



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Bruno Ricardo Antunes Duarte

Desenvolvimento de um BMS para
Aplicações de Mobilidade Elétrica

Bruno Ricardo Antunes Duarte
Desenvolvimento de um BMS para
Aplicações de Mobilidade Elétrica

UMinho | 2013

outubro de 2013



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Bruno Ricardo Antunes Duarte

Desenvolvimento de um BMS para
Aplicações de Mobilidade Elétrica

Tese de Mestrado
Ciclo de Estudos Integrados Conducentes ao Grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor João Luiz Afonso

outubro de 2013

DECLARAÇÃO

Bruno Ricardo Antunes Duarte

Endereço eletrónico: bruno_duarte5@hotmail.com

Telefone: 917283804

Número do Bilhete de Identidade: 13534976

Título da Dissertação:

Desenvolvimento de um BMS para Aplicações de Mobilidade Elétrica

Orientador:

Doutor João Luiz Afonso

Ano de conclusão: 2013

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

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA DISSERTAÇÃO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

Aos meus pais.

Agradecimentos

A realização do trabalho aqui apresentado não teria sido possível sem o apoio e a contribuição de algumas pessoas, às quais transmito os meus mais sinceros agradecimentos:

Antes de mais, desejo agradecer ao meu orientador Doutor João Luiz Afonso pela disponibilidade, orientação e espírito crítico durante o desenvolvimento do trabalho, bem como por permitir o acesso ao laboratório de eletrónica de potência, sem o qual a realização deste trabalho não teria sido possível.

Ao meu supervisor Vítor Monteiro pela ajuda, disponibilidade e sentido de humor nos momentos de maior dificuldade.

A todos os investigadores e doutorados especialmente ao Raul Almeida, Rui Araújo e Rui Moreira pela disponibilidade e ajuda ao longo do ano.

A todos os meus colegas que me acompanharam durante estes anos e em especial a todos os meus colegas de laboratório e ao Bruno Silva, pelo companheirismo, amizade e boa disposição.

Aos funcionários Carlos Torres, Joel Almeida e Ângela Macedo que, na qualidade de técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, pela disponibilidade e boa disposição.

Finalmente, desejo agradecer aos meus pais e amigos, que sempre me apoiaram e motivaram e sem os quais não teria conseguido.

Resumo

A constante evolução tecnológica das baterias culminou num aumento da capacidade e densidade de energia das mesmas. Contudo, grande parte destas necessita de cuidados especiais para o seu correto funcionamento, nomeadamente um sistema que faça a gestão energética das mesmas. Neste âmbito surgem os sistemas de gestão de baterias. Um Sistema de gestão de baterias, identificado na literatura por BMS (*Battery Management System*), deve garantir as condições de funcionamento ótimas para as baterias, de modo a prolongar a sua vida útil, bem como otimizar a sua carga e descarga. Para tal, estes sistemas incorporam uma série de funções, entre as quais monitorização dos parâmetros, controlo de carga e descarga, equalização da carga das baterias, medidas de segurança, entre outras.

Nesta Dissertação é apresentado o desenvolvimento de um BMS para aplicações de mobilidade elétrica, bem como todas as etapas adjacentes a este projeto. Numa primeira fase, é realizado um estudo sobre as tecnologias das baterias existentes no mercado e a comparação das suas características, bem como dos modelos existentes para descrever o seu funcionamento. De seguida são apresentados os conceitos relacionados com os BMSs, bem como algumas das suas possíveis topologias, funções e componentes, comparando diferentes soluções e aprofundando sobre as técnicas usadas para a equalização da carga das baterias. Posteriormente, recorrendo ao software de simulação computacional *PSIM*, são desenvolvidas simulações do sistema em interação com o modelo das baterias de forma a prever a reação do mesmo, bem como validar o seu correto funcionamento. Validadas as simulações, a solução projetada é implementada, nas suas partes de hardware e software, sendo efetuados testes por etapas para validar o correto funcionamento de cada uma das partes, e por fim, são realizados os testes ao sistema completo a funcionar como um todo. Por último são apresentados os resultados obtidos bem como as conclusões resultantes da realização deste trabalho.

Palavras-Chave: Mobilidade Elétrica, BMS – *Battery Management System*, Baterias, Conversores CC-CC, Equalização.

Abstract

The constant technological evolution of the batteries resulted in increased capacity and energy density of the same. However, most of these require special care for proper functioning, namely a system that does the energy management. In this context appear the Battery Management System. A Battery Management System, identified in the literature as BMS, should guarantee the optimal operating conditions for the batteries in order to extend their useful life time, as well as optimize their charging and discharging processes. For such, this system includes a number of functions, such as monitoring of the parameters, charging and discharging control, battery charge equalization, security measures, among others.

This M.Sc. dissertation presents the development of a BMS for electric mobility applications, as well as all the steps adjacent to this project. Firstly, it is studied the batteries technology available in the market and made a comparison of their characteristics, as well as the existing models to describe their behaviour. After that, the concepts related with the BMSs are presented, as well as their different structures, functions and components, comparing different solutions and focusing in the different techniques used for the battery charge equalization. Afterwards, using the computer simulation tool PSIM, simulations of the system interacting with the battery model were developed, in order to predict their behaviour and validate their correct operation. After validating the simulation results, the solutions were projected and implemented, both in their hardware and software parts, being tested individually, to guarantee the correct operation of each part, and finally it were performed the tests of the complete system, working as a whole. Lastly, are presented the experimental results obtained and the conclusions resulting from this work.

Keywords: Electric Mobility, BMS – Battery Management System, Batteries, DC-DC Converters, Equalization.

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Acrónimos	xix
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1. Interesse dos Sistemas de Gestão de Baterias	1
1.2. Enquadramento	2
1.3. Motivações	2
1.4. Objetivos e Contribuições	3
1.5. Organização da Dissertação	3
CAPÍTULO 2 Tecnologias de Baterias	5
2.1. Introdução	5
2.2. Estrutura e Classificação das Baterias.....	5
2.3. Tipos de Baterias.....	8
2.3.1. Bateria de Chumbo-Ácido	8
2.3.2. Baterias de Níquel Hidreto Metálico	10
2.3.3. Baterias de Iões de Lítio	12
2.3.4. Novas Tecnologias de Baterias.....	15
2.4. Modelação das Baterias	16
2.4.1. Modelo Simples.....	17
2.4.2. Modelo Baseado no Equivalente de Thévenin.....	18
2.4.3. Modelo Baseado na Impedância	18
2.4.4. Modelo Baseado no Tempo de Duração	19
2.4.5. Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e Característica <i>I-V</i>	20
2.4.6. Modelo <i>Battery</i>	21
2.5. Conclusões	22
CAPÍTULO 3 Sistemas de Gestão de Baterias	23
3.1. Introdução	23
3.2. Estrutura de um BMS.....	23
3.3. Técnicas de Equalização de Baterias	24
3.3.1. Topologia <i>Shunt</i> Resistivo.....	26
3.3.2. Topologia <i>Shunt</i> Resistivo Controlado	26
3.3.3. Topologia Condensadores Comutados	27
3.3.4. Topologia Condensadores Comutados de Dupla Camada	28
3.3.5. Topologia Transformador Partilhado.....	29
3.3.6. Topologia com <i>n</i> Transformadores em Paralelo	30
3.4. Determinação do Estado de Carga	31
3.4.1. Medição Direta	31
3.4.1.1. Medição da Tensão.....	32
3.4.2. <i>Book Keeping Systems</i>	32
3.4.3. Sistemas Adaptativos.....	32
3.5. Determinação do Estado de Saúde.....	32
3.6. Dispositivos de Segurança e Monitorização	33
3.6.1. Técnicas para a Medição da Corrente	34
3.6.2. Técnicas para a Medição da Tensão	34
3.6.3. Técnicas para a Medição da Temperatura	35
3.7. Algoritmos de Carregamento de Baterias	35

3.7.1.	Corrente Constante.....	35
3.7.2.	Tensão Constante.....	36
3.7.3.	Corrente Constante Seguido de Tensão Constante.....	36
3.8.	Comparação entre Soluções Comercialmente Disponíveis e Soluções à Medida das Necessidades.....	37
3.9.	Conclusões.....	39
CAPÍTULO 4 Nova Topologia de Equalização e Simulações Computacionais.....		41
4.1.	Introdução.....	41
4.2.	Nova Topologia de Equalização.....	41
4.3.	Simulações dos Modelos Equivalentes de Baterias.....	46
4.3.1.	Varição do Modelo Simples.....	46
4.3.2.	Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e a Característica $I-V$	49
4.3.3.	Comparação dos Modelos das Baterias.....	52
4.4.	Simulações das Topologias de Equalização.....	53
4.4.1.	Condensadores Comutados.....	53
4.4.2.	Nova Topologia Baseada num Conversor CC-CC Bidirecional Isolado.....	57
4.4.3.	Comparação das Topologias de Equalização.....	64
4.5.	Conclusões.....	64
CAPÍTULO 5 Implementação da Topologia de Equalização.....		67
5.1.	Introdução.....	67
5.2.	Dimensionamento dos Transformadores de Alta Frequência.....	67
5.3.	Cálculo do Valor da Indutância Auxiliar.....	74
5.4.	Desenho das Placas de Circuito Impresso para o DSP.....	75
5.5.	Circuito de Acionamento e Circuito de Potência.....	77
5.6.	Circuito para a Comunicação RS-485.....	80
5.7.	Circuitos de Leitura e Medições.....	82
5.8.	Baterias de LiPo.....	83
5.9.	Placa de Controlo, Aquisição e Comunicação.....	84
5.10.	Algoritmo de Controlo e Comunicação.....	84
5.11.	Conclusões.....	87
CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais.....		89
6.1.	Introdução.....	89
6.2.	Validação do Dimensionamento do Transformador.....	89
6.3.	Testes às Baterias.....	90
6.4.	Validação da Comunicação.....	91
6.5.	Validação do Conversor CC-CC.....	91
6.5.1.	Testes com Carga Resistiva.....	92
6.5.2.	Testes com Bateria.....	95
6.6.	Validação da Topologia Proposta.....	97
6.7.	Conclusões.....	99
CAPÍTULO 7 Conclusão.....		101
7.1.	Conclusões.....	101
7.2.	Sugestões para Trabalho Futuro.....	103
Referências.....		107

Lista de Figuras

Figura 2.1- Esquema ilustrativo dos constituintes de uma célula eletroquímica.	6
Figura 2.2 – Comparação entre a energia específica de baterias primárias e secundárias, adaptado de [6].	7
Figura 2.3 – Perfil de descarga típico de uma célula de Chumbo – Ácido para diferentes taxas de descarga, adaptado de [6].	9
Figura 2.4 – Ilustração do banco de baterias de NiMH utilizado no carro elétrico EV1 [3].	10
Figura 2.5 – Perfil de descarga de uma célula de NiMH para diferentes <i>C-Rates</i> , adaptado de [9].	11
Figura 2.6 – Perfil de descarga de uma bateria de Lítio-Fosfato-Ferro para diferentes <i>C-Rates</i> , adaptado de [10].	13
Figura 2.7 – Organização estrutural dos materiais do cátodo para LiCoO ₂ e LiMnO ₄ / LiFePO ₄ [5].	14
Figura 2.8 – Modelo Simples de uma bateria, composto por uma fonte de tensão, E_0 , e uma resistência em série, ESR	17
Figura 2.9 – Esquema elétrico da Variação do Modelo Simples.	17
Figura 2.10 – Representação do modelo elétrico baseado no Equivalente de Thevenin, composto por uma fonte de tensão, $V_{oc}(SoC)$, uma resistência, $R_{série}$, e uma malha RC para a resposta a transitórios.	18
Figura 2.11 – Representação do Modelo Elétrico Baseado na Impedância.	19
Figura 2.12 – Representação do Modelo Elétrico Baseado em Tempo de Duração, composto por: (a) Circuito que modela a tensão aos terminais da bateria; (b) Circuito que modela a resposta a transitórios e perdas internas da bateria; (c) Circuito que modela a capacidade.	19
Figura 2.13 – Representação do Modelo Elétrico Capaz de Prever o Tempo de Duração e Características <i>I-V</i> da bateria: (a) Circuito que modela o tempo de duração; (b) Circuito que modela a característica <i>I-V</i> da bateria.	20
Figura 2.14 – Esquema de blocos que compõe o modelo <i>Battery</i> , adaptado de [20].	21
Figura 3.1 – Estruturas de um BMS: (a) Distribuída; (b) Centralizada.	24
Figura 3.2 – Exemplos de dois bancos de baterias: (a) Equilibrado; (b) Desequilibrado.	25
Figura 3.3 – Esquema da Topologia <i>Shunt</i> Resistivo.	26
Figura 3.4 – Esquema da Topologia <i>Shunt</i> Resistivo Controlado.	27
Figura 3.5 – Esquema da Topologia Condensadores Comutados.	27
Figura 3.6 – Esquema da Topologia Condensador Comutado de Dupla Camada.	28
Figura 3.7 – Esquema da Topologia Transformador Partilhado.	29
Figura 3.8 – Esquema do conversor para a equalização individual de carga, com os enrolamentos dos primários dos transformadores ligados em paralelo.	30
Figura 3.9 – Curvas da tensão e corrente para o algoritmo de Corrente Constante numa bateria de NiMH.	36
Figura 3.10 – Curvas de tensão e corrente para o algoritmo de Tensão Constante.	36
Figura 3.11 – Curvas de tensão e corrente para o algoritmo de carga Corrente Constante seguido de Tensão Constante.	37

Figura 3.12 – Três soluções comercialmente disponíveis: (a) <i>REC 7-R</i> [45]; (b) <i>Lithiumate Pro</i> [46]; (c) <i>Orion BMS</i> [47].	38
Figura 4.1 – Esquema elétrico do conversor CC-CC Bidirecional Isolado proposto.	42
Figura 4.2 – Variação da potência transferida em função do ângulo de desfasamento.	43
Figura 4.3 – Formas de onda típicas da tensão no primário e secundário do transformador e corrente no secundário do transformador, transferindo energia para o secundário.	43
Figura 4.4 – Esquema elétrico genérico da topologia de equalização proposta, para três baterias.	45
Figura 4.5 - Curvas teóricas da evolução da tensão para dois algoritmos de equalização propostos: (a) Controlo simples; (b) Controlo para tempo determinado.	45
Figura 4.6 – Ambiente gráfico do software de simulação computacional <i>PSIM</i>	46
Figura 4.7 – Esquema elétrico do modelo Variação do Modelo Simples.	47
Figura 4.8 – Carregador com algoritmo CC/CV e variação do modelo simples de bateria.	48
Figura 4.9 – Perfil de carga da Variação do Modelo Simples, com o algoritmo CC/CV.	49
Figura 4.10 – Perfil de descarga da Variação do Modelo simples, com uma corrente de descarga constante.	49
Figura 4.11 – Circuito elétrico do Modelo Capaz de Prever Tempo de Duração e Característica <i>I-V</i> da bateria simulado em <i>PSIM</i>	51
Figura 4.12 – Comparação das formas de onda com e sem malhas RC, durante o carregamento da bateria.	51
Figura 4.13 – Perfil de descarga do Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e Característica <i>I-V</i> , com uma corrente de descarga constante.	52
Figura 4.14 – Circuito para a simulação da topologia Condensadores Comutados.	53
Figura 4.15 – Equalização das tensões para topologia Condensadores Comutados, com três tensões diferentes nas baterias.	55
Figura 4.16 – Correntes nas baterias durante a equalização com a topologia Condensadores Comutados, para a equalização de três baterias com diferentes estados de carga.	56
Figura 4.17 – Equalização das tensões das baterias para a topologia Condensadores Comutados, para três baterias.	56
Figura 4.18- Formas de onda das correntes nas baterias para a simulação da topologia Condensadores Comutados, para três baterias.	57
Figura 4.19 – Circuito simulado para a validação do conversor CC-CC Bidirecional Isolado.	58
Figura 4.20 – Formas de onda da tensão no primário e tensão e corrente no secundário com um desfasamento de 30°.	58
Figura 4.21 – Corrente, tensão e potência na carga, para um desfasamento de 30°.	59
Figura 4.22 – Simulação de conversor CC-CC, com controlo de corrente no secundário implementado em <i>C-Block</i>	59
Figura 4.23 – Curvas da tensão e corrente na carga e ângulo de desfasamento.	59
Figura 4.24 – Curvas da tensão e corrente para o carregamento através do conversor CC-CC.	60
Figura 4.25 – Esquema elétrico usado para a simulação da topologia proposta.	61
Figura 4.26 – Curvas das tensões das baterias e das correntes de equalização durante as várias etapas da equalização.	62
Figura 4.27 – Curvas das tensões das três baterias e respetivas correntes de Equalização.	62

Figura 4.28 – Formas de onda das tensões das baterias e correntes de equalização para o algoritmo baseado no estado de carga das baterias.	63
Figura 5.1 – Gráfico das perdas num transformador e ponto de fluxo ótimo.	68
Figura 5.2 – Núcleo <i>EFD 30 EPCOS</i> [52].	68
Figura 5.3 – Dimensões do carretel usado no transformador de alta frequência <i>EFD30</i> [52].	73
Figura 5.4 – Aspeto final do transformador de alta frequência desenvolvido.	73
Figura 5.5 – Gráfico da variação da potência (W), em função do ângulo de defasamento (°) para as condições apresentadas.	75
Figura 5.6 – Placa de desenvolvimento <i>C2000 Piccolo Launchpad</i> [54].	76
Figura 5.7 – Placa desenvolvida para o DSP <i>TMS320F28027</i>	77
Figura 5.8 – Circuito de acionamento dos MOSFETs da ponte H.	78
Figura 5.9 – Circuito de potência composto por quatro MOSFETs em ponte H.	78
Figura 5.10 – Circuito de acionamento e ponte H do lado primário.	79
Figura 5.11 – Circuito de acionamento e de potência do secundário, com o transformador de alta frequência e indutância auxiliar.	80
Figura 5.12 – Esquema de blocos do circuito de comunicação.	81
Figura 5.13 – Circuito de testes para a validação da comunicação, com um controlador <i>master</i> e dois controladores <i>slave</i>	81
Figura 5.14 – Estrutura da trama de comunicação e respetivas funções de cada um dos campos que a compõe.	82
Figura 5.15 – Circuito para a leitura da corrente de equalização, com um filtro passa-baixo à saída.	82
Figura 5.16 – Circuito para a leitura da tensão das baterias.	83
Figura 5.17 – Baterias de Lítio-Polímero <i>LP-503759-1S-3</i>	84
Figura 5.18 – PCB desenvolvida para o controlo, aquisição e comunicação de cada secundário do conversor CC-CC.	84
Figura 5.19 – Fluxograma que descreve o funcionamento do módulo <i>master</i>	85
Figura 5.20 – Fluxogramas descritivos da sequência da comunicação: (a) Do <i>slave</i> ; (b) Do <i>master</i>	86
Figura 5.21 – Fluxograma da função Valida Trama.	87
Figura 6.1 – Formas de onda da tensão no primário e no secundário do transformador, para uma frequência de 50 kHz, com uma carga resistiva 4 Ω aplicada aos terminais do secundário.	90
Figura 6.2 – Evolução da tensão da bateria de LiPo durante a descarga, através de uma resistência de 4 Ω (500 mV/ Div)(100 s/ Div).	90
Figura 6.3 – Formas de onda da comunicação RS-232 (CH2 - forma de onda a azul) e RS-485 (CH3 -forma de onda a roxo), para o envio de uma trama entre o <i>master</i> e um <i>slave</i>	91
Figura 6.4 – Montagem de testes para o conversor CC-CC Bidirecional Isolado, utilizando controlo um centralizado.	92
Figura 6.5 – Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga resistiva, para ângulo de defasamento 0°.	93
Figura 6.6 – Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga, para um ângulo de defasamento de aproximadamente 20°.	94

Figura 6.7 – Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga, para um ângulo de defasamento de aproximadamente 25°	94
Figura 6.8 – Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga, para um defasamento de 0° e uma bateria de LiPo como carga.....	95
Figura 6.9 - Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga, para um defasamento de aproximadamente 25° , com uma bateria de LiPo aos terminais do secundário do conversor.	96
Figura 6.10 – Evolução da tensão e da corrente na bateria durante parte do carregamento com corrente constante, validando a transferência de energia durante um maior período de tempo.	96
Figura 6.11 – Montagem de testes da nova topologia proposta, para duas baterias.....	97
Figura 6.12 – Forma de onda das tensões nas baterias e corrente de equalização num dos secundários, até às tensões atingirem o mesmo valor (500mV/ Div) (330 mA/ Div) (50 s/Div).	98
Figura 6.13- Evolução das tensões das baterias para o algoritmo de equalização mais simples, durante quatro iterações (500 mV/ Div) (330 mA/ Div) (200 s/ Div).....	98
Figura 6.14 – Formas de onda da tensão para a equalização, baseada numa estimativa da queda de tensão nas resistências internas das baterias (1 V/ Div)(200 s/ Div).....	99

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Características genéricas de uma célula de Chumbo-Ácido [6].	10
Tabela 2.2 – Características genéricas de uma célula de NiMH [6].	12
Tabela 2.3- Especificações genéricas dos três tipos de baterias de Iões de Lítio apresentados [6].	14
Tabela 3.1 – Três soluções de BMSs comercialmente disponíveis.	38
Tabela 4.1 – Parâmetros da bateria <i>TCL PL-383562</i> .	47
Tabela 4.2 – Valores usados para a simulação da variação do modelo simples.	48
Tabela 4.3 – Valores fixos usados na simulação do modelo a simular.	50
Tabela 4.4 – Diferença de tensão entre as baterias ao fim de 0,72 segundos de simulação, para diferentes frequências de comutação e diferentes valores de condensadores de equalização.	54
Tabela 5.1 – Parâmetros do núcleo <i>EFD 30</i> [49].	69
Tabela 5.2 – Condições de funcionamento do transformador de alta frequência.	69
Tabela 5.3 – Tabela com a variação da densidade de fluxo, ΔB , em função do número de espiras.	70
Tabela 5.4 – Valor das Perdas no Cobre em função do número de espiras, no primário e secundário	71
Tabela 5.5 – Valores das perdas no ferro em função da densidade de fluxo	72
Tabela 5.6 – Valores e condições de funcionamento do transformador para a validação final da topologia.	74
Tabela 5.7 – Condições para a determinação do valor da indutância auxiliar.	74

Lista de Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
IO	<i>Input Output</i>
LiPo	<i>Lithium Polymer</i>
MLT	<i>Mean Length per Turn</i>
MPL	<i>Magnetic Path Length</i>
NiMH	<i>Nickel Metal Hydrid</i>
NTC	<i>Negative Temperatures Coefficient</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PI	<i>Printed Circuit Board</i>
PTC	<i>Positive Temperature Coefficient</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SCI	<i>Serial Communications Interface</i>
SLI	<i>Start, Lighting, Ignition</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
SoH	<i>State of Health</i>
UPS	<i>Uninterrupted Power Supply</i>

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1. Interesse dos Sistemas de Gestão de Baterias

O desenvolvimento da pilha elétrica no século XVIII por Alessandro Volta, foi um marco histórico não só para a engenharia elétrica mas também para o estilo de vida moderno. Este abriu um novo mundo de possibilidades, dando forma ao conceito de dispositivos portáteis. Embora a pilha de Volta fosse um dispositivo limitado, inspirou o desenvolvimento de novas tecnologias de baterias, que resultaram nas diferentes baterias existentes atualmente.

Com evolução tecnológica das últimas décadas, em particular dos telemóveis e computadores portáteis, criou-se uma simbiose entre o mercado das baterias e dos dispositivos eletrónicos de consumo. A crescente difusão destes aparelhos e consequente aumento da procura das baterias resultou numa redução do preço das mesmas, bem como numa evolução dos seus métodos de produção. Diversas outras aplicações têm vindo a ser favorecidas por esta evolução. Em localizações isoladas, nas quais a produção de energia é feita localmente recorrendo a fontes de energia renováveis, os sistemas de armazenamento mostram-se essenciais para evitar quebras do fornecimento de energia durante as horas em que a produção de energia é menor ou inexistente.

Mais recentemente, com a crescente preocupação ambiental e com o aumento desenfreado do preço dos combustíveis, os veículos elétricos têm vindo a afirmar-se como uma alternativa aos veículos convencionais. A crescente procura por estes veículos criou um novo mercado para as baterias, incentivando à investigação e desenvolvimento de baterias com cada vez maior densidade energética e segurança, que permita aos veículos elétricos atingirem autonomias iguais ou superiores às dos veículos com motor de combustão.

Todos os casos anteriores têm em comum a necessidade de um sistema de armazenamento de energia, sendo que os mais usados para estes fins são as baterias. A evolução das baterias, desde a sua criação até a atualidade, culminou num aumento da densidade de energia e vida útil que, por sua vez, levou à necessidade da gestão

energética das mesmas. Esta necessidade acentua-se devido ao facto de que a utilização indevida de algumas tecnologias baterias, pode criar, em casos extremos, situações perigosas para o utilizador bem como levar à danificação das mesmas e ao não aproveitamento de todo o seu potencial energético.

1.2. Enquadramento

A crescente evolução tecnológica das baterias levou ao aumento da capacidade e densidade de energia das mesmas, bem como à sua difusão e evolução dos processos de fabrico, culminando numa redução do preço. Como grande parte das baterias usadas em veículos híbridos e elétricos necessitam de cuidados especiais para o seu correto funcionamento, existe a necessidade de um sistema que, para além de garantir as condições de funcionamento ótimas para as baterias, possibilite extrair a máxima energia, bem como prolongar a vida útil das mesmas.

Neste âmbito surgem os sistemas de gestão de baterias, comumente designados de BMS (*Battery Management System*). Um BMS está intimamente relacionado com a aplicação e com a tecnologia de baterias à qual é aplicado, sendo as suas funcionalidades e até mesmo a sua precisão são ajustadas em função destes fatores. De um modo genérico, um BMS deve garantir que as baterias funcionam dentro de níveis de tensão, corrente e temperatura seguros. Deve também, entre outras funções, permitir fazer a equalização da carga das baterias, de modo a evitar desequilíbrios que resultem na redução do tempo de vida útil ou até mesmo na danificação das mesmas. Dependendo da aplicação, outras funções são necessárias, sendo um exemplo disso os veículos elétricos, nos quais a determinação do estado de carga das baterias é fundamental para determinar a autonomia restante. Para além disso, esta informação deve ser comunicada para o *cockpit* do veículo, de modo ao seu utilizador poder agir em função disso.

1.3. Motivações

Os problemas ambientais resultantes da queima de combustíveis fósseis, bem como a rápida diminuição das reservas petrolíferas e conseqüente aumento do preço dos combustíveis têm gerado uma procura por soluções mais ecológicas e económicas para estes problemas. Esta procura, na área dos transportes, passa pelos veículos elétricos e híbridos. Estes veículos utilizam motores elétricos para a sua propulsão, possuindo assim uma eficiência muito superior à dos veículos convencionais.

Devido às alterações climáticas e consequentes repercussões, têm vindo a ser adotadas medidas para a conservação do ambiente. Entre elas, a norma europeia 20 20 20 define três objetivos para 2020: a redução de 20% nas emissões de gases efeito estufa; aumentar para 20% a parcela de energia consumida proveniente de fontes de energia renováveis; e aumentar a eficiência energética na União Europeia em 20% [1]. Para o cumprimento destas metas, terão de ser adotadas medidas de incentivo à produção de energia através de fontes renováveis, bem como à mobilidade elétrica. Neste âmbito, os sistemas de armazenamento de energia bem como os respetivos sistemas de gestão terão papéis preponderantes para o alcance das metas estabelecidas.

1.4. Objetivos e Contribuições

Esta Dissertação tem como objetivo o estudo e desenvolvimento de uma nova topologia de equalização proposta pelo Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho, baseada na utilização de um conversor CC-CC Bidirecional Isolado. Existem uma série de tarefas associadas à sua realização, nomeadamente:

- Elaboração do estado da arte relativamente às tecnologias de baterias;
- Elaboração do estado da arte relativamente aos BMSs e às suas funções;
- Estudo e simulação da topologia proposta, bem como dos conceitos a esta associados;
- Estudo, dimensionamento e implementação de soluções para o desenvolvimento da topologia proposta;
- Testes e validação do funcionamento dos componentes e circuitos implementados;
- Teste final e validação experimental da topologia proposta.

A realização desta dissertação pretende aumentar o *know how* relativamente aos BMSs, apresentando uma nova topologia para a equalização da carga de baterias, que possibilite a melhoria do desempenho das mesmas e, conseqüentemente, das aplicações que as utilizem.

1.5. Organização da Dissertação

No capítulo 1 é introduzido o conceito de sistemas de gestão de baterias, apresentando algumas das suas aplicações e fatores impulsionadores do seu crescimento e expansão, bem como as funções usualmente associadas aos mesmos. São também

apresentados as contribuições e os objetivos que se pretendem alcançar com esta dissertação.

No capítulo 2 é apresentado o tema das baterias, referindo as principais tecnologias de baterias existentes no mercado, assim como algumas tecnologias em investigação. São também apresentados alguns modelos elétricos capazes modelar o funcionamento das mesmas. Dentre estes, um modelo é posteriormente usado para validar, em simulação, o correto funcionamento do sistema.

No capítulo 3 é introduzido o tema dos BMSs, apresentando as suas principais funções, bem como as topologias para a equalização da carga das baterias. Para além disso, são apresentadas algumas técnicas para a determinação do estado de carga e estado de saúde das baterias, bem como uma análise quanto às medidas de segurança e monitorização das baterias. Por último são mostradas algumas soluções comercialmente disponíveis de BMS, comparando-as entre si.

No capítulo 4 é apresentada a topologia de equalização proposta bem como as simulações computacionais da mesma. São simulados dois modelos de baterias de modo a escolher o que melhor se adequa às necessidades. Seguidamente são realizadas as simulações de uma das topologias apresentadas para a equalização da carga das baterias, bem como da nova topologia proposta. Por fim é feita uma breve comparação entre as duas topologias de equalização simuladas.

No capítulo 5 é apresentado o dimensionamento, desenvolvimento e escolhas feitas para a implementação quer em hardware, quer em software da topologia. São apresentados os diversos circuitos necessários para o seu desenvolvimento, bem como algumas das opções que tiveram de ser tomadas em relação à sua implementação.

No capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos, que validam o funcionamento dos circuitos implementados, bem como dos algoritmos utilizados. É também feita a validação do funcionamento do conversor para diferentes cargas, bem como da topologia proposta.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões obtidas ao longo da realização da Dissertação, assim como sugestões de trabalho futuro.

CAPÍTULO 2

Tecnologias de Baterias

2.1. Introdução

O armazenamento de energia é, direta ou indiretamente, indispensável a diversos setores e atividades. Para além do papel preponderante nos dispositivos de baixo consumo (telemóveis, computadores portáteis, etc), este desempenha funções importantes nas indústrias, especialmente nas quais é essencial uma fonte de energia constante e estável. Diversas outras áreas têm mostrado interesse no armazenamento e consequente racionalização da energia. Como exemplo, as empresas de transportes ferroviários cada vez mais procuram uma melhor gestão energética, nomeadamente aproveitando parte da energia das travagens, através do armazenamento da mesma, para posterior reutilização no arranque [2]. Para todas as aplicações mencionadas, bem como para diversas outras, é essencial um sistema que permita armazenar a energia.

Existem diversas tecnologias para o armazenamento de energia, tais como volantes de inércia (*flywheels*), ultracondensadores, *fuel cells* e baterias, sendo estas últimas as mais usadas. Concretamente ao nível das baterias, as principais limitações a elas associadas prendem-se com o tempo de vida útil, densidade de energia e densidade de potência, especialmente quando comparadas com outras fontes de energia. Ou seja, a energia que uma bateria consegue armazenar e a energia que consegue fornecer por unidade de volume são relativamente baixas.

Neste capítulo serão apresentadas diferentes tecnologias de baterias, abordando as suas estruturas gerais, os principais tipos de baterias utilizados, bem como as suas características e as abordagens à modelação das mesmas.

2.2. Estrutura e Classificação das Baterias

As baterias são dispositivos compostos por uma ou mais células eletroquímicas, ligadas em série, em paralelo ou numa combinação de ambos, as quais armazenam energia elétrica sob a forma de energia química [3, 4].

Uma célula eletroquímica é usualmente composta por quatro componentes (Figura 2.1) [4, 5]:

- Ânodo ou Eléctrodo Negativo – Fornece electrões ao circuito externo durante a descarga e é oxidado durante a reacção eletroquímica;
- Cátodo ou Eléctrodo Positivo – Aceita electrões do circuito externo durante a descarga, sendo reduzido durante a reacção eletroquímica;
- Eletrólito – Meio onde ocorrem as trocas de cargas, dentro da célula, entre o ânodo e o cátodo. O eletrólito deve ter alta condutividade para os iões que atuam nas reacções, mas baixa condutividade para os electrões de modo a evitar, ou pelo menos minimizar, o efeito de auto-descarga das baterias;
- Separador – Camada de isolamento físico que separa os eléctrodos. O separador deve ser constituído por um material não condutor para electrões mas que permita a passagem dos iões do eléctrodo positivo para o negativo, prevenindo curto-circuitos.

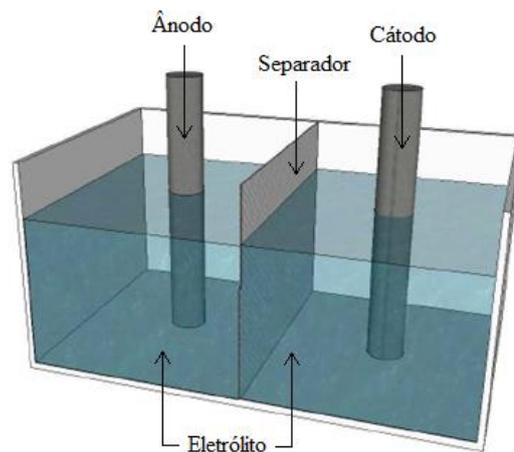


Figura 2.1- Esquema ilustrativo dos constituintes de uma célula eletroquímica.

Os materiais usados no ânodo e no cátodo condicionam algumas das características da bateria, tais como a sua tensão e capacidade, entre outras [3].

As baterias são classificadas como primárias ou secundárias, consoante a sua capacidade de serem eletricamente recarregadas. Baterias primárias não possuem a capacidade de serem eficazmente recarregadas e, uma vez descarregadas, tornam-se obsoletas. O seu baixo custo, elevada densidade de energia e elevada energia específica (Figura 2.2) tornam-nas os dispositivos de eleição para aplicações de baixo consumo (rádios, brinquedos, lanternas). Numa bateria secundária, a energia química armazenada pode ser convertida em energia elétrica através de reacções eletroquímicas, e vice-versa. A energia química é repostada através do fornecimento de corrente elétrica à bateria no

sentido oposto ao da descarga, recarregando-a assim até à sua condição de carga original [4, 5].

Este capítulo focará apenas as baterias secundárias que, para simplificação, serão designadas apenas como baterias.

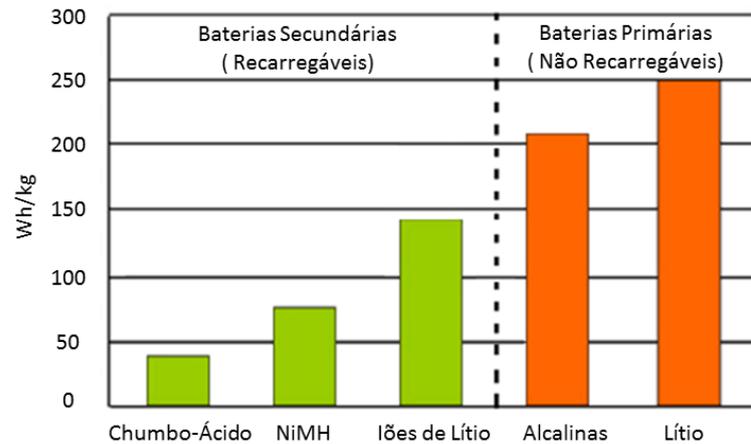


Figura 2.2 – Comparação entre a energia específica de baterias primárias e secundárias, adaptado de [6].

Para compreender a caracterização e diferenciação entre os diversos tipos de baterias é necessário conhecer alguns conceitos [4]:

- Densidade de Energia (Wh/l) – Define a relação entre a quantidade de energia máxima armazenada na bateria e o seu volume;
- Densidade de Potência (W/l) – Define a relação entre a potência máxima que uma bateria pode fornecer e o seu volume;
- Capacidade (Ah) – Define a corrente elétrica que uma bateria é capaz de fornecer num dado período de tempo;
- Energia Específica (Wh/kg) – Define a relação entre a quantidade máxima de energia armazenada na bateria e a sua massa;
- Potência Específica (W/kg) - Define a relação entre a potência máxima que uma bateria pode fornecer e a sua massa;
- Taxa-C (*C-Rate*) – É a relação entre a corrente de carga ou descarga (A), e a capacidade (Ah) de uma bateria. Por exemplo, uma bateria de 2,5 Ah pode fornecer uma corrente de 2,5 A durante 1 hora. Neste caso a bateria estaria a fornecer corrente a uma *C-Rate* de 1 C;
- Ciclos de vida - Número de ciclos que uma bateria pode ser carregada e descarregada, sob condições específicas, antes da sua capacidade disponível atingir um valor mínimo;

- Tensão de Corte (*Cut-off Voltage*) – É a tensão mínima, especificada pelo fabricante, até à qual a bateria pode ser descarregada sem ser danificada;
- Taxa de Auto-descarga – É a perda de capacidade, geralmente expressa por mês e em percentagem.

2.3. Tipos de Baterias

A primeira bateria primária surge em 1800, quando Alessandro Volta desenvolveu a pilha de Volta [2, 4, 5]. Este foi um marco histórico no que se viria a tornar na primeira de muitas tecnologias de armazenamento de energia, essenciais ao estilo de vida moderno. Alguns anos depois surgiu a primeira bateria recarregável, em muito semelhante às atuais baterias de Chumbo-Ácido. Desde então, com o evoluir da tecnologia, diferentes tipos de baterias surgiram no mercado. Dentro das tecnologias existentes, as principais categorias de baterias são de Chumbo-Ácido (*Lead-Acid*), Níquel Hidreto Metálico (NiMH) e Iões de Lítio (*Li-ion*).

2.3.1. Bateria de Chumbo-Ácido

A bateria de Chumbo-Ácido foi desenvolvida por Gaston Planté em 1859. Esta foi a primeira a estar comercialmente disponível, continuando a ser aperfeiçoada ao longo do tempo. Estas baterias foram usadas, como fonte de energia, nos primeiros veículos elétricos em 1895 [5].

Nestas baterias, o material ativo no eletrodo positivo é o dióxido de chumbo (PbO_2) e no eletrodo negativo é o chumbo metálico (Pb), organizado numa estrutura porosa de modo a maximizar a sua área de superfície. O material resultante da descarga é igual em ambos os eletrodos, sendo este o sulfato de chumbo (PbSO_4). Durante a descarga, a tensão diminui quer devido ao esgotamento do material, quer por perdas devido à resistência interna e polarização [5]. No caso de a corrente de descarga ser constante, para Taxas-C reduzidas, a tensão diminui suavemente até atingir a tensão de corte, como pode ser verificado através do seu perfil de descarga (Figura 2.3).

A equação (2.1) descreve o processo de carga e descarga:



Em termos de características elétricas, este tipo de baterias apresentam uma tensão nominal de 2 V por célula e uma densidade de potência elevada. No entanto, possuem baixa energia específica e potência específica devido aos materiais que

utilizam. O facto de serem relativamente fáceis de produzir e com baixo custo de produção, faz com que estas sejam bastante populares em diversas aplicações [5, 7].

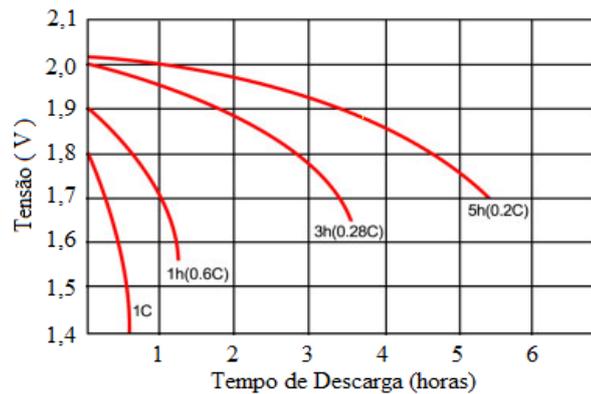


Figura 2.3 – Perfil de descarga típico de uma célula de Chumbo – Ácido para diferentes taxas de descarga, adaptado de [6].

As baterias de Chumbo-Ácido, comparativamente às restantes tecnologias de baterias, são bastante seguras. Isto deve-se principalmente ao facto de estas serem tolerantes a sobrecargas [8].

Uma topologia comum para estas baterias consiste em 6 células em série, denominada de SLI (*Start, Lighting, Ignition* – Arranque, Iluminação e Ignição), maioritariamente usadas em automóveis para o arranque do motor. Estas fornecem elevadas correntes por alguns segundos, sendo depois recarregadas durante o funcionamento do motor de combustão[3].

Nestas baterias, tal como na sua grande maioria, o funcionamento a temperaturas inadequadas reduz a sua capacidade. A sua deterioração também se pode dever ao fenómeno de sulfatação. Este fenómeno consiste na formação de sulfato de chumbo em excesso. Na sua causa pode estar uma descarga abaixo da tensão de corte da bateria, deixa-la descarregada por longos períodos de tempo ou devido ao nível do eletrólito estar baixo [5].

As três principais aplicações para esta tecnologia de baterias são: automóvel (SLI), sistemas de tração (carros de golf, cadeiras elétricas, empilhadoras, etc) e sistemas estacionários (iluminação de emergência, UPS, etc) [5].

Para cada uma das aplicações são necessárias características específicas. As baterias SLI devem possuir uma elevada densidade de potência para poder fornecer correntes elevadas, não necessitando no entanto de elevada densidade de energia. Para aplicações de sistemas de tração, as baterias de Chumbo-Ácido devem possuir, idealmente, uma elevada densidade de energia e serem capazes de ciclos de descarga profundos sem prejudicar o tempo de vida das baterias. No caso de sistemas

estacionários, é importante que a bateria se mantenha carregada por longos períodos de inatividade [5].

Na Tabela 2.1 são apresentadas as características genéricas de uma célula de Chumbo-Ácido.

Tabela 2.1 – Características genéricas de uma célula de Chumbo-Ácido [6].

Especificações	Bateria de Chumbo-Ácido
Energia Específica (Wh/kg)	30 - 50
Ciclos de Vida (a 80% de descarga)	200 - 300
Tempo de Carga Rápida (h)	8 - 16
Taxa de Auto-Descarga (por mês)	5%
Tolerância a Sobrecarga	Alta
Tensão Nominal (por célula)	2 V
Segurança de Utilização	Elevada – é tolerante a sobrecargas

2.3.2. Baterias de Níquel Hidreto Metálico

As baterias de Níquel Hidreto Metálico (*Nickel Metal Hydride* - NiMH) surgiram como uma melhoria às baterias de Níquel Cádmio (*Nickel Cadmium* - NiCd). O seu desenvolvimento iniciou-se por volta de 1967, sendo que só se tornou uma tecnologia viável por volta de 1980, com a descoberta de novas ligas metálicas que tornaram estas baterias estáveis [7]. Esta tecnologia de baterias mostrou-se particularmente interessante como alternativa às baterias de NiCd, bem como para veículos elétricos e híbridos. Um exemplo disso foi a sua utilização no EV1 da *General Motors* (Figura 2.4), sendo posteriormente adotada pela *Toyota* em alguns dos seus modelos híbridos [3].

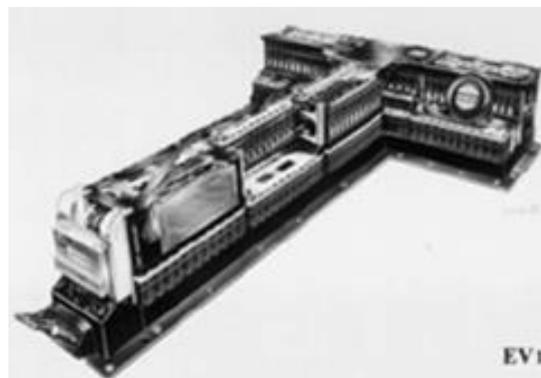


Figura 2.4 – Ilustração do banco de baterias de NiMH utilizado no carro elétrico EV1 [3].

As baterias de NiMH apresentam uma tensão nominal inferior às de Chumbo Ácido (cerca 1,25 V por célula). Este fator, aliado a um perfil de descarga

plano (Figura 2.5), resulta numa maior dificuldade na determinação do seu estado de carga. No entanto, possuem uma maior densidade de energia, o que as torna mais adequadas para aplicações portáteis.

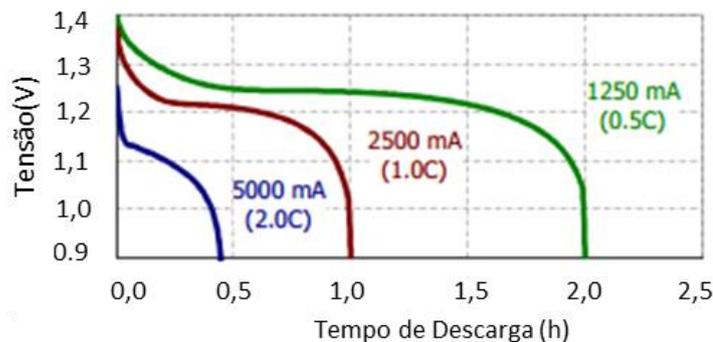


Figura 2.5 – Perfil de descarga de uma célula de NiMH para diferentes *C-Rates*, adaptado de [9].

Comparativamente às baterias de NiCd, as de NiMH apresentam como principais vantagens não serem poluidoras devido a não utilizarem Cádmio. Possuem ainda uma maior densidade de energia e não sofrem de efeito memória¹. As desvantagens são uma menor densidade de potência e tolerância a sobrecargas relativamente às suas antecessoras. Relativamente às baterias de Iões Lítio, apresentam como principais vantagens o seu baixo custo e o facto de serem mais seguras. Apesar disso, as baterias de NiMH têm vindo a ser substituídas pelas de Iões de Lítio [6].

As baterias de NiMH usam o mesmo material no eléctrodo positivo que as de NiCd, o Níquel Oxi-Hidróxido (Ni(O)OH), sendo que a principal diferença se prende com a utilização de uma liga metálica no eléctrodo negativo [5].

A equação (2.2) descreve as reacções de carga e descarga:



Genericamente, *MH* representa o hidreto metálico e *M* representa o metal. Existe um elevado número de metais para o eléctrodo negativo, podendo a sua maioria ser classificada de acordo com dois grupos, AB₅ e AB₂, onde A e B representam diferentes metais na liga [5].

Na Tabela 2.2 estão apresentadas as características genéricas de uma célula de Níquel Hidreto Metálico.

¹ O Efeito Memória refere-se ao fenómeno sofrido por algumas tecnologias de baterias as quais ajustam (lembram) as suas propriedades eléctricas para uma certa profundidade de descarga, quando sujeitas repetidamente a descargas incompletas.

Tabela 2.2 – Características genéricas de uma célula de NiMH [6].

Especificações	Bateria de NiMH
Energia Específica (Wh/kg)	60 – 120
Ciclos de Vida (a 80% de descarga)	300 – 500
Tempo de Carga Rápida (h)	2 – 4
Taxa de Auto-Descarga (por mês)	30%
Tolerância a Sobrecarga	Baixa
Tensão Nominal (por célula)	1,25 V
Segurança de Utilização	Média - Requer alguns dispositivos de segurança.

2.3.3. Baterias de Iões de Lítio

As baterias de Iões de Lítio são atualmente, a escolha preferencial para um vasto leque de aplicações, desde telemóveis e computadores portáteis, até veículos elétricos, equipamentos militares e equipamentos médicos.

Aquando da sua introdução no mercado em 1970, as baterias primárias de Lítio apresentavam características bastante promissoras em termos de energia específica e densidade de energia. Neste contexto, surgiu o interesse em torna-las recarregáveis, tirando partido das suas potencialidades [5].

Inicialmente a pesquisa baseou-se no uso de lítio metálico no ânodo da bateria, o que lhe proporcionava uma excelente densidade de energia. Contudo, devido à utilização desse material, formavam-se *dendrites*² no ânodo que, com o decorrer dos ciclos de vida da bateria, alastravam-se penetrando o separador e causando curto-circuitos. A solução deste problema passou pela utilização de materiais de carbono no eléctrodo negativo, como grafite, *coke* e *hard carbon*. Com isto, foi possível superar algumas das limitações e problemas da utilização de lítio [5].

As baterias de Iões de Lítio foram introduzidas no mercado em 1991 pela *Sony*, sendo que desde então continuam a ser melhoradas. O mercado desta tecnologia continua a aumentar, especialmente devido ao ressurgimento do interesse nos veículos elétricos e à crescente importância do armazenamento de energia em grande escala, associado à produção de energia por fontes de energia renováveis [5].

Em termos de composição, as baterias de Iões de Lítio utilizam no eléctrodo negativo materiais de carbono, sendo a grafite o mais usado. A escolha prende-se com o

² *Dendrites* são depósitos de lítio que se formam à superfície dos eléctrodos durante a carga e continuam a crescer a cada ciclo, podendo causar o mau funcionamento da célula.

facto de que a grafite permite uma curva de descarga mais plana. No elétrodo positivo são usados óxidos de metal ou compostos de fosfato. Os três tipos de materiais mais comuns são o óxido de lítio - cobalto (LiCoO_2), o óxido de lítio – manganês (LiMnO_4) e o fosfato de lítio – fosfato - ferro (LiFePO_4) (Figura 2.6) [5].

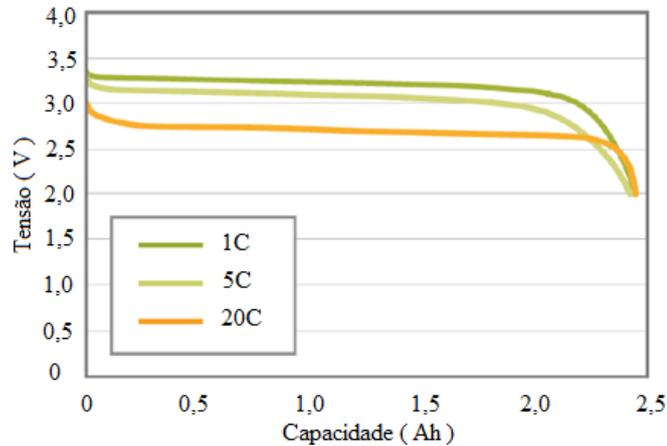


Figura 2.6 – Perfil descarga de uma bateria de de Lítio-Fosfato-Ferro para diferentes C-Rates, adaptado de [10].

As células de Iões de Lítio funcionam baseadas num processo químico designado de intercalação, no qual os iões de lítio são inseridos na estrutura molecular do material do elétrodo. Quando o elétrodo negativo de uma célula é reduzido durante a carga, os iões de lítio são intercalados entre as camadas individuais de grafite, segundo a equação (2.3):



Onde C_6 é um hexágono de carbono e χ representa a quantidade de iões de lítio intercalados por unidade de grafite C_6 . O Processo inverso ocorre durante a descarga.

O primeiro material usado para o elétrodo positivo foi o LiCoO_2 , continuando ainda a ser bastante utilizado. Este possui uma estrutura organizada em camadas, na qual os iões de lítio são inseridos entre as camadas de cobalto e oxigénio. A reação de intercalação é similar à mencionada anteriormente para o elétrodo negativo. Durante a carga, os iões abandonam o LiCoO_2 e intercalam-se com o CoO_2 durante a descarga, segundo a equação (2.4):



Nem todos os materiais são estruturados em camadas. O LiMnO_4 e o LiFePO_4 possuem estruturas tridimensionais, sendo os iões de lítio introduzidos entre os átomos (Figura 2.7).

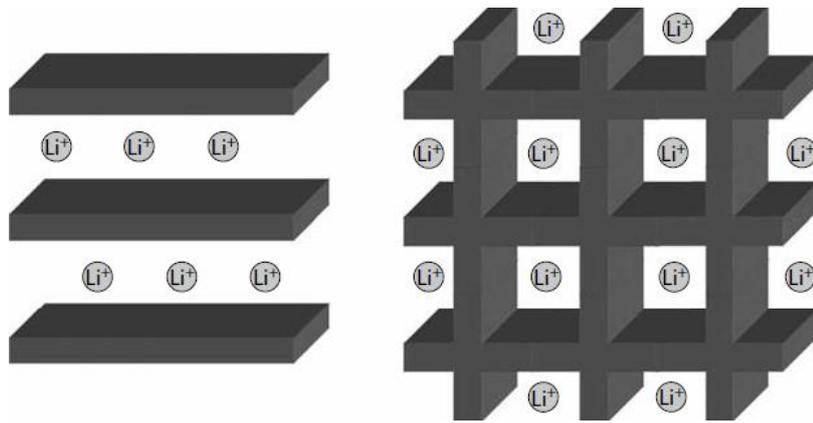


Figura 2.7 – Organização estrutural dos materiais do cátodo para LiCoO_2 e $\text{LiMnO}_4 / \text{LiFePO}_4$ [5].

Dentro das baterias de Iões de Lítio, diferentes constituintes representam diferentes características, resultando em variações na capacidade, densidade de energia, densidade de potência e até na sua segurança e estabilidade. Um exemplo disso são as baterias de LiFePO_4 que, devido aos seus constituintes, são mais seguras e estáveis que as restantes, possuindo também um maior número de ciclos de vida.

Na Tabela 2.3 estão apresentadas as características gerais para os três principais tipos de baterias de Iões de Lítio apresentadas neste capítulo.

Tabela 2.3- Especificações genéricas dos três tipos de baterias de Iões de Lítio apresentados [6].

Especificações	Bateria de Lítio - Cobalto (LiCoO_2)	Bateria de Lítio - Manganês (LiMnO_4)	Bateria de Lítio - Fosfato-Ferro (LiFePO_4)
Energia Específica (Wh/kg)	150 – 190	100 – 135	90 – 120
Ciclos de Vida (a 80% de descarga)	500 – 1000	500 – 1000	1000 – 2000
Tempo de Carga Rápida (h)	2 – 4	< 1	< 1
Taxa de Auto-Descarga (por mês)	< 10%		
Tolerância a Sobrecargas	Baixa		
Tensão Nominal (por célula)	3,6 V	3,8 V	3,3 V
Segurança de Utilização	Baixa – muito pouco tolerantes a abusos na sua utilização		

Outra variante das baterias de Iões de Lítio são as baterias de Iões de Lítio Polímero, usualmente denominadas baterias de Lítio Polímero ou LiPo. Quando foram desenvolvidas, em 1970, as baterias de LiPo utilizavam como eletrólito um polímero sólido, que se assemelhava a uma película de plástico. Esta particularidade traduzia-se numa maior segurança, visto não existir nenhum líquido que pudesse vazar da bateria e inflamar-se, bem como na possibilidade de produção de baterias bastante finas. Contudo, este material possuía o problema de apresentar baixa condutividade à

temperatura ambiente. Assim, era necessário utilizar as baterias a temperaturas elevadas, o que as tornava incompatíveis com diversas aplicações. A solução encontrada foi a adição de um eletrólito sob a forma de gel [4, 6].

Atualmente, as células comerciais utilizam uma membrana porosa de polietileno ou polipropileno como separador preenchido com um polímero em gel. Ao nível dos constituintes e reações químicas, estas baterias são muito semelhantes às de Iões de Lítio convencionais. Embora o seu preço seja mais elevado, possuam ligeiramente menor densidade de energia e menor número de ciclos de vida que as baterias de Iões de Lítio convencionais, estas apresentam como principal vantagem poderem ser fabricadas com espessuras bastante reduzidas.

Dadas as suas características, as baterias de LiPo têm vindo a atrair especial atenção dos fabricantes de equipamentos portáteis. São também cada vez mais utilizadas em aplicações de maior potência, como veículos elétricos.

2.3.4. Novas Tecnologias de Baterias

Com o crescimento do mercado das baterias, a atenção voltou-se para o melhoramento e desenvolvimento de novas tecnologias que satisfaçam as exigências energéticas das aplicações atuais, em especial para aplicações de mobilidade elétrica.

Uma tecnologia que tem sido alvo de bastante atenção são as baterias de Lítio-Ar (Li-O₂). Esta tecnologia baseia-se na substituição do material do cátodo por um material poroso (usualmente baseado em carbono) que utiliza Oxigénio (O₂) durante o processo de carga e descarga. Isto resulta, teoricamente, num aumento substancial da densidade de energia (entre 4 a 10 vezes maior) quando comparado com as mais recentes baterias de Iões de Lítio. Um dos fatores que contribui para isso é o facto de o oxigénio ser obtido do exterior, não necessitando de ser armazenado, tornando assim estas baterias mais leves. Apesar disso, atualmente ainda existe uma série de limitações que têm de ser superadas [11]. Como prova das potencialidades desta tecnologia, a IBM lançou em 2009 o projeto *Battery 500*. Este tem como meta desenvolver a tecnologia das baterias de Lítio-Ar tornando-as capazes de alimentarem um veículo elétrico, proporcionando um alcance de 500 milhas com uma única carga [12].

Outra tecnologia bastante promissora é a das baterias de Lítio-Enxofre (Li-S). Estas baterias possuem como principais vantagens a sua elevada densidade de energia, baixo custo e abundância do material usado nos elétrodos [13]. Tais como as anteriores, estas ainda possuem limitações que têm de ser superadas, embora já existam empresas que pretendem comercializar esta tecnologia [13, 14].

2.4. Modelação das Baterias

A modelação das baterias é fundamental para a compreensão e análise do seu funcionamento. Existem diferentes tipos de modelação, com diferentes níveis de complexidade que, melhor ou pior, modelam algumas das características importantes das baterias. De um modo geral, os modelos podem ser divididos em 3 categorias:

- Modelos Eletroquímicos – são baseados em equações físico-químicas que caracterizam as reações que ocorrem na bateria. Estes modelos são usados maioritariamente para caracterizar os mecanismos fundamentais da geração de energia na bateria, bem como relacionar os parâmetros macroscópicos (tensão e corrente) com os microscópicos (concentração e distribuição). Tanto as reações quanto a sua descrição são relativamente complexas, e por isso menos intuitivas [15, 16].
- Modelos Matemáticos – são úteis para prever certos comportamentos das baterias, tais como a duração e eficiência, baseando-se em equações empíricas ou métodos matemáticos. Contudo, não permitem obter informação relevante sobre os parâmetros de tensão e corrente da bateria, os quais são importantes para simulação e otimização dos sistemas de gestão das mesmas. Para além disso, estes modelos são pouco exatos, possuindo taxas de erros entre os 5% e 20% [15].
- Modelos Eléctricos – são equivalentes eléctricos que utilizam elementos passivos, como condensadores, bobinas, resistências, e elementos ativos como fontes de tensão e corrente, para modelar as características da bateria. O seu uso permite conhecer as principais características da bateria de modo mais simples e intuitivo, podendo inclusive serem integradas e analisadas recorrendo a software de simulação de circuitos eléctricos. Apesar de mais simples, estes modelos são bastante precisos, possuindo uma taxa de erro entre os 2% e os 5% [15].

Os modelos eléctricos são especialmente úteis nas áreas de engenharia eléctrica e electrónica devido à sua simplicidade e precisão. Seguidamente apresentam-se alguns modelos eléctricos que possibilitam a representação do funcionamento de uma bateria, nomeadamente: Modelo Simples; Variação do Modelo Simples; Modelo Baseado no Equivalente de Thevenin; Modelo Baseado na Impedância; Modelo Baseado no Tempo de Duração; Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e Característica I - V ; e Modelo *Battery*.

2.4.1. Modelo Simples

O Modelo Simples, tal como o próprio nome indica, é o modelo mais simples representativo de uma bateria, composto apenas por uma resistência *ESR* (*Equivalent Series Resistance* – Resistência Série Equivalente), e uma fonte de tensão (E_0), sendo a tensão aos seus terminais dada por V_o (Figura 2.8). Este modelo tem diversas desvantagens, tais como não contemplar a variação da resistência interna, não possuir resposta a transitórios nem modelar a variação do estado de carga da bateria [17]. Contudo, tem como principal vantagem o facto de ser bastante simples, podendo ser útil na simulação de circuitos nos quais o estado de carga e resposta da bateria em CC (Corrente Contínua) não sejam importantes.

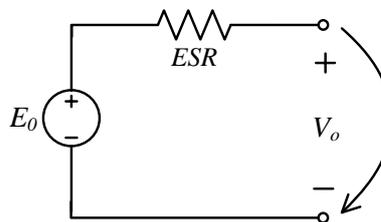


Figura 2.8 – Modelo Simples de uma bateria, composto por uma fonte de tensão, E_0 , e uma resistência em série, ESR .

Uma variação deste modelo consiste na adição de um condensador em série com os componentes anteriores (Figura 2.9). Deste modo, o condensador modela a variação do estado de carga, a fonte de tensão modela a tensão de corte e a resistência modela a resistência interna da bateria. Este modelo mantém algumas das limitações do anterior, como não modelar a resposta a transientes, entre outras. Contudo, devido à adição do condensador é possível modelar, embora com pouca exatidão, a variação da tensão na bateria. Este fator faz com que o modelo seja adequado para simulações nas quais as formas de onda não sejam fulcrais mas é necessário modelar a variação da tensão na bateria.

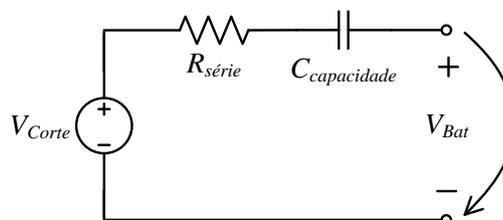


Figura 2.9 – Esquema elétrico da Variação do Modelo Simples.

2.4.2. Modelo Baseado no Equivalente de Thévenin

O Modelo Baseado no Equivalente de Thévenin (Figura 2.10) é composto por uma resistência, $R_{Série}$, que representa a resistência interna da bateria, e por uma malha RC que modela a resposta a transitórios de carga. Assim, este é capaz de modelar a resposta transitória a uma carga, para um determinado estado de carga, assumindo uma tensão de circuito aberto $V_{oc}(SoC)$ constante. Este é limitado no sentido que não permite modelar a resposta em Corrente Contínua (CC) nem o tempo de duração da bateria [15, 17].

Derivações deste modelo podem introduzir melhorias no mesmo. Por exemplo, substituindo a fonte de tensão por uma fonte de tensão variável é possível modelar a variação não linear da tensão em circuito aberto. Contudo, esta solução introduz alguma complexidade devido ao cálculo do estado de carga, implicando um erro mais elevado, entre outras desvantagens associadas [15, 18].

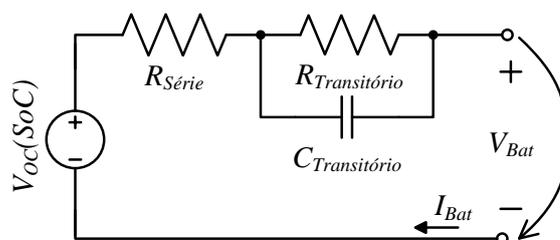


Figura 2.10 – Representação do modelo elétrico baseado no Equivalente de Thevenin, composto por uma fonte de tensão, $V_{oc}(SoC)$, uma resistência, $R_{série}$, e uma malha RC para a resposta a transitórios.

2.4.3. Modelo Baseado na Impedância

O modelo baseado na Impedância utiliza a técnica de eletroscopia de impedância eletroquímica (*Electrochemical Impedance Spectroscopy* – EIS) para obter o modelo equivalente da impedância em Corrente Alternada (CA), no domínio da frequência. Este requer uma complicada rede equivalente, Z_{CA} , para ajustar o espectro da impedância (Figura 2.11) [15].

Neste modelo, $R_{série}$ e $L_{série}$ modelam a resistência interna da bateria, Z_{CA} modela o equivalente eletroquímico, e a fonte de tensão, $V_{oc}(SoC)$, modela a tensão em circuito aberto para um determinado estado de carga [17].

Para a obtenção deste modelo, aplica-se um sinal de corrente sinusoidal à bateria, sendo analisada a sua resposta ao mesmo, resposta esta que depende da impedância [19].

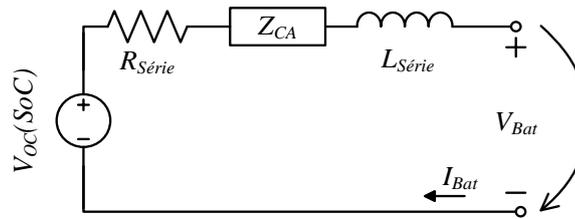


Figura 2.11 – Representação do Modelo Elétrico Baseado na Impedância.

Este modelo apenas abrange o funcionamento para um estado de carga e temperaturas fixas, não sendo assim capaz de prever a resposta em CC nem o tempo de duração da bateria [15, 17].

2.4.4. Modelo Baseado no Tempo de Duração

O Modelo Baseado no Tempo de Duração da bateria utiliza um conjunto de circuitos (Figura 2.12) para simular o tempo de duração e a resposta em CC da bateria para descargas contínuas, pelo que não possui a capacidade de modelar com precisão a resposta para descargas variáveis [15, 17].

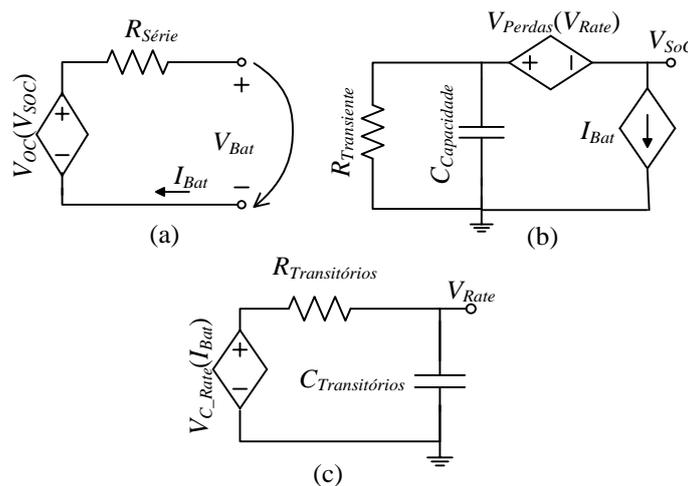


Figura 2.12 – Representação do Modelo Elétrico Baseado em Tempo de Duração, composto por: (a) Circuito que modela a tensão aos terminais da bateria; (b) Circuito que modela a resposta a transitórios e perdas internas da bateria; (c) Circuito que modela a capacidade.

Este modelo é composto por três circuitos, sendo que cada um deles modela uma característica ou conjunto de características diferentes da bateria. O circuito da Figura 2.11 (a) modela a tensão aos terminais da bateria, bem como o estado de carga, recorrendo a uma resistência, $R_{Série}$, e a uma fonte de tensão dependente $V_{soc}(SoC)$. O circuito da Figura 2.11 (b) modela a capacidade da bateria, a taxa de auto-descarga e as perdas na bateria através de um condensador, $C_{capacidade}$, uma resistência, $R_{Auto-Descarga}$, em paralelo com o condensador, e de uma fonte de tensão dependente. O circuito da Figura 2.11 (c) modela a resposta a transitórios através de uma resistência, $R_{Transitórios}$,

um condensador, $C_{Transitórios}$, e uma fonte de tensão dependente da corrente aos terminais da bateria. A ligação entre os circuitos é feita através das fontes de tensão e de corrente dependentes [15, 17].

2.4.5. Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e Característica $I-V$

Analisando os modelos apresentados anteriormente, verifica-se que nenhum possui a capacidade de prever simultaneamente as características Corrente-Tensão ($I-V$) e o tempo de vida de uma bateria. Um modelo mais abrangente e intuitivo, capaz de modelar o tempo de execução e a característica de $I-V$ de uma bateria é apresentado em [15]. Este modelo (Figura 2.13) combina características dos modelos apresentados anteriormente [15].

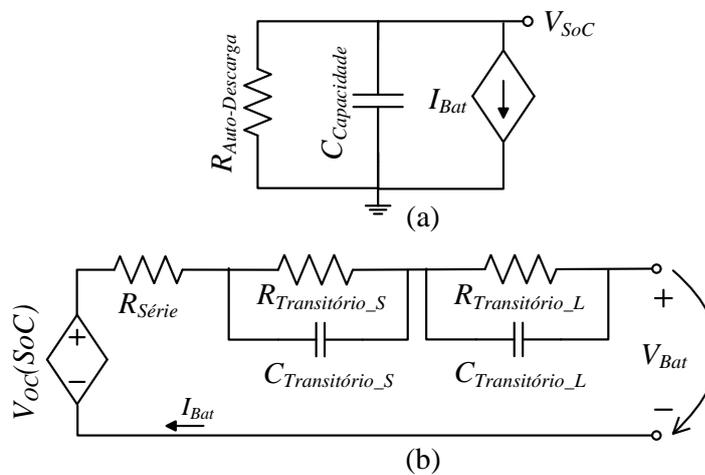


Figura 2.13 – Representação do Modelo Elétrico Capaz de Prever o Tempo de Duração e Características $I-V$ da bateria: (a) Circuito que modela o tempo de duração; (b) Circuito que modela a característica $I-V$ da bateria.

O modelo é composto por dois circuitos, sendo que o circuito da Figura 2.12 (a) modela o tempo de duração da bateria e o circuito da Figura 2.12 (b) modela a característica $I-V$. O condensador e a fonte de corrente controlada da Figura 2.12 (a) modelam a capacidade, o estado de carga, o fenómeno de auto-descarga e o tempo de vida da bateria. Na Figura 2.12 (b), as malhas RC modelam a resposta da bateria a transitórios de curta e longa duração, e $R_{série}$ representa a resistência interna da bateria. A fonte de tensão controlada relaciona o estado de carga da bateria com a sua tensão em circuito aberto. Deste modo, este modelo é capaz de modelar as características dinâmicas das baterias, como a capacidade utilizável, a tensão em circuito aberto e a resposta a transitórios [15, 17].

Os parâmetros deste modelo são dependentes de diversos fatores, tais como o estado de carga, a corrente, a temperatura e os ciclos de vida da bateria. Algumas

simplificações podem ser feitas de modo a tornar este modelo mais compreensível, tais como considerar que os ciclos de vida não têm efeito na capacidade da bateria, e considerar uma temperatura constante e controlada para o seu funcionamento. Para a sua obtenção é necessário realizar um conjunto de ensaios nos quais, através das curvas de carga e descarga obtidas, é feita a extrapolação das equações que regem a variação dos valores dos componentes do circuito em relação ao estado de carga da bateria [15].

2.4.6. Modelo *Battery*

O software *MATLAB* possui um modelo genérico para baterias de Iões de Lítio, Chumbo-Ácido, Níquel Cádmio e Níquel Hidreto Metálico. Este modelo pode ser parametrizado para modelar as diferentes tecnologias de baterias [20].

Este modelo genérico é constituído por um conjunto de blocos matemáticos e elementos elétricos (Figura 2.14), variando consoante o tipo de bateria e se está em carga ou em descarga. Nestes blocos estão definidas as equações que regem o comportamento da bateria durante o ciclo de carga e descarga.

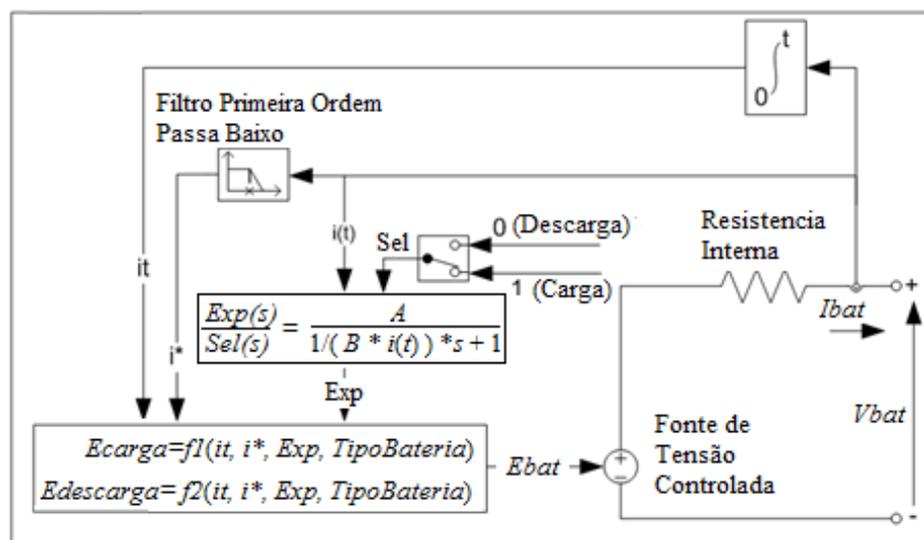


Figura 2.14 – Esquema de blocos que compõe o modelo *Battery*, adaptado de [20].

Os parâmetros da bateria podem ser ajustados de modo a modelar a resposta de uma tecnologia de bateria específica com base na sua curva de descarga. Este modelo baseia-se num conjunto de pressupostos:

- O valor da resistência mantém-se constante durante os ciclos de carga e descarga, não variando com a amplitude da corrente;
- Os parâmetros deduzidos do ciclo de descarga assumem-se iguais para o ciclo de carga;
- A capacidade da bateria não varia com a amplitude da corrente;

- A temperatura não influencia os parâmetros;
- O fenómeno de auto-descarga não é considerado e a bateria não possui efeito memória.

O facto dos parâmetros serem obtidos através da curva de descarga da bateria e de informações disponíveis no *datasheet* torna a parameterização deste modelo bastante mais simples.

A validação experimental deste modelo, feita em [21], apresentou um erro máximo de 5% para um estado de carga entre 10% e 100%, com uma corrente de carga entre 0 e 2C e uma corrente de descarga entre 0 e 5C [20].

2.5. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as principais tecnologias de baterias existentes no mercado, abordando, de um modo genérico, as suas estruturas bem como algumas das características específicas a cada tecnologia. Foram também apresentadas diferentes abordagens à modelação das mesmas.

As baterias de Iões de Lítio têm vindo a tornar-se cada vez mais a escolha preferencial para veículos elétricos, devido às suas características como a elevada densidade de energia e densidade de potência, entre outras. Porém, o elevado custo das baterias, bem como a necessidade de sistemas que garantam a utilização segura das mesmas, são o principal entrave à maior expansão desta tecnologia.

Quanto às técnicas de modelação das baterias, os modelos elétricos têm a vantagem de, para além de serem mais intuitivos, serem também bastante precisos. O modelo capaz de prever o tempo de duração da bateria e as características *I-V* conjuga as vantagens dos principais modelos elétricos, modelando o funcionamento contínuo e a resposta a transientes em função do estado de carga da bateria. O modelo *Battery* permite simular diferentes tipos de baterias, apresentando como principal vantagem a simplicidade na determinação dos parâmetros, sendo que, devido às simplificações, é menos preciso que os anteriores para determinados perfis de carga e descarga. A Variação do Modelo Simples apresenta-se como uma alternativa viável para casos em que o pretendido seja modelar de uma maneira simples uma bateria, sem necessidade de precisão na resposta da bateria a transitórios, nem na sua forma de onda durante a carga e descarga.

CAPÍTULO 3

Sistemas de Gestão de Baterias

3.1. Introdução

Um BMS (*Battery Management System* – Sistema de Gestão de Baterias), como o próprio nome indica, é um sistema que faz a gestão energética das baterias, atuando sobre diversos parâmetros de modo a garantir o seu correto funcionamento, dentro das suas condições de segurança. Como tal, as suas funções e características estão diretamente ligadas à tecnologia que está a gerir.

Com o evoluir da tecnologia das baterias e respetivas aplicações, os BMSs tornaram-se indispensáveis. Nos últimos anos, com o ressurgimento e crescimento do interesse na mobilidade elétrica, estes sistemas tornaram-se mais importantes que nunca. Isto deve-se em muito devido ao custo das baterias representar uma boa parte do preço final da aplicação. Deste modo, torna-se essencial uma eficiente gestão energética com vista a aumentar o alcance que estes veículos podem percorrer, bem como o número de ciclos de vida das baterias [22].

Neste capítulo são abordadas algumas das topologias existentes para a equalização da carga das baterias, métodos para a determinação do estado de carga e estado de saúde das baterias, técnicas e métodos usados para a monitorização dos parâmetros das baterias bem como alguns algoritmos de carregamento das mesmas. Será também apresentada uma comparação entre os sistemas comercialmente disponíveis e os sistemas desenvolvidos à medida das necessidades da aplicação.

3.2. Estrutura de um BMS

Como mencionado anteriormente, o BMS deve implementar uma série de funções de modo a fazer a gestão e garantir o correto funcionamento das baterias [23]. As funções a implementar estão relacionados com o tipo de bateria que o BMS vai gerir. Neste capítulo serão apresentadas em maior detalhe algumas soluções para a implementação destas funções.

Em termos de estrutura física um BMS pode assumir uma de duas configurações (Figura 3.1):

- **Distribuída:** Numa estrutura distribuída as baterias são organizadas em módulos *slave*. Cada módulo *slave*, encarregue da amostragem e atuação sobre o respetivo módulo, pode ter uma ou mais baterias associadas. Os módulos *slave* comunicam com o módulo *master*, que faz a gestão dos diversos módulos bem como, usualmente, a comunicação para a interface com o utilizador [24]. Esta topologia é usualmente preferível para aplicações com elevado número de baterias, bem como para situações em que seja previsível ou desejado aumentar o número de baterias.
- **Centralizada:** Numa estrutura centralizada o BMS faz a gestão de todas as baterias, estando diretamente ligado a cada uma delas [24]. Esta solução é prática, especialmente quando o sistema a gerir é constituído por relativamente poucas baterias, uma vez que com o aumento do número de baterias a complexidade do sistema vai aumentado. Isto deve-se principalmente devido às necessidades de hardware, mas também à capacidade de processamento que o controlador necessita de possuir para fazer a amostragem, o processamento e atuar sobre as baterias.

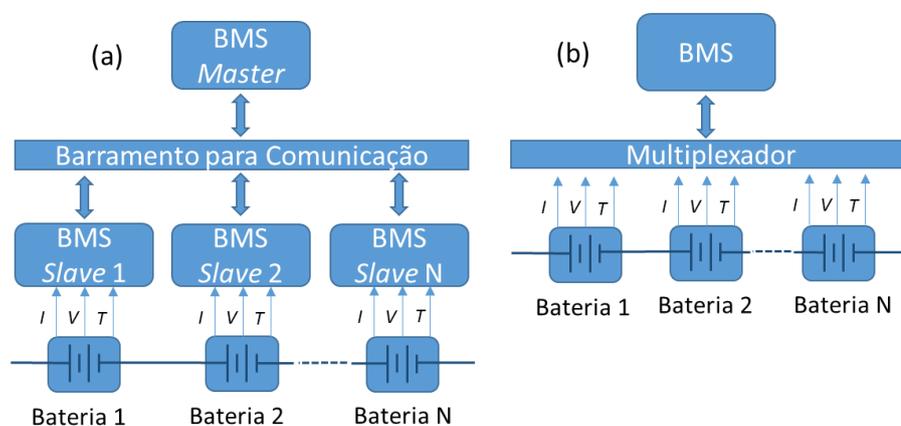


Figura 3.1 – Estruturas de um BMS: (a) Distribuída; (b) Centralizada.

3.3. Técnicas de Equalização de Baterias

Em diversas aplicações é útil fazer associações de baterias quer em paralelo para aumentar a capacidade, quer em série para aumentar a tensão aos seus terminais. Em alguns veículos elétricos os bancos de baterias atingem tensões superiores a 300 V aos seus terminais [22, 25]. As associações das baterias em série, aliadas ao facto de que existem variações na capacidade e resistência de bateria para bateria, podem mostrar-se

potencialmente nocivas para o bom funcionamento do banco de baterias, bem como a sua vida útil [26, 27].

Aquando da carga do banco de baterias, é aplicada aos seus terminais a tensão necessária para carregar a série de baterias, segundo um algoritmo de carregamento específico. Analisando apenas a tensão aos terminais do banco de baterias, o carregamento pode aparentar estar a ser corretamente efetuado, quando na realidade podem existir desequilíbrios nas tensões dentro do mesmo [8, 28]. Estes desequilíbrios podem levar a que uma bateria atinga a sua tensão de fim de carga enquanto as restantes ainda estão a carregar (Figura 3.2). Isto é potencialmente perigoso visto poder originar, durante a carga, a sobrecarga de algumas das baterias, resultando na diminuição da vida útil das mesmas ou ate mesmo colocar em perigo o seu utilizador devido à possibilidade de explosão [28, 29]. Durante a descarga, os desequilíbrios podem levar a que a sua tensão desça abaixo do nível recomendando, reduzindo assim a vida útil das baterias e tornando necessários cuidados especiais no início de carga.

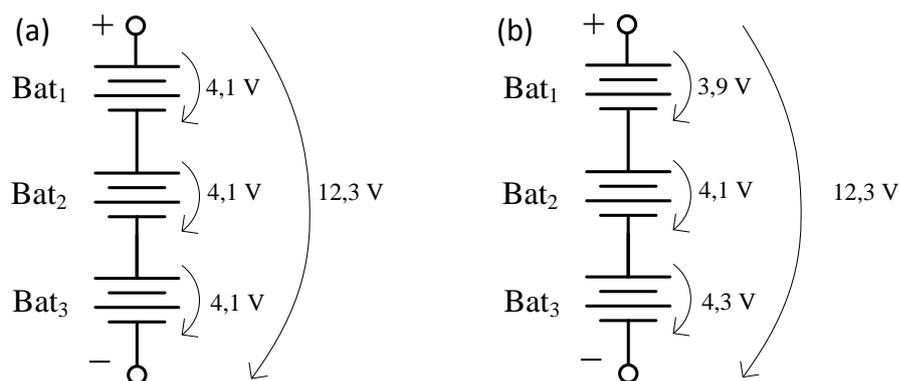


Figura 3.2 – Exemplos de dois bancos de baterias: (a) Equilibrado; (b) Desequilibrado.

Algumas baterias são mais tolerantes a sobrecargas e até possuem mecanismos específicos para lidarem com esses abusos, sendo exemplo disso as de Chumbo-Ácido [8, 26]. Porém, tecnologias mais recentes, como as de Iões de Lítio, não possuem estes mecanismos nem tolerância, sendo assim essencial a equalização da carga das mesmas para não as danificar [8, 22]. Como tal, existem diversas técnicas para a equalização da carga das baterias, que podem ser divididas em duas categorias: Passivas ou Dissipativas e Ativas ou Não Dissipativas [27, 30]. A principal diferença entre estas prende-se com o modo como a equalização da carga é efetuada. Nos métodos Passivos, a energia em excesso é dissipada através de elementos resistivos, até ficarem igualmente carregadas. Nos métodos de equalização Ativos, a energia é transferida da bateria com

mais carga para a com menos, até ambas ficarem iguais. Deste modo pouca energia é dissipada, tornando estas técnicas muito mais eficientes energeticamente.

Na literatura especializada são apresentadas várias técnicas de equalização, sendo este tema atualmente bastante discutido devido à crescente importância da utilização das baterias em diversas aplicações.

3.3.1. Topologia *Shunt* Resistivo

O *Shunt* Resistivo é uma topologia de equalização Passiva na qual é colocada uma resistência em paralelo com cada bateria (Figura 3.3). O valor das resistências deve ser igual de modo a que uma célula com maior tensão dissipe mais energia do que uma célula com uma tensão menor, equilibrando assim a tensão entre as baterias [30, 31]. Esta técnica não é controlada visto não ser possível controlar nem a energia dissipada nem as células nas quais se pretende dissipar.

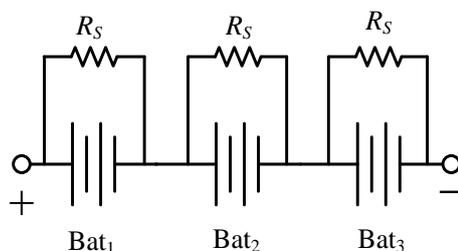


Figura 3.3 – Esquema da Topologia *Shunt* Resistivo.

Tal método, embora simples e com baixo custo de implementação apresenta diversas desvantagens entre as quais não ser controlado, desperdiçar energia na dissipação e necessitar de um cuidado especial com a gestão térmica.

3.3.2. Topologia *Shunt* Resistivo Controlado

O *Shunt* Resistivo Controlado apresenta-se como uma melhoria ao *Shunt* Resistivo. Este consiste na utilização de um interruptor controlado de modo a melhorar a gestão da equalização da carga das células (Figura 3.4). Este método permite, com recurso a um microcontrolador para o controlo e monitorização, dissipar energia de células específicas ou redirecionar a corrente de carga [8, 26, 30, 32]. Deste modo, a célula que já atingiu a tensão de fim de carga não é sobrecarregada.

O *Shunt* Resistivo Controlado apresenta como principal vantagem, em relação ao *Shunt* Resistivo, a possibilidade de uma melhor gestão energética das baterias, dissipando assim menos energia. Como contrapartida, este sistema é mais complexo e

de implementação mais dispendiosa, visto que é necessária a utilização de um microcontrolador, assim como a monitorização de alguns parâmetros.

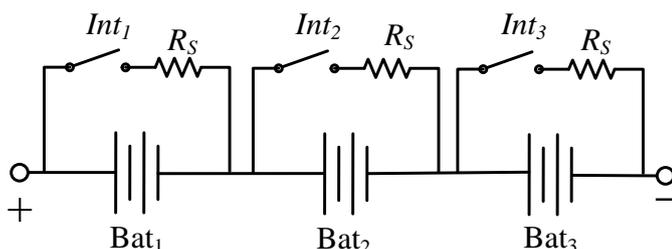


Figura 3.4 – Esquema da Topologia *Shunt* Resistivo Controlado.

3.3.3. Topologia Condensadores Comutados

A técnica Condensadores Comutados é uma topologia de equalização Ativa que se baseia na transferência de carga entre células adjacentes, através de um ou vários condensadores. Esta topologia, exemplificada para 3 baterias (Figura 3.5), consiste na utilização de um condensador entre cada duas baterias. Assim, através da comutação dos interruptores, os condensadores são carregados pelas baterias com maior tensão e descarregados para as com menor tensão, devido às diferenças de tensão entre o condensador e a bateria [8, 30, 33].

Nesta topologia apenas é necessário gerar dois sinais de controlo, em oposição de fase, que comutam os interruptores, *Int*, sincronamente entre as baterias, a uma frequência fixa, sem considerar o estado de carga de cada bateria. Deve ser sempre garantido um tempo morto entre a comutação dos interruptores para evitar curto circuitos.

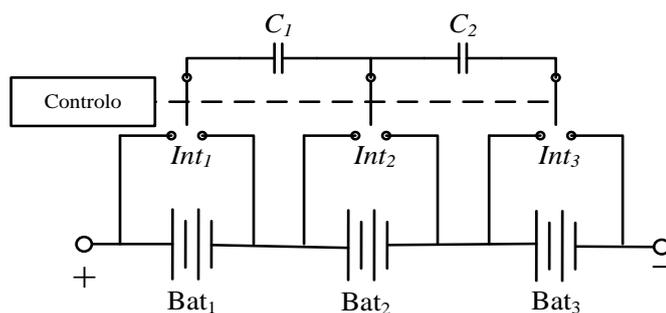


Figura 3.5 – Esquema da Topologia Condensadores Comutados.

Visto a equalização ser feita através da comutação cíclica dos interruptores entre as células, o controlo é mais simples visto não necessitar de sensores para determinar o estado de carga das baterias. Consequentemente, a equalização não é controlada por um valor padrão definido pelo utilizador, mas sim pelo estado de carga das baterias vizinhas [33]. Uma vez que todas as baterias estejam equilibradas, o consumo de

energia será mínimo, considerando que, idealmente, caso a tensão em todas as baterias seja igual, a comutação dos interruptores não transfere carga, logo não existem perdas [34].

Embora mais simples, este método não é tão eficaz para baterias nas quais uma elevada variação no estado de carga não represente uma elevada diferença na tensão. Isto deve-se ao facto de que a transferência de energia está dependente da diferença de tensão entre as baterias, entre outros fatores [8]. Outra limitação associada a este método é o tempo de equalização, especialmente quando existam células desequilibradas em extremidades opostas do banco de baterias [30, 34]. Visto que a carga, para ser distribuída terá de passar pelos condensadores todos, esta técnica de equalização não é muito rápida nestas situações.

3.3.4. Topologia Condensadores Comutados de Dupla Camada

Para melhorar a última limitação da topologia anterior, uma variação da mesma é apresentada em [34] que introduz o conceito de Método de Dupla Camada (*Double Tiered Method*) (Figura 3.6). Este consiste na utilização de mais um condensador por cada duas baterias, formando um novo nível e assim facilitando e melhorando a transferência de energia entre baterias mais afastadas [16, 30].

O circuito apresentado para a implementação deste método é em muito semelhante ao apresentado anteriormente. Tal como para a topologia Condensadores Comutados, também são necessários dois sinais de controlo, que comutam sincronamente, a uma frequência fixa em oposição de fase. Deve ser igualmente garantido um tempo morto entre comutações de modo a evitar curto circuitos nas baterias.

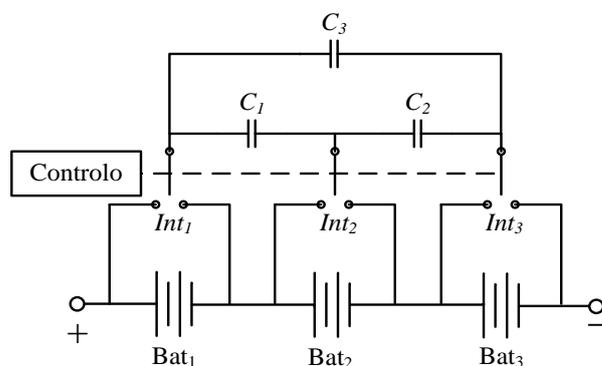


Figura 3.6 – Esquema da Topologia Condensador Comutado de Dupla Camada.

Este método permite uma equalização mais rápida visto que, com adição de uma nova camada, cria-se mais um caminho para a corrente circular, podendo assim

transferir-se energia mais rapidamente entre baterias mais distantes. Como contrapartida, este método requer mais componentes. Tal como na topologia anterior, a equalização é controlada pelo valor da carga nas células adjacentes e não pelo utilizador [30, 34].

3.3.5. Topologia Transformador Partilhado

Dentro das técnicas de equalização Ativas existem as que recorrem a bobinas ou transformadores para a transferência de energia [8, 32]. Estas geralmente apresentam menores tempos de equalização, possuindo como principal desvantagem um custo mais elevado de implementação [30].

Uma das topologias mais básicas é a Transformador Partilhado (*Shared Transformer*) [8, 30]. Nesta é utilizado um transformador com múltiplos secundários, sendo que a cada secundário está associada uma bateria (Figura 3.7). O princípio de funcionamento desta topologia é similar ao de uma fonte CC-CC *Flyback*. Quando o interruptor, *Int*, fecha o circuito, a energia extraída do banco de baterias vai ser armazenada no primário do transformador, sendo distribuída pelos secundários quando o interruptor abre. Como o núcleo é comum e o número de espiras de cada secundário é igual, as tensões vão ser iguais, sendo a corrente de cada secundário regida pela tensão de cada bateria. Assim, idealmente, as baterias com menos carga recebem mais energia, equilibrando as tensões [30, 35]. Os díodos garantem que apenas fluirá corrente para a bateria quando estiverem diretamente polarizados. Quando é detetado um desequilíbrio acima dos limites permitidos, é interrompida a carga e iniciada a equalização.

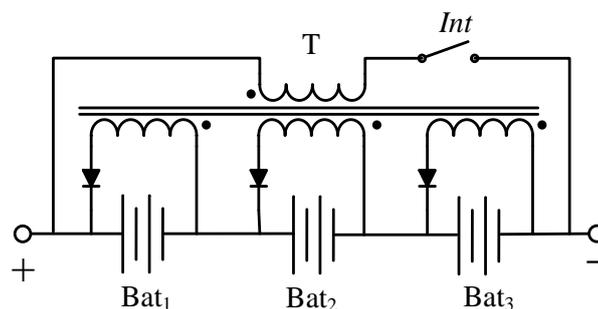


Figura 3.7 – Esquema da Topologia Transformador Partilhado.

Esta topologia apresenta como principais vantagens a robustez, devido aos componentes que utiliza e a velocidade com que é possível efetuar a equalização.

Apesar de simples, este método apresenta algumas desvantagens tais como o facto de, no caso de pretender fazer a equalização de n baterias, é necessário um

transformador com n secundários. Caso se pretendam adicionar mais baterias é necessário substituir o transformador por outro com um maior número de secundários [8].

3.3.6. Topologia com n Transformadores em Paralelo

Uma variação da topologia anterior é apresentada em [36] e consiste em múltiplos transformadores ligados em paralelo (Figura 3.8). Nesta topologia, são utilizados n transformadores para a equalização de n baterias, com os enrolamentos dos primários ligados em paralelo e uma bateria ligada a cada secundário. Através de interruptores é possível selecionar para onde se pretende direcionar a energia.

Tal como na topologia anterior, esta utiliza os mesmos princípios de funcionamento que uma fonte CC-CC *Flyback*. Quando o semiconductor S_1 é posto em condução, um dos interruptores Int , usados para selecionar a bateria para a qual se deseja transferir energia, está ativo, sendo que a energia obtida do banco todo será armazenada na indutância desse transformador. Quando o semiconductor é desligado, a energia é transferida para o secundário selecionado [36]. Esta topologia necessita de monitorização contínua da tensão de modo a que, quando for detetado um desequilíbrio acima dos limites permitidos, seja iniciada a equalização da carga das baterias.

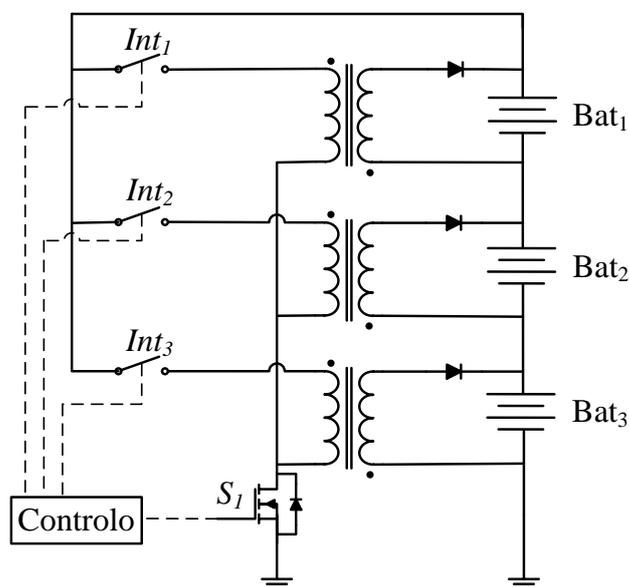


Figura 3.8 – Esquema do conversor para a equalização individual de carga, com os enrolamentos dos primários dos transformadores ligados em paralelo.

Contudo, ao contrário da topologia anterior, é possível direcionar a energia para a bateria com menor carga. Deste modo, para além de reduzir as perdas nos secundários dos transformadores, esta topologia equaliza a carga das baterias mais eficazmente [36].

Como utiliza múltiplos transformadores em vez de apenas um com vários secundários é mais fácil a aplicação desta técnica a bancos de baterias de maiores dimensões, bem como a adição de novas baterias ao sistema.

3.4. Determinação do Estado de Carga

A determinação do estado de carga (SoC – *State of Charge*) de uma bateria é uma função importante num BMS. O SoC define a capacidade disponível na bateria relativamente à sua capacidade nominal [23, 37, 38]. A determinação do SoC é uma tarefa complexa visto estar dependente de uma série de fatores, tais como a temperatura, Taxa-C, eficiência da carga e descarga, entre outros.

Uma correta e precisa determinação do SoC é fulcral para evitar problemas e otimizar a utilização das baterias. Dando o exemplo das baterias de um computador portátil, a falta de exatidão na determinação do estado de carga pode levar o utilizador a carregar as baterias mais vezes do que o necessário. Isto resultará numa deterioração precoce das mesmas, bem como o não aproveitamento da sua capacidade energética total. Em outras aplicações podem existir consequência mais graves. Caso o controlo do carregamento das baterias dependa da informação do SoC, as baterias poderão não ficar completamente carregadas ou sobrecarregadas [38].

No âmbito da mobilidade elétrica, usualmente é feita uma analogia entre o estado de carga das baterias e um depósito de combustível, na qual a indicação do SoC corresponde ao indicador do combustível.

Os sistemas para a determinação do SoC existem à quase tanto tempo como as próprias baterias secundárias. Na literatura especializada encontram-se diversas técnicas para a determinação do estado de carga, podendo ser agrupadas em três categorias: Medição Direta, *Book Keepign Systems* e Sistemas Adaptativos [37, 38].

3.4.1. Medição Direta

O método de Medição Direta (*Direct Measure*) consiste na medição direta de variáveis da bateria, tais como tensão, impedância ou tempo de relaxação após a aplicação de pulso de corrente. A temperatura também deve ser medida visto as variáveis serem dependentes desta [37, 38].

A principal vantagem destes métodos é o facto de não necessitarem de estar constantemente ligados, podendo a determinação do SoC ser efetuada assim que se ligue à bateria. Dentro da técnica de medições direta existem diferentes abordagens, entre elas a medição direta da tensão.

3.4.1.1. Medição da Tensão

Este método, bastante popular em aplicações como telemóveis, não apresenta um elevado nível de precisão. Determinar o SoC de uma bateria através da sua tensão, embora mais simples e menos dispendioso de implementar, pode ser bastante enganador. Isto deve-se ao facto que, embora a tensão diminua durante a descarga, a relação entre a tensão da bateria e a carga restante varia tanto com a temperatura como com a taxa de descarga. Estes fatores podem ser compensados, embora caso sejam, o método deixa de ser simples e de baixo custo [38].

3.4.2. *Book Keeping Systems*

Este método, usualmente denominado de Contagem de Coulomb (Coulomb *Counting*), é baseado na medição e integração dos valores da corrente elétrica durante a carga e descarga da bateria [28, 37, 38].

Tipicamente, é medida a queda de tensão numa resistência colocada em série com as baterias, calculada a corrente e integrando-a no tempo. A precisão deste método depende, entre outros fatores, da exatidão das medições da corrente durante a carga e descarga da bateria. Como os valores medidos são continuamente integrados, pequenos erros de medição podem resultar, ao longo do tempo, em grandes erros na determinação do SoC. Um erro comum é o *offset* que o circuito de medição pode introduzir. Embora este possa e seja compensado, existem sempre não linearidades que podem induzir pequenos erros [38].

3.4.3. Sistemas Adaptativos

O principal problema aquando do desenvolvimento de um sistema para a determinação do SoC prende-se com a imprevisibilidade tanto da resposta da bateria como do próprio utilizador. Como solução são utilizados os sistemas adaptativos (*Adaptive Systems*). A adaptabilidade do modelo é baseada na comparação de valores estimados com os medidos da bateria através de medições diretas, *book keeping* ou numa combinação de ambos. De entre as possíveis soluções para a sua implementação existem os Filtros de *Kalman*, *Fuzzy Logic*, Redes Neurais, entre outros [37, 38].

3.5. Determinação do Estado de Saúde

O Estado de Saúde (SoH – *State of Health*) de uma bateria é definido como a capacidade de armazenar energia, fornecer e receber corrente e reter carga,

relativamente à sua capacidade inicial [37, 39, 40]. Com o envelhecimento da bateria, devido aos ciclos de carga e descarga, a sua performance vai diminuindo como resultado de alterações químicas na bateria.

O conhecimento do SoH de uma bateria pode ser usado para detetar danos que estejam a ocorrer nas baterias, entre outras coisas. Assim é possível prevenir falhas e mau funcionamento por parte das baterias defeituosas ou desgastadas, bem como determinar quando alguma bateria necessita de ser substituída [37, 41]. Visto que o estado de saúde da bateria não corresponde a uma característica física, a sua determinação é complexa.

Existem diversos métodos para a determinação do SoH, embora esta tarefa continue a ser problemática devido a falta de métodos bem estabelecidos e fiáveis [37]. Uma possível solução passa pela medição da impedância a uma frequência única (geralmente 1 kHz), que pode permitir identificar células defeituosas. Este método tem sido indicado para a determinação de falhas, embora apenas forneça informação sobre a resistência dos elétrodos e do eletrólito. Aplicando o mesmo processo a um espectro mais alargado de frequência, é possível obter informações sobre a degradação dos materiais ativos. Obtidos os valores da impedância para um vasto espectro de frequências existem diversos métodos para a obtenção do SoH [41].

Outra solução simples consiste na medição da capacidade da bateria e calcular a relação entre a capacidade atual e a capacidade nominal da mesma indicada pelo fabricante [40].

3.6. Dispositivos de Segurança e Monitorização

Um BMS deve ser capaz de fazer a monitorização de alguns parâmetros, nomeadamente corrente, tensão e temperatura das baterias [23].

Existem circuitos integrados dedicados à implementação de algumas medidas de segurança para as várias tecnologias de baterias. Entre outras funções, estes dispositivos podem proteger contra sobrecarga, curto-circuito e descargas abaixo da tensão mínima recomendada. Um exemplo disso é o integrado *bq771800* que apenas protege contra sobretensões [42]. Para além deste, existem integrados mais completos, como é o caso do *bq76PL536A-Q1* que, para além de implementarem medidas de segurança, possuem comunicação e periféricos que permitem implementar balanceamento passivo da carga das baterias [43]. Para além destes dois exemplos, ambos da *Texas Instruments*, existe uma vasta gama de soluções, de diversos fabricantes, baseadas em circuitos integrados que podem ser ajustáveis às necessidades das aplicações.

Num BMS desenvolvido à medida da aplicação, estas medidas podem ser incorporadas no sistema sem recurso a hardware adicional. Apesar disso, é boa prática garantir algumas medidas de segurança em hardware. Usualmente, são implementadas as proteções mais importantes, tais como contra sobrecargas, descarga abaixo da tensão de corte, curto-circuito e sobrecorrente. Para além de mais rápidas a atuar, estas medidas em hardware garantem que, em caso de falha ou mau funcionamento do software, as baterias não correm o risco de serem colocadas em situações adversas.

De modo a poder implementar algumas das medidas de segurança é necessário um sistema de monitorização que permita manter as baterias a funcionar nas suas condições de ideais. Como tal, deve ser implementado um sistema que permita a medição da tensão, corrente e temperatura das baterias.

3.6.1. Técnicas para a Medição da Corrente

Para a medição da corrente, as principais soluções passam pela medição da corrente através de uma resistência de *shunt* ou utilizando sensores de efeito *Hall* [44].

Nas medições através da resistência de *shunt*, é colocada uma resistência, normalmente de valor baixo, para não influenciar o circuito, e medida a queda de tensão na resistência. Sabendo a queda de tensão e o valor da resistência, é determinado o valor da corrente. Usualmente, visto o valor da resistência ser baixo, a queda de tensão nesta também é baixo. Como tal, são usados circuitos para amplificar o valor para níveis de tensão adequados, que são posteriormente adquiridos através de um ADC (*Analog to Digital Converter* – Conversor Analógico para Digital), que pode estar presente numa placa de aquisição de sinal ou no próprio microcontrolador.

O sensor de efeito *Hall*, como o próprio nome indica, baseia-se no fenómeno de *Hall* para efetuar a medição da corrente, gerando uma relação entre a corrente medida na entrada e a grandeza para a qual o sensor converte a saída. Estes sensores podem ter saída em tensão ou saída em corrente, sendo que no segundo caso é necessária a utilização de uma resistência de modo a ser possível medir a queda de tensão provocada pela corrente de saída.

3.6.2. Técnicas para a Medição da Tensão

Para a medição da tensão já existe uma gama mais alargada de soluções, desde a medição direta, optoacopladores lineares e sensores de efeito *Hall*.

A medição direta é usualmente efetuada com recurso a um ADC, através da qual pode ser medida a tensão da bateria. Dependendo da tensão a medir, pode ser utilizado

um divisor de tensão de modo a ajustar a mesma para valores adequados à leitura do ADC.

O sensor de efeito *Hall* para medir a tensão funciona de forma semelhante ao mencionado anteriormente para a corrente. Tal como para o sensor de corrente, caso a sua saída seja em corrente, é necessária a utilização de uma resistência à saída de modo a ser possível relacionar a corrente na saída com a queda de tensão na saída.

Os optoacopladores lineares permitem, para além de isolar, obter uma tensão de saída proporcional à tensão de entrada, segundo uma relação especificada pelo fabricante. Nestes sensores também é necessária uma resistência para converter a corrente de saída em tensão.

3.6.3. Técnicas para a Medição da Temperatura

Nas técnicas para a medição da temperatura, a solução mais comum é a utilização termístores. Estes são semicondutores cuja resistência varia consoante a temperatura. Quando a resistência aumenta com o aumento da temperatura, estes são denominados de PTC (*Positive Temperature Coefficiente* – Coeficiente de Temperatura Positivo) e, caso diminuía, são denominados de NTC (*Negative Temperature Coefficiente* – Coeficiente de Temperatura Negativo). Usualmente são usados PTC, integrados numa configuração tipo ponte de *wheatstone* para medir a variação da resistência e traduzi-la numa variação de tensão. Para além disso, essa configuração permite obter uma resposta mais linear do sensor.

3.7. Algoritmos de Carregamento de Baterias

Como mencionado no capítulo 2, existem diferentes algoritmos de carregamento para diferentes baterias. Dentre os existentes, os mais comuns são: Corrente Constante (CC – *Constant Current*), Tensão Constante (CV – *Constant Voltage*) e Corrente Constante seguido de Tensão Contante (CC/CV) [5]. Embora estejam aqui apresentados os algoritmos de carregamento, o carregador pode ou não ter um BMS integrado.

3.7.1. Corrente Constante

O algoritmo de Corrente Constante é constituído por uma única etapa na qual é aplicada uma corrente constante até a bateria atingir o seu fim de carga (Figura 3.9) [5]. Este algoritmo é normalmente usado em baterias de NiCd e NiMH. Nestas baterias, o fim de carga é usualmente determinado através de um pequeno pico de tensão seguido de uma queda de tensão.

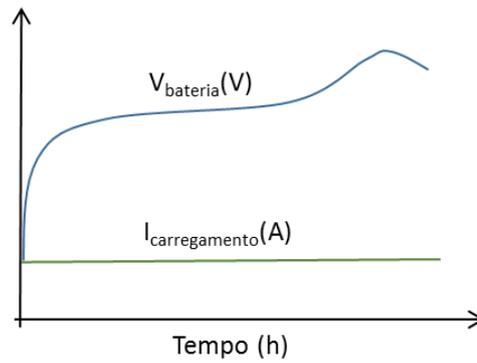


Figura 3.9 – Curvas da tensão e corrente para o algoritmo de Corrente Constante numa bateria de NiMH.

3.7.2. Tensão Constante

O algoritmo de Tensão Constante consiste na aplicação de uma tensão constante aos terminais da bateria (Figura 3.10) [5]. Neste algoritmo, a corrente de carga é limitada pelos parâmetros internos da bateria, ocorrendo o fim de carga quando a corrente de carregamento se aproximar de zero. De modo a evitar picos de corrente no início do carregamento, podem ser usados vários níveis de tensão constante.

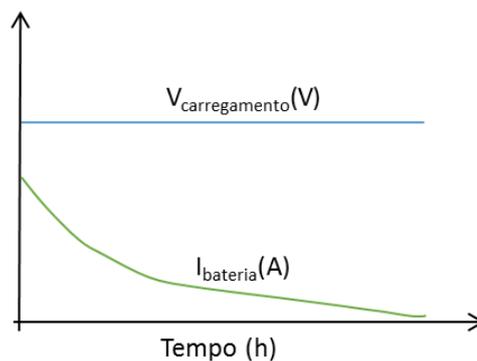


Figura 3.10 – Curvas de tensão e corrente para o algoritmo de Tensão Constante.

3.7.3. Corrente Constante Seguido de Tensão Constante

O algoritmo de Corrente Constante seguido de Tensão Constante junta os dois anteriores (Figura 3.11) [43]. Neste algoritmo, usado em baterias de Iões de Lítio e baterias de Chumbo-Ácido, o fim de carga ocorre quando a corrente atinge valores próximos de zero. Os valores para este algoritmo de carregamento são definidos pelo fabricante, entre eles a corrente de carga na etapa de corrente contante, tensão máxima e a corrente de fim de carga.

Em todos os algoritmos de carregamento mencionados anteriormente, os valores de correntes e tensões de carregamento, bem como a precisão necessária na implementação do próprio método, variam com a tecnologia de bateria a carregar. Os

valores para o carregamento de cada bateria são fornecidos pelos fabricantes nos respetivos *datasheets* das mesmas.

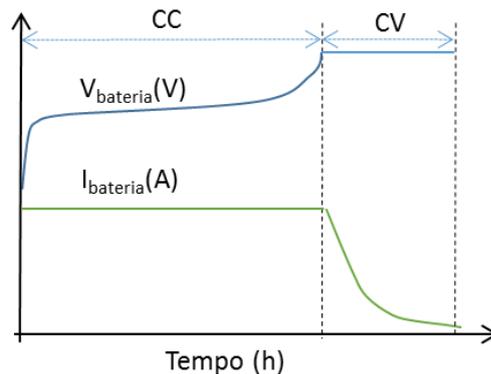


Figura 3.11 – Curvas de tensão e corrente para o algoritmo de carga Corrente Constante seguido de Tensão Constante.

3.8. Comparação entre Soluções Comercialmente Disponíveis e Soluções à Medida das Necessidades

O mercado dos BMS encontra-se em rápida expansão procurando acompanhar a constante evolução das baterias, bem como dar resposta às suas necessidades. Comercialmente existem diversas soluções disponíveis, variando entre si em algumas características. De entre os muitos fabricantes e soluções disponíveis são apresentadas, na Tabela 3.1, três soluções de BMS bem como as suas principais características. Através das informações disponíveis na página *web* de cada um dos fabricantes é possível fazer uma comparação em relação a algumas das suas funções e características.

Desde logo, verifica-se uma diferença em relação às topologias. Embora o *REC 7-R* (Figura 3.13 (a)) e o *Lithiumate Pro* (Figura 3.13 (b)) possuam ambos uma estrutura distribuída, no primeiro caso cada módulo *slave* está encarregue de várias baterias [45, 46]. Estes módulos podem ser usados sem o módulo *master* caso a sua utilização seja pretendida para poucas baterias. O *Lithiumate Pro* utiliza um módulo por célula, sendo que o *master* consegue controlar até 255 células. Por sua vez, o *ORION BMS* (Figura 3.13 (c)) utiliza uma topologia centralizada, existindo apenas um módulo *master* que controla e atua sobre todas as baterias [47].

Todos os BMSs apresentados utilizam equalização passiva, variando apenas no valor das correntes de equalização e no modo como o algoritmo de equalização é aplicado. Também possuem funções para a determinação do estado de carga (SoC) e estado de saúde (SoH) das baterias. Em termos de tecnologias de baterias, todos são compatíveis com as principais tecnologias, tais como LiPo, LiFePO₄, LiCoO₂, entre outras.

Tabela 3.1 – Três soluções de BMSs comercialmente disponíveis.

	<i>REC 7-R</i>	<i>Orion BMS</i>	<i>Lithiumate Pro</i>
Estrutura	Distribuída	Centralizada	Distribuída
Número de Células	4 a 14 por Módulo <i>Slave</i> (Módulo <i>Master</i> até 225)	5 a 180 (máximo de 180 por módulo)	1 por Módulo <i>Slave</i> (Módulo <i>Master</i> até 255)
Comunicação	RS-485	CANBUS	CANBUS, RS232
Equalização	Até 1,3 A (Passiva)	200 mA (Passiva)	200 mA (Passiva)
Determinação do SoC e SoH	Sim	Sim	Sim
Proteções	sobrecarga, curto-circuito na bateria, controlo de temperatura	sobrecarga, limite de corrente de carga e descarga, controlo de temperatura	sobrecarga, sobreintensidade, controlo de temperatura
Principais Tecnologias Compatíveis	LiPo, LiFePO ₄ , LiCoO ₂	LiPo, LiFePO ₄ , LiCoO ₂	LiPo, LiFePO ₄ , LiCoO ₂

Em termos de medidas de segurança, são bastante semelhantes, possuindo todos proteção contra sobrecargas, sobreintensidades e controlo de temperatura. Outra diferença prende-se com os protocolos de comunicação suportados, sendo que o *REC 7-R* suporta apenas RS-485 e os restantes suportam CANBUS. Para além disso o *Lithiumate Pro* suporta também comunicação RS-232. Existem outras diferenças entre estes BMS, embora as principais estejam apresentadas na tabela.

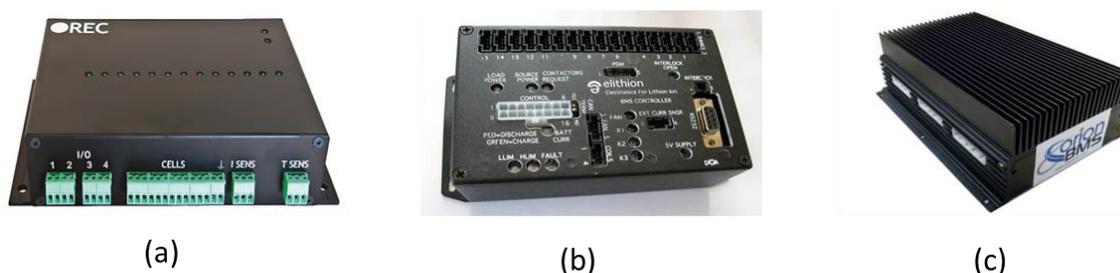


Figura 3.12 – Três soluções comercialmente disponíveis: (a) *REC 7-R* [45]; (b) *Lithiumate Pro* [46]; (c) *Orion BMS* [47].

Numa solução desenvolvida à medida das necessidades da aplicação, as principais funções acima apresentadas podem ser implementadas. Estas soluções apresentam como principal vantagem a possibilidade de uma equalização ativa, que melhora os tempos e eficiência da equalização. Como contrapartida, estas soluções são mais dispendiosas

quer devido ao custo de desenvolvimento quer aos componentes necessários para a sua implementação.

3.9. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas possíveis topologias para um BMS bem como as funções que este deve incorporar, focando nas topologias para a equalização da carga das baterias.

Em relação à sua estrutura, a topologia distribuída apresenta uma maior flexibilidade e facilidade de expansão. Por sua vez, a topologia centralizada apresenta como principal vantagem a sua maior simplicidade, sendo esta topologia especialmente atrativa para bancos de baterias com poucas células.

As topologias de equalização apresentadas variam desde logo no modo como é feita a equalização. Nas técnicas Passivas, a energia é dissipada ou redirecionada através de elementos resistivos, resultando isto num desperdício de energia, bem como na necessidade de uma eficiente gestão térmica. Em relação às técnicas Ativas, a topologia Condensadores Comutados é das mais atrativas devido à sua simplicidade de implementação, controlo simples e possibilidade de equalização contínua. Por sua vez, as técnicas que utilizam transformadores ou bobinas apresentam menores tempos de equalização embora sejam mais complexas e dispendiosas de implementar.

Quanto às técnicas para a determinação do estado de carga (SoC), a Contagem de Coloumb é a que apresenta o melhor equilíbrio entre precisão e complexidade na determinação. As técnicas de medição direta do SoC embora mais simples são menos precisas. Por sua vez, os sistemas adaptativos tendem a apresentar melhores resultados embora sejam mais complexos e necessitem de maior processamento.

Para a determinação do estado de saúde (SoH) não existem técnicas precisas para tal. Apesar disso, algumas fornecem indicadores sobre SoH da bateria. A mais simples de implementar é a comparação da capacidade atual da bateria em relação a capacidade nominal da bateria, indicada pelo fabricante.

Relativamente às técnicas para a medição dos valores das baterias, existem diversas técnicas para medir os valores de tensão, corrente e temperatura. Em aplicações de BMS é usual usar uma resistência de *shunt* para a medição da corrente, bem como efetuar a medição direta da tensão das baterias. A temperatura é usualmente obtida através da utilização de termístores PTC.

Em relação à comparação entre soluções comercialmente disponíveis e soluções desenvolvidas à medida das necessidades, as primeiras apresentam como principal

vantagem o seu custo inferior bem como alguma variedade de soluções. Quanto às desenvolvidas à medida das necessidades, a possibilidade de implementação de métodos equalização ativos que melhoram a velocidade e eficiência da equalização são as principais vantagens. Contudo, estes sistemas são mais dispendiosos, quer devido ao custo de desenvolvimento, quer devido às topologias de equalização que implementam.

CAPÍTULO 4

Nova Topologia de Equalização e Simulações Computacionais

4.1. Introdução

As simulações computacionais são fundamentais para o desenvolvimento de uma aplicação de eletrónica. Para além de permitirem a validação do funcionamento e auxiliarem no dimensionamento dos circuitos, permitem estudar a resposta dos mesmos, assim como prever situações críticas de funcionamento e conseqüentemente otimizar a implementação prática em termos de custo e tempo.

Existem vários softwares para a simulação computacional de circuitos elétricos. Entre eles, o *PSIM* é uma ferramenta de simulação vocacionada para a eletrónica de potência. Este permite, para além da simulação do circuito de potência, a simulação dos circuitos de controlo através da programação de blocos em linguagem *C*, entre outras funcionalidades. Deste modo é possível simular o circuito de potência, bem como desenvolver o controlo, de modo a ser o mais próximo possível da implementação real.

Neste capítulo é primeiramente apresentada a topologia de equalização proposta baseada num conversor CC-CC Bidirecional Isolado, bem como os seus princípios de funcionamento. De seguida são apresentadas as simulações de dois modelos elétricos de baterias, bem como uma das topologias de equalização apresentadas. Por último, são apresentadas as simulações da nova topologia de equalização.

4.2. Nova Topologia de Equalização

A nova topologia de equalização proposta pelo Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho utiliza um conversor CC-CC Bidirecional Isolado com n secundários para equilibrar a carga de n baterias. O tipo de conversor no qual esta topologia é baseada (Figura 4.1) é composto por duas pontes H (*H Bridge*), uma bobina, que pode ser colocada no primário, no secundário ou em ambos, e um transformador de alta frequência. O transformador, para além de proporcionar o isolamento galvânico entre o primário e o secundário, permite adequar os níveis de

tensão para os valores apropriados, não sendo assim necessários conversores para elevar ou baixar a tensão. Isto permite, por exemplo, a interligação entre a tensão aos terminais de um banco de baterias e a tensão individual de cada bateria do banco.

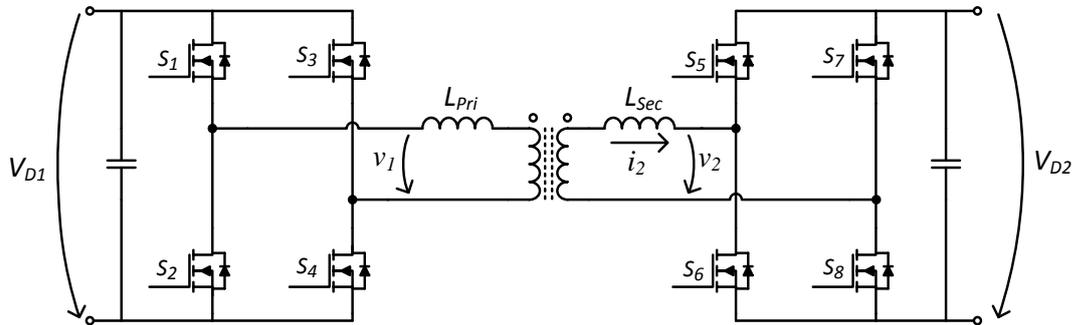


Figura 4.1 – Esquema elétrico do conversor CC-CC Bidirecional Isolado proposto.

Este conversor utiliza uma técnica de controlo denominada *phase shift* (Deslocamento de Fase). Nesta técnica, através da variação do ângulo de defasamento entre a tensão aplicada ao primário e ao secundário do transformador, é variada a potência transferida, podendo esta transferência ser do primário para o secundário ou vice-versa. Os sinais de *gate* aplicados aos MOSFETs têm um *duty-cycle* fixo de 50%, sendo sempre garantido um tempo morto entre as comutações dos MOSFETs superiores e inferiores de cada braço.

Utilizando a técnica de *phase shift* para o controlo, a potência transferida P_t é dada pela equação (4.1) [48]:

$$P_t = \frac{V_{D1} V_{D2} N}{2 \pi f L} \left(\delta - \frac{\delta^2}{\pi} \right) \quad (4.1)$$

Onde, V_{D1} e V_{D2} representam, respetivamente, a tensão no barramento CC do primário e secundário, N representa a relação de transformação, f a frequência de comutação, L as indutâncias de fuga e as indutâncias auxiliares do transformador e δ o defasamento em radianos, entre as tensões do primário e do secundário do transformador. As indutâncias auxiliares são dimensionadas de acordo com a indutância de fuga do transformador. Desta forma, o L total necessário para transferir uma determinada potência, com um determinado ângulo, é dada pela equação (4.2):

$$L = L_{Aux} + L_{Fuga} = L_{Pri} + (N)^2 L_{Sec} \quad (4.2)$$

Na Figura 4.2 está apresentado o gráfico que mostra a evolução da potência transferida entre um ângulo de -90° e 90° , para uma potência máxima de 20 W. Como se pode verificar através deste, a curva da potência transferida não varia linearmente, apresentando um maior declive inicial. Aplicando um ângulo de defasamento positivo,

o conversor CC-CC transfere energia do primário para o secundário. Por sua vez, aplicando um ângulo de defasamento negativo, a transferência de energia ocorre em sentido contrário, transferindo energia do secundário para o primário.

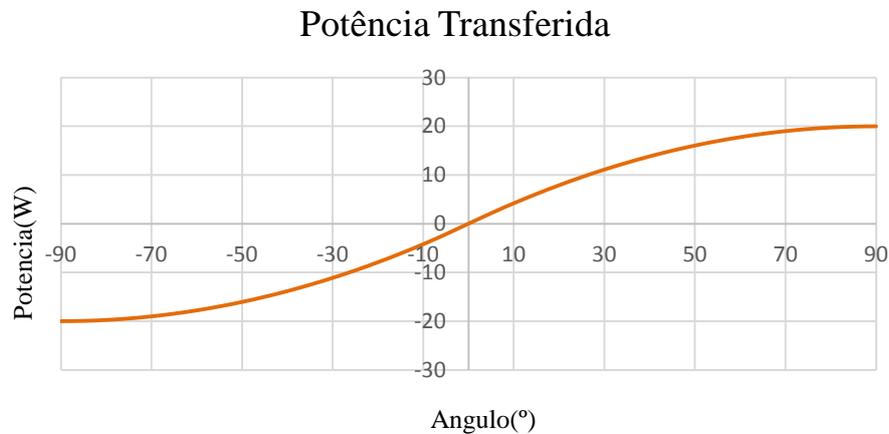


Figura 4.2 – Variação da potência transferida em função do ângulo de defasamento.

Na Figura 4.3 são apresentadas as formas de onda típicas no primário e secundário do transformador bem como a corrente no secundário, para um defasamento de 90°.

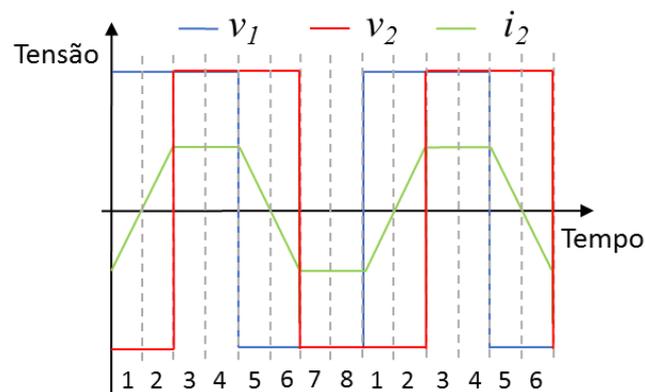


Figura 4.3 – Formas de onda típicas da tensão no primário e secundário do transformador e corrente no secundário do transformador, transferindo energia para o secundário.

Dividindo um ciclo em partes, é possível compreender, com base nas Figura 4.1 e Figura 4.3, o funcionamento do conversor em todas as suas etapas:

- No intervalo 1, conduzem os díodos dos MOSFETs $S1$ e $S4$ do lado do primário, e $S6$ e $S7$ do lado do secundário. Neste intervalo v_1 toma valores positivos, gerando uma diferença de tensão aos terminais da indutância. A corrente da indutância descarrega através dos díodos.
- No intervalo 2, entram em condução os MOSFETs $S1$ e $S4$ no lado do primário, e $S6$ e $S7$ do lado do secundário. Como existe uma tensão aplicada à indutância, a corrente vai continuar a variar, neste caso aumentando em sentido positivo.

- No intervalo 3 e 4, estão em condução os MOSFETs $S1$ e $S4$ do primário e os díodos dos MOSFETs $S5$ e $S8$. Como a tensão no primário é igual à tensão no secundário do transformador, não existe queda de tensão na indutância, mantendo-se assim a corrente constante na indutância.
- No intervalo 5, conduzem os díodos dos MOSFETs $S2$ e $S3$ no primário e os díodos dos MOSFETs $S5$ e $S8$ no secundário. Como a tensão no primário passa a ser $-V_{D1}$, existe uma inversão da polaridade na indutância, levando a que corrente na mesma comece a diminuir até 0, descarregando através dos díodos.
- No intervalo 6 entram em condução os MOSFETs $S2$ e $S3$ no primário e $S5$ e $S8$ no secundário. Neste ponto dá-se a inversão da corrente, passando a crescer em sentido negativo.
- Nos intervalos 7 e 8, de forma semelhante ao que acontece em 3 e 4, como não existe diferença de tensão entre o primário e o secundário do transformador, não há queda de tensão na indutância. Como tal, não é induzida uma corrente, mantendo-se apenas a corrente constante. Neste intervalo estão em condução $S2$ e $S3$ no primário e os díodos dos MOSFETs $S6$ e $S7$.

Para efeitos da topologia de equalização a desenvolver e validar, este conversor não é usado como bidirecional. O primário do conversor está ligado aos terminais do banco de baterias, extraindo assim energia de todas as baterias de igual modo e redirecionando-a para as possuam menor carga.

A topologia de equalização proposta é apresentada na Figura 4.4, possuindo um primário para n secundários. Esta topologia tem uma estrutura distribuída, sendo que cada secundário possui um controlador *slave*. Estes estão encarregues da medição dos parâmetros das baterias, geração dos sinais de *gate* para o acionamento dos MOSFETs, bem como a comunicação com o controlador *master*. Por sua vez, o controlador *master* está encarregue do algoritmo de equalização, tendo sido considerados dois modos de atuação. Na Figura 4.5 são apresentadas as formas de onda teóricas para a equalização da tensão de três baterias com estados de carga diferentes. No primeiro caso (Figura 4.5 (a)), o controlador *master* recebe os valores das tensões enviados por cada um dos controladores *slave* e determina se é necessário iniciar a equalização. Neste caso inicialmente só é transferida energia para a bateria com menor tensão até ao momento em que a bateria 2 atinge a tensão da bateria 3. Nesse momento é iniciada a transferência de energia para a bateria 2, sendo assim retirada energia do banco de baterias e redirecionada para as baterias que necessitem. Quando todas as baterias atingirem o valor de fim de equalização definido, o controlador *master* envia o comando

para parar a equalização. Durante todo este processo, os controladores *slave* continuam a enviar o valor de tensão de cada uma das baterias.

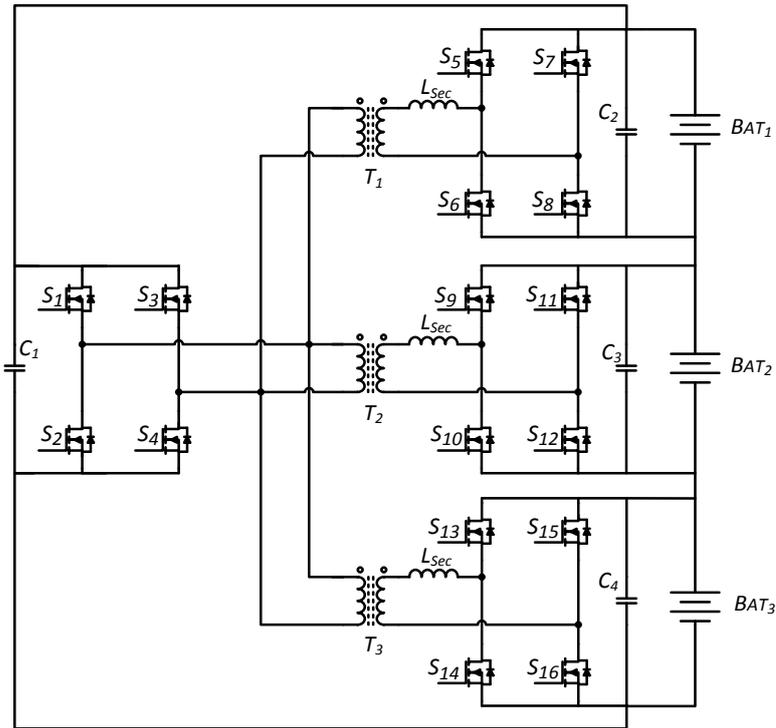


Figura 4.4 – Esquema elétrico genérico da topologia de equalização proposta, para três baterias.

No segundo modo de atuação (Figura 4.5 (b)), o controlador *master* recebe os valores da tensão e do SoC das baterias e determina se é necessário iniciar a equalização. Caso seja necessário, calcula o valor médio de energia nas baterias, de forma a determinar o ângulo de desfasamento que deve ser aplicado a cada secundário de modo a terminarem a equalização num tempo pré-definido. Este método é bastante mais complexo visto exigir informação do SoC para determinar a energia média e a energia a transferir para cada bateria. Para além disso, requer bastante mais processamento por parte do controlador *master* para determinar os ângulos a aplicar a cada secundário.

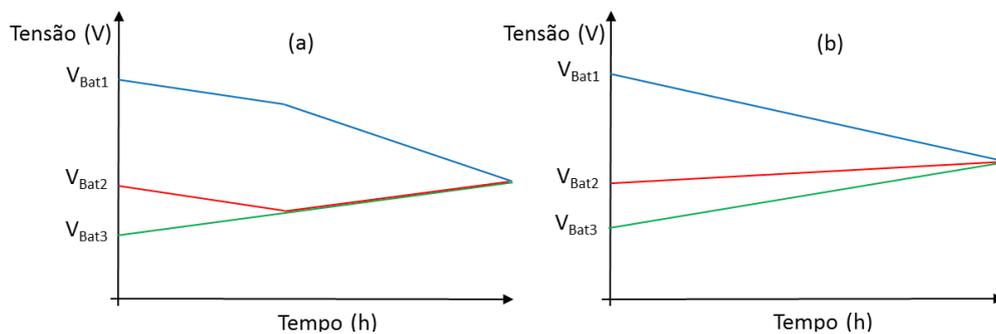


Figura 4.5 - Curvas teóricas da evolução da tensão para dois algoritmos de equalização propostos: (a) Controlo simples; (b) Controlo para tempo determinado.

4.3. Simulações dos Modelos Equivalentes de Baterias

No capítulo 2 foram apresentados alguns modelos elétricos capazes de modelar o funcionamento de uma bateria. Dos modelos apresentados foram escolhidos a Variação do Modelo Simples e o Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e a Característica I - V da bateria.

As simulações foram efetuadas no software *PSIM*. Com recurso a este software é possível simular o circuito de potência e respetivo controlo. Para tal, este possui diversas ferramentas, desde blocos matemáticos até blocos programáveis (*C-Block*), entre outras. Na Figura 4.6 é apresentado o interface gráfico do *PSIM*.

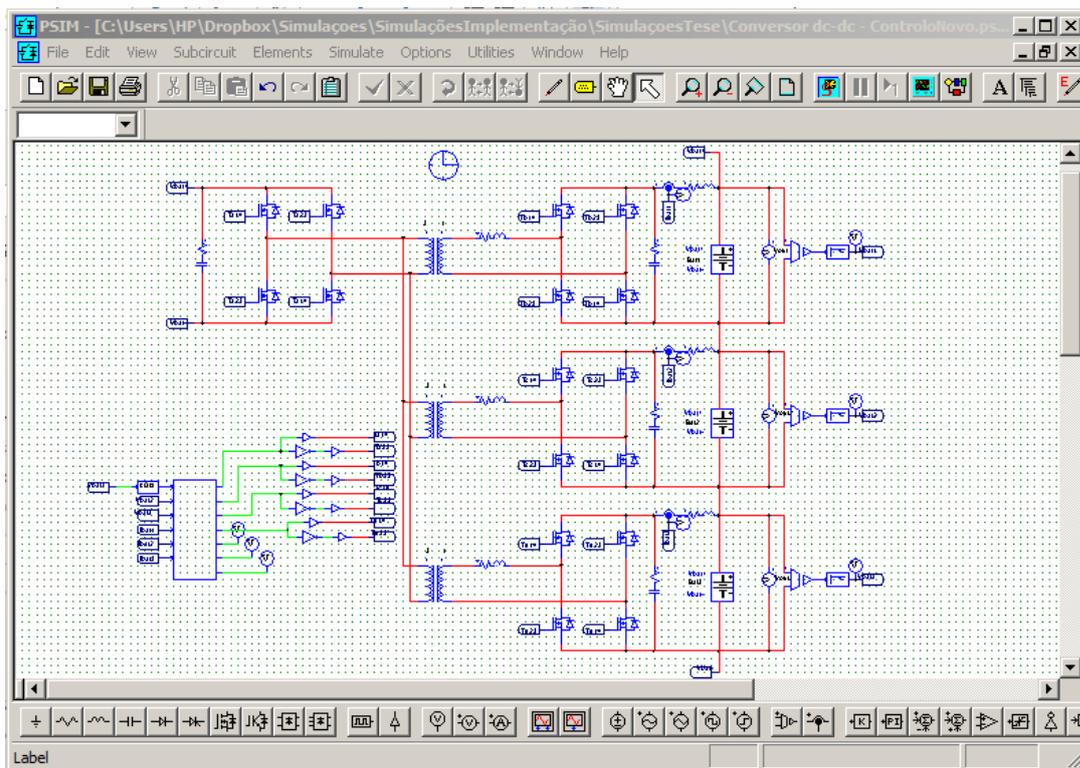


Figura 4.6 – Ambiente gráfico do software de simulação computacional *PSIM*.

4.3.1. Variação do Modelo Simples

O Modelo Simples apresenta como principal vantagem a sua simplicidade na modelação da bateria. Contudo, apresenta uma série de limitações, tais como não modelar a resposta da bateria a transitórios, não modelar a resposta em CC (Corrente Constante) da bateria, entre outras.

Uma variação intuitiva deste modelo consiste na adição de um condensador em série de modo a modelar, embora com pouca exatidão, a variação da tensão aos terminais da bateria. Assim, este modelo é composto por uma fonte de tensão, V_{corte} , uma resistência, $R_{série}$, e um condensador, $C_{capacidade}$, que modelam, respetivamente, a

tensão de corte, a resistência série e a variação de tensão aos terminais da bateria (Figura 4.7).



Figura 4.7 – Esquema elétrico do modelo Variação do Modelo Simples.

O valor para a capacidade foi determinado com base nos valores da bateria *TCL PL 383562*. Esta bateria também é usada em [15], onde é apresentado o Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e a Característica *I-V* da bateria. Assim, foram obtidos através do *datasheet* os valores necessários para calcular a capacidade do condensador (Tabela 4.1).

Tabela 4.1 – Parâmetros da bateria *TCL PL-383562*.

Capacidade Típica	880 mAh
Tensão Nominal	3,7 V
Tensão de Corte	3 V
Corrente de Carga	850 mAh
Tensão de Carga Máxima	4,23 V

Embora a tensão de carga máxima seja 4,23 V, foi considerada uma tensão máxima de carga de 4,1 V. Tendo estes valores, é possível calcular a capacidade de um condensador para simular o armazenamento de energia na bateria através da equação (4.3).

$$C = \frac{Q}{\Delta V} \quad (4.3)$$

Onde, Q representa a carga e ΔV representa a variação da tensão aos terminais da bateria. A carga calcula-se multiplicando a capacidade da bateria, em Amperes-Hora, por uma hora em segundos. Assim, substituindo os valores na equação obtemos (equação 4.4):

$$C = \frac{0,88 \times 3600}{4,1 - 3,0} = 2880 \text{ F} \quad (4.4)$$

Como o valor calculado para a capacidade era bastante elevado, isto resultava em simulações demoradas. Para evitar isso, foi aplicada uma relação de 1 para 10000, ou seja, o valor de capacidade obtido é dividido por 10000, como apresentado na equação (4.5). Para este modelo, 0,36 segundos de simulação representam uma hora.

$$C = \frac{2880}{10000} = 0,2880 \text{ F} \quad (4.5)$$

Tendo esta relação estabelecida, foram definidos os valores do modelo da bateria (Tabela 4.2).

Tabela 4.2 – Valores usados para a simulação da variação do modelo simples.

Tensão de Carga Máxima	4,1 V
Corrente de Carga Máxima	850 mA
Tensão de Corte	3 V
Capacidade do Condensador	0,288 F
Resistência Série	45 mΩ

Para a validação da simulação foi também simulado um circuito que implementa o algoritmo de carregamento CC/CV (Corrente Constante seguido de Tensão Constante) (Figura 4.8). Este simula o primeiro estágio com uma corrente de 0,85 A até uma tensão de 4,1 V e, posteriormente, simula a fase de tensão constante até a corrente chegar próxima dos 0 A.

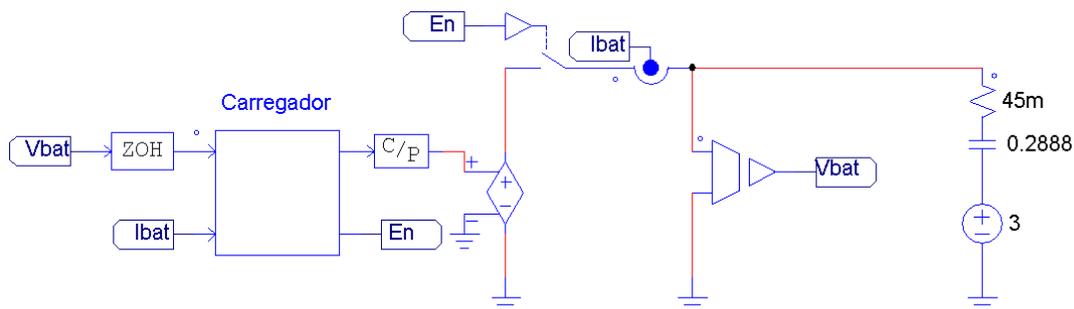


Figura 4.8 – Carregador com algoritmo CC/CV e variação do modelo simples de bateria.

Analisando o gráfico do carregamento do modelo (Figura 4.9), verifica-se que a tensão e a corrente seguem o perfil esperado para o algoritmo de carregamento, mantendo-se uma corrente constante durante a primeira etapa e decrescendo até ao valor de fim de carga durante a etapa de tensão constante. Apesar disto, a evolução das curvas de tensão e de corrente são diferentes do perfil real de uma bateria de Iões de Lítio. Isto é devido ao facto que, para uma corrente constante, a tensão no condensador sobe com declive constante.

Durante a descarga (Figura 4.10), a tensão decresce de modo constante até atingir a tensão de corte da bateria. Tal como no caso anterior, a curva de descarga não representa com exatidão o perfil de descarga de uma bateria de Iões de Lítio. É de realçar que, apesar da tensão em circuito aberto ser de 4,1 V, a tensão no gráfico é

ligeiramente inferior devido à queda na resistência interna da bateria. Esta queda tanto influencia a carga como durante e é tanto maior quanto maior for o valor da resistência interna e da corrente na bateria

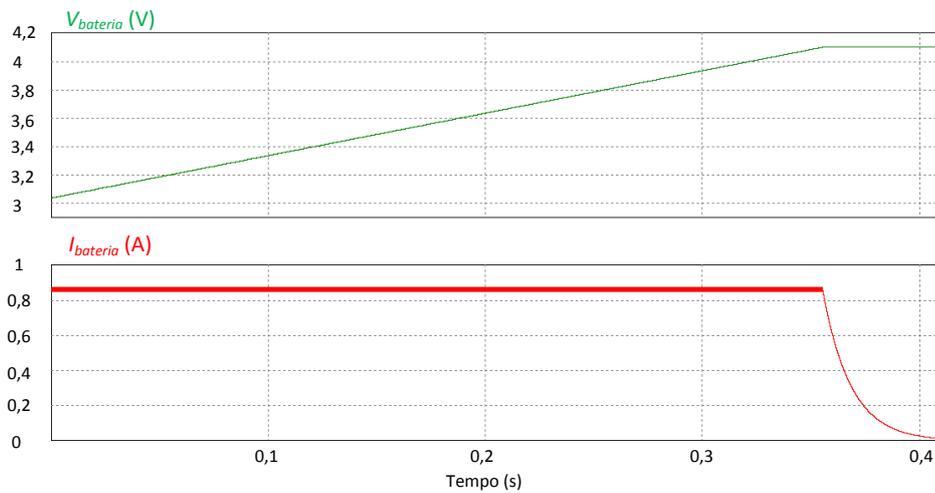


Figura 4.9 – Perfil de carga da Variação do Modelo Simples, com o algoritmo CC/CV.

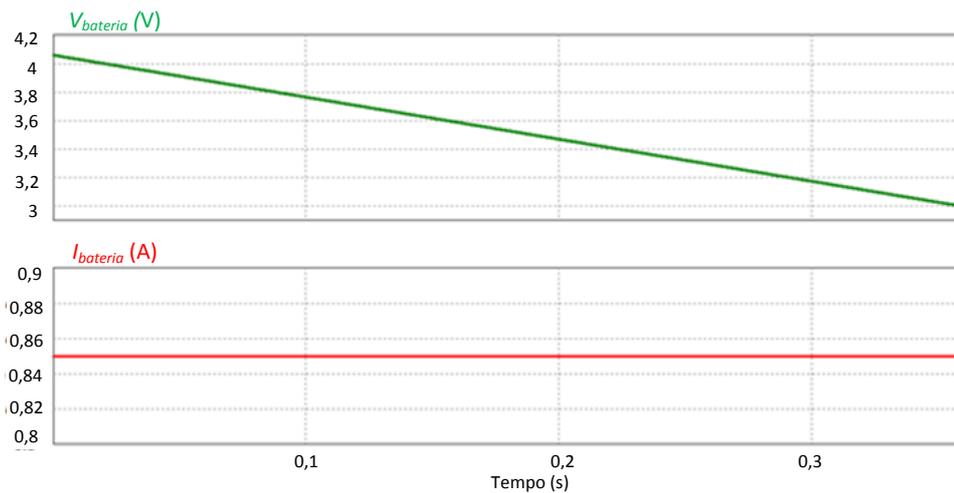


Figura 4.10 – Perfil de descarga da Variação do Modelo simples, com uma corrente de descarga constante.

4.3.2. Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e a Característica $I-V$

O Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e a Característica $I-V$ é um modelo mais completo, que modela as curvas características da tensão e da corrente da bateria, bem como a duração e a reposta a transitórios de curta e longa duração.

Para a obtenção dos parâmetros deste modelo, foram realizados, em [15], uma série de ensaios através dos quais foram obtidas as equações que regem a variação dos parâmetros da bateria em função do seu estado de carga. Estas equações estão apresentadas a seguir, desde equação (4.6) à equação (4.11).

$$Voc(SoC) = -1,031 e^{-35 SoC} + 3,685 + 0,2156 SoC - 0,1178 SoC^2 + 0,3201 SoC^3 \quad (4.6)$$

$$R_{Série}(SoC) = 0,1562 e^{-24,37 SoC} + 0,07446 \quad (4.7)$$

$$R_{Transitório_S}(SoC) = 0,3208 e^{29,14 SoC} + 0,04669 \quad (4.8)$$

$$C_{Transitório_S}(SoC) = -752,9 e^{-13,51 SoC} + 703,6 \quad (4.9)$$

$$R_{Transitório_L}(SoC) = 6,603 e^{-155,2 SoC} + 0,04984 \quad (4.10)$$

$$C_{Transitório_L}(SoC) = -6056 e^{-27,12 SoC} + 4475 \quad (4.11)$$

Estas variáveis modelam o comportamento do modelo da bateria em função do seu estado de carga, representado a tensão da bateria em circuito aberto, a resistência série e a sua resposta a transitórios de curta e longa duração.

Uma das principais limitações da utilização deste modelo em *PSIM* prende-se com o facto de o software não possuir um modelo de resistências e condensadores de valor variável. Para tentar atenuar esta limitação, foram analisadas as equações anteriores, através das quais foi possível determinar que, aproximadamente a partir de um SoC de 20%, os valores estabilizam. Como tal, foram usados para a simulação valores fixos obtidos para um SoC de 20%, apresentados na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Valores fixos usados na simulação do modelo a simular.

Resistência Série ($R_{série}$)	0,0747 Ω
Resistência Transitórios de Curta Duração ($R_{Transitório_S}$)	0,0467 Ω
Condensador Transitórios de Curta Duração ($C_{Transitório_S}$)	703,5 F
Resistência Transitórios de Longa Duração ($R_{Transitório_L}$)	0,0498 Ω
Condensador Transitórios de Longa Duração ($C_{Transitório_L}$)	4475 F

Na Figura 4.11 está apresentado o modelo simulado. Como indicado, foram utilizados valores fixos para os componentes passivos e um bloco matemático para controlar a tensão em circuito aberto em função do SoC. Neste modelo, a variação da tensão do condensador entre 0 V e 1 V corresponde, respetivamente, à variação do estado de carga da bateria entre 0% e 100%.

O valor do condensador foi calculado segundo a formula apresentada no mesmo artigo. Assim, para uma bateria de 0,88 Ah, o valor do condensador é obtido através da equação (4.12).

$$0,88 \times 3600 = 3168 F \quad (4.12)$$

Na qual 0,88 corresponde à capacidade da bateria em Amperes-Hora e 3600 corresponde a uma hora em segundos. Tal como no modelo anterior, utilizar um valor de capacidade tão elevado tornava as simulações demoradas. Como tal, aplicou-se uma relação de 1 para 10000 de modo a ser possível incorporar este modelo na simulação. Devido ao tempo de simulação ser bastante curto, as malhas RC do lado direito do circuito, que modelam os transitórios de curta e longa duração, não têm influência significativa. Isto foi demonstrando na Figura 4.12, na qual é apresentada comparação das formas de onda para o carregamento do modelo da bateria com e sem as malhas RC.

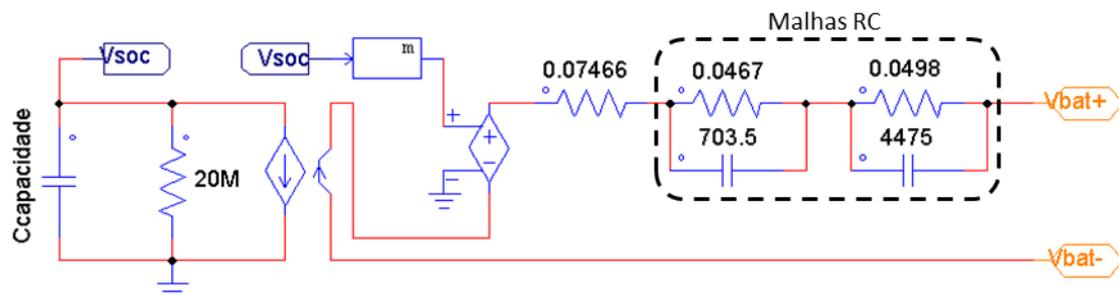


Figura 4.11 – Circuito elétrico do Modelo Capaz de Prever Tempo de Duração e Característica I - V da bateria simulado em *PSIM*.

Para o carregamento foi usado o mesmo circuito que para o modelo anterior, aplicado ao modelo de bateria. Como se pode analisar através do gráfico da Figura 4.12, no qual a azul estão apresentadas as formas de onda para o modelo da bateria sem as malhas RC e a verde com as malhas RC, a presença ou não destas tem pouca influência na forma das curvas de corrente e de tensão. Como tal, no modelo simulado não são consideradas as malhas RC.

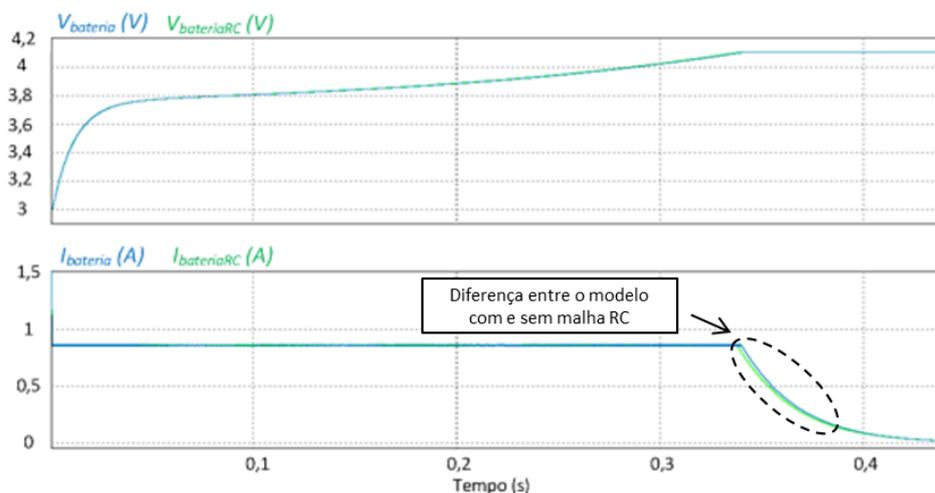


Figura 4.12 – Comparação das formas de onda com e sem malhas RC, durante o carregamento da bateria.

Através do gráfico do carregamento (Figura 4.12) verifica-se que a curva da tensão segue um perfil mais típico de uma bateria de Iões de Lítio. Ou seja, a tensão não

sobe com um declive constante mas aumenta mais rapidamente ao início. Quando atinge a tensão máxima entra na etapa de tensão constante, mantendo-se assim até a corrente chegar perto dos 0 A. É de realçar que, ao contrário do modelo anterior, a corrente não decresce tão drasticamente, levando assim mais tempo para finalizar a carga.

Durante a descarga (Figura 4.13), a tensão decresce lentamente até cerca dos 20% do estado de carga, diminuído mais acentuadamente a partir deste ponto até atingir a tensão de corte. Neste modelo, tanto a curva de carregamento como a de descarga seguem um perfil mais típico de uma bateria de Iões de Lítio.

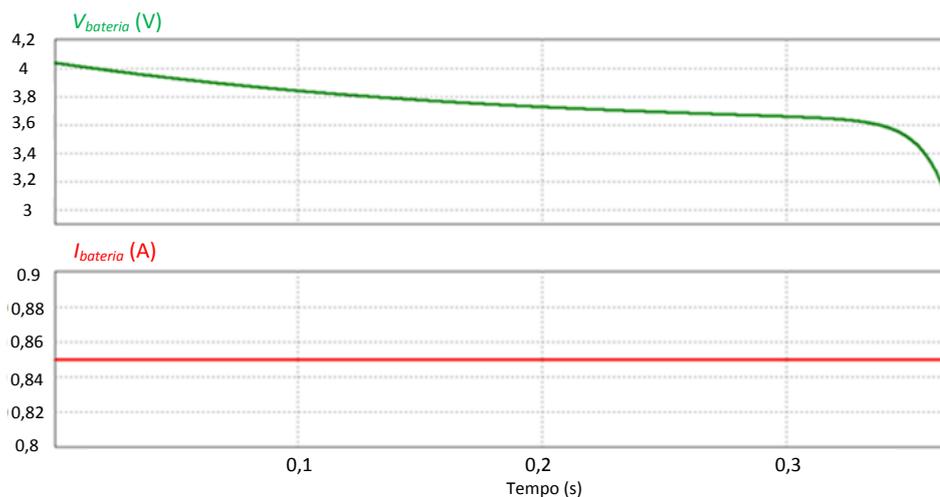


Figura 4.13 – Perfil de descarga do Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e Característica I - V , com uma corrente de descarga constante.

4.3.3. Comparação dos Modelos das Baterias

Considerando os dois modelos apresentados é possível fazer uma comparação das principais vantagens e desvantagens associadas a cada modelo.

Embora a Variação do Modelo Simples permita modelar a variação da tensão aos terminais da bateria, esta variação é pouco fiel à curva real de uma bateria de Iões de Lítio. Por sua vez, o Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e a Característica I - V representa melhor as curvas de tensão e de corrente. Para ser mais exato, seria necessário fazer os ensaios para obter as equações que regem a variação dos parâmetros para uma determinada bateria. As malhas RC, para a modelação dos transitórios, não tem grande influência na simulação da equalização de carga das baterias e, como tal, podem ser ignoradas. Assim, é optado por utilizar o Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e a Característica I - V de modo a tentar aproximar as simulações à realidade.

4.4. Simulações das Topologias de Equalização

Das topologias de equalização anteriormente apresentadas, escolheu-se simular a topologia Condensadores Comutados. Esta escolha prendeu-se com o facto de esta ser simples de implementar, bem como ser possível manter uma equalização contínua. Foi também simulada a nova topologia de equalização proposta, baseada num Conversor CC-CC Bidirecional Isolado com controlo *phase shift*.

4.4.1. Condensadores Comutados

A topologia Condensadores Comutados apresenta como principal vantagem um controlo simples, não sendo necessário fazer a monitorização dos parâmetros das baterias para fins de equalização (Figura 4.14). Para além disso é possível uma equalização contínua durante carga e descarga.

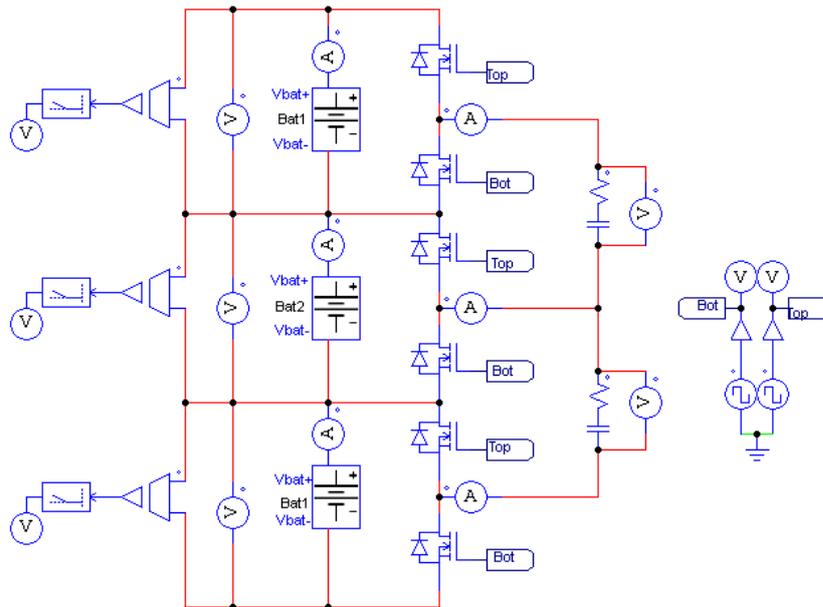


Figura 4.14 – Circuito para a simulação da topologia Condensadores Comutados.

Para a determinação do valor ideal dos condensadores de equalização, foi estudada a influência de dois parâmetros na equalização da carga das baterias: a frequência de comutação e a capacidade dos condensadores. Para tal, foram feitas simulações para diferentes valores de capacidade (20 μF , 50 μF e 100 μF) e frequências (20 kHz, 50 kHz e 100 kHz). A resistência interna dos condensadores foi considerada a mesma para todos os valores de capacidade, sendo neste caso 37 m Ω . Foi também considerada uma resistência interna de cada MOSFET de 60 m Ω . Nestas simulações, a bateria 1 e a bateria 3 tem um estado de carga de 70% e a bateria 2 um estado de carga de 20%, o que representa uma diferença de tensão inicial de aproximadamente 162 mV

em circuito aberto. As baterias foram distribuídas de modo a que a bateria com menos carga fique no meio e assim receba mais carga. Esta é a situação mais favorável para esta topologia. Foram então simulados 0,72 segundos (o que corresponde aproximadamente a duas horas em tempo real) e registado o valor da diferença de tensão entre a bateria com maior valor de tensão e menor valor de tensão ao fim da equalização. Como pode ser verificado através dos valores apresentados na Tabela 4.4, a diferença de tensão entre as baterias no fim da equalização diminui com o aumento da frequência de comutação. Isso é especialmente notório com condensadores de equalização de 20 μF . Neste caso, ao fim de 0,72 segundos de simulação com uma frequência de comutação de 20 kHz, a diferença de tensão entre as baterias é de aproximadamente 63 mV. Por sua vez, aumentando a frequência de comutação para 100 kHz, a diferença de tensão entre as baterias no fim da equalização diminui para 11,4 mV. Aumentando o valor dos condensadores de equalização, a diferença de tensão no fim da equalização também diminui. No último exemplo, para condensadores de equalização de 100 μF , a diferença entre a tensão ao fim de 0,72 segundos entre 20 kHz e 100 kHz é de apenas 0,59 mV.

Tabela 4.4 – Diferença de tensão entre as baterias ao fim de 0,72 segundos de simulação, para diferentes frequências de comutação e diferentes valores de condensadores de equalização.

	20 μF	50 μF	100 μF
20 kHz	62,855 mV	17,94 mV	9,473 mV
50 kHz	18,533 mV	9,608 mV	8,905 mV
100 kHz	11,433 mV	9,531 mV	8,883 mV

Apesar de os melhores resultados em simulação terem sido obtidos para condensadores de 100 μF , com uma frequência de comutação de 100 kHz, optou-se por usar 50 μF e 50 kHz para as restantes simulações. Esta escolha tenta aproximar a simulação às condições reais de utilização da topologia. Considerando que para frequências de comutação elevadas devem ser utilizados condensadores com baixo ESR (*Equivalent Series Resistance* – Resistência Série Equivalente), é difícil obter um valor de capacidade tão elevado com uma resistência baixa. Para além disso, 50 μF ou valores próximos destes, são relativamente simples de obter através da associação em paralelo de condensadores.

Determinado o valor dos condensadores e da frequência de comutação, foi então simulada a topologia. Nesta considerou-se que a equalização das cargas está concluída

quando a diferença de tensão entre a bateria mais carregada e menos carregada for aproximadamente 0,1% da tensão máxima de carga, ou seja, 4,1 mV.

A primeira simulação consistiu em três baterias com um desequilíbrio de 20% de SoC entre cada, sendo que a primeira está a 30% e a última a 70% de SoC. Isto corresponde a uma diferença de tensão inicial de 140 mV entre a bateria com maior e menor tensão. Como pode ser verificado na Figura 4.15, as tensões tendem para um valor médio, sendo transferida carga da bateria com tensão mais alta para a com menor tensão. Como a bateria do meio tem aproximadamente o valor de tensão médio, a transferência total de energia para essa é quase nula. Neste caso, como as baterias com maior e menor tensão estão em extremidades opostas, a equalização é mais lenta, demorando aproximadamente 1,9 segundos de simulação.

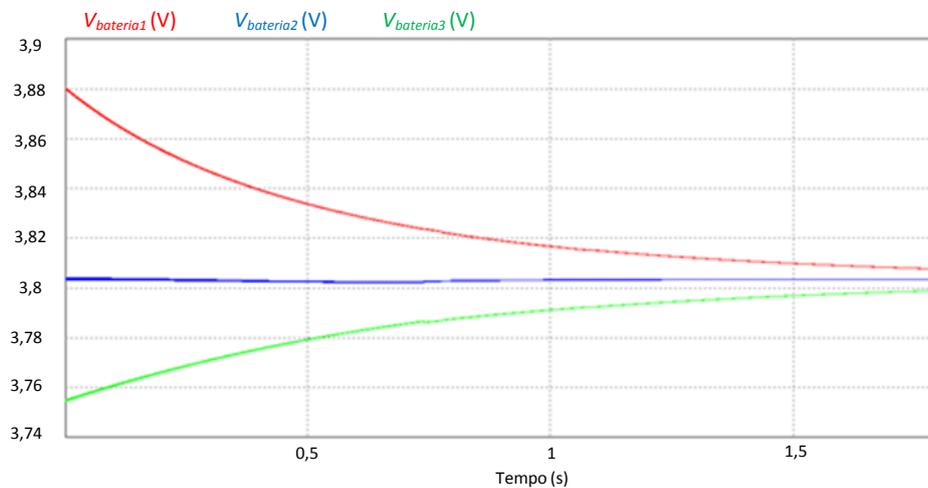


Figura 4.15 – Equalização das tensões para topologia Condensadores Comutados, com três tensões diferentes nas baterias.

Na Figura 4.16 estão apresentadas as correntes nas baterias. Como mencionado anteriormente, verifica-se que a bateria 2 carrega e descarrega a cada ciclo, sendo que a energia transferida para esta é bastante baixa. A bateria 1 apenas fornece e a bateria 3 apenas recebe energia, equilibrando assim as tensões nas três baterias. Estas correntes tendem a diminuir ao longo da equalização, o que faz com que quanto mais equilibradas estiverem as tensões, mais tempo leva para concluir a equalização.

A segunda simulação consiste na situação mais favorável para esta topologia, que já foi simulada para a determinação da frequência de comutação e do valor dos condensadores de equalização. Nesta, as baterias das extremidades tem um SoC de 70% (3,888 V) e a bateria do meio um SoC de 30% (3,748 V). Neste caso (Figura 4.17), as tensões tendem para o equilíbrio mais rapidamente, visto que a bateria com menos carga recebe energia de ambas as baterias. As tensões atingem a tensão de fim de equalização

em aproximadamente 0,9 segundos de simulação, sendo que na anterior levaram aproximadamente 1,8 segundos para atingir o mesmo resultado. Como a tensão nas baterias 1 e 3 são iguais, as formas de onda estão sobrepostas, não sendo assim possível ver as duas em simultâneo.

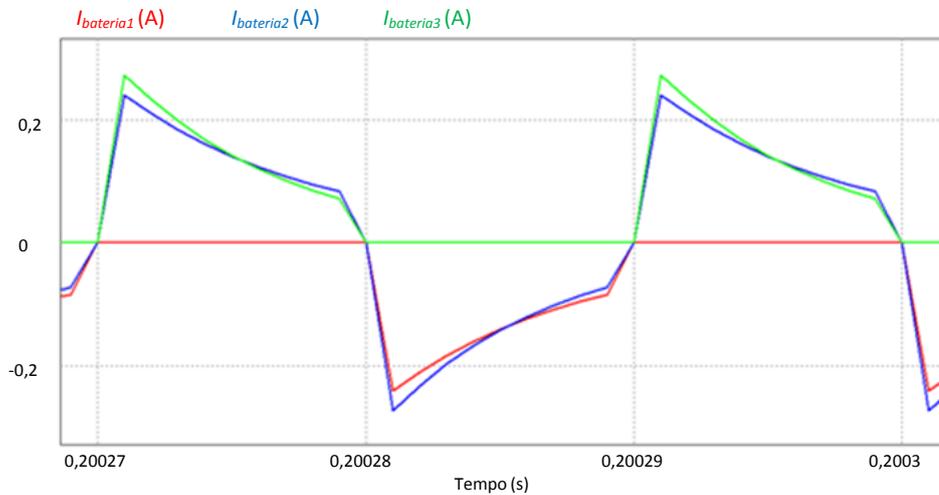


Figura 4.16 – Correntes nas baterias durante a equalização com a topologia Condensadores Comutados, para a equalização de três baterias com diferentes estados de carga.

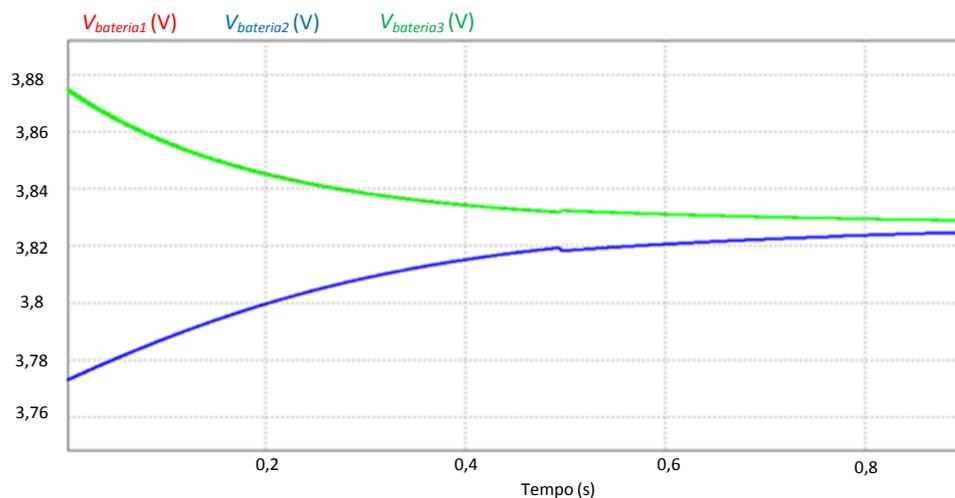


Figura 4.17 – Equalização das tensões das baterias para a topologia Condensadores Comutados, para três baterias.

As formas de onda das correntes nas baterias são apresentadas na Figura 4.18. É possível verificar que a corrente é sempre positiva na bateria 2, que recebe energia de ambas. Tanto a bateria 1 como a bateria 3 fornecem energia à bateria 2 através dos condensadores em ciclos alternados. Ou seja, durante um ciclo estão a fornecer energia ao condensador (corrente negativa) e no ciclo seguinte o condensador está a fornecer essa energia à bateria com menos carga (corrente nula).

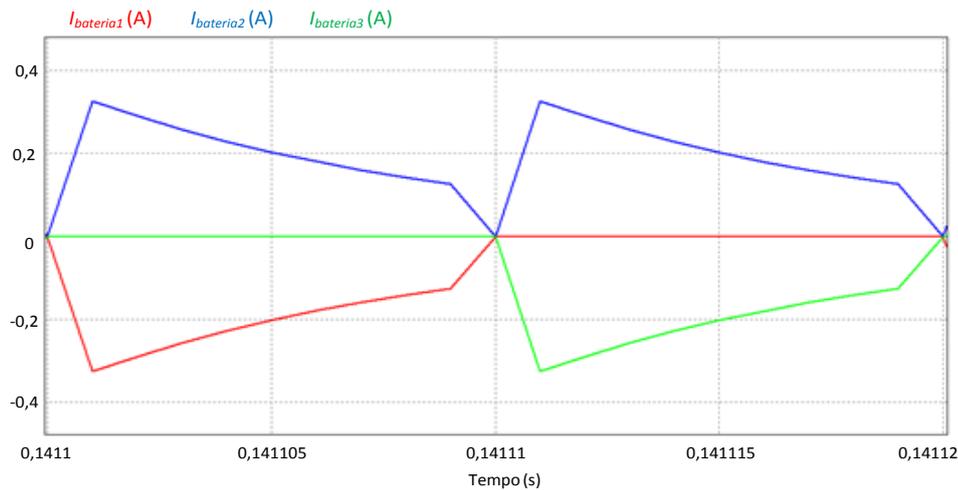


Figura 4.18- Formas de onda das correntes nas baterias para a simulação da topologia Condensadores Comutados, para três baterias.

4.4.2. Nova Topologia Baseada num Conversor CC-CC Bidirecional Isolado

A validação em simulação da nova topologia foi efetuada por etapas. Numa primeira etapa, foi simulado o conversor com um ângulo de defasamento fixo, de modo a validar o seu funcionamento geral, bem como a transferência de energia e formas de onda. Posteriormente, o controlo foi implementado em *C-Block*, simulando um controlador PI (Proporcional, Integral) de modo a manter uma corrente constante na carga. Nesta etapa foi validado o funcionamento do conversor, tanto com uma carga resistiva, como com o modelo de bateria escolhido. Numa terceira e última etapa foi simulada a topologia de equalização com três transformadores em paralelo, alimentando o lado primário do conversor através da tensão do banco de baterias.

Começando pela primeira etapa, foi simulado o funcionamento do conversor com um ângulo fixo, de modo a validar o funcionamento e as formas de onda do mesmo. O circuito simulado é apresentado na Figura 4.19. Neste circuito a ponte H do lado primário é alimentada através de uma fonte de tensão constante com 12,3 V. O transformador usado é ideal, com uma relação de transformação de 12:4. A indutância auxiliar de 4,4 μH , foi colocada no secundário do transformador, tendo sido dimensionada de modo a que o conversor transfira uma potência de 16 W para um ângulo máximo de 60°. Foi então simulado o circuito a comutar a uma frequência de 25 kHz, com defasamento fixo de 30°. As tensões do primário e do secundário estão desfasadas de 30°, com a corrente a seguir o perfil esperado, como explicado no item 4.2 (Figura 4.20).

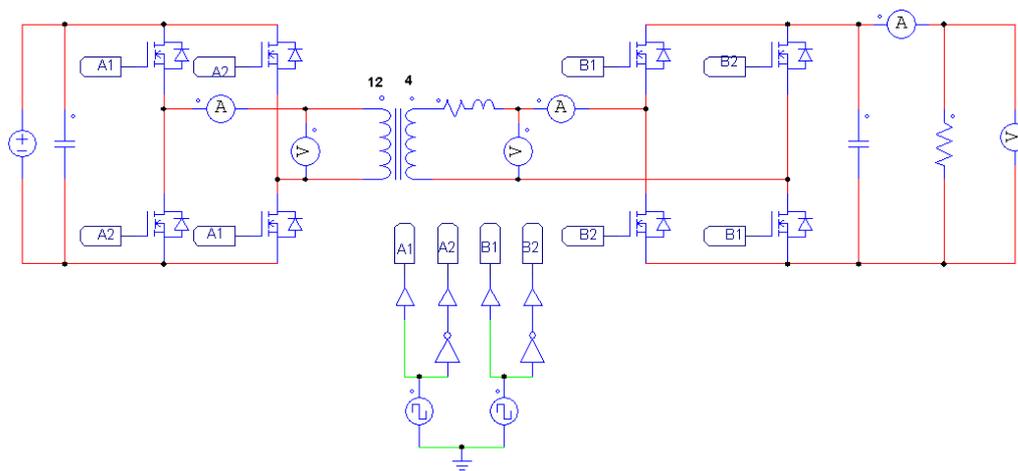


Figura 4.19 – Circuito simulado para a validação do conversor CC-CC Bidirecional Isolado.

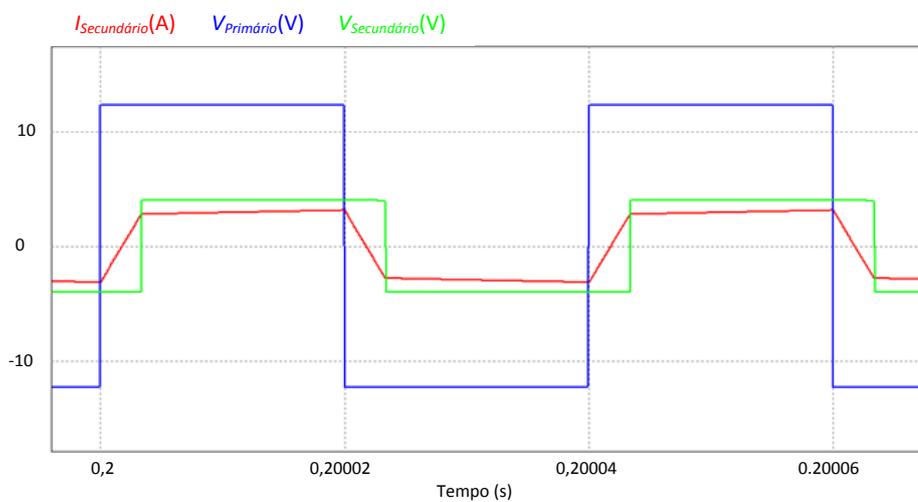


Figura 4.20 – Formas de onda da tensão no primário e tensão e corrente no secundário com um desfasamento de 30° .

A tensão no secundário do transformador está dependente da potência transferida. Para um desfasamento de 30° o valor teórico de potência transferida seria 10 W (Figura 4.21). Existem pequenas variações nos valores da potência transferida do primário para o secundário que se podem dever a diversos fatores, tais como o *time step* usado na simulação, perdas na resistência interna dos componentes simulados, entre outros.

Validado o funcionamento do conversor com um ângulo fixo, foi então implementado o controlo em *C-Block* (Figura 4.22). Este controlo gera os pulsos de comutação dos MOSFETs a 50 kHz. Foi implementado um controlador PI de modo a manter uma corrente constante na carga. A indutância auxiliar de $5 \mu\text{H}$ colocada no secundário, foi calculada de modo ao conversor transferir uma potência de 8 W para um ângulo de 90° .

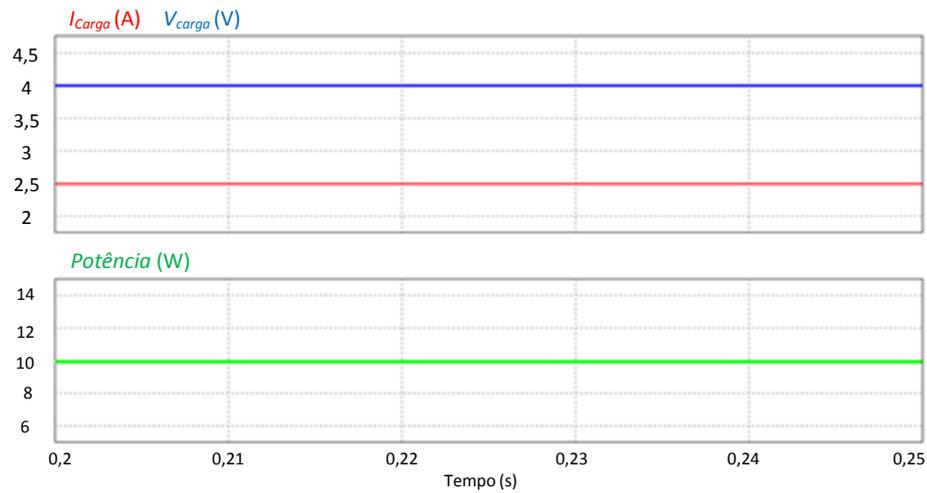


Figura 4.21 – Corrente, tensão e potência na carga, para um desfasamento de 30°.

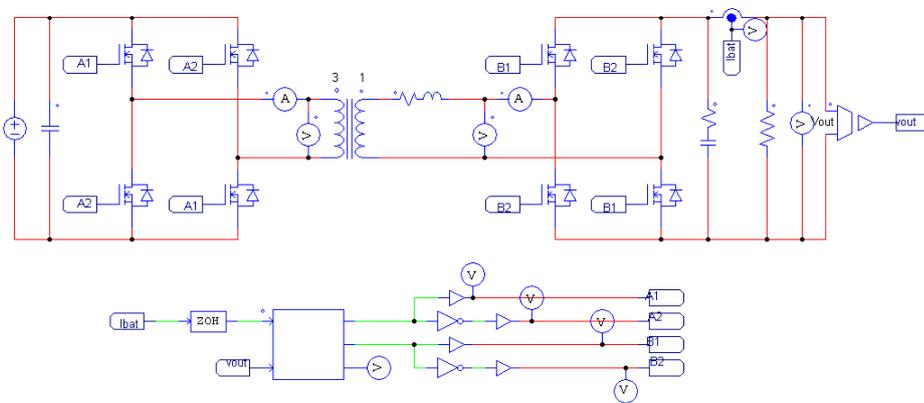


Figura 4.22 – Simulação de conversor CC-CC, com controlo de corrente no secundário implementado em C-Block.

Numa primeira simulação foi utilizada uma carga resistiva de 4Ω e visualizada a tensão e a corrente na resistência. Esta simulação serviu para ajustar os parâmetros do controlador de modo a obter uma melhor resposta. Foi definida uma corrente de referência de 0,85 A e obtidas as formas de onda (Figura 4.23).

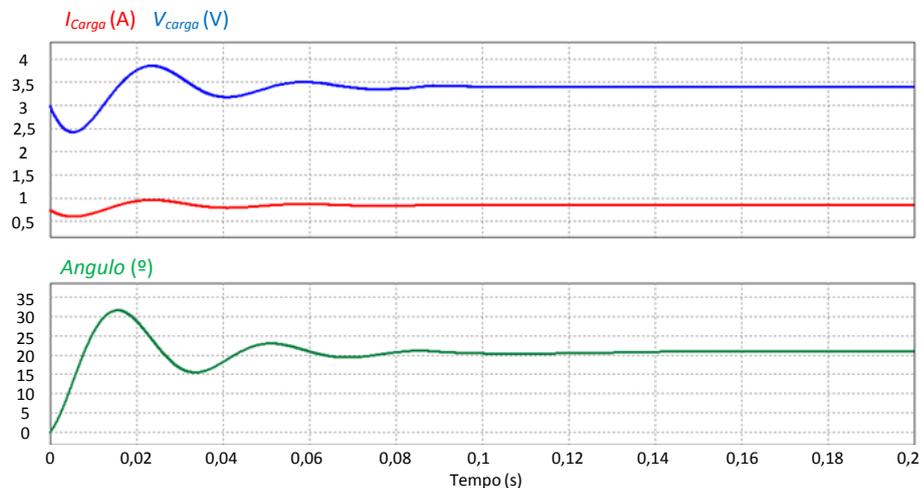


Figura 4.23 – Curvas da tensão e corrente na carga e ângulo de desfasamento.

De seguida, foi simulada a transferência de energia para o modelo da bateria, simulando a fase de carregamento de corrente constante. O modelo da bateria é o mesmo usado anteriormente, estando a bateria inicialmente com um SoC de 1%. Com o propósito de manter a corrente mais constante, foi colocada uma indutância de $1 \mu\text{H}$ na saída do conversor. Como se pode analisar na Figura 4.24, a corrente mantém-se constante a $0,85 \text{ A}$, enquanto a tensão aos terminais da bateria sobe desde aproximadamente 3 V até aos $4,1 \text{ V}$. É de realçar que o ângulo se mantém constante, visto a potência depender da tensão no primário e no secundário. Assim, como a tensão na bateria aumenta e, conseqüentemente, a potência transferida também aumenta, o ângulo mantém-se constante.

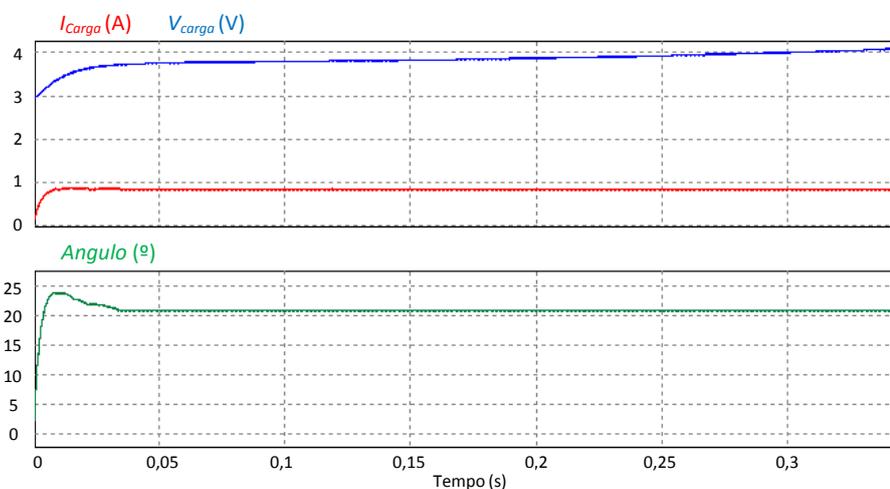


Figura 4.24 – Curvas da tensão e corrente para o carregamento através do conversor CC-CC.

Validado o controlo, foi então simulada a topologia a ser usada (Figura 4.25). Nesta, a tensão no primário do transformador corresponde à tensão aos terminais do banco de baterias. Deste modo, a energia é extraída de todas as baterias e redirecionada para a bateria ou baterias que apresentem menor valor de tensão. Tal como no caso anterior, foi colocada uma pequena indutância de modo a manter a corrente o mais constante possível na carga, simulando as mesmas situações que para a topologia Condensadores Comutados. Na primeira simulação, as baterias 1 e 3 tem um estado de carga de 70% e a bateria 2 de 20%. Isto corresponde a uma diferença de tensões iniciais de aproximadamente 162 mV .

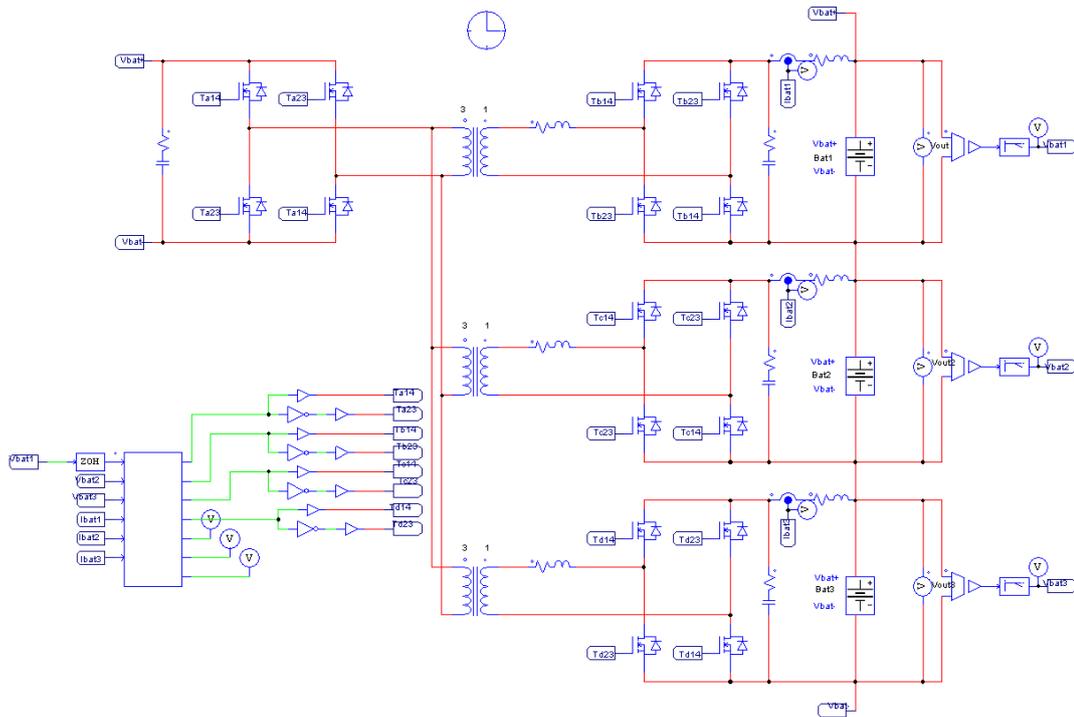


Figura 4.25 – Esquema elétrico usado para a simulação da topologia proposta.

Na Figura 4.26 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente para um dos possíveis algoritmos para esta topologia. Neste, a equalização termina quando as baterias atingem uma determinada diferença de tensão em circuito aberto. Visto que durante a equalização existe uma queda na resistência interna das baterias, as tensões medidas durante a equalização não correspondem às tensões em circuito aberto das mesmas. Isto resulta que, quanto maior for a corrente de equalização e a corrente extraída do banco de baterias, maior será a diferença no fim da equalização. Embora este método seja mais rápido que o Condensadores Comutados, a diferença de tensão no fim da equalização pode ser maior. Comparativamente à topologia Condensadores Comutados, para as mesmas condições iniciais e de fim de equalização, a topologia proposta equilibrou as tensões em menos de metade do tempo, aproximadamente 0,36 segundos de simulação. A equalização foi efetuada em cinco iterações, começando com uma corrente de equalização de 800 mA. Quando as tensões das baterias atingem o mesmo valor, a equalização é parada por um curto período de tempo, sendo depois verificada a tensão das baterias em circuito aberto. Caso a condição de fim de equalização ainda não tenha sido atingida, a corrente de equalização é reduzida para metade e repetido o processo até à condição de fim de equalização ser obtida, resultando isto nas formas de onda apresentadas na Figura 4.26. É de realçar que dos 800 mA da corrente de equalização, cerca de 533 mA vão para a bateria, sendo aproximadamente 266 mA realimentados para o primário do conversor.

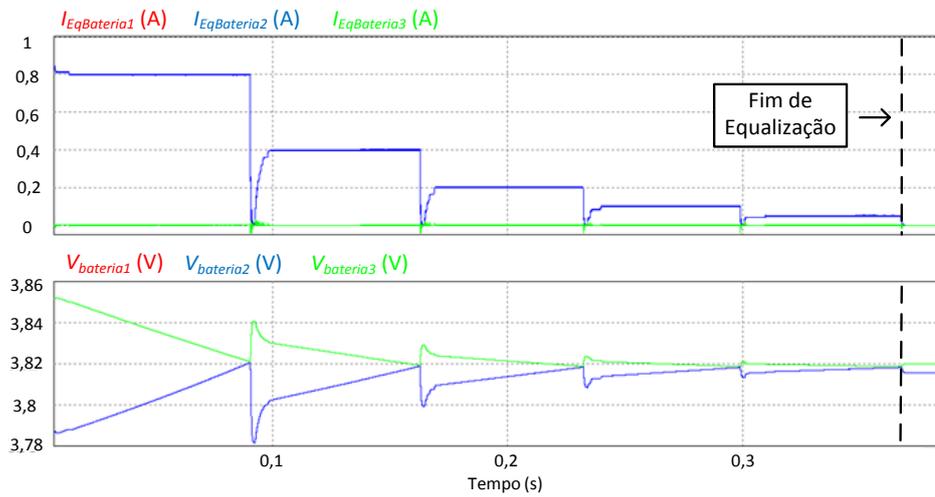


Figura 4.26 – Curvas das tensões das baterias e das correntes de equalização durante as várias etapas da equalização.

De seguida, foi simulada a topologia utilizando três baterias com estados de carga diferentes (Figura 4.27). Tal como simulado para a topologia Condensadores Comutados, as baterias têm uma diferença de 20% do SoC entre si, tendo a bateria com mais carga um SoC de 70% e a com menos carga 30%, o que corresponde a uma diferença de tensões, em circuito aberto, de aproximadamente 140 mV.

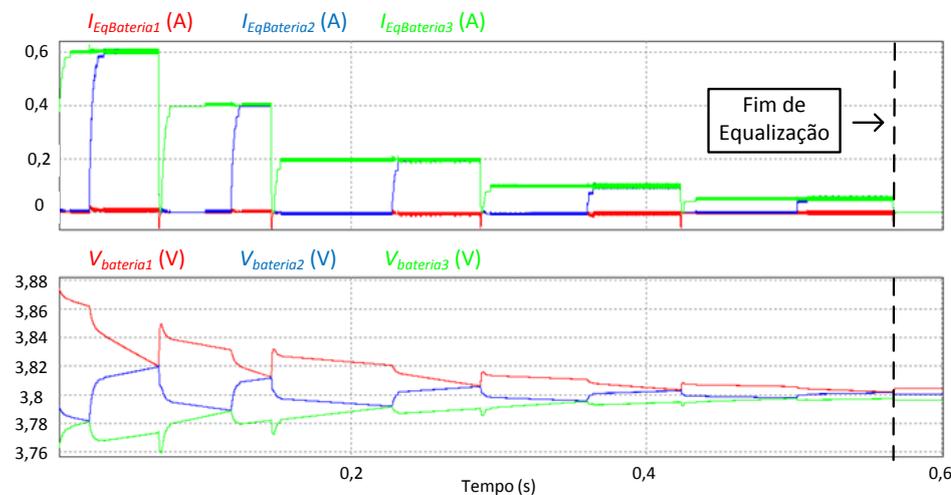


Figura 4.27 – Curvas das tensões das três baterias e respetivas correntes de Equalização.

Como se pode verificar na Figura 4.27, inicialmente apenas está a ser transferida energia para a bateria 3. Quando a tensão da bateria 2 atinge o valor mínimo, é iniciada a transferência de energia para a mesma. Neste ponto, é visível a influência da resistência interna na tensão das baterias. O fim da primeira iteração ocorre quando a tensão da bateria 3 atinge o valor de tensão da bateria 1, sendo então parada a equalização e medida a tensão em circuito aberto das baterias. Caso esta seja superior à tensão de fim de equalização, o processo é repetido, reduzindo as correntes de

equalização a cada iteração, até a tensão desejada ser atingida. Na Figura 4.27 estão presentes cinco iterações, sendo que no fim destas a diferença de tensão foi reduzida de aproximadamente 140 mV para 6 mV em 0,56 segundos. A principal desvantagem deste algoritmo é o facto da bateria 2 ser carregada e descarregada a cada iteração, até ser atingida a tensão de fim de equalização.

Uma melhoria do algoritmo de controlo pode resultar numa melhoria significativa do tempo de equalização, bem como num menor desgaste das baterias. Na Figura 4.28 está apresentado um algoritmo de equalização diferente para as condições da simulação anterior. Neste, ao contrário do algoritmo anterior, a equalização não é feita com base nos valores de tensões mas sim com base no estado de carga das baterias. Assim, é calculada a energia que é necessária transferir para cada bateria, tendo em conta o estado de carga inicial e a energia que está a ser extraída do banco de baterias durante a equalização. Através destes parâmetros é determinado um ângulo para cada um dos secundários de modo a transferir a energia necessária para equalizar as baterias, num determinado período de tempo. É de realçar que a equalização não termina quando as tensões se cruzam visto que neste ponto, o estado de carga não é igual em todas. As tensões apenas aparentam estar equalizadas devido às quedas na resistência interna das mesmas. Assim, para as mesmas condições iniciais da simulação anterior, a carga das baterias é equalizada em menos tempo.

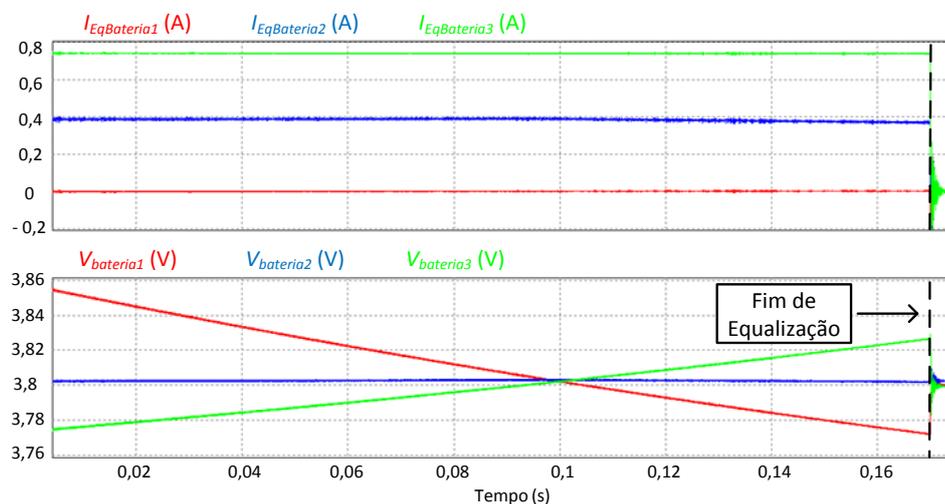


Figura 4.28 – Formas de onda das tensões das baterias e correntes de equalização para o algoritmo baseado no estado de carga das baterias.

Esta simulação pretende apenas demonstrar que existe margem para uma melhoria significativa na velocidade de equalização com a melhoria do algoritmo de equalização. Porém, este algoritmo requer conhecimento do estado de carga e um maior processamento de modo a ser possível determinar os ângulos necessários. Sendo o

objetivo deste trabalho validar a topologia, e tendo em conta as funções necessárias e a complexidade associada a este algoritmo, este não será implementado na prática.

4.4.3. Comparação das Topologias de Equalização

Após serem apresentadas e validadas as topologias de equalização através de simulação, é possível fazer uma comparação entre ambas.

A topologia Condensadores Comutados apresenta como principal vantagem a sua simplicidade e baixo custo de implementação. Para além disso, esta possibilita uma equalização contínua durante a carga e descarga. Contudo, a velocidade de equalização desta topologia é relativamente baixa, não sendo a corrente de equalização controlada pelo utilizador mas sim pela diferença de tensão entre as baterias, pelas resistências dos componentes e pela própria resistência interna das baterias. Isto torna esta técnica pouco atrativa para aplicações com baterias de Iões de Lítio, visto nestas uma pequena variação da tensão aos terminais da bateria poder corresponder a uma grande variação no seu estado de carga.

A nova topologia proposta é bastante mais complexa. Para além de requerer a utilização de um controlador em cada um dos seus módulos, a utilização de componentes magnéticos e toda a eletrónica necessária para fazer a comunicação entre os módulos, torna esta mais dispendiosa e complexa de implementar. Porém, o tempo de equalização é inferior à topologia Condensadores Comutados. O facto de ser possível controlar a corrente de equalização e aplicar o algoritmo de equalização que se pretender, torna-a mais flexível e apetecível para aplicações de elevada potência com baterias de Iões de Lítio. Com o correto dimensionamento, esta topologia pode ser aplicada a várias tecnologias de baterias bem como para diferentes potências.

4.5. Conclusões

Neste capítulo foi apresentada a nova topologia de equalização baseada num conversor CC-CC Bidirecional Isolado, apresentando o princípio de funcionamento do conversor, bem como uma visão genérica da topologia.

Foi simulado e determinado, dentre os dois modelos de baterias escolhidos, qual o que melhor se adequava às necessidades do trabalho. Embora a Variação do Modelo Simples modele a variação da tensão aos terminais da bateria, bem como a energia armazenada nesta, o Modelo Capaz de Prever o Tempo de Duração e a Característica $I-V$ apresenta um perfil de carga e descarga mais próximo da realidade

para uma bateria de Iões de Lítio, bem como algumas das vantagens do modelo anterior. Como tal, foi optado por utilizar esse modelo nas simulações realizadas.

Na Topologia Condensadores Comutados inicialmente determinou-se, através de simulações, o valor ideal de capacidade dos condensadores de equalização e da frequência de comutação. Definidos estes valores, foi simulado e analisado o tempo que esta topologia levava para equilibrar as tensões nas baterias em duas situações distintas, analisando as formas de onda durante o funcionamento da topologia.

Por fim foi validado, por etapas o funcionamento do conversor CC-CC bidirecional isolado, do controlo e por último da topologia proposta. Em comparação à anteriormente apresentada, a nova Topologia Baseada num Conversor CC-CC Bidirecional Isolado apresenta melhores resultados, conseguindo-se obter tempos de equalização inferiores aos obtidos na topologia Condensadores Comutados. Melhorando o algoritmo de controlo estes resultados podem ser substancialmente melhorados embora esta melhoria acarrete um aumento da complexidade de implementação devido à necessidade da determinação de outros parâmetros para a equalização.

CAPÍTULO 5

Implementação da Topologia de Equalização

5.1. Introdução

Neste capítulo são apresentadas as diversas etapas da implementação do BMS, bem como os dimensionamentos e escolhas que foram feitas durante a implementação.

Para o desenvolvimento da nova topologia foram analisados, dimensionados e desenvolvidos um conjunto de componentes e circuitos, tais como os transformadores de alta frequência, os circuitos de acionamento, o circuito de comunicação e os circuitos de leitura e as respectivas placas de circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*). São também apresentados os fluxogramas que descrevem, de uma maneira simplista, a interação entre o controlador *master* e os controladores *slave*, bem como o algoritmo de controlo utilizado para a equalização da carga das baterias.

5.2. Dimensionamento dos Transformadores de Alta Frequência

A topologia de equalização proposta utiliza um Conversor CC-CC Bidirecional Isolado com n secundários, necessitando assim de n transformadores de alta frequência. Os transformadores têm como função transferir energia do primário para o secundário, ou vice-versa, bem como facultar isolamento galvânico.

Para o dimensionamento dos transformadores de alta frequência teve-se em conta as perdas no ferro e perdas no cobre que ocorrem nos mesmos [49, 50]. As perdas no ferro ocorrem no material no núcleo do transformador, dependendo estas da frequência de comutação, do material do núcleo e da densidade do fluxo magnético. Por sua vez, as perdas no cobre referem-se às perdas nos enrolamentos, estando estas dependentes do material do condutor, do valor eficaz da corrente, do número de espiras e do comprimento dos condutores.

Uma abordagem comum ao dimensionamento de transformadores de alta frequência é a determinação do ponto ótimo para o qual as perdas no ferro e no cobre são mínimas. Visto que as perdas no cobre aumentam com o aumento do número de

espiras e as perdas no ferro diminuem com o aumento do número de espiras, é possível obter assim o ponto ótimo de funcionamento (Figura 5.1) [51].

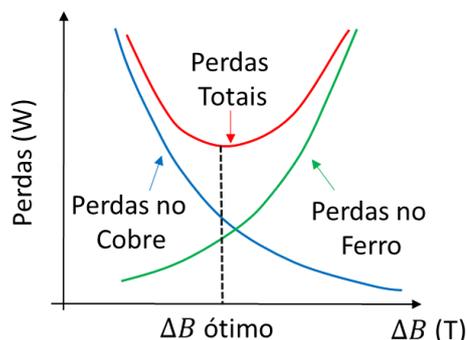


Figura 5.1 – Gráfico das perdas num transformador e ponto de fluxo ótimo.

Para o dimensionamento dos transformadores de alta frequência foi selecionado o formato e o tamanho do núcleo a utilizar e feitos os cálculos para a determinação dos seus valores de funcionamento. Os núcleos escolhidos foram *EFD 30* da *EPCOS* (Figura 5.2) [52]. Estes núcleos são mais planos, o que permite o *design* de aplicações compactas, sendo estes compostos por ferrite *N87*. A ferrite é o material mais usado em aplicações como transformadores de alta frequência.



Figura 5.2 – Núcleo *EFD 30 EPCOS* [52].

Inicialmente topologia proposta visava a equalização da carga em 3 baterias. No entanto, como apenas existiam duas baterias disponíveis, a topologia final foi dimensionada para apenas duas baterias. Contudo, inicialmente foi dimensionado um transformador com uma relação de 12:4, o qual foi usado para a validação do dimensionamento e do conversor. Assim, considerando que a tensão nas baterias de Iões de Lítio varia normalmente entre 3 V e 4,1 V, foi determinada uma tensão máxima no primário de 12,3 V. Através de simulações determinou-se uma corrente eficaz máxima de funcionamento de 800 mA no primário do transformador. Para o dimensionamento dos transformadores, são necessários alguns parâmetros do núcleo escolhido, tendo estes sido obtidos em [49], apresentados na Tabela 5.1.

As condições de funcionamento do transformador, necessárias para o dimensionamento, estão apresentadas na Tabela 5.2.

Tabela 5.1 – Parâmetros do núcleo *EFD 30* [49].

Núcleo <i>EFD 30</i>	
Wtfe (g)	24
MLT (cm)	5,50
MPL(cm)	6,80
Ac (cm ²)	0,69

Tabela 5.2 – Condições de funcionamento do transformador de alta frequência.

Tensão de Entrada	12,3 V
Tensão de Saída	4,1 V
Corrente Primário	800 mA
Frequência	100 kHz
<i>Duty-Cycle</i>	0,5

Assim, definidas as condições iniciais e os valores necessários para o dimensionamento, começou-se por calcular a secção do fio que deve ser usado nos enrolamento de modo minimizar a efeito pelicular. A equação (5.1), apresentada em [49], permite calcular a profundidade do efeito pelicular.

$$\varepsilon = \frac{6,62}{\sqrt{f}} k \quad (5.1)$$

Onde ε representa a profundidade do efeito pelicular em cm, f a frequência da corrente que circula nos enrolamentos ($f = 100$ kHz) e k uma constante que toma o valor de 1 para condutores de cobre. Assim, substituindo na equação (5.2), obtém-se:

$$\varepsilon = 0,0206 \text{ cm} = 0,206 \text{ mm} \quad (5.2)$$

Através do valor anterior e da equação 5.3, foi determinada a secção do fio utilizar:

$$Secção_{Fio} = \pi \varepsilon^2 \quad (5.3)$$

Calculou-se que o fio deve ter uma secção igual ou menor a 0,137 mm². Através da tabela AWG (*American Wire Gauge* – Escala Americana Normalizada), escolheu-se o fio com secção mais próxima da calculada, sendo este o AWG#28, com uma área de 0,08 mm².

Sabendo o fio a usar, determinou-se a secção de condutor necessária para os enrolamentos do primário e do secundário. É considerada boa prática assumir que podem passar entre 3 A a 5 A por cada mm² de fio, tendo neste caso sido considerada uma corrente de 4 A por cada mm² de fio. Assim, para uma corrente de 0,8 A no primário é necessária uma secção de 0,2 mm² de fio condutor no primário, o que corresponde a 3 fios AWG#28 ligados em paralelo, perfazendo um secção total de 0,24 mm². Sabendo a relação de transformação, foi considerada uma corrente máxima de 2,4 A no secundário, o que corresponde a uma secção de 0,4 mm² de condutor. Como tal foram usados 8 fios AWG#28 ligados em paralelo, perfazendo uma secção de condutor de 0,64 mm².

Seguidamente foram calculados os valores de pico da densidade de fluxo em relação ao número de espiras. Para tal foi utilizada a equação (5.4) [51].

$$\Delta B = \frac{\lambda_1}{2 n_1 A_c} 10^4 \quad (5.4)$$

Onde ΔB representa o valor de pico da densidade de fluxo, λ_1 representa a tensão por unidade de tempo aplicada ao primário do transformador, n_1 representa o número de espiras do primário e A_c é a área transversal do núcleo. O λ_1 é obtido através da equação (5.5).

$$\lambda_1 = D T V_{\text{primário}} \quad (5.5)$$

Onde D representa o *duty cycle*, T o período e $V_{\text{primário}}$ a tensão aplicada ao primário do transformador. Recorrendo a uma folha de cálculo foi possível obter uma tabela com a variação do valor da densidade de fluxo em relação ao número de espiras, apresentada na Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Tabela com a variação da densidade de fluxo, ΔB , em função do número de espiras.

Número de Espiras no Primário	Densidade de Fluxo (mT)
6	74
9	50
12	37
15	30
18	25

Sabendo a área de secção do fio no primário e secundário do transformador, foi possível calcular as perdas no cobre. Estas são dadas pela equação (5.6):

$$P_{Cobre} = I^2 R_{Fio} \quad (5.6)$$

As perdas totais no cobre correspondem à soma das perdas nos enrolamentos do primário e do secundário. A resistência de cada enrolamento é obtida através da equação (5.7) [51]:

$$R_{enrolamento} = \frac{\rho MLT N}{\hat{Área}} \quad (5.7)$$

Onde ρ representa a resistividade do cobre ($\rho = 1,68 \times 10^{-8} \Omega.m$), MLT (*Mean Length per Turn*) o comprimento médio de uma espira, N o número de espiras e $\hat{Área}$ a secção do condutor. Recorrendo a uma folha de cálculo foram obtidos os valores para as perdas em função do número de espiras, apresentados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Valor das Perdas no Cobre em função do número de espiras, no primário e secundário

Número de Espiras	Perdas Primário (mW)	Perdas Secundário (mW)	Perdas Totais (mW)
6	0,148	0,166	0,314
9	0,222	0,249	0,471
12	0,296	0,333	0,628
15	0,370	0,416	0,785
18	0,444	0,499	0,942

Para a determinação das perdas no ferro, foram obtidos, através do software *EPCOS Magnetic Design Tool*, os valores de P_v que correspondem às perdas no núcleo em relação a uma variável. Estas perdas podem ser obtidas em função das perdas por unidade de volume, (mW/cm^3) ou por unidade de massa (mW/g). Considerando o segundo caso, as perdas no ferro são dadas pela equação (5.8):

$$P_{Ferro} = P_v W t_{Fe} \quad (5.8)$$

Onde $W t_{Fe}$ corresponde à massa, em gramas, do núcleo. Como cada núcleo é composto por duas peças, o valor das perdas é duplicado. Assim, tal como para as perdas no cobre, foram introduzidos os valores numa folha de cálculo de modo a obter os valores das perdas no ferro para os diferentes valores de densidade de fluxo (Tabela 5.5).

Analisando os valores obtidos para as perdas no ferro e as perdas cobre, verifica-se que, mesmo para 18 espiras no primário, as perdas no ferro são bastante superiores às perdas no cobre. Uma possível solução para se atingir o ponto ótimo seria continuar a aumentar o número de espiras até as perdas no ferro e as perdas no cobre convergirem para valores próximos. Em alternativa poderia também reduzir-se o tamanho do

transformador. Aquando da escolha dos núcleos, estes foram sobredimensionados de modo a, caso se pretendesse aumentar a potência da aplicação, estes serem viáveis. Contudo, este sobredimensionamento levou a que não fosse possível obter o ponto de funcionamento ótimo. Como tal, decidiu-se utilizar 18 espiras no primário, visto os valores das perdas serem bastante baixos. Assim, as perdas totais equivalem à soma das perdas no ferro e no cobre, para 18 espiras no primário e 6 no secundário, que perfaz aproximadamente 36 mW.

Tabela 5.5 – Valores das perdas no ferro em função da densidade de fluxo

Densidade de Fluxo ΔB (mT)	P_v (mW/g)	Perdas no ferro (mW)
74	12,65	607,2
50	4,70	225,6
37	2,17	104,2
30	1,15	55,2
25	0,75	36,0

Determinados os parâmetros, procedeu-se ao cálculo do comprimento do fio necessário para o primário e secundário. O comprimento do fio foi calculado multiplicando o MLT pelo número de espiras. Assim, obtêm-se as equações (5.9) e (5.10):

$$n_{prim} MLT = 18 \times 5,5 = 99 \text{ cm} \quad (5.9)$$

$$n_{sec} MLT = 6 \times 5,5 = 33 \text{ cm} \quad (5.10)$$

Seguidamente foi verificado se os enrolamentos caberiam no carretel para os valores de secção obtidos, nomeadamente 0,24 mm² no primário e 0,64 mm² no secundário. Desta forma foram calculados os diâmetros equivalentes dos condutores do primário e do secundário, sendo estes respetivamente, 0,552 mm² e 0,9 mm². Assim, considerando as dimensões do carretel (Figura 5.3) é possível estimar-se que a área ocupada pelos enrolamentos não excede a área disponível. Para esta determinação primeiro multiplicou-se o número de espiras pelo diâmetro do fio equivalente do primário, obtendo-se aproximadamente 10 cm, não havendo assim problema, sendo que o secundário ocuparia 5,4 cm. Em termos de altura, foi somado o diâmetro do fio equivalente do primário e do secundário e verificado se era inferior ao disponível para enrolamento. A soma dos dois perfaz aproximadamente 1,5 cm, o que é muito inferior ao disponível. O transformador desenvolvido está apresentado na Figura 5.4.

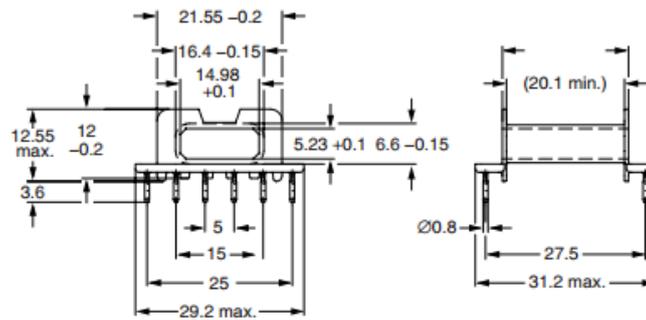


Figura 5.3 – Dimensões do carretel usado no transformador de alta frequência *EFD30* [52].



Figura 5.4 – Aspeto final do transformador de alta frequência desenvolvido.

Embora tenha sido aqui apresentado o dimensionamento do núcleo para 100 kHz e com uma relação de transformação de 12:4, este transformador foi usado apenas para a validação e testes, com uma frequência de 50 kHz. Em termos práticos esta redução da frequência não influenciou o funcionamento do mesmo.

Para a validação final da topologia, foram construídos dois transformadores, com uma relação de 8:4, para uma frequência de funcionamento de 50 kHz, seguindo o dimensionamento apresentado anteriormente. Esta escolha deveu-se à necessidade de simplificação da topologia, bem como às limitações relativas ao material existente. Como só foi possível obter duas baterias para a validação da topologia, esta teve de ser reajustada para tal. A redução na frequência deveu-se à necessidade de, numa fase inicial de validação, evitar atrasos indesejáveis em algumas funções bem como permitir um maior tempo de processamento para o DSP (*Digital Signal Processor* – Processador Digital de Sinal). Assim, na Tabela 5.6 estão apresentados dos dados importantes do dimensionamento do transformador com a relação de 8:4 e com uma frequência de 50 kHz.

Tabela 5.6 – Valores e condições de funcionamento do transformador para a validação final da topologia.

Tensão no Primário	8,2 V
Tensão no Secundário	4,1 V
Corrente no Primário	800 mA
Corrente no Secundário	1600 mA
Número de Espiras Primário	18
Número de Espiras Secundário	9
Frequência	50 kHz
Densidade de Fluxo	33 mT
Perdas no Ferro	96 mW
Perdas no Cobre	3,88 mW
Perdas Totais	100 mW

5.3. Cálculo do Valor da Indutância Auxiliar

Como mencionado aquando da apresentação da topologia de equalização, utiliza-se uma indutância auxiliar de modo a obter o valor de indutância necessário para transferir uma determinada potência para um ângulo máximo. Como apresentado no item 4.2, a potência transferida P_t é dada pela equação (4.1). Rearranjando esta equação, é possível obter o valor da indutância para os valores de funcionamento definidos, apresentados na Tabela 5.7.

Tabela 5.7 – Condições para a determinação do valor da indutância auxiliar.

V_{D1}	8,2 V
V_{D2}	4,1 V
N	8:4
f	50 kHz
Ângulo máximo (δ)	$0,3888\pi$ (70°)
Potencia Máxima (P_t)	8 W

Rearranjando a equação (4.1) em ordem a L , obtém-se a equação (5.11).

$$L = \frac{V_{D1} V_{D2} N}{2 \pi f P_t} \left(\delta - \frac{\delta^2}{\pi} \right) \quad (5.11)$$

Substituindo na equação (5.11) os valores fornecidos na Tabela 5.7, obtém-se $L = 19,97 \mu\text{H}$. A indutância é colocada do lado do secundário de modo a baixar o valor necessário para a transferência da potência desejada. Embora o transformador possua um determinado valor de indutância de fuga, para simplificação este não foi

considerado no cálculo do valor de indutância necessária. Assim, o valor da indutância no secundário do transformador é obtido através da equação (5.12):

$$L = L_{Pri} + (N)^2 L_{Sec} \quad (5.12)$$

Substituindo os valores, obtém-se $L_{Sec} = 4,99 \mu\text{H}$. Foram então encomendadas, através de amostras grátis, as bobinas *RFB0807* da *Coilcraft* [53]. Estas apresentam um valor de indutância de $4,7 \mu\text{H}$. Medindo o valor da indutância com recurso a uma ponte RLC obteve-se uma indutância $5 \mu\text{H}$ com $23 \text{ m}\Omega$ de resistência série. Na Figura 5.5 está apresentada a evolução da potência transferida para os valores acima apresentados.

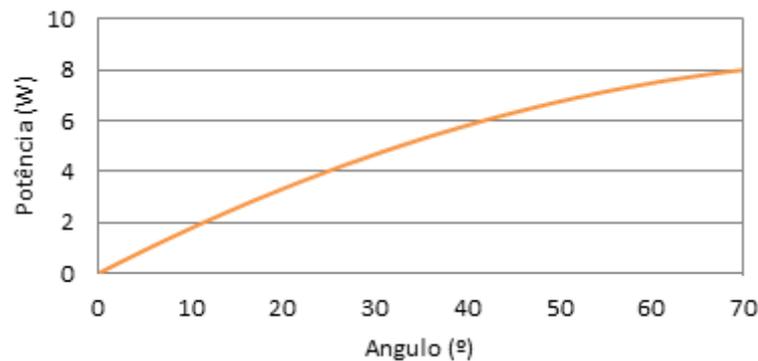


Figura 5.5 – Gráfico da variação da potência (W), em função do ângulo de desfasamento (°) para as condições apresentadas.

5.4. Desenho das Placas de Circuito Impresso para o DSP

Visto a topologia a implementar possuir uma estrutura distribuída, tornou-se necessário escolher os controladores a usar quer no módulo *master* quer nos módulos *slave*. Foram então estudadas algumas soluções existentes no mercado. Os principais critérios de escolha foram a velocidade de processamento, o reduzido número de pinos IO (*Input Output* – Entrada Saída) e possuírem periféricos suficientes para implementar as funções desejadas. Inicialmente optou-se por utilizar o *kit* de desenvolvimento *C2000 Piccolo LaunchPad* (Figura 5.6). Este utiliza um DSP (*Digital Signal Processor*) *TMS320F28027* apresentando como principais características:

- Processador 32 Bits;
- 60 MHz (16,67 ns por Ciclo);
- Alimentação única a 3,3V;
- Periféricos para comunicação;
- *Enhanced Pulse Width Modulator* (ePWM);
- Conversor Analógico para Digital (ADC).

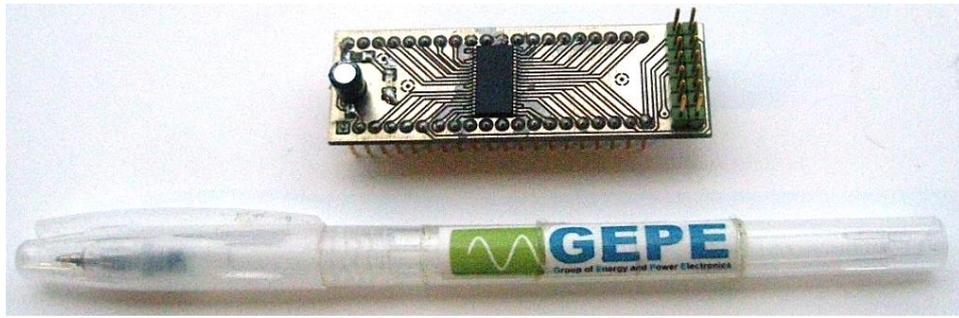


Figura 5.6 – Placa de desenvolvimento *C2000 Piccolo Launchpad* [54].

Esta placa de desenvolvimento foi escolhida por possuir um DSP que se adequava às necessidades, nomeadamente na velocidade de processamento, no reduzido número de pinos, bem como devido ao seu baixo custo. Para além disso, o DSP em questão possibilita, com recurso a um pulso de sincronismo, sincronizar diferentes PWMs em diferentes DSPs, o que é fundamental para a implementação da topologia. Como o conversor controla a transferência de energia entre o primário e o secundário através do desfasamento entre ambos, é de extrema importância que estes estejam sincronizados entre si. Caso isso não aconteça, o desfasamento desejado não corresponderá ao que está a ser aplicado e como tal a transferência de energia não será controlada. O *kit* de desenvolvimento permite também a comunicação via porta série (SCI - *Serial Communication Interface*) para a interface com o utilizador, bem como o *debug* do código desenvolvido.

O DSP usado neste *kit* de desenvolvimento possui dois encapsulamentos com diferentes números de pinos de IO. Visto que são necessários poucos para a implementação das funções pretendidas, foi escolhido o encapsulamento com menor número de pinos. Decidido isto, foi então desenvolvida uma placa de circuito impresso (*Printed Circuit Board* – PCB) para o DSP selecionado. Esta placa foi desenhada com o intuito de poder ser usada em *breadboard* durante a fase de testes e posteriormente poder ser encaixada num *socket* DIP 40 na solução final. Para tal, a placa apenas possui o DSP e a eletrónica externa necessária para a alimentação do mesmo (Figura 5.7).

Para a programação foram colocados os pinos de modo a esta poder ser feita através de um programador externo. Assim, na topologia final, pretende-se usar o kit como controlador para o módulo *master* e as placas desenvolvidas como controladores para os módulos *slave*.

Figura 5.7 – Placa desenvolvida para o DSP *TMS320F28027*.

5.5. Circuito de Acionamento e Circuito de Potência

Para o acionamento dos MOSFETs foi necessário implementar um circuito que possibilitasse adequar os sinais de *gate* gerados pelo microcontrolador aos valores de tensão e corrente necessário para fazer o correto acionamento dos MOSFETs.

Inicialmente foi pensado utilizar circuitos diferentes para o acionamento do primário e do secundário do conversor. Isto justificava-se visto as tensões nos secundários serem baixas e não existir necessidade de isolamento. Por sua vez, o primário, sendo realimentado com as tensões do banco de baterias, deveria ser isolado. No entanto, caso se pretendesse aumentar o número de baterias, a tensão do primário aumentaria, devendo neste caso garantir-se o isolamento.

O circuito de acionamento para o primário do conversor é composto por um *Schmit Trigger SN7404* da *Texas Instruments*, dois *ADUM5230* da *Analog Devices*, e uma fonte isolada, para além dos componentes passivos necessários em ambos (Figura 5.8) [55, 56]. O *SN7404* funciona como um *buffer* com lógica negativa, convertendo o sinal de *gate* de 3,3 V para 5 V, de modo a poder ser usado para o acionamento dos *ADUM*. Os *ADUM5230* são *gate drivers* isolados, que permitem o acionamento de meia ponte H cada, com MOSFETs tipo N. Como os MOSFETs superiores de uma ponte H não estão referenciados à massa do sistema, é necessário uma massa isolada de modo à sua tensão de *gate* ser referida à tensão na sua *source*. Este mesmo resultado poderia também ser obtido com optocopladores e fontes isoladas, embora essa solução necessitasse de uma maior número de componentes, tornando-se assim uma solução mais dispendiosa. Como os *ADUM5230* já possuem uma fonte isolada integrada, apenas é necessária uma fonte para garantir o isolamento dos MOSFETs inferiores da ponte H do primário. O circuito requer também alguns componentes passivos para o seu funcionamento.

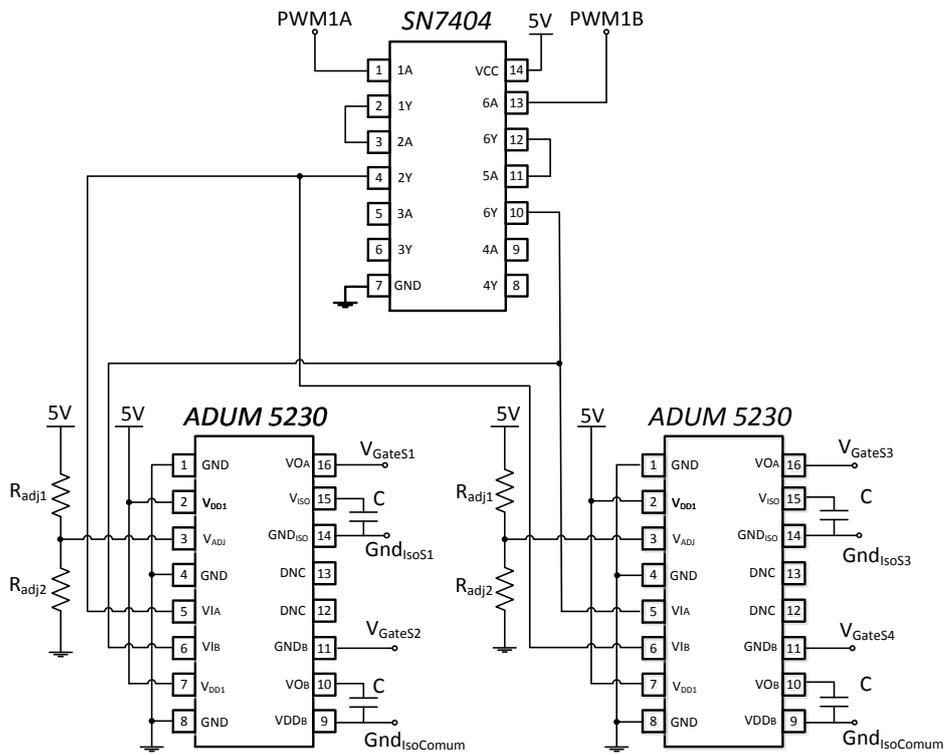


Figura 5.8 – Circuito de acionamento dos MOSFETs da ponte H.

O circuito de potência do primário é composto por quatro MOSFETs *BUZ10* em configuração de ponte H (Figura 5.9) [57]. Estes suportam uma tensão de *drain-source* de 50 V e uma corrente de 23 A. Foram colocadas resistências na *gate* dos MOSFETs, para limitar a corrente, bem como umas resistências entre a *gate* e a *source* dos MOSFETs, para garantir que, quando o circuito estiver desligado estes não entram em condução. Embora os MOSFETs fossem para potências superiores às necessárias, estes adequavam às necessidades. Foi também colocado um condensador de 5,6 μF entre os terminais do barramento CC. Este tem como propósito filtrar o *ripple* de tensão devido às comutações, ajudando assim a manter a tensão mais estável.

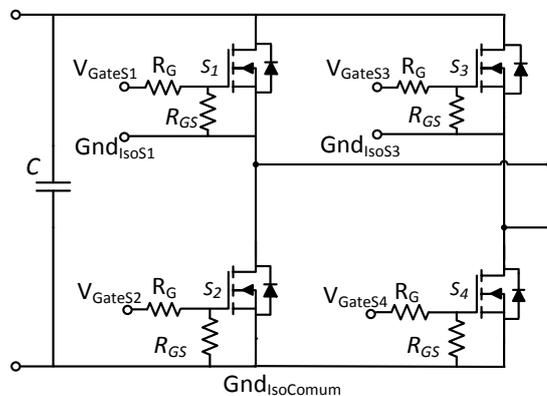


Figura 5.9 – Circuito de potência composto por quatro MOSFETs em ponte H.

Assim, uma vez determinados todos os componentes, foi desenhada uma PCB para o lado primário do conversor CC-CC, que engloba o circuito de acionamento, bem como o de potência. (Figura 5.10).



Figura 5.10 – Circuito de acionamento e ponte H do lado primário.

Para o circuito dos secundários foram ponderadas e analisadas diferentes soluções. Uma das soluções estudadas foi usar MOSFETs tipo N e tipo P na ponte H de cada secundário da topologia. Com isto pretendia-se simplificar o circuito de acionamento do mesmo e conseqüentemente reduzir os custos de implementação. Esta solução passava pela utilização de transístores para o acionamento dos MOSFETs tipo P, e um circuito de driver *UCC27524*, da *Texas Instruments*, para o acionamento dos MOSFETs tipo N [58]. Porém, esta solução não era viável visto os tempos de subida e descida do integrado e dos transístores serem diferentes. Isto resultava num desfasamento entre o acionamento dos MOSFETs tipo N e tipo P, que por sua vez resultava em curto circuitos durante as comutações.

Posta de parte a solução anterior e outras, optou-se por utilizar um circuito semelhante ao do primário, com um *SN7404* e dois *ADUM55230* para o circuito de comando (Figura 5.8). Neste também foi usada uma fonte isolada de 12 V para 12 V, não devido à necessidade de isolar o circuito de potência do de controlo, mas devido ao facto de que, como mencionado anteriormente, cada um dos secundários tem um potencial de massa diferente. No circuito de potência são usados quatro MOSFETs *STD17NFL03L-1* da *ST*, que suportam uma tensão *drain-source* de 30 V e uma corrente de 17 A [59]. Estes foram escolhidos devido a possuírem menores valores de funcionamento, menores dimensões e menor resistência interna. Assim, foi desenhada e montada a placa para a realização de testes do secundário do conversor CC-CC, que para além do circuito de acionamento e de potência, também engloba o transformador de alta frequência e a indutância auxiliar (Figura 5.11).

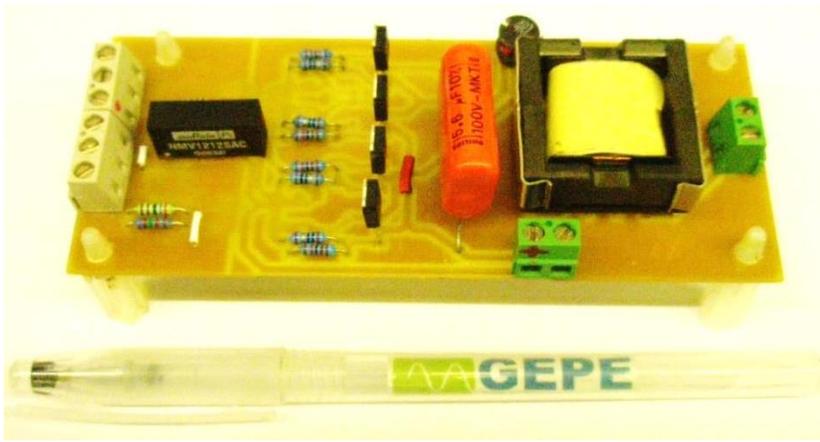


Figura 5.11 – Circuito de acionamento e de potência do secundário, com o transformador de alta frequência e indutância auxiliar.

5.6. Circuito para a Comunicação RS-485

Visto a topologia ser distribuída e cada secundário possuir um microcontrolador dedicado, foi necessário implementar um circuito e respetivo protocolo para comunicação entre o controlador *master* e os diversos controladores *slave*.

Inicialmente, aquando do estudo dos controladores, pretendia-se utilizar comunicação CAN. Como o DSP escolhido não possuía comunicação CAN e implementa-la no mesmo era bastante trabalhoso, optou-se por utilizar comunicação RS-485. Este protocolo de comunicação é diferencial, a dois fios, permitindo ligar múltiplos dispositivos ao barramento de comunicação. Habitualmente este tipo de comunicação é usado em aplicações industriais visto a comunicação diferencial proporcionar uma boa imunidade a interferências eletromagnéticas e a ruídos. Foram então procuradas soluções para fazer a interface de RS-232 (comunicação porta série) com RS-485. Os requisitos na escolha dos *transceivers* para a comunicação foram o isolamento, bem como ser possível alimentá-los com as tensões disponíveis nos secundários. A necessidade de isolamento deve-se ao facto dos controladores não estarem todos referenciados a um potencial de massa comum, tendo cada secundário um potencial massa diferente. A solução encontrada foi o *ADUM2481* da *Analog Devices* [60]. Este possui uma tensão de alimentação do lado do DSP de 3,3 V a 5 V, o que é compatível com a alimentação proveniente do controlador, e necessita de uma alimentação isolada de 5 V do lado do barramento. O barramento apenas requer uma resistência de 120 Ω em cada uma das extremidades (Figura 5.12).

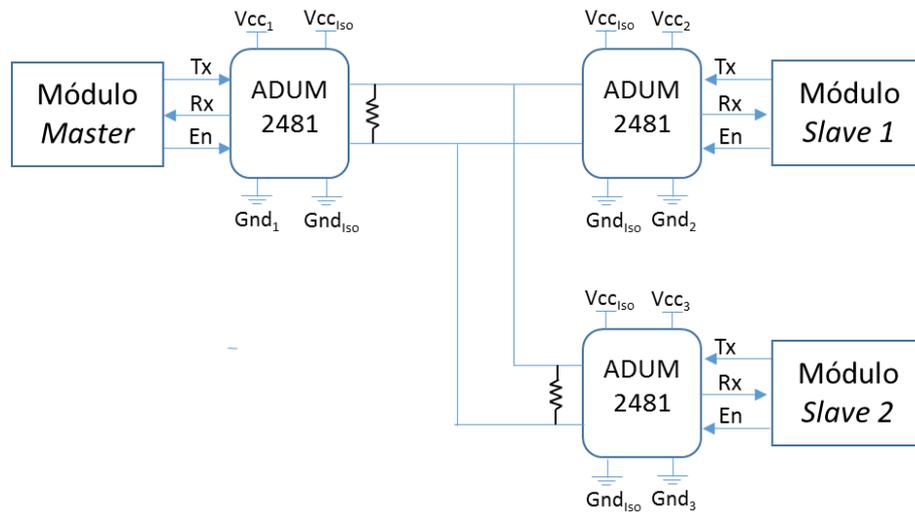


Figura 5.12 – Esquema de blocos do circuito de comunicação.

Assim, recorrendo a um *transciever* destes para cada módulo, foi possível implementar a comunicação entre um módulo *master* e dois módulos *slave*, como apresentado na Figura 5.13.

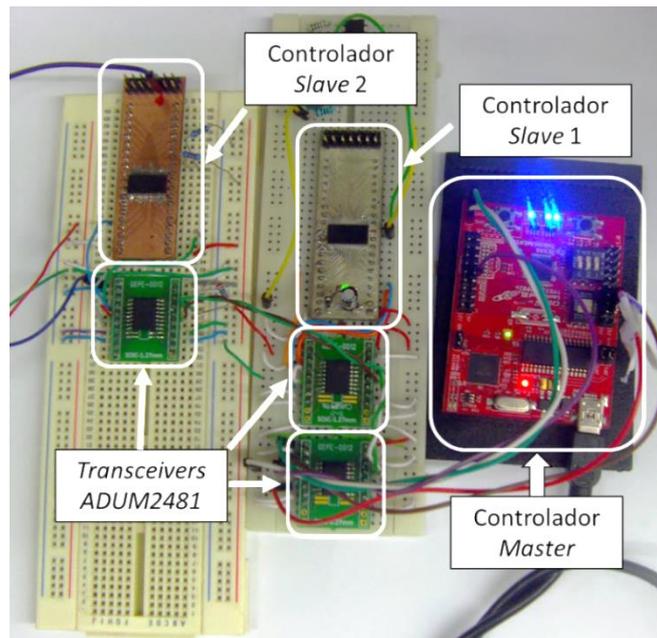


Figura 5.13 – Circuito de testes para a validação da comunicação, com um controlador *master* e dois controladores *slave*.

Em relação à estrutura da comunicação foram definidos os campos que compõem as tramas, de tamanho fixo, usadas para a comunicação entre o *master* e os *slaves*. Na Figura 5.14 está apresentado a estrutura de campo da trama bem como a função de cada um dos seus campos.

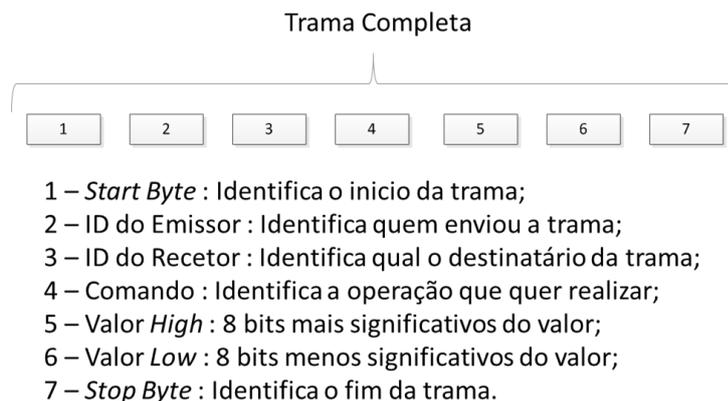


Figura 5.14 – Estrutura da trama de comunicação e respetivas funções de cada um dos campos que a compõe.

5.7. Circuitos de Leitura e Medições

Para a leitura das tensões e das correntes nos secundários foram escolhidas as opções mais simples e de mais baixo custo.

A leitura da corrente de equalização em cada módulo *slave* é feita através de uma resistência de *shunt* e um amplificador operacional, com configuração de amplificador não inversor (Figura 5.15). A resistência de *shunt* é colocada entre o terminal negativo da bateria e à massa do respetivo secundário.

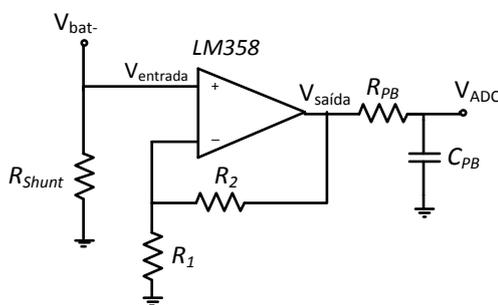


Figura 5.15 – Circuito para a leitura da corrente de equalização, com um filtro passa-baixo à saída.

Tendo em conta que o valor da resistência *shunt* é de 0,1 Ω , foi calculado o ganho necessário para obter os valores desejados. O ganho na montagem não amplificadora é dado pela equação (5.13).

$$\frac{V_{saida}}{V_{entrada}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.13)$$

Considerando a resistência de 0,1 Ω , quando por ela passa uma corrente de 1 A existirá uma queda de 100 mV na mesma. Partindo desta relação e considerando que se pretende obter uma tensão de 3 V à saída do amplificador quando a corrente é de 1 A,

obteve-se a relação entre as resistências de $29 \times R_1 = R_2$. À saída do amplificador é aplicado um filtro passa baixo para ajudar a filtrar ruídos de leitura.

Para a leitura da tensão foi feito um divisor resistivo e utilizado um circuito seguidor de tensão (Figura 5.16) de modo a que, quando a tensão da bateria é 4,1 V, o circuito tem na sua saída 3 V, sendo a tensão de saída é dada pela equação (5.14). Tal como no anterior, à sua saída também foi aplicado um filtro passa-baixo.

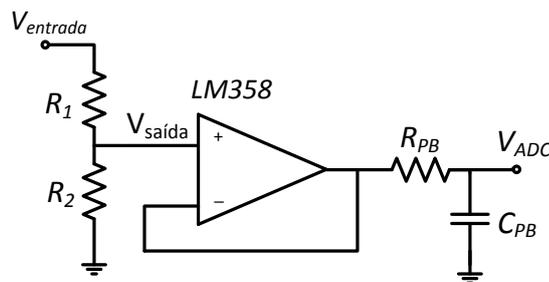


Figura 5.16 – Circuito para a leitura da tensão das baterias.

$$V_{saída} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{entrada} \quad (5.14)$$

Como a bateria tem a resistência de *shunt* ligada entre o terminal negativo e a massa, a queda de tensão nesta resistência influencia a tensão lida pelo circuito de amostragem. Contudo, sabendo o valor da resistência e o valor da corrente que está a passar na bateria durante a equalização, é possível compensar esta queda digitalmente, durante a amostragem dos valores de tensão das baterias.

Em ambos os casos, os valores são posteriormente adquiridos através do ADC do DSP. Este possui 7 canais, com uma resolução de 12 bits, para tensões de entrada entre 0 V e 3,3 V, o que equivale a uma resolução mínima de 0,8 mV.

5.8. Baterias de LiPo

As baterias usadas para a validação do conversor foram baterias de Lítio-Polímero *LP-503759-1S-3*, apresentadas na Figura 5.17 [61]. Estas possuem uma capacidade nominal de 1300 mAh, com uma tensão nominal de 3,7V e uma corrente de descarga máxima de 2000 mA. Estas devem ser carregadas segundo o algoritmo de corrente constante seguido de tensão constante, com uma corrente constante de 650 mA até atingirem uma tensão de 4,2 V, seguidas de uma etapa de tensão constante até atingir uma corrente de fim de carga de 26 mA (0,02C). Em modo carga rápida podem ser

carregadas a 1300 mA até aos 4,2 V, sendo o fim de carga determinado pela mesma corrente que o caso anterior. A tensão de corte destas baterias é de 2,75 V.



Figura 5.17 – Baterias de Lítio-Polímero LP-503759-1S-3.

5.9. Placa de Controlo, Aquisição e Comunicação

Visto cada secundário necessitar de um conjunto de circuitos de modo a implementar as funções necessárias, foi desenvolvida uma PCB que engloba os circuitos de controlo, aquisição e comunicação (Figura 5.18). Para além disso, inclui também um isolador digital para a sincronização de cada módulo *slave* com o módulo *master*.



Figura 5.18 – PCB desenvolvida para o controlo, aquisição e comunicação de cada secundário do conversor CC-CC.

5.10. Algoritmo de Controlo e Comunicação

Como mencionado no item 4.2, os algoritmos de equalização das tensões das baterias podem variar. Consoante o algoritmo utilizado podem ser obtidos melhores resultados de equalização. Na Figura 5.19 está apresentando o fluxograma que descreve, de maneira simples, o funcionamento do controlador *master* para a topologia com duas baterias, segundo o algoritmo de equalização mais simples. O controlador *master* fica à

espera até receber os valores das tensões das duas baterias. Enquanto não receber continua a executar o seu código normalmente. Caso já tenha recebido, calcula o valor médio da tensão das baterias. Após isso, verifica se a equalização está a decorrer. Caso esteja, verifica se já se atingiam as condições de fim de equalização. Caso já tenham sido atingidas essas condições, a equalização é interrompida e volta ao funcionamento normal. Caso contrário, continua a equalização até as baterias atingirem a mesma tensão. Em funcionamento normal, o *master* recebe os valores das tensões periodicamente, calcula a média e determina se é necessário equalizar ou parar a equalização. No caso de ser necessário iniciar a equalização, o *master* envia o comando para os *slaves* iniciarem a comutação, sendo que o *slave* com maior tensão comutará com ângulo de desfasamento 0° , e o com menor tensão comutará com um ângulo de desfasamento que permita manter uma corrente de equalização constante. Este ângulo é calculado no *slave* em questão, através de um controlador PI, para uma corrente de referência definida consoante as características das baterias a equalizar.

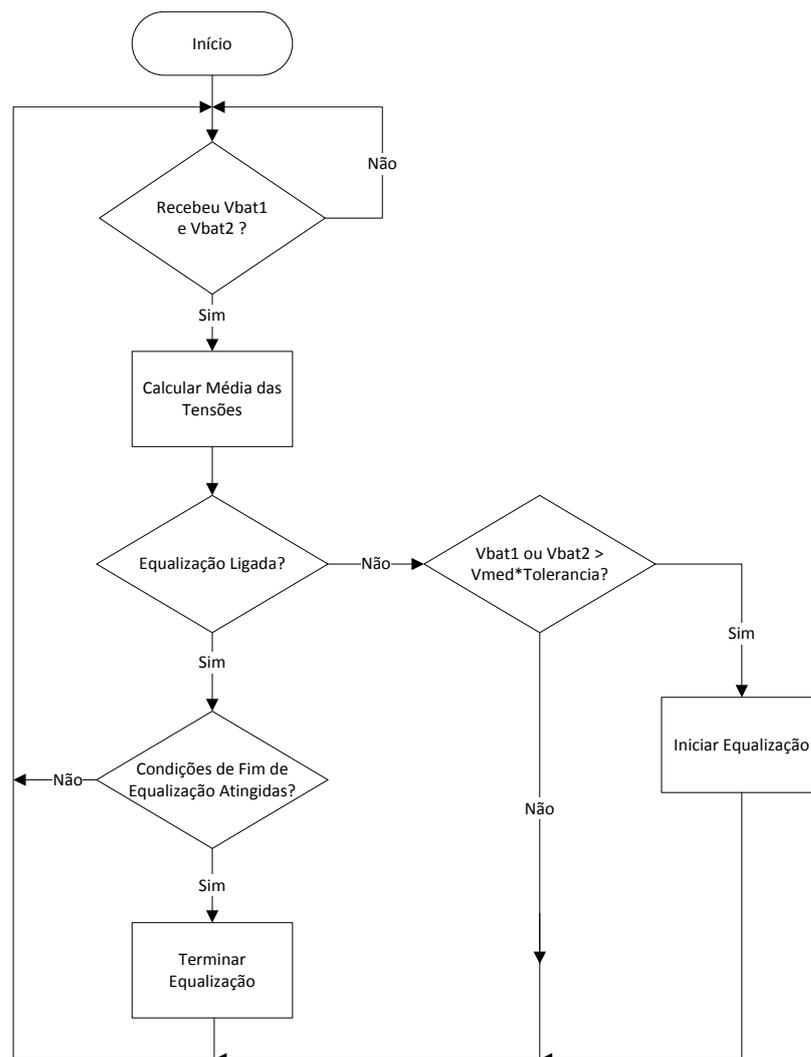


Figura 5.19 – Fluxograma que descreve o funcionamento do módulo *master*.

Na Figura 5.20 estão apresentados os fluxogramas referentes à estrutura da comunicação entre o controlador *master* e os controladores *slave*. Na Figura 5.20 (a) está apresentado o fluxograma que descreve a sequência de eventos na comunicação do *slave*. Enquanto o controlador não recebe uma trama, continua o seu funcionamento normal, fazendo amostragens periódicas da tensão da respetiva bateria e guardando esse valor. Quando recebe uma trama, este invoca a função Valida Trama. Esta função é comum tanto ao *master* como aos *slaves*. Consoante a trama é validada ou não, o *slave* envia a trama de resposta e volta ao seu funcionamento normal, ou no caso de a trama não ser validada, ignora a trama recebida e volta ao funcionamento normal. A estrutura de comunicação do *master* é ligeiramente diferente (Figura 5.20 (b)). O *master* envia uma trama periodicamente para cada um dos *slaves*, para obter as tensões das respetivas baterias. Quando envia a trama é iniciado um contador, para garantir que, caso não haja resposta por parte do *slave*, é assinalado o incorreto funcionamento e enviado novamente a trama. Caso tenha recebido a trama antes de o contador expirar, é invocada a função para validar a estrutura da trama, semelhante à função do *slave*. Consoante a trama é validada ou não, o *master* guarda o valor recebido ou ignora a trama e sinaliza o erro.

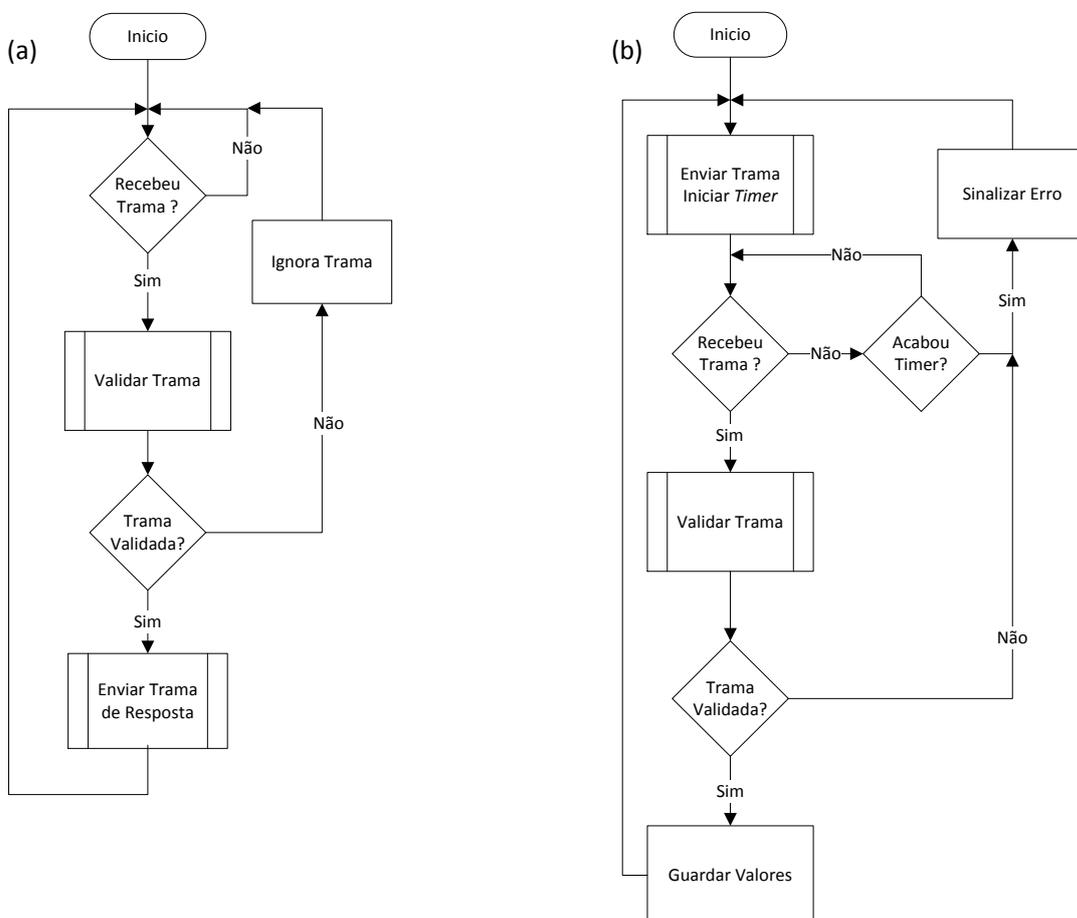


Figura 5.20 – Fluxogramas descritivos da sequência da comunicação: (a) Do *slave*; (b) Do *master*.

A função Valida Trama está apresentada no fluxograma da Figura 5.21. Neste, são verificados os campos que compõem a trama. Primeiramente são verificados o *start* e *stop bytes*. Estes são usados, não só para identificar o início e fim da trama, mas também para ajudar a garantir que não existem erros. De seguida é verificado o ID do emissor que, no caso dos *slaves*, corresponde sempre ao ID do *master*. Por sua vez, no caso do *master* este ID tem de coincidir com o ID do *slave* para quem foi enviada a trama. Seguidamente verifica o ID do destinatário. Por fim é verificado o campo relativo ao comando. Este pode ser desde um pedido da tensão da bateria a um comando para o início de equalização, entre outros. Caso algum dos campos que compõem a trama esteja incorreto, a trama não é validada com sucesso, e é indicado que existiu um erro. Caso contrario, é indicado que a trama estava correta.

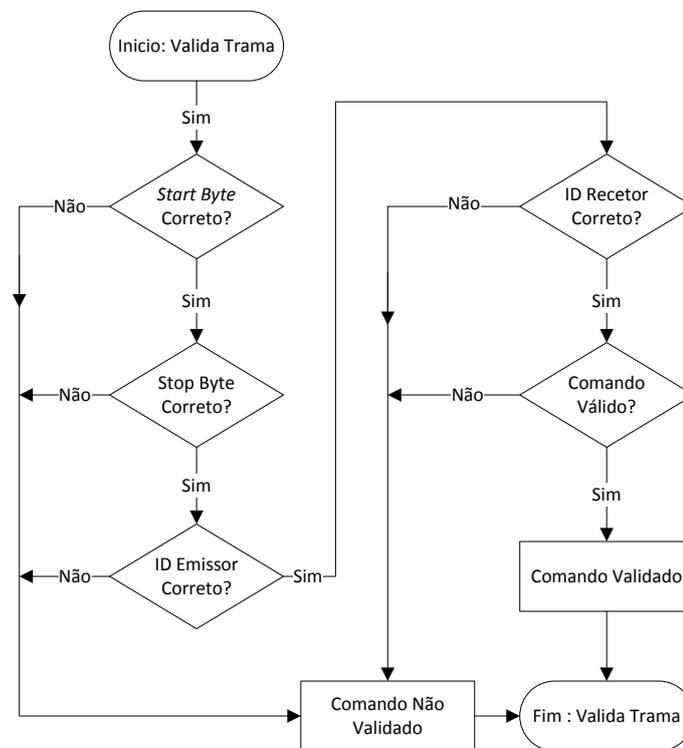


Figura 5.21 – Fluxograma da função Valida Trama.

5.11. Conclusões

Neste capítulo foram descritos os principais passos do dimensionamento e desenvolvimento dos circuitos necessários para a implementação e testes da topologia proposta.

O dimensionamento do transformador foi feito de forma iterativa, recorrendo a uma folha de cálculo através da qual foram obtidos, com base nos valores de

funcionamento, o número de espiras necessário, a densidade de fluxo e as perdas no cobre e no ferro.

A indutância auxiliar para o conversor foi dimensionada com base nos valores de funcionamento pretendidos para o conversor. Após terem sido definidos e calculados estes valores, foi adquirida a bobina para o valor de indutância desejado.

Visto a topologia proposta possuir uma estrutura distribuída, foi desenvolvida uma placa para o DSP selecionado. Esta placa foi desenhada de modo a poder ser encaixada num *socket* DIP 40 com o intuito de, durante a fase de testes poder ser usada em *breadboard* e na fase final poder ser facilmente encaixada no módulo *slave*. A placa apenas tem a eletrónica básica para a alimentação e os pinos para o programador externo.

Para o circuito de acionamento dos MOSFETs foram estudados e testados diferentes circuitos. Foi optado por utilizar *gate drivers* isolados e MOSFETs tipo N para o circuito de potência. No primário, com recurso a uma fonte isolada foi garantido o isolamento do circuito de potência e do circuito de controlo. O circuito de acionamento dos secundários, embora seja semelhante não necessita do isolamento entre o potencial massa do circuito de potência e de controlo

Para a comunicação foi usado o protocolo RS-485 que permite a comunicação entre um módulo *master* e múltiplos módulos *slave*. Esta topologia de comunicação é diferencial, a 2 fios, o que resulta numa boa imunidade a ruído e a interferências. Para a implementação deste protocolo foram usados *transceivers* isolados *ADUM2481* que fazem a conversão de RS-232 para RS-485.

Numa fase posterior do projeto foram obtidas duas baterias de LiPo *LP-503759-1S-3*. Estas baterias possuem uma tensão nominal de 3,7 V e uma capacidade nominal de 1300 mAh. Devido a apenas existirem duas baterias disponíveis, a topologia foi validada para dois secundários.

Em relação ao algoritmo de equalização, foi apresentado o algoritmo mais simples, para o caso da topologia com duas baterias. Este determina a tensão média das duas baterias e verifica se alguma delas ultrapassa a tolerância predefinida. Caso ultrapasse, é enviado o comando para iniciar a transferência de energia para essa bateria sendo a energia retirada de ambas. Quando atingirem a tensão de fim de carga, o *master* envia o comando para parar a equalização. Foram também apresentados os algoritmos do *master* e dos *slaves*, evidenciando assim a diferença entre as tarefas que cada um deve realizar. Foi também apresentado, de maneira simplista, um fluxograma com a comunicação, bem como a estrutura das tramas da comunicação definidas.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais

6.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados alguns dos resultados experimentais obtidos ao longo da elaboração da Dissertação. São aqui descritos os resultados relevantes alcançados com o hardware desenvolvido, que demonstram o correto funcionamento, bem como o correto dimensionamento dos componentes e circuitos. É também apresentada a validação do conversor CC-CC Bidirecional Isolado no qual a topologia é baseada, bem como da nova topologia de equalização proposta.

6.2. Validação do Dimensionamento do Transformador

Para a validação do correto dimensionamento do transformador e testes ao conversor CC-CC, foi usado o transformador apresentado no item 5.1, que apresenta uma relação de transformação de 12:4. Na Figura 6.1 estão apresentadas as formas de onda da tensão no primário e no secundário do transformador para uma frequência de comutação de 50 kHz. Estas foram obtidas alimentando o lado do primário do transformador com uma tensão de 12,3 V e colocando como carga uma resistência de 4 Ω no secundário, sem aplicar qualquer tipo de controlo. Apenas foi comutada a ponte H do lado do primário, colocando carga diretamente à saída do secundário do transformador. Através da Figura 6.1 é possível verificar a correta relação de transformação do primário para o secundário do transformador, bem como as formas de onda semelhantes às esperadas. Posteriormente foi deixado o protótipo em funcionamento durante algum tempo, com a carga resistiva de 4 Ω na sua saída, a fim de verificar se ocorria sobreaquecimento do mesmo. Com recurso a uma câmara térmica foi possível verificar que, mesmo funcionando por longos períodos de tempo, não ocorria o sobreaquecimento do transformador.

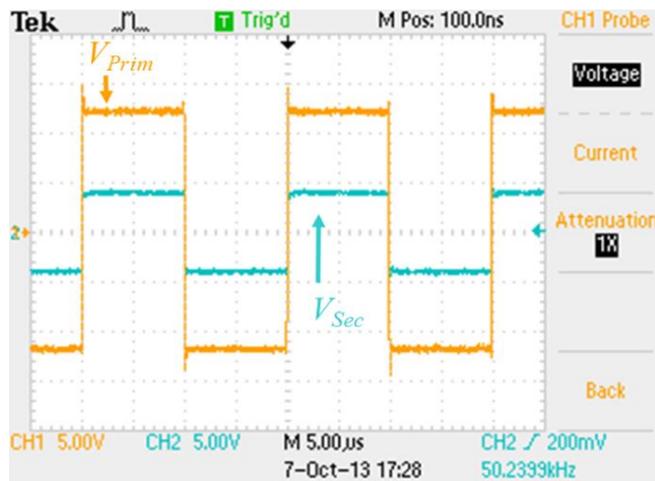


Figura 6.1 – Formas de onda da tensão no primário e no secundário do transformador, para uma frequência de 50 kHz, com uma carga resistiva 4 Ω aplicada aos terminais do secundário.

6.3. Testes às Baterias

Foram testadas as baterias de LiPo apresentadas no item 5.8, com o objetivo de verificar a influência da resistência interna durante a descarga da mesma. Visto que, em simulação, a resistência interna da bateria influencia a equalização, foram realizados alguns testes simples para aferir o efeito desta na bateria. Como apresentado no capítulo 2, a resistência interna das baterias varia em função do seu estado de carga. Isso pode ser verificado na Figura 6.2, na qual quando é iniciada a descarga da bateria, a tensão aos seus terminais cai aproximadamente dos 3,75 V para os 3,5 V (Δv_1). Quando interrompida a descarga, por volta dos 3,05 V, a tensão sobe dos 3,05 V para os 3,35 V (Δv_2). Embora a diferença entre Δv_1 e Δv_2 seja relativamente baixa, no instante inicial de descarga, a corrente era ligeiramente superior. Assim sendo, os resultados aqui obtidos vão de encontro aos apresentados em [15], nos quais a resistência interna nas baterias varia com o estado de carga, sendo tanto maior quanto menor o seu SoC.

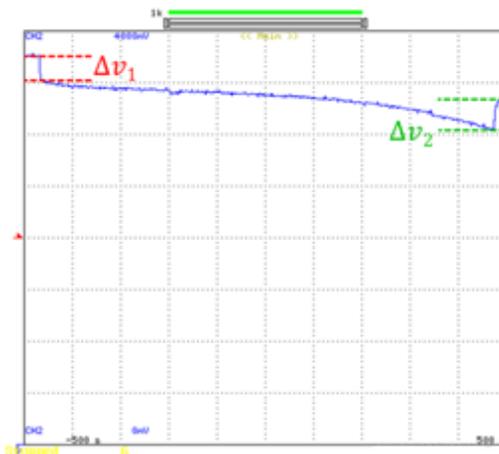


Figura 6.2 – Evolução da tensão da bateria de LiPo durante a descarga, através de uma resistência de 4 Ω (500 mV/ Div)(100 s/ Div).

6.4. Validação da Comunicação

Como apresentado anteriormente no item 5.6, a comunicação foi implementada usando o protocolo RS-485. Este protocolo possui uma estrutura diferencial, a dois fios, que permite a comunicação entre múltiplos dispositivos conectados a um barramento. Na Figura 6.3 está apresentado o envio de uma trama do controlador *master* para um controlador *slave*, sendo assim possível verificar uma das diferenças entre a comunicação RS-232 e a comunicação RS-485.

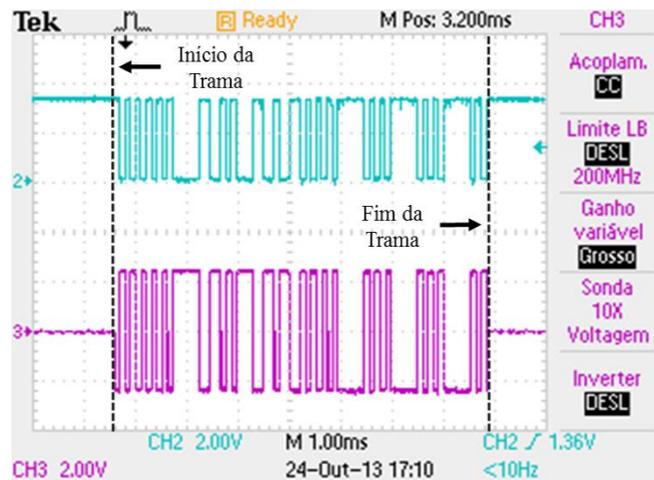


Figura 6.3 – Formas de onda da comunicação RS-232 (CH2 - forma de onda a azul) e RS-485 (CH3 -forma de onda a roxo), para o envio de uma trama entre o *master* e um *slave*.

Na Figura 6.3 são apresentadas as formas de onda da comunicação RS-232 (CH2) e RS-485 (CH3). Na primeira forma de onda (CH2), os níveis lógicos são dados em relação ao GND de referência da comunicação. Na comunicação RS-485 (CH3), a forma de onda apresentada corresponde à tensão do canal A menos a tensão do canal B, o que a torna diferencial. Assim, através da Figura 6.3 é possível validar o correto funcionamento do *transceiver* usado no circuito de comunicação, bem como compreender o significado prático de comunicação diferencial.

6.5. Validação do Conversor CC-CC

A validação do conversor CC-CC Bidirecional Isolado foi efetuada por etapas. Numa primeira fase foi testado o funcionamento do conversor com uma carga resistiva, sendo registradas e analisadas as formas de onda relevantes para a compreensão do seu funcionamento. Posteriormente foi utilizada a bateria de LiPo apresentada no item 5.8, no secundário do conversor, de forma a testar o funcionamento do conversor para este tipo de carga.

Para a validação dos circuitos foi usada a montagem apresentada na Figura 6.4, na qual estão englobados parte dos circuitos apresentados anteriormente. A montagem utiliza a placa de desenvolvimento *C2000 Piccolo LaunchPad* para controlar o ângulo de defasamento entre a tensão aplicada ao primário e ao secundário do transformador, bem como para implementar o algoritmo que controla a equalização da carga das baterias. Para além disso, este permite a comunicação com o computador, de modo facilitar a monitorização de alguns parâmetros, tais como ângulo de defasamento e corrente na carga. O transformador usado para a validação tem uma relação de transformação de 12:4. As alimentações para os circuitos do primário e do secundário são provenientes de fontes de tensão externas. O circuito de leitura de corrente é o apresentado no item 5.7, composto pela resistência de *shunt* e o respetivo circuito amplificador. A placa verde presente na figura, faz parte do circuito de comunicação, não utilizado nestes testes visto que a topologia de teste é centralizada.

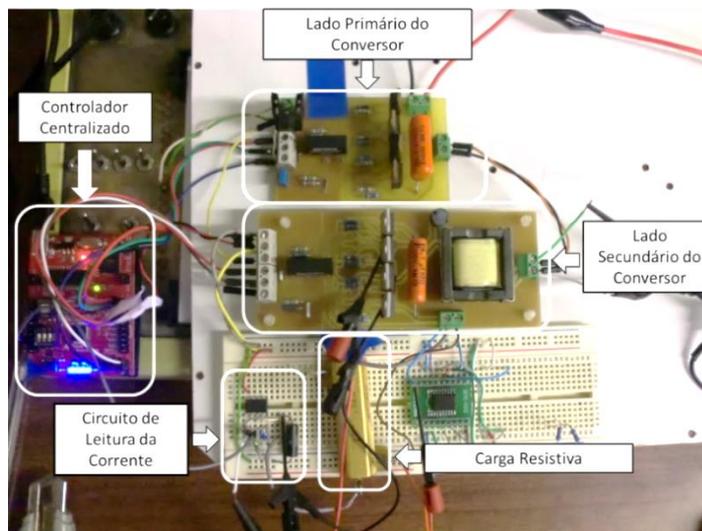


Figura 6.4 – Montagem de testes para o conversor CC-CC Bidirecional Isolado, utilizando controlo um centralizado.

6.5.1. Testes com Carga Resistiva

Para o primeiro conjunto de testes foi utilizada uma carga resistiva de $8\ \Omega$ colocada à saída do secundário do conversor. Este foi alimentado com uma tensão constante de 12,3 V do lado do primário, e utilizada uma frequência de comutação de 50 kHz. Foram então obtidas as formas de onda para diferentes ângulos de defasamento, que correspondem a diferentes condições de funcionamento.

Na Figura 6.5 estão apresentadas as formas de onda da tensão no primário e no secundário do transformador, bem como a corrente no primário do transformador e a tensão na carga para um ângulo de defasamento 0° . Ao contrário do que seria de

esperar, existe energia transferida do primário para o secundário, existindo assim tensão na carga. Isto deve-se ao facto, que para não haver energia transferida, é necessário que a tensão do lado do secundário corresponda à tensão do primário dividida pela relação de transformação. Ou seja, considerando a relação de transformação de 12:4, quando são aplicados 12,3 V no primário, do lado do secundário existe uma tensão de 4,1 V à saída do transformador, antes da indutância auxiliar. Como depois da indutância auxiliar a tensão é mais baixa, vai existir uma queda de tensão na mesma, que induz uma variação de corrente na indutância. Assim, quando as tensões no transformador são positivas, a corrente vai decrescer até 0 A, crescendo depois até ao momento em que há inversão da polaridade da tensão na indutância. Quando isso ocorre, a corrente vai diminuir até atingir 0 A, crescendo posteriormente em sentido negativo, gerando a assim a forma de onda aproximadamente triangular apresentada na Figura 6.5. A tensão na carga mantém-se relativamente constante devido ao condensador utilizado no conversor aos terminais do barramento CC.

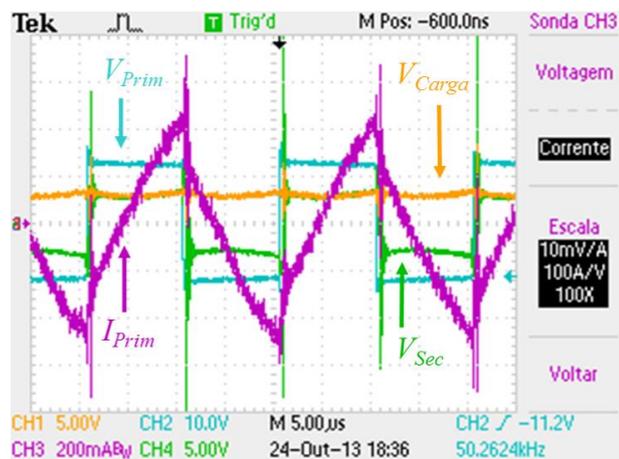


Figura 6.5 – Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga resistiva, para ângulo de desfasamento 0°.

Para o segundo caso (Figura 6.6), existe um desfasamento de aproximadamente 20°. Durante o período de tempo correspondente ao desfasamento, existe uma queda de tensão na indutância. Isto faz com que, caso essa queda seja positiva, a corrente que estava negativa, tenda para 0 A, crescendo depois em sentido positivo até ao instante em que a tensão no secundário do transformador passa a positiva. Durante o período em que ambas são positivas, como a tensão no secundário corresponde aproximadamente aos 4,1 V, não existe queda de tensão na indutância mantendo-se assim a corrente constante. Quando a tensão no primário passa a negativa acontece novamente a inversão da polaridade da tensão na indutância, decrescendo

assim o valor da corrente até 0 A, crescendo depois em sentido negativo. A tensão na carga corresponderá à corrente que está a ser fornecida à mesma.

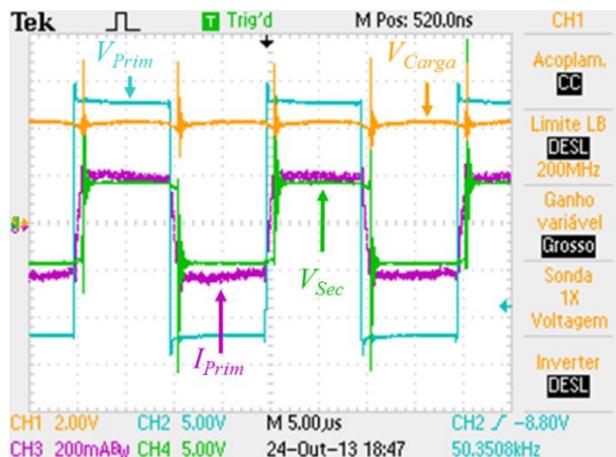


Figura 6.6 – Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga, para um ângulo de defasamento de aproximadamente 20°.

Para o terceiro teste foi aumentando o ângulo de defasamento para aproximadamente 25°, como apresentado na Figura 6.7. O princípio de funcionamento é em tudo semelhante ao caso anterior, exceto quando ambas as tensões estão positivas ou negativas. Ao contrário do que acontecia na Figura 6.5, onde a tensão antes da indutância era maior que a tensão depois da indutância, neste caso, como se aumentou o ângulo de defasamento e consequentemente a potência transferida, a tensão depois da indutância é superior à tensão na saída do transformador. Isso faz com que exista uma queda de tensão na indutância, em sentido negativo. Assim, durante esse período de tempo, o valor da corrente diminui gradualmente, como pode ser verificado na Figura 6.7. Para a tensão na carga isto não apresenta uma diferença significativa, aumentado apenas o *ripple* de tensão visto que a corrente na carga é maior.

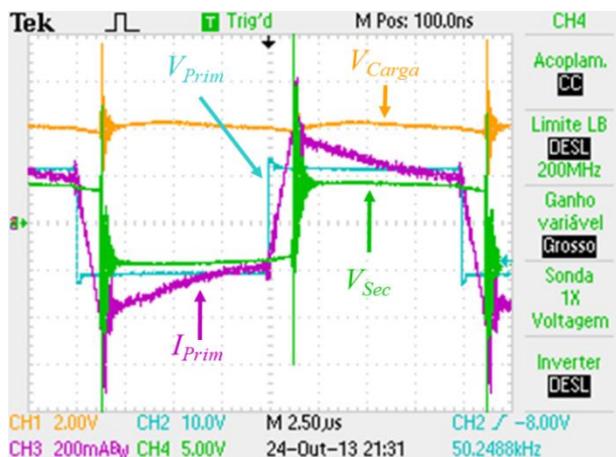


Figura 6.7 – Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga, para um ângulo de defasamento de aproximadamente 25°.

6.5.2. Testes com Bateria

Após terem sido efetuados os testes com uma carga resistiva, foram então realizados os testes com uma bateria LiPo à saída do secundário do conversor.

Aumentando o ângulo de defasamento, a principal diferença nos resultados foi para o ângulo de defasamento de 0° . Neste caso, apresentado na Figura 6.8, acontece uma situação semelhante à existente para o mesmo caso com carga resistiva (Figura 6.5). Porém, como aos terminais do barramento CC do secundário está aplicada a tensão da bateria, a diferença de tensão entre a saída do transformador e o barramento CC é menor. Isso faz com que a queda de tensão na indutância também seja menor, havendo assim uma menor variação na corrente, como pode ser visto pela onda a roxo apresentada na Figura 6.8. Deste modo, a energia transferida para o secundário, com um ângulo de defasamento 0° , é bastante inferior ao caso apresentado na Figura 6.5.

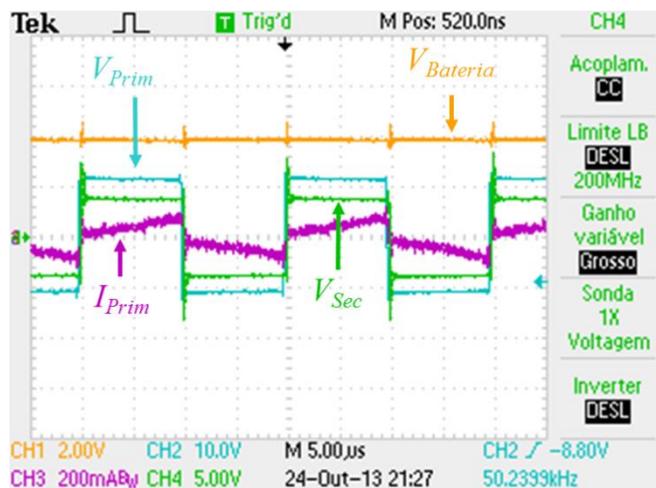


Figura 6.8 – Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga, para um defasamento de 0° e uma bateria de LiPo como carga.

Aumentando o ângulo de defasamento, aumenta-se a energia transferida para a bateria. Ao contrário do que acontece com a carga resistiva, a tensão na bateria não sobe instantaneamente, traduzindo-se este aumento num aumento da corrente fornecida a bateria. Na Figura 6.9 é possível ver as formas de onda, com uma bateria ligada aos terminais do barramento CC do conversor, as quais são bastante semelhante às apresentadas na Figura 6.6. Continuando a aumentar o ângulo de defasamento, aumentaria a corrente fornecida à bateria.

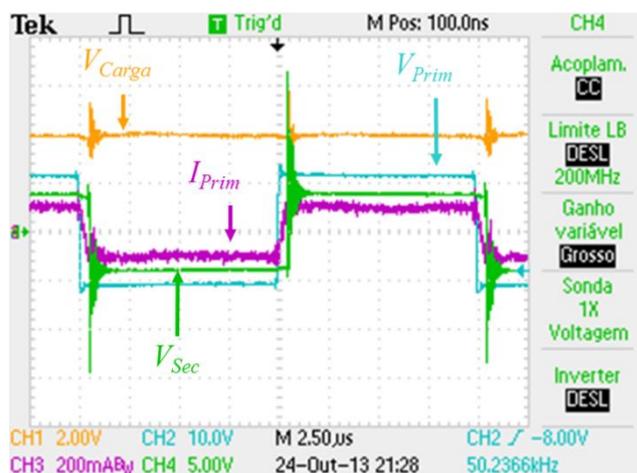


Figura 6.9 - Formas de onda da corrente no primário, tensões no primário e no secundário do conversor CC-CC Bidirecional Isolado e tensão na carga, para um desfasamento de aproximadamente 25°, com uma bateria de LiPo aos terminais do secundário do conversor.

Para validar a transferência de energia para a bateria, foi aplicado um controlo PI, de modo a manter uma corrente de aproximadamente 650 mA, e verificada a evolução da tensão aos terminais da bateria durante um maior intervalo de tempo (Figura 6.10).

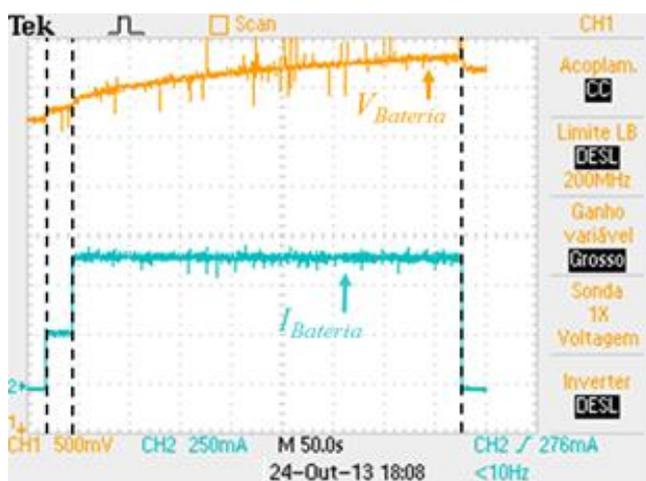


Figura 6.10 – Evolução da tensão e da corrente na bateria durante parte do carregamento com corrente constante, validando a transferência de energia durante um maior período de tempo.

Como se pode verificar através da Figura 6.10, a tensão sobe gradualmente. Estão apresentadas três fases de funcionamento do conversor. Inicialmente, quando a corrente é 0 A, o conversor está desligado, não havendo comutações das pontes H. Posteriormente são ligadas as comutações aplicando um ângulo de desfasamento 0°. Neste caso já existe uma corrente a fluir para a bateria (aproximadamente 250 mA), devido ao fenómeno que já foi explicado anteriormente. Quando é ligado o controlo PI, a corrente sobe novamente, para perto do valor definido, mantendo-se uma corrente constante até o conversor ser desligado. A partir desse ponto é visível uma queda na tensão da bateria, devido à influência da resistência interna durante o carregamento.

6.6. Validação da Topologia Proposta

Tendo sido validado o funcionamento do conversor CC-CC Bidirecional Isolado para diferentes cargas, foi então feita a integração dos diversos circuitos desenvolvidos na topologia final a ser testada. Como mencionado anteriormente, a topologia é validada para duas baterias, sendo a energia retirada do banco de baterias e redirecionada para a bateria com menor tensão. Nesta validação, foram usados os transformadores com relação de transformação de 8:4, com uma frequência de comutação de 50 kHz. Na Figura 6.11 está apresentada a montagem de testes para a topologia a validar.

Primeiramente foi iniciada a equalização e obtidas as formas de onda até ao ponto em que as duas tensões se cruzam (Figura 6.12), o que corresponde a uma iteração do algoritmo de equalização. No início da equalização existe uma diferença de tensão de aproximadamente 750 mV, sendo esta diferença reduzida para aproximadamente 400 mV em aproximadamente 330 segundos. O conversor está a transferir uma corrente de aproximadamente 800 mA para o secundário cuja bateria tem menor tensão. Desses 800 mA, cerca de 400 mA estão a ser fornecidos à respetiva bateria, sendo os restantes realimentados para o primário do conversor. Assim, a bateria 1, que tem maior tensão está a fornecer 400 mA e a bateria 2, que tem menor tensão está a receber 400 mA, equalizando assim as tensões das baterias. Devido às quedas nas resistências internas, embora a equalização seja interrompida no instante em que as tensões nas baterias se cruzem, o estado de carga das baterias é diferente nesse instante. Com apenas com uma iteração, a diferença de tensão entre as baterias ainda é elevada.

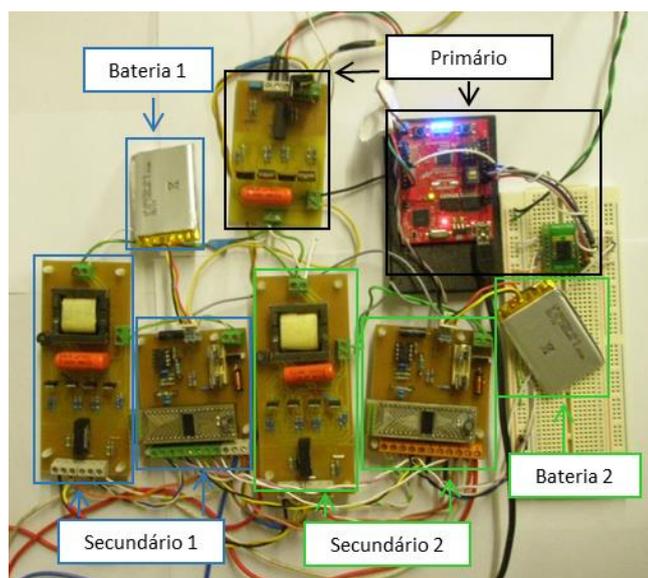


Figura 6.11 – Montagem de testes da nova topologia proposta, para duas baterias.

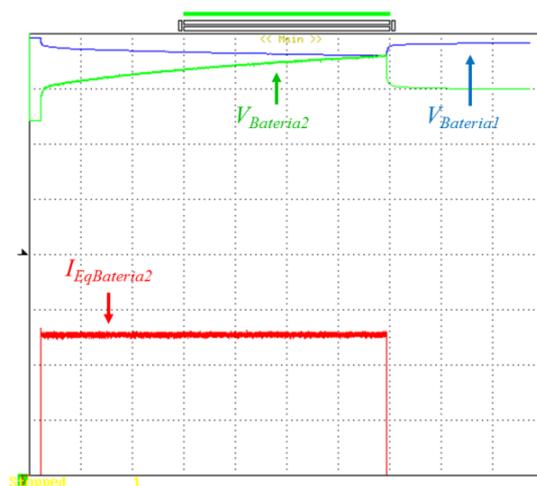


Figura 6.12 – Forma de onda das tensões nas baterias e corrente de equalização num dos secundários, até às tensões atingirem o mesmo valor (500mV/ Div) (330 mA/ Div) (50 s/Div).

Na Figura 6.13 estão apresentadas as formas de onda das tensões nas duas baterias e da corrente de equalização no secundário cuja bateria está a receber energia. Na Figura 6.13, as tensões são equalizadas de uma diferença de tensão inicial de aproximadamente 700 mV para 150 mV, em aproximadamente 31 minutos (1860 segundos). Inicialmente, a corrente de equalização no conversor 2 é de 800 mA, sendo reduzida 200 mA a cada iteração. Como se pode verificar, esta forma de onda é em muito semelhante à apresentada no capítulo das simulações para o mesmo algoritmo de equalização. Contudo o resultado obtido no fim de equalização não é tão bom como na simulação em termos de diferença de tensão no fim da equalização. Isto deve-se, entre outros motivos, ao facto de o valor da resistência interna da bateria não ser constante, variando com o estado de carga da bateria.

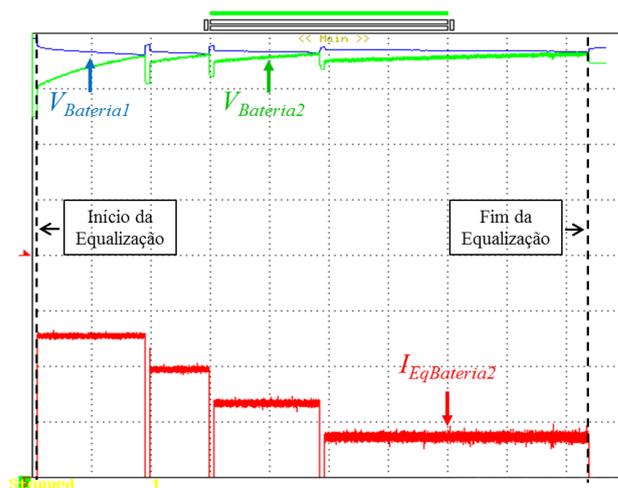


Figura 6.13- Evolução das tensões das baterias para o algoritmo de equalização mais simples, durante quatro iterações (500 mV/ Div) (330 mA/ Div) (200 s/ Div).

Com a melhoria do algoritmo, a equalização pode ser melhorada quer em termos de velocidade, quer em termos da diferença de tensão no fim da equalização. Na Figura 6.14 são apresentadas as formas de onda das tensões nas duas baterias, para um algoritmo de equalização diferente. Neste foram estimados valores de resistência interna das baterias, com base em resultados obtidos durante a fase de testes e tentou-se compensar a queda de tensão devido à resistência interna das baterias. Para aproximadamente o mesmo tempo de equalização e com uma diferença de tensão inicial semelhante, a tensão no fim da equalização foi de aproximadamente 50 mV. Embora estes valores tenham sido estimados para esta situação em particular, este resultado pretende demonstrar que existe uma margem para melhoria do sistema.

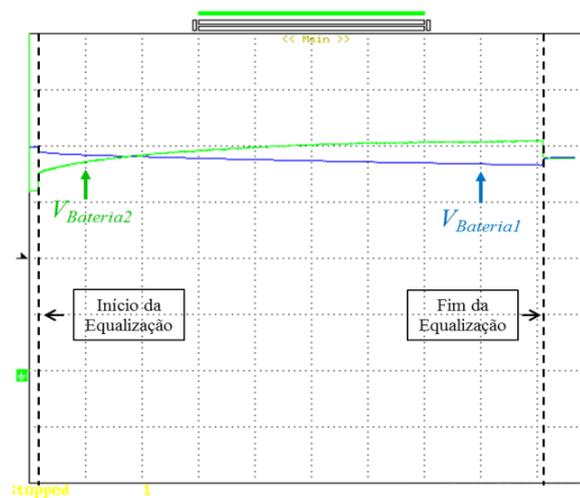


Figura 6.14 – Formas de onda da tensão para a equalização, baseada numa estimativa da queda de tensão nas resistências internas das baterias (1 V/ Div)(200 s/ Div).

6.7. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos durante a fase de testes dos diversos componentes e circuitos implementados, validando assim o dimensionamento e funcionamento dos circuitos desenvolvidos.

Para a validação do transformador foi verificada a sua relação de transformação, bem como se, com a utilização prolongada do mesmo, ocorria sobreaquecimento dos enrolamentos. Verificou-se que apesar do núcleo ter sido sobredimensionado, este funciona dentro do que seria de esperar, tanto em termos das formas de onda como do próprio aquecimento do transformador.

Em relação ao circuito de comunicação, foram apresentadas as formas de onda para o envio de uma trama do controlador *master* para um controlador *slave*. Com este teste foi demonstrado o funcionamento do *transceiver*, convertendo os sinais provenientes do DSP em sinais diferenciais da comunicação RS-485.

O correto funcionamento do conversor CC-CC Bidirecional Isolado foi validado para diferentes condições bem como para diferentes cargas. Tanto para uma carga resistiva como para uma bateria, variando o ângulo de defasamento variou-se a potência transferida para o secundário e com isso a energia entregue à carga.

Por último foram apresentadas algumas formas de onda relativas ao funcionamento da topologia proposta, mostrando a evolução das tensões nas baterias durante a equalização, bem como a corrente na bateria que recebe energia. Foi demonstrada a influência da resistência interna durante equalização, validando assim na prática as conclusões obtidas nas simulações, bem como o correto funcionamento da nova topologia de equalização proposta.

CAPÍTULO 7

Conclusão

7.1. Conclusões

Nesta dissertação foi apresentado o desenvolvimento de um BMS (*Battery Management System*) para aplicações de mobilidade elétrica, nomeadamente o desenvolvimento de uma nova topologia de equalização baseada num conversor CC-CC Bidirecional Isolado, para a equalização da carga em n baterias. Inicialmente foi introduzido o conceito de BMS, fazendo um breve enquadramento destes sistemas no panorama atual de armazenamento de energia e evidenciando a importância destes sistemas e dos respetivos sistemas de gestão de energia em diversas aplicações.

No capítulo 2 foi descrita a estrutura genérica de uma bateria, bem como os principais conceitos associados e as tecnologias de baterias no âmbito da mobilidade elétrica. Neste contexto, as baterias de Iões de Lítio, devido às suas características como a elevada densidade de energia e de potência, apresentam-se como a opção mais indicada para este tipo de aplicações. Em relação à modelação das baterias, os modelos elétricos apresentam diversas vantagens, entre as quais a possibilidade da simulação dos mesmos com recurso a softwares de simulação computacional. Foram apresentados alguns destes modelos, destacando as vantagens e desvantagens associadas a cada um.

No capítulo 3 foram apresentadas as funções de um BMS, dando especial atenção às topologias para a equalização da carga nas baterias. Entre estas foram distinguidas as técnicas Passivas e Ativas, apresentando exemplos de cada uma delas. Foi também apresentada uma comparação entre as soluções comercialmente disponíveis e as soluções desenvolvidas à medida das necessidades da aplicação. A principal vantagem das desenvolvidas à medida é a possibilidade da aplicação de técnicas de equalização Ativas, que usualmente não são incorporadas em soluções comerciais. Contudo estas são mais dispendiosas, não só devido ao custo de desenvolvimento das mesmas, mas também devido ao custo de implementação das técnicas de equalização Ativas.

No capítulo 4 foi apresentada a nova topologia de equalização baseada num conversor CC-CC Bidirecional Isolado para n baterias, proposta pelo Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho, bem como a visão

genérica e o seu princípio de funcionamento da mesma. De seguida foram simulados dois modelos elétricos de baterias, nomeadamente a Variação do Modelo Simples e o Modelo Capaz de Prever a Duração e a Característica $I-V$ da bateria. Comparando ambos os modelos, optou-se por utilizar o segundo visto este modelar com maior exatidão as formas de onda da tensão e da corrente durante a carga e descarga da bateria. Foram também simuladas e comparadas a topologia Condensadores Comutados e a nova topologia proposta. Para a topologia de Condensadores Comutados foram inicialmente realizadas uma série de simulações para diferentes valores de capacidade dos condensadores de equalização e de frequência de comutação, de modo a determinar que valores apresentavam melhores resultados. Obtidos estes valores, foram simulados dois cenários de operação, comparando os resultados obtidos em termos de velocidade de equalização e diferença de tensão no fim da equalização, para as duas topologias. A topologia proposta apresentou melhores resultados em termos de tempo de equalização relativamente à topologia Condensadores Comutados. Foi também demonstrado que, melhorando o algoritmo de controlo é possível obter uma melhoria significativa na velocidade de equalização para a topologia proposta.

No capítulo 5 foi descrito o dimensionamento e a implementação dos circuitos e dos componentes utilizados nos testes e na validação da topologia. Foi apresentado o dimensionamento de um transformador de alta frequência. Inicialmente, foi dimensionado e construído um transformador com uma relação de 12:4, o qual foi usado para os testes e validação do conversor. Posteriormente foram construídos dois transformadores, seguindo os mesmos passos, com uma relação de transformação de 8:4 para uma frequência de 50 kHz, com os quais foi feita a validação final da topologia. Em relação ao circuito de acionamento, foi usado um circuito semelhante tanto para o primário como para o secundário. A principal diferença entre ambos prende-se com o facto do primário ser isolado. Visto a topologia ser distribuída, foi necessário desenvolver um circuito que permitisse a comunicação entre o controlador *master* e vários controladores *slave*. Tendo em conta o DSP selecionado, optou-se por implementar comunicação RS-485, que possibilita a comunicação entre vários dispositivos ligados a um barramento. Para os circuitos de leitura de corrente e de tensão foram implementados dois circuitos simples e de baixo custo. Para a leitura da corrente de equalização foi utilizada uma resistência de *shunt* e o respetivo circuito amplificador. Para a tensão foi aplicado um divisor resistivo com um seguidor de tensão aos terminais da bateria. Relativamente às baterias, foram utilizadas duas baterias de LiPo com uma capacidade de 1300 mAh. Foram também apresentados de uma forma

genérica os algoritmos de equalização, bem como os algoritmos relativos à estrutura de comunicação.

No capítulo 6 foram apresentados os resultados da validação de alguns dos circuitos e componentes, bem como os resultados dos testes ao funcionamento do conversor. No teste ao transformador, este apresentou as formas de onda esperadas, bem como um funcionamento normal sem sobreaquecer. Em relação às baterias, foram feitos ensaios simples para verificar a influência da resistência interna nas mesmas, comprovando assim o que tinha sido pressuposto durante as simulações. Para a comunicação foi demonstrado o correto funcionamento dos *transcievers* utilizados, mostrando as formas de onda das tramas do lado do *master* e do lado do barramento. Os testes para a validação do correto funcionamento do conversor foram feitos por etapas, utilizando diferentes cargas e diferentes ângulos de defasamento, explicando as formas de onda obtidas em cada situação. Utilizando a bateria como carga, verificou-se a transferência de energia para a mesma, mostrando a evolução das formas de onda da tensão e da corrente na bateria, durante o carregamento com corrente constante. Por último são apresentados os resultados da topologia de equalização proposta mostrando a evolução das tensões das baterias durante a equalização para o algoritmo de equalização mais simples. Através destes resultados foi possível validar o correto funcionamento da topologia proposta para a equalização da tensão de duas baterias de LiPo.

7.2. Sugestões para Trabalho Futuro

Com os resultados obtidos neste trabalho foi possível validar o correto funcionamento da nova topologia de equalização, baseada num conversor CC-CC Bidirecional Isolado. Para trabalho futuro seria interessante replicar o sistema, de modo a poder ser aplicado a um maior número de baterias, com maior capacidade, e até mesmo para diferentes tecnologias de baterias.

De modo a reduzir a dimensão e custo de implementação da topologia, os transformadores devem ser escolhidos e dimensionados consoante as baterias a usar. Pode também aumentar-se a frequência de funcionamento do conversor, de modo a reduzir as dimensões do transformador. Devem ser estudadas diferentes soluções para o acionamento dos MOSFETs dos secundários do conversor, de forma a reduzir o custo de implementação.

Outro aspeto a melhorar seria englobar todo o secundário numa só placa de circuito impresso, reduzindo assim as dimensões e as ligações externas necessárias no sistema.

Uma melhoria do algoritmo de equalização tornaria esta topologia mais rápida, trazendo assim valor acrescido para a mesma. Como tal, seria interessante melhorar o algoritmo de equalização, sendo para isso necessária a implementação de diversas funções, entre elas a determinação do estado de carga das baterias.

Referências

- [1] Comissão Europeia, "*The EU climate and energy package*", Página web sobre as medidas de combate às alterações climáticas na UE (Consultado em Outubro de 2013), Disponível online em: <http://ec.europa.eu/clima/policies/package/>
- [2] M. S. Whittingham, "*History, Evolution, and Future Status of Energy Storage*," *Proceedings of the IEEE*, vol. 100, pp. 1518-1534, 2012. ISSN: 0018-9219, DOI:10.1109/JPROC.2012.2190170.
- [3] D. Linden and T. Reddy, *Handbook of Batteries*, 3rd Edition ed., McGraw-Hill Companies, Incorporated, páginas. 20-26,876-912, 2001, ISBN:9780071359788.
- [4] H. J. Bergveld, W. S. Kruijt, and P. H. L. Notten, *Battery Management Systems: Design by Modelling*, Springer, páginas. 1-43, 2002, ISBN:9781402008320.
- [5] M. Root, *The TAB Battery Book: An In-Depth Guide to Construction, Design, and Use*, McGraw-Hill Companies, Incorporated, páginas. 121-195, 2010, ISBN:9780071739900.
- [6] *Battery University*, Página web baseada no livro *Batteries in a Portable World: A Handbook on Rechargeable Batteries for Non-engineers* (Consultada em Dezembro de 2012), Disponível online em: <http://batteryuniversity.com>
- [7] I. Buchmann, *Batteries in a Portable World: A Handbook on Rechargeable Batteries for Non-engineers*, Cadex Electronics, 2001, ISBN:0968211828.
- [8] P. J. S. Stephen W. Moore, "*A review of Cell Equalization Methods for Lithium Ion and Lithium Polymer Battery Systems*," *SAE Technicaal Paper Series*, 2001. ISSN:0148-7191,
- [9] *Energizer*, "*NH50-2500 battery datasheet*", Disponível online em: <http://www.batteriesexpert.com/media/pdfs/2021010210.pdf>
- [10] *A123 Systems*, "*Cylindrical Battery Pack Design, Validation, and Assembly Guide*", 2013, Disponível online em: <http://www.a123systems.com/>
- [11] M.-K. Song, S. Park, F. M. Alamgir, J. Cho, and M. Liu, "*Nanostructured electrodes for lithium-ion and lithium-air batteries: the latest developments, challenges, and perspectives*," *Materials Science and Engineering: R: Reports*, vol. 72, pp. 203-252, 2011. ISSN:0927-796X, DOI:dx.doi.org/10.1016/j.mser.2011.06.001.
- [12] IBM, The Battery 500 Project, ,Página Web com informações do projeto *Battery 500* e das baterias de Lítio-Ar (Consultada em Agosto de 2013), Disponível online em: http://www.ibm.com/smarterplanet/us/en/smart_grid/article/battery500.html
- [13] A. Manthiram, Y. Fu, and Y.-S. Su, "*Challenges and Prospects of Lithium-Sulfur Batteries*," *Accounts of Chemical Research*, vol. 46, pp. 1125-1134, 2013/05/21 2012. ISSN:0001-4842, DOI:10.1021/ar300179v.
- [14] OxisEnnergy, Página Web do fabricante de baterias de Lítio-Enxofre (Consultada em Agosto de 2013), Disponível online em: <http://www.oxisenergy.com/html/technology.html>
- [15] G. A. R.-M. Min Chen, "*Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance*," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, pp. 504-5011, 2006. ISSN:0885-8969, DOI:10.1109/TEC.2006.874229.
- [16] D. W. Dees, V. S. Battaglia, and A. Bélanger, "*Electrochemical modeling of lithium polymer batteries*," *Journal of Power Sources*, vol. 110, pp. 310-320, 2002. ISSN:0378-7753, DOI:10.1016/S0378-7753(02)00193-3.
- [17] K. Sun and Q. Shu, "*Overview of the types of battery models*," in *Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese*, 2011, pp. 3644-3648, ISSN:1934-1768,
- [18] Z. M. Salameh, M. A. Casacca, and W. A. Lynch, "*A mathematical model for lead-acid batteries*," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 93-98, 1992. ISSN:0885-8969, DOI:10.1109/60.124547.
- [19] S. Buller, M. Thele, R. W. A. A. De Doncker, and E. Karden, "*Impedance-based simulation models of supercapacitors and Li-ion batteries for power electronic applications*," *Industry*

- Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 742-747, 2005. ISSN:0093-9994, DOI:10.1109/tia.2005.847280.
- [20] *Documentation Center*, Página web do centro de documentação online do software MATLAB (Consultada em Dezembro de 2012), Disponível online em: <http://www.mathworks.com/help/physmod/powersys/ref/battery.html>
- [21] L.-A. D. Olivier Tremblay, "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, 2009. ISSN:2032-6653,
- [22] M. Brandl, H. Gall, M. Wenger, V. Lorentz, M. Giegerich, F. Baronti, et al., "Batteries and Battery Management Systems for Electric Vehicles," in *Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE), 2012*, 2012, pp. 971-976, ISSN:1530-1591, DOI:10.1109/date.2012.6176637.
- [23] K. W. E. Cheng, B. P. Divakar, W. Hongjie, K. Ding, and H. Ho Fai, "Battery-Management System (BMS) and SOC Development for Electrical Vehicles," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 76-88, 2011. ISSN:0018-9545, DOI:10.1109/TVT.2010.2089647.
- [24] J. Munson. (2011) *How to structure a battery management system. Power Supplement*. 14 - 20. Disponível online em: http://www.nxtbook.com/nxtbooks/heardst/ep0811_power/#/16
- [25] "Volt Teardown: The battery pack", Página web sobre os componentes do Chevrolet Volt (Consultada em Agosto 2013), Disponível online em: <http://www.driveforinnovation.com/volt-teardown-the-battery-pack/>
- [26] J. Cao, N. Schofield, and A. Emadi, "Battery Balancing Methods: A Comprehensive Review," in *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE, 2008*, pp. 1-6, DOI:10.1109/VPPC.2008.4677669.
- [27] W. F. Bentley, "Cell balancing considerations for lithium-ion battery systems," in *Battery Conference on Applications and Advances, 1997., Twelfth Annual, 1997*, pp. 223-226, ISSN:1089-8182, DOI:10.1109/BCAA.1997.574107.
- [28] A. S. Carmelo Speltino, Giovanni Fiengo, "Cell Equalization In Battery Stacks Through State Of Charge Estimation Polling," presented at the American Control Conference, Baltimore, MD, USA, 2010,
- [29] P. Hong-sun, K. Chong-Eun, K. Chol-Ho, M. Gun-Woo, and L. Joong-Hui, "A Modularized Charge Equalizer for an HEV Lithium-Ion Battery String," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1464-1476, 2009. ISSN:0278-0046, DOI:10.1109/TIE.2009.2012456.
- [30] M. Daowd, N. Omar, P. Van den Bossche, and J. Van Mierlo, "Passive and active battery balancing comparison based on MATLAB simulation," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE, 2011*, pp. 1-7, DOI:10.1109/vppc.2011.6043010.
- [31] N. H. Kutkut and D. M. Divan, "Dynamic Equalization Techniques for Series Battery Stacks," in *Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96., 18th International, 1996*, pp. 514-521, DOI:10.1109/intlec.1996.573384.
- [32] D. V. Cadar, D. M. Petreus, and T. M. Patarau, "An Energy Converter Method for Battery Cell Balancing," in *Electronics Technology (ISSE), 2010 33rd International Spring Seminar on, 2010*, pp. 290-293, DOI:10.1109/isse.2010.5547305.
- [33] C. Pascual and P. T. Krein, "Switched Capacitor System for Automatic Series battery Equalization," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual, 1997*, pp. 848-854 vol.2, DOI:10.1109/APEC.1997.575744.
- [34] A. C. Baughman and M. Ferdowsi, "Double-Tiered Switched-Capacitor Battery Charge Equalization Technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2277-2285, 2008. ISSN:0278-0046, DOI:10.1109/tie.2008.918401.
- [35] N. H. Kutkut, "Nondissipative current diverter using a centralized multi-winding transformer," in *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE, 1997*, pp. 648-654 vol.1, ISSN:0275-9306, DOI:10.1109/PESC.1997.616790.
- [36] K. Chol-Ho, P. Hong-sun, K. Chong-Eun, M. Gun-Woo, L. Joong-Hui, and O. Jeon Keun, "Charge Equalization Converter With Parallel Primary Winding for Series Connected Lithium-Ion Battery Strings in HEV," in *Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on, 2007*, pp. 795-800, ISSN:978-1-4244-1872-5, DOI:10.1109/icpe.2007.4692496.

- [37] K. Jonghoon and B. H. Cho, "State-of-Charge Estimation and State-of-Health Prediction of a Li-Ion Degraded Battery Based on an EKF Combined With a Per-Unit System," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 4249-4260, 2011. ISSN:0018-9545, DOI:10.1109/TVT.2011.2168987.
- [38] V. Pop, H. J. Bergveld, P. H. L. Notten, and P. P. L. Regtien, "State-of-the-art of battery state-of-charge determination," *Measurement Science and Technology*, vol. 16, 2005. ISSN:0957-0233, DOI:10.1088/0957-0233/16/12/R01.
- [39] Y. Xing, E. W. M. Ma, K. L. Tsui, and M. Pecht, "Battery Management Systems in Electric and Hybrid Vehicles," *Energies*, vol. 4, pp. 1840-1857, 2011. ISSN:1996-1073,
- [40] X. T. Daniel Le, "Lithium-ion Battery State of Health Estimation Using Ah-V Characterization," presented at the Annual Conference of the Prognostics and Health Management Society, 2011,
- [41] D. F. Yevgen Barsukov. (2006, 3 de Setembro de 2013) *Better Battery Management Through Digital Control*. Disponível online em: <http://powerelectronics.com/portable-power-management/better-battery-management-through-digital-control>
- [42] Texas Instruments, "bq771800 - Overvoltage Protection for 2-Series to 5-Series Cell Li-Ion Batteries with Internal Delay Timer datasheet", 2013, Disponível online em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq771800.pdf>
- [43] Texas Instruments, "bq76PL536A-Q1 - 3 to 6 Series Cell Lithium-Ion Battery Monitor and Secondary Protection IC for EV and HEV Applications datasheet", 2011, Disponível online em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq76pl536a-q1.pdf>
- [44] Infineon, "Current Sensing Using Linear Hall Sensors Application Note", 2009, Disponível online em: http://www.infineon.com/dgdl/Current_Sensing_Rev.1.1.pdf?folderId=db3a304313d846880113dd9752130268&fileId=db3a30431ed1d7b2011f46f4b94456c0
- [45] REC, "Battery Management System REC 7-R user manual", Disponível online em: <http://www.rec-bms.com/datasheet/UserManual7R.pdf>
- [46] Elithion, "Lithiumate Battery Management System for large Lithium Ion packs manual", 2011, Disponível online em: http://elithion.com/pdf/lithiumate_pro_brochure.pdf
- [47] Ewert Energy Systems, "Orion Battery Management System specifications", Disponível online em: http://www.orionbms.com/downloads/documents/orionbms_specifications.pdf
- [48] S. Inoue and H. Akagi, "A Bi-Directional DC/DC Converter for an Energy Storage System," in *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, 2007, pp. 761-767, ISSN:1048-2334, DOI:10.1109/APEX.2007.357601.
- [49] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook, Third Edition*, Taylor & Francis, 2004, ISBN:9780824753931.
- [50] C. W. T. McLyman, *Designing magnetic components for high frequency DC-DC converters*, KG Magnetics, 1993, ISBN:9781883107000.
- [51] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer, 2001, ISBN:9780792372707.
- [52] EPCOS, "EFD 30 N87 Ferrite Core datasheet", 2013, Disponível online em: <http://www.farnell.com/datasheets/22602.pdf>
- [53] Coilcraft, "RFB0807 Inductor datasheet", 2013, Disponível online em: www.coilcraft.com/pdfs/rfb.pdf
- [54] Texas Instruments, *C2000 Piccolo LaunchPad*, Página web da placa de desenvolvimento (Consultada em Julho 2013), Disponível online em: <http://www.ti.com/tool/launchxl-f28027>
- [55] Analog Devices, "ADUM 5230 Isolated Half-Bridge Driver with Integrated High-Side Supply datasheet", Disponível online em: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADuM5230.pdf
- [56] Texas Instruments, "SN74S04 Hex Inverter datasheet", 2004, Disponível online em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn7404.pdf>
- [57] ST, "N-Mosfet BUZ10 Datasheet", 2000, Disponível online em: <http://www.mti.tul.cz/files/ael/buz10.pdf>
- [58] Texas Instruments, *UCC27524 Dual 5-A High-Speed Low-Side Gate Driver Datasheet*, Disponível online em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27524.pdf>

- [59] *ST, "STD17NFL03L-1 Datasheet", 2007, Disponível online em: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00002145.pdf>*
- [60] *Analog Devices, "ADUM 2481 Half-Duplex Isolated RS-485 Transceiver datasheet", Disponível online em: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADM2481.pdf*
- [61] *DUBILIER, "LP-503759-1S-3 datasheet", 2012, Disponível online em: <http://www.farnell.com/datasheets/1666651.pdf>*