cálculos obtém-se:

$$\left|G_c(s)\right|_{f_c} = 0.0084 \quad (5.76)$$

Para terminar é necessário obter a função de transferência do controlador. Em [27] estão apresentadas as equações que permitem obtê-la:

$$\begin{aligned}
 k_{boost} &= \sqrt{\frac{f_p}{f_z}} \\
 k_{boost} &= \operatorname{tg}\left(45^\circ + \frac{\phi_{boost}}{4}\right) \\
 f_z &= \frac{f_c}{k_{boost}} \\
 f_p &= k_{boost} \cdot f_c \\
 k_c &= |G_c(s)|_{f_c} \frac{w_z}{k_{boost}}
 \end{aligned}
 \tag{5.77}$$

A função de transferência obtida é a seguinte:

$$G_c(s) = \frac{6.68 \times 10^{-7} \cdot s^2 + 0.002885 \cdot s + 3.114}{1.87 \times 10^{-10} \cdot s^3 + 2.74 \times 10^{-5} \cdot s^2 + s}
 \tag{5.78}$$

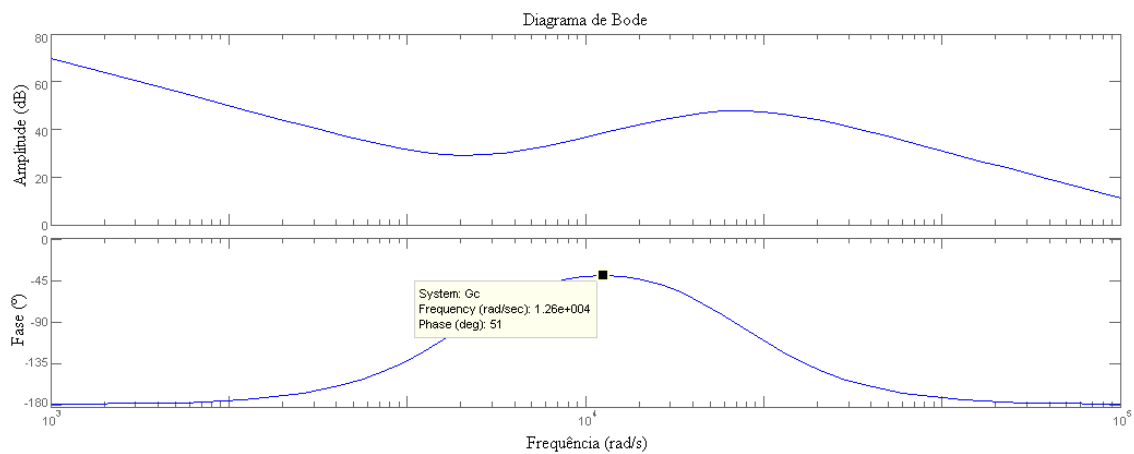


Figura 5.52 - Diagrama de Bode do controlador.

A Figura 5.52 confirma que o controlador insere à frequência desejada uma margem de fase de 60°.

5.10. - Simulação do conversor *push-pull* em malha fechada

Aplicando o controlador dimensionado na secção anterior obtêm-se os seguintes resultados:

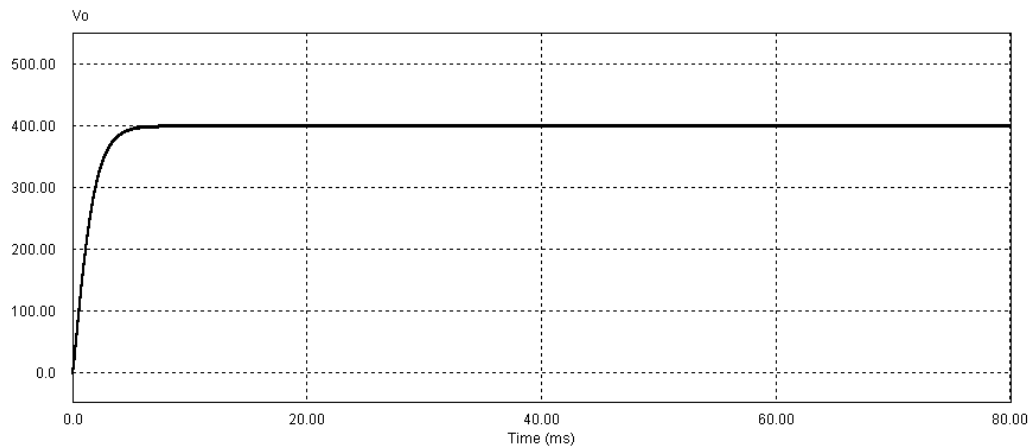


Figura 5.53 - Tensão de saída em malha fechada.

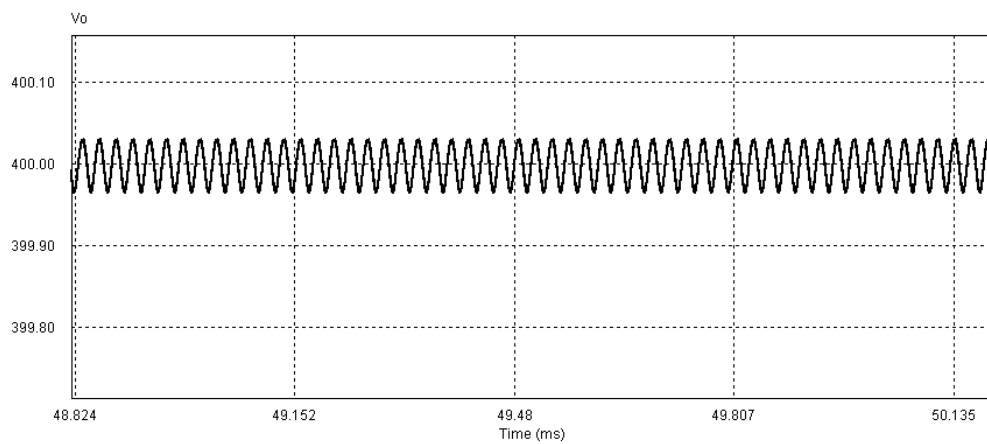


Figura 5.54 - Detalhe do *ripple* de tensão em malha fechada.

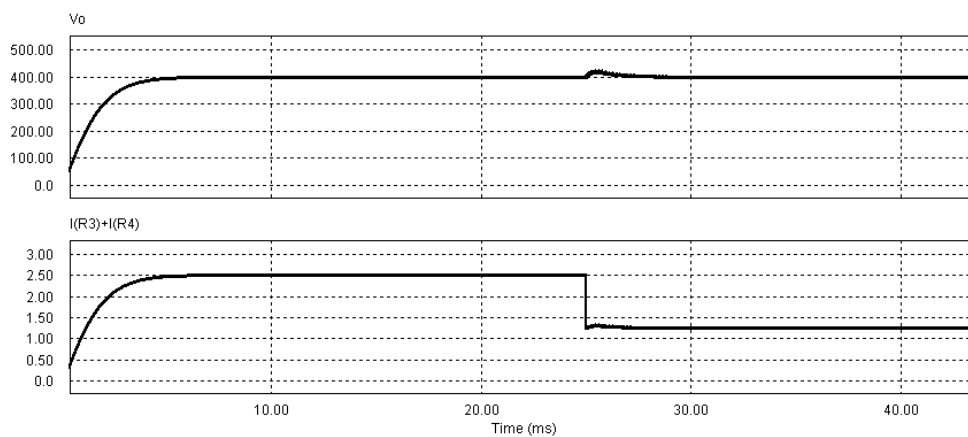


Figura 5.55 - Resposta da tensão de saída a um degrau de corrente (malha fechada).

Pode verificar-se que a tensão é regulada para os 400 V com um *ripple* quase nulo. Na resposta a uma mudança de carga de 2.5 A para 1.25 A, a tensão sofre um transitório com um *overshoot* de cerca de 30 V (8% da tensão nominal). Admitindo que na realidade não existirão

degraus de corrente desta amplitude pode concluir-se que o controlador é suficientemente robusto para regular a tensão de saída.

5.11. - Resumo e conclusões

Este capítulo foi inteiramente dedicado ao conversor DC/DC. O início do capítulo começa por apresentar uma descrição breve sobre o porquê da necessidade da utilização de um conversor DC/DC. Depois são apresentadas as razões para a escolha do conversor, escolhe-se essa que recai sobre o conversor *push-pull*. O seu princípio de funcionamento é depois apresentado e são ilustradas as principais formas de onda associadas a esse funcionamento. De seguida faz-se uma apresentação do elemento mais importante do conversor, que é o transformador. Com base nas características que são pretendidas faz-se o dimensionamento dos componentes associados ao transformador e ao conversor, nomeadamente o seu filtro LC de saída, de forma que a simulação do conversor seja possível. Depois são apresentados os resultados da simulação do modelo não linear do conversor utilizando a ferramenta *PSIM*[™]. No intuito de obter a função de transferência do conversor *push-pull* foi apresentada a teoria da modelação em espaço de estados que serviu depois de base para obter a referida função de transferência. O modelo, que relaciona a tensão de saída com o *duty cycle* dos interruptores, foi validado através da comparação dos resultados por ele obtidos com os resultados provenientes da simulação do conversor. A modelação do conversor permitiu obter a sua função de transferência, relação que é necessária à implementação do controlador. Foram descritos os principais critérios aos quais o controlador deve atender de forma a regular a tensão de saída, e com base nesses critérios, foi projectado um compensador em avanço de fase com componente integrativa. Como se pode verificar através dos resultados obtidos, o controlador cumpre os objectivos propostos e garante uma boa regulação com erro nulo em regime permanente.

No capítulo seguinte são apresentadas as conclusões gerais do trabalho e as perspectivas de trabalho futuro.

Capítulo 6

Conclusões e Trabalho futuro

6.1. - Introdução

Neste último capítulo são apresentadas as principais conclusões deste trabalho, nomeadamente no que diz respeito à satisfação dos objectivos propostos. Para cada objectivo inicialmente proposto faz-se uma análise no sentido de avaliar se foi totalmente cumprido ou não. Caso não o tenha sido é dada a explicação por esse facto.

No final do capítulo são discutidos possíveis desenvolvimentos a realizar em trabalhos futuros e apresentam-se algumas possibilidades de melhoria do trabalho desenvolvido.

6.2. - Conclusões

O projecto de dissertação apresentado tinha como objectivo final o desenvolvimento de um conversor electrónico de potência para aplicar a uma fonte de energia baseada em pilha de combustível. Tendo em vista um rápido desenvolvimento com resultados próximos da realidade foi utilizada a ferramenta *PSIM*TM, dedicada à simulação de circuitos de potência. Contudo, a primeira fase do trabalho consistiu em desenvolver um modelo da pilha de combustível, que depois pudesse ser usado como entrada do andar de conversão. Esse modelo foi simulado em *Matlab/Simulink*TM, devido à simplicidade de implementar as equações electroquímicas associadas. Desta forma é possível o dimensionamento do conversor tendo em conta a especificidade deste tipo de fonte de energia. Os resultados obtidos no modelo foram comprovados através da comparação com resultados experimentais.

Globalmente pode dizer-se que todos os objectivos foram cumpridos. Quanto ao modelo da pilha de combustível, que fazia parte do primeiro objectivo do trabalho, pode dizer-se que foi construído um modelo que descreve correctamente uma pilha do tipo PEM. Este modelo, além de permitir verificar a resposta de tensão da pilha de uma forma eficaz, proporciona ainda que seja integrado com a simulação de um conversor electrónico de potência. Assim,

foi possível verificar que os resultados obtidos pelo modelo da pilha são idênticos aos resultados obtidos pela experimentação da mesma, sendo que os pequenos erros que foram obtidos não têm grande influência na utilização do modelo em conjunto com o conversor electrónico de potência. Sabendo então que os resultados experimentais validaram aqueles que foram obtidos na simulação, pode concluir-se que o princípio de funcionamento da pilhas PEM foi compreendido e correctamente modulado. Um dos pontos fortes deste trabalho, apesar de não ser esse o seu ponto principal, é apresentar a descrição detalhada e respectiva simulação do modelo das pilhas PEM. Desta forma, trabalhos futuros relacionados com este tema, têm o aspecto da modelação da pilha e compreensão do seu funcionamento relativamente simplificado. Contudo, os resultados experimentais usados para fazer a comparação com o modelo foram obtidos de trabalhos de investigação anteriormente realizados na FEUP, visto que não foi possível em tempo útil realizar testes próprios.

O passo seguinte à modulação da pilha foi escolher a topologia do conversor DC/DC que cria um barramento de tensão contínua regulada. Este barramento, de 400 V, permite alimentar cargas DC e pode funcionar como barramento de entrada para um inversor de tensão. Foi realizada uma pesquisa ampla sobre as várias topologias possíveis para o andar de conversão, tendo-se concluído que a topologia isolada *push-pull* era a melhor opção para o nível de potência em jogo neste caso (1200 W). A escolha da topologia *push-pull* verificou-se ser adequada, já que se obteve bons resultados na simulação da mesma. Em primeiro lugar foi efectuada a simulação em malha aberta do conversor, permitindo validar o seu correcto funcionamento e concluir que, através da sua integração com o modelo da pilha, existe uma correcta transferência de energia entre a fonte e a carga. Foi ainda realizado o estudo do modelo do conversor *push-pull*, que é baseado na topologia *step-down*, nomeadamente o modelo de média em espaço de estados, que permitiu o correcto dimensionamento de um controlador de tensão. A simulação do modelo de média para pequenas variações foi comparada com a simulação do conversor, tendo-se obtido uma correcta igualdade entre os resultados. Conclui-se desta forma que o modelo descreve correctamente o funcionamento do conversor. O facto de existir um modelo do conversor verificou-se ser da maior importância para o dimensionamento do controlador de tensão. Dessa forma é possível o uso de ferramentas de Controlo Linear, como os traçados de Bode, para avaliar a estabilidade e a robustez da malha de realimentação. O controlador implementado, baseado num compensador por avanço de fase com uma componente integrativa, garante uma margem de fase de 60° na função de transferência da malha de controlo, permitindo assim que em malha fechada o sistema não tenha oscilações em resposta a variações bruscas da carga. Isso mesmo foi verificado através da simulação de mudanças de carga em degrau. O conversor DC/DC *push-pull* foi simulado em malha fechada, tendo-se concluído que o controlador previamente projectado regula de forma aceitável a tensão na saída do conversor em resposta a variações

em degrau na corrente de saída. Foi ainda verificado um erro nulo em regime permanente, face à tensão de referência de 400 V, o que demonstra a validade do controlador.

Para concluir, foi demonstrada a validade de todo o projecto e verificada de forma satisfatória a execução de todos os objectivos.

6.3. - Desenvolvimentos futuros

A conclusão deste projecto não termina com a entrega desta dissertação. Como grande parte dos projectos de engenharia há sempre lugar para aperfeiçoamentos e nunca se pode considerar uma obra acabada, embora a satisfação de certos objectivos leve muitas vezes a que se dê por terminada. Os próximos passos deste projecto devem ter como referência o estudo realizado nesta dissertação. Assim, sugerem-se como trabalhos futuros relacionados com este projecto a validação experimental do conversor *DC/DC push-pull*, passo que é importante para validar o seu correcto funcionamento na interface com a pilha de combustível, tal como foi demonstrado ao longo desta simulação.

Uma questão a abordar no seguimento deste projecto seria a inclusão de uma malha ressonante no conversor *DC/DC push-pull*. Uma das variáveis mais importantes num sistema que engloba uma pilha de combustível é o rendimento do conversor de potência associado. Até porque estão em jogo custos relativamente elevados no que diz respeito à fonte de energia torna-se indispensável que o rendimento do conjunto seja majorado, e isso acontece quando o conversor de potência não é um elemento limitador da performance do sistema. A inclusão desta malha ressonante na topologia *push-pull*, que foi já estudada e demonstrada por alguns autores na literatura, foi objecto de estudo numa fase inicial deste projecto, tendo sido deixada de lado nesta primeira fase devido à sua maior complexidade no sistema de controlo. O controlador apresentado para o conversor *push-pull* é passível de ser implementado usando electrónica analógica. Para controlar o conversor *push-pull* com barramento ressonante, uma solução baseada em electrónica digital (DSP) seria mais apropriada. Logicamente que há uma diferença de custos de implementação associada, mas a performance global do sistema pode ser melhorada. Ainda como aperfeiçoamento ao conversor *DC/DC* sugere-se o melhoramento do controlador proposto, nomeadamente adicionando uma malha de controlo em corrente ao controlo em tensão já proposto para o conversor, melhorando assim a sua robustez.

Neste projecto foi tido em conta que a pilha de combustível serviria como fonte de energia distribuída para a ligação com a rede eléctrica. Mas o primeiro passo, e mais importante, era a criação de um barramento de tensão DC regulada e devidamente controlada. A partir daqui a ligação de um inversor de tensão a este barramento DC é um processo simples. Como perspectiva de trabalho futuro relacionado com esta parte do projecto está a simulação de um inversor de tensão convencional (monofásico) com interface

com a rede e a sua respectiva implementação prática, tendo em conta a especificidade que uma ligação à rede apresenta.

Estes desenvolvimentos permitirão aumentar a qualidade do sistema proposto e a sua conclusão em termos globais. A simulação do conversor em *Matlab/Simulink*[™] seria também uma questão a abordar, já que esta ferramenta de simulação contém também uma poderosa *toolbox* de circuitos eléctricos de potência (*SimPowerSystems*) e permitiria uma maior flexibilidade na interacção entre o modelo da pilha e o conversor, visto que inicialmente o modelo da pilha foi implementado nesta ferramenta.

Referências

- [1] K. S. Deffeyes, *Beyond Oil: The View from Hubbert's Peak*, 2005.
- [2] H. Fadali, "Fuel Cell Distributed Generation: Power Conditioning, Control and Energy Management," Waterloo, Ontario, Canada: University of Waterloo, 2008.
- [3] J. E. Larminie and A. Dicks, *Fuel Cell Systems Explained, 2nd Edition*. New York: Wiley, 2000.
- [4] I. EG&G Technical Services, "Fuel Cell Handbook (Seventh Edition)," 2004.
- [5] J. M. Correa, F. A. Farret, L. N. Canha, and M. G. Simoes, "An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1103-1112, 2004.
- [6] B. P. Systems, "Applications for cogeneration fuel cells technology from Ballard Power Systems Inc.," vol. Visitada em 28 de Junho de 2008: http://www.ballard.com/Cogeneration_Fuel_Cells/Application_Overview.htm (20 de Junho de 2008).
- [7] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 1184-1194, 2004.
- [8] X. Yu, M. R. Starke, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, "Fuel cell power conditioning for electric power applications: A summary," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, pp. 643-656, 2007.
- [9] R. S. Gemmen, "Analysis for the effect of inverter ripple current on fuel cell operating condition," *Journal of Fluids Engineering, Transactions of the ASME*, vol. 125, pp. 576-585, 2003.
- [10] G. K. Andersen, C. Klumpner, S. Bækthøj Kjær, and F. Blaabjerg, "A new green power inverter for fuel cells," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, Cairns, 2002, pp. 727-733.
- [11] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design* vol. Third Edition: John Wiley & Sons, Inc.
- [12] M. Santhi, R. Rajaram, and I. G. C. Raj, "A ZVCS LC-Resonant Push-Pull Power Converter Circuit for Battery-Fuel Cell Hybrid Systems," in *Electric and Hybrid Vehicles, 2006. ICEHV '06. IEEE Conference on*, 2006, pp. 1-6.

- [13] Y. H. Li, S. Rajakaruna, and S. S. Choi, "Control of a solid oxide fuel cell power plant in a grid-connected system," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, pp. 405-413, 2007.
- [14] K. W. E. Cheng, D. Sutanto, Y. L. Ho, and K. K. Law, "Exploring the power conditioning system for fuel cell," in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, Vancouver, BC, 2001, pp. 2197-2202.
- [15] J. M. Corrêa, F. A. Farret, and L. N. Canha, "An analysis of the dynamic performance of proton exchange membrane fuel cells using an electrochemical model," in *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE*, 2001, pp. 141-146 vol.1.
- [16] R. F. Mann, J. C. Amphlett, M. A. I. Hooper, H. M. Jensen, B. A. Peppley, and P. R. Roberge, "Development and application of a generalised steady-state electrochemical model for a PEM fuel cell," *Journal of Power Sources*, vol. 86, pp. 173-180, 2000.
- [17] J. M. Corrêa, F. A. Farret, V. A. Popov, and M. G. Simões, "Sensitivity analysis of the modeling parameters used in simulation of proton exchange membrane fuel cells," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, pp. 211-218, 2005.
- [18] J. M. Andújar, F. Segura, and M. J. Vasallo, "A suitable model plant for control of the set fuel cell-DC/DC converter," *Renewable Energy*, vol. 33, pp. 813-826, 2008.
- [19] M. T. Outeiro, R. Chibante, A. S. Carvalho, and A. T. d. Almeida, "Dynamic Modelling and Performance Evaluation of a PEM fuel cell including temperature effects," 2008.
- [20] Y. Kenarangui, S. Wang, and B. Fahimi, "On the impact of fuel cell system response on power electronics converter design," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006. VPPC '06. IEEE*, 2006, pp. 1-6.
- [21] W. Choi, J. W. Howze, and P. Enjeti, "Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current," *Journal of Power Sources*, vol. 158, pp. 1324-1332, 2006.
- [22] "Nexa™ Power Module User's Manual", *Ballard Power Systems*, 2003.
- [23] G. Fontes, C. Turpin, S. Astier, and T. A. Meynard, "Interactions between fuel cells and power converters: Influence of current harmonics on a fuel cell stack," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 670-678, 2007.
- [24] H. H. Ottesen, "Dynamic Performance of the Nexa Fuel Cell Power Module," *University of Minnesota Rochester*.
- [25] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2001.
- [26] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghese, *Principles of Power Electronics*: Addison-Wesley Publishing Company, Inc 1992.
- [27] N. Mohan, *First Course on Power Electronics*, Minneapolis, MNPERE, 2005.