



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

José Pimenta Machado Anjos Ferreira

Circuito para Testes de Baterias



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

José Pimenta Machado Anjos Ferreira
Circuito para Testes de Baterias

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

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor João Luiz Afonso

novembro de 2014

DECLARAÇÃO

José Pimenta Machado Anjos Ferreira

Endereço eletrónico: a50084@alunos.uminho.pt Telefone:+351917929971

Número do Bilhete de Identidade: 13446464

Título da Tese:

Circuito para Testes de Baterias

Orientador:

Doutor João Luiz Afonso

Ano de conclusão: 2014

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

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

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

Agradecimentos

O desenvolvimento e escrita desta dissertação de mestrado foi um processo longo e complicado. Sendo que não me seria possível concluir a dissertação sem a ajuda de terceiros. Assim, gostava de deixar uma palavra de apreço a todas as pessoas que me ajudaram ao longo da realização deste trabalho.

Gostaria de agradecer ao meu orientador, Professor Doutor João Luiz Afonso, pelo apoio, incentivo e por me disponibilizar o acesso ao laboratório do GEPE.

Gostaria também de dar um especial agradecimento ao Vítor Monteiro por toda a ajuda e disponibilidade que demonstrou ao longo do tempo de duração desta dissertação.

Aos investigadores Gabriel Pinto, Bruno Exposto, Delfim Pedrosa e ao Raul Almeida pelo apoio e ajuda durante o tempo que usufruí do laboratório.

Aos funcionários do DEI Joel Almeida, Carlos Torres e Ângela Macedo por me receberem e ajudarem sempre que foi necessário.

Quero também agradecer a todos os colegas e amigos que me acompanharam ao longo da realização do curso.

E por fim um agradecimento especial aos meus pais, Elisa e António, e a minha irmã, Elisa, pelo apoio e paciência, sem as quais a conclusão deste curso não seria possível.

Resumo

As baterias possuem um papel cada vez mais preponderante na sociedade moderna e a sua evolução tem contribuído muito para o desenvolvimento de diversas áreas da indústria, como por exemplo a indústria da mobilidade elétrica, aeroespacial, das energias renováveis, entre outras.

Devido a esta crescente importância das baterias na sociedade atual, torna-se necessário adquirir um conhecimento real sobre o seu desempenho em diferentes ambientes e condições de funcionamento, conhecer quais as técnicas de carga e descarga mais adequadas, assim como avaliar a sua eficiência energética.

Neste sentido, esta dissertação de mestrado tem como principal objetivo criar um equipamento capaz de carregar e descarregar uma bateria, com diferentes técnicas de carregamento e descarregamento, e desenvolver uma aplicação que permita armazenar e visualizar os dados relativos aos testes efetuados. Estes dados depois de analisados devem permitir inferir conclusões sobre que técnicas de carga e descarga são mais adequadas à bateria assim como que técnicas aumentam o rendimento da bateria.

Para efetuar os processos de carga e descarga foi utilizado um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional com topologia *interleaved* com duas células de comutação e um conversor CA-CC para efetuar a ligação do sistema à rede elétrica. Para coordenar o funcionamento desse conversor CC-CC bidirecional foi necessário desenvolver um sistema de controlo capaz de cumprir as especificações recomendadas para os processos de carga e descarga, de forma a preservar o estado de “saúde” da bateria. Para efetuar o controlo do sistema foi utilizado o DSP *TMS320F28027* da *Texas Instruments*.

Para interação com o utilizador e para armazenar os dados referentes aos testes efetuados foi também desenvolvida uma aplicação em C#.

Palavras-Chave: Baterias, Técnicas de Carga e Descarga, Estado de Saúde, Profundidade de Descarga, Estado de Carga, Taxa-C, Ciclo de Vida, Eficiência Energética, Conversores CC-CC com Topologia *Interleaved*.

Abstract

Batteries have an increasingly important role in modern society and their improvement has contributed to the development of many scientific fields such as the industries of electric mobility, aerospace and renewable energy sources, among others.

Due to this increasing importance of batteries in today's society, it becomes necessary to acquire a real understanding of their performance in different environments and operating conditions, to know what techniques are more suitable for charging and discharging, as well as evaluating their energetic efficiency.

In this sense, this master thesis aims to create a device capable of charging and discharging a battery with different techniques and develop an application that enables to store and view data on the performed tests. The data analyzed should then allow to infer conclusions on which techniques improve the batteries charging and discharging efficiency.

To make the process of charging and discharging a DC-DC bidirectional buck-boost converter it was used a interleaved topology with two switching cells and an AC-DC converter to perform the connection to the electrical system. To coordinate the operation of the bidirectional DC-DC converter it was necessary to develop a control system capable of meeting the recommended procedures for charging and discharging specifications and battery "health" preservation. To perform the control system a *TMS320F28027* DSP by *Texas Instruments* was used.

To interact with the user and to store data related to the tests performed a C# application was created.

Keywords: Batteries, Techniques for Charging and Discharging Batteries, State of Health, Depth of Discharge, State of Charge, C-rate, Life cycle, Energetic Efficiency, DC-DC Converter with Interleaved Topology

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	VII
Abstract	ix
Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xxi
Lista de Siglas e Acrónimos	xxiii
Nomenclatura	xxiv
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1. Importância das Baterias na Sociedade Moderna	1
1.2. Motivação e Enquadramento	2
1.3. Objetivos	3
1.4. Organização e Estrutura da Dissertação de Mestrado	3
CAPÍTULO 2 Baterias	5
2.1. Introdução	5
2.2. Conceitos Básicos sobre Baterias	5
2.2.1. Baterias Primárias e Secundárias	5
2.2.2. Células, Módulos e <i>Pack</i> de Baterias	6
2.2.3. Capacidade de uma Bateria	6
2.2.4. Taxa-C	6
2.2.5. Densidade de Energia Específica (Wh/kg) e Densidade de Energia Volumétrica (Wh/l)	7
2.2.6. Estado de Carga.....	7
2.2.7. Profundidade de Descarga.....	7
2.2.8. Ciclo de Vida das Bateria.....	8
2.2.9. Taxa de Auto-Descarga.....	8
2.3. Tipos de Baterias	9
2.3.1. Baterias de Íões Lítio.....	9
2.3.2. Baterias de Níquel-Metal-Hidreto (Ni-MH)	11
2.3.3. Baterias de Ácido de Chumbo	13
2.4. Carregamento de Baterias	14
2.5. Técnicas de Carregamento	16
2.5.1. Tensão Constante	16
2.5.2. Corrente Constante.....	16
2.5.3. Corrente Constante Seguida de Tensão Constante.....	16
2.5.4. Carregamento com Corrente Pulsada.....	17
2.6. Técnicas de Detecção do Final de Carga	17
2.6.1. Detecção do Fim de Carga pela Monitorização do Tempo.....	17
2.6.2. Detecção do Fim de Carga pela Monitorização da Tensão.....	18
2.6.3. Detecção do Fim de Carga pelo Método Negative Delta Voltage (NDV).....	18
2.6.4. Detecção do Fim de Carga pela Monitorização da Temperatura	18
2.7. Descarga de Baterias.....	19
2.8. Efeitos da Temperatura no Processo de Descarga	19
2.9. Técnicas para Efetuar a Descarga de Baterias	20
2.9.1. Descarregamento Pulsado ou Intermitente	20
2.9.2. Descarregamento Contínuo.....	21
2.9.3. Descarregamento com Corrente Constante.....	21
2.9.4. Descarregamento Livre.....	22
2.9.5. Descarregamento com Potência Constante.....	22
2.10. Testes Efetuados em Baterias	22
2.10.1. Testar o Ciclo de Vida das Baterias	22
2.10.2. Testar o State Of Health (SOH) ou Estado De Saúde da Bateria	23
2.10.3. Testar o Efeito da Temperatura na Bateria	23
2.10.4. Efetuar Testes para Medir a Resistência Interna da Bateria.....	23
2.11. Alguns Equipamentos que Efetuam Testes a Baterias.....	24
2.11.1. Descarregador/Analisador de Bateria da Amperis	24
2.11.2. Testador de Capacidade de Baterias CA6630.....	25

CAPÍTULO 3 Conversores de Potência	27
3.1. Introdução	27
3.2. Conversores CC-CA	27
3.3. Conversores CA-CC	27
3.4. Conversores CC-CC	28
3.5. Conversores CA-CA	28
3.6. Conversores Bidirecionais	28
3.7. Topologia Interleaved	28
3.8. Conversor CC-CC Step Down ou Buck	29
3.9. Conversor CC-CC Step Up ou Boost	31
3.10. Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional	33
3.10.1. Funcionamento como Step Down ou Buck	34
3.10.2. Funcionamento como Step Up ou Boost	35
3.11. Topologia Interleaved com Duas Células de Comutação	37
3.11.1. Conversor CC-CC Buck Interleaved com Duas Células de Comutação	37
3.11.2. Conversor CC-CC Boost Interleaved com Duas Células de Comutação	38
3.11.3. Conversor CC-CC Buck-Boost Interleaved Bidirecional com Duas Células de Comutação	39
3.12. Conclusões	41
CAPÍTULO 4 Simulações do Conversor Buck-Boost Bidirecional e do Conversor Buck-Boost Interleaved Bidirecional	43
4.1. Introdução	43
4.2. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional	44
4.2.1. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional no Modo Buck.	45
4.2.1.1. Corrente constante na bateria	46
4.2.1.2. Tensão constante na bateria	46
4.2.2. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional em Modo Boost.	47
4.2.2.1. Tensão constante na carga	47
4.2.2.2. Corrente constante na bateria	48
4.3. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional com Configuração Interleaved com Duas Células de Comutação	49
4.3.1. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional Interleaved com Duas Células de Comutação em Modo Buck	51
4.3.1.1. Corrente constante na bateria	51
4.3.1.2. Tensão constante na bateria	52
4.3.2. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional Interleaved com Duas Células de Comutação em Modo Boost	53
4.3.2.1. Corrente constante na bateria	54
4.3.2.2. Tensão constante na carga	55
4.4. Conclusões	56
CAPÍTULO 5 Implementação do Circuito para testes de baterias.....	57
5.1. Introdução	57
5.2. Circuito para Testes de Baterias	57
5.3. Circuito de Potência.....	59
5.3.1. Conversor Interleaved.....	60
5.3.2. Bobinas do Conversor CC-CC Buck-Boost Interleaved com Duas Células de Comutação	61
5.3.3. Dissipador.....	62
5.3.4. Circuito de Drive dos IGBTs.....	63
5.4. Circuito de Controlo	65
5.4.1. Placa DSP	66
5.4.2. Sensor de Tensão de Efeito de Hall	67
5.4.3. Sensor de Corrente de Efeito de Hall	69
5.4.4. Placa de Interface	70
5.4.5. Circuito de Memorização Deteção de Erro	75
5.5. Algoritmos de Controlo	77
5.6. Aplicação C#.....	80
5.7. Conclusões	82
CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais.....	83
6.1. Introdução	83
6.2. Baterias	84
6.3. Circuito de Drive dos IGBTs.....	85
6.4. Controlador PI.....	87

6.5. Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional com Topologia Interleaved com Duas Células de Comutação.....	90
6.5.1. Funcionamento no Modo Buck	90
6.5.2. Funcionamento no Modo Boost.....	91
6.6. Carregamento de uma Bateria	93
6.6.1. Carregamento com Corrente Constante.....	93
6.6.2. Carregamento com Tensão Constante.....	95
6.7. Descarga de uma Bateria.....	97
6.7.1. Descarga com Corrente Constante na Bateria.....	97
6.7.2. Descarregamento com Tensão Constante na Carga	100
6.8. Conclusões	103
CAPÍTULO 7 Conclusões	105
7.1. Conclusões	105
7.2. Sugestões para Trabalho Futuro	106
Referências	109

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Ciclo de vida vs profundidade de descarga de uma bateria selada de ácido de chumbo da <i>Power Sonic</i> [10].	8
Figura 2.2 – Ciclo de vida vs profundidade de descarga de uma bateria selada de ácido de chumbo da <i>Power Sonic</i> [12].	9
Figura 2.3 – Curva característica de carregamento de uma bateria de lítio do fabricante <i>SAFT</i> a diferentes temperaturas [15].	10
Figura 2.4 – Curva característica de descarga de uma bateria de lítio do fabricante <i>SAFT</i> a diferentes temperaturas [15].	11
Figura 2.5 – Curva característica de descarga de uma bateria de Ni-MH do fabricante <i>SAFT</i> a diferentes temperaturas [15].	12
Figura 2.6 – Curva característica de descarga de uma bateria de Ni-MH do fabricante <i>SAFT</i> várias Taxas-C [15].	12
Figura 2.7 – Curva característica de descarga de uma bateria selada de ácido de chumbo fabricada pela <i>Eagle Picher</i> a uma temperatura de 25 graus [12].	14
Figura 2.8 – Curvas de descarga de uma bateria de lítio do fabricante <i>SAFT</i> a diferentes temperaturas [15].	20
Figura 2.9 – Carregamento contínuo vs carregamento pulsado	21
Figura 2.10 – Descarregador/analizador de bateria da <i>Amperis</i> [30].	24
Figura 2.11 – Testador de Capacidade de Baterias CA6630 [31].	25
Figura 3.1 – Conversor CC-CC <i>buck</i> .	29
Figura 3.2 – Circuito equivalente do conversor <i>buck</i> com S_1 em condução e D_1 inversamente polarizado.	30
Figura 3.3 – Circuito equivalente do conversor <i>buck</i> com S_1 ao corte e D_1 diretamente polarizado.	30
Figura 3.4 – Conversor CC-CC <i>boost</i> .	31
Figura 3.5 – Circuito equivalente do circuito <i>boost</i> com S_1 em condução e D_1 inversamente polarizado.	32
Figura 3.6 – Circuito equivalente do circuito <i>boost</i> com S_1 ao corte e D_1 diretamente polarizado.	32
Figura 3.7 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> bidirecional, no modo de funcionamento <i>buck</i> .	33
Figura 3.8 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> bidirecional, no modo de funcionamento <i>buck</i> .	34
Figura 3.9 – Circuito equivalente do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional no modo <i>buck</i> .	34
Figura 3.10 – Circuito equivalente do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional no modo <i>buck</i> com S_1 a conduzir e o díodo D_{S_2} inversamente polarizado.	35
Figura 3.11 – Circuito equivalente do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional no modo <i>buck</i> com S_1 ao corte e o díodo D_{S_2} diretamente polarizado.	35
Figura 3.12 – Circuito equivalente do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional no modo <i>boost</i> .	36
Figura 3.13 – Circuito equivalente do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional no modo <i>boost</i> com S_2 a conduzir e o díodo D_{S_1} inversamente polarizado.	36
Figura 3.14 – Circuito equivalente do conversor <i>buck-boost</i> no modo <i>boost</i> com S_2 ao corte e o díodo D_{S_1} diretamente polarizado.	36
Figura 3.15 – Conversor CC-CC <i>buck</i> com topologia <i>interleaved</i> com duas células de comutação.	37
Figura 3.16 – Formas de onda da corrente na bobina 1, na bobina 2 e na carga de um conversor <i>buck interleaved</i> com duas células de comutação.	38
Figura 3.17 – Conversor CC-CC não isolado <i>boost</i> com topologia <i>interleaved</i> com duas células de comutação.	38

Figura 3.18 – Formas de onda da corrente na bobina 1, na bobina 2 e na carga de um conversor boost interleaved com duas células de comutação.	39
Figura 3.19 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> com topologia <i>interleaved</i> com duas células de comutação no modo de funcionamento como <i>buck</i>	39
Figura 3.20 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> com topologia <i>interleaved</i> com duas células de comutação no modo de funcionamento como <i>boost</i>	40
Figura 3.21 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> com topologia <i>interleaved</i> com duas células de comutação no modo <i>buck</i>	40
Figura 3.22 – Conversor CC-CC <i>buck-boost</i> com topologia <i>interleaved</i> com duas células de comutação no modo <i>boost</i>	41
Figura 4.1 – Conversor CC-CC não isolado <i>buck-boost</i> bidirecional simulado.	44
Figura 4.2 – Circuito de controlo para o conversor <i>buck-boost</i> bidirecional simulado.	45
Figura 4.3 – Formas de onda da corrente na bobina, do sinal PWM para o semicondutor S_1 , da corrente na bateria e da tensão na bateria durante o funcionamento como <i>buck</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional, com controlo da corrente da bateria.	46
Figura 4.4 – Forma de onda da corrente na bobina, do sinal PWM para o semicondutor S_1 , da corrente na bateria e da tensão na bateria durante o funcionamento como <i>buck</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional, com o controlo da tensão na bateria.	47
Figura 4.5 – Formas de onda da corrente na bobina, da corrente na bateria e <i>duty-cycle</i> do IGBT S_2 durante o funcionamento como <i>boost</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional, com controlo da tensão da carga.	48
Figura 4.6 – Formas de onda da corrente e tensão na carga durante o funcionamento como <i>boost</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional, com o controlo da tensão da carga.	48
Figura 4.7 – Formas de onda da corrente na bobina, da corrente na bateria e <i>duty-cycle</i> do IGBT S_2 durante o funcionamento como <i>boost</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional, com o controlo da corrente da bateria.	49
Figura 4.8 – Formas de onda da corrente e tensão na carga durante o funcionamento como <i>boost</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional, com o controlo da corrente da bateria.	49
Figura 4.9 – Conversor CC-CC não isolado <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> com duas células de comutação simulado.	50
Figura 4.10 – Circuito de controlo para o conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> com duas células de comutação simulado.	50
Figura 4.11 – Formas de onda da corrente nas duas bobinas e dos sinais PWM dos IGBTs S_1 e S_3 durante o funcionamento como <i>buck</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> de duas células de comutação, com o controlo da corrente.	52
Figura 4.12 – Formas de onda da corrente e da tensão na bateria durante o funcionamento como <i>buck</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> de duas células de comutação, com o controlo da corrente.	52
Figura 4.13 – Formas de onda da corrente e da tensão na bateria durante o funcionamento como <i>buck</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> de duas células de comutação, com o controlo da tensão.	53
Figura 4.14 – Formas de onda da corrente nas duas bobinas e dos sinais PWM dos IGBTs S_1 e S_3 durante o funcionamento como <i>buck</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> de duas células de comutação, com o controlo da tensão.	53
Figura 4.15 – Formas de onda da corrente e tensão na bateria e da corrente e tensão na carga durante o funcionamento como <i>boost</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> de duas células de comutação, com o controlo da corrente na bateria.	54
Figura 4.16 – Formas de onda da corrente nas duas bobinas e dos sinais PWM dos IGBTs S_2 e S_4 durante o funcionamento como <i>boost</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> de duas células de comutação, com controlo da corrente na bateria.	54

Figura 4.17 – Formas de onda da tensão e corrente na carga e na bateria durante o funcionamento como <i>boost</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> de duas células de comutação, com controlo da tensão na carga.	55
Figura 4.18 – Formas de onda da corrente nas duas bobinas e dos sinais PWM dos IGBTs S_2 e S_4 durante o funcionamento como <i>boost</i> do conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> de duas células de comutação, com controlo da tensão na carga.	56
Figura 5.1 - Esquemático simplificado da interação dos componentes do circuito para teste de desenvolvido.	58
Figura 5.2 – Circuito de potência, circuito de controlo e DSP usado na implementação do circuito para testes de baterias	59
Figura 5.3 – Conversor <i>Interleaved</i> utilizado.	60
Figura 5.4 – Parte inferior da placa onde está soldado o conversor.	60
Figura 5.5 – Bobinas utilizadas no conversor <i>buck-boost</i> bidirecional com configuração <i>interleaved</i> com duas células de comutação.....	62
Figura 5.6 – Dissipador usado na dissertação.	63
Figura 5.7 – Dissipador usado na dissertação.	63
Figura 5.8 – Diagrama funcional do HCPL 3120 [36].	64
Figura 5.9 – Diagrama funcional da ligação entre a placa de interface e o HCPL 3120, [36].	65
Figura 5.10 – C2000 Piccolo LaunchPad Evaluation Kit [38].	66
Figura 5.11 – <i>Code Composer Studio</i>	67
Figura 5.12 – Sensor de tensão de efeito de <i>Hall LV-25-P</i> da <i>LEM</i> [40].	67
Figura 5.13 – Esquemático simplificado das ligações do sensor <i>LV-25 p</i> da <i>LEM</i> [40].	68
Figura 5.14 – Sensor de corrente de efeito de <i>Hall</i> com janela <i>LTSR-15-AT</i> da <i>LEM</i>	69
Figura 5.15 – Gráfico da relação entre a corrente medida e a tensão de saída do sensor de corrente <i>LTSR-15-AT</i> da <i>LEM</i> [41].	70
Figura 5.16 – Placa de interface utilizada.	71
Figura 5.17 – Esquemático da implementação do seguidor de tensão sem ganho e do circuito para detetar a ocorrência de erro.	72
Figura 5.18 – Esquemático da implementação dos quatro seguidores de tensão sem ganho e dos quatro circuitos para detetar a ocorrência de erro.- (a)- referente ao sensor de tensão da entrada do conversor CC-CC; (b) - referente ao sensor de tensão da saída da do conversor CC-CC; (c) - referente ao sensor de corrente da bobina L_1 ; (d) - referente ao sensor de corrente da bobina L_2	73
Figura 5.19 – Esquemático do algoritmo que rege o funcionamento de todo o sistema durante os processos de descarga.	77
Figura 5.20 – Esquemático do algoritmo que rege o funcionamento de todo o sistema durante os processos de descarga.	78
Figura 5.21 – Esquemático do algoritmo subprocesso Ler valores ADC.	79
Figura 5.22 – Menu inicial da aplicação C# desenvolvida.	81
Figura 5.23 – Valores recebidos pela aplicação C#.	81
Figura 6.1 – Vista geral do sistema implementado	84
Figura 6.2 – Bateria de ácido de chumbo <i>WCG-UI AGM</i> da <i>Power Battery Company In</i>	85
Figura 6.3 – Sinais de comando para os IGBTs S_1 e S_3 (1 V/div) com <i>duty-cycle</i> igual a 50%.	86
Figura 6.4 – Sinais de comando para os IGBTs S_2 e S_4 (1 V/div) com <i>duty-cycle</i> superior a 50%.	86
Figura 6.5 – Forma de onda da corrente (I_{L1} e I_{L2} - 1 A/div) nas duas bobinas e sinais PWM (PWM 1 e PWM 2 - 5 V/div) para os IGBTs.	87

Figura 6.6 – Formas de onda das correntes nas duas bobinas do conversor (I_{L1} e I_{L2} - 1 A/div) e da tensão na carga (V_{carga} - 10 V/div) durante o modo de funcionamento <i>buck</i> com controlo da tensão na carga.....	88
Figura 6.7 – Formas de onda das correntes nas duas bobinas do conversor (I_{L1} e I_{L2} - 1 A/div).....	89
Figura 6.8 – Formas de onda das correntes na bobina I_{L1} e na saída do conversor (I_{L1} e I_{carga} - 1 A/div) durante o modo de funcionamento <i>buck</i> com controlo da corrente da corrente.....	89
Figura 6.9 – Formas de onda das correntes nas bobinas (I_{L1} e I_{L2} - 0.5 A/div), tensão na carga (V_{carga} - 2 V/div) e a tensão na fonte (V_{fonte} - 20 V/div).....	90
Figura 6.10 – Formas de onda das correntes nas bobinas (I_{L1} e I_{L2} - 1 A/div), tensão na carga (V_{carga} - 5 V/div) e a tensão na fonte (V_{fonte} - 20 V/div).	91
Figura 6.11 – Formas de onda das correntes na bobina L_1 e na carga (I_{L1} e I_{carga} - 1 A/div), tensão na carga (V_{carga} - 5 V/div) e a tensão na fonte (V_{fonte} - 20 V/div).....	91
Figura 6.12 – Formas de onda das correntes fonte e na carga (I_{Fonte} e I_{carga} - 1 A/div), tensão na carga e a tensão na fonte (V_{carga} e V_{fonte} - 2 V/div).	92
Figura 6.13 – Formas de onda das correntes fonte e na carga (I_{L1} e I_{L2} - 1 A/div), tensão na carga e a tensão na fonte (V_{carga} e V_{fonte} - 5 V/div).	92
Figura 6.14 – Evolução da tensão de carregamento ao longo do tempo de carregamento de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com corrente constante.....	93
Figura 6.15 – Evolução da corrente na bobina L_2 do conversor durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com corrente constante.....	94
Figura 6.16 – Evolução da corrente na bobina L_1 do conversor durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com corrente constante.....	94
Figura 6.17 – Evolução da corrente de carga durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com corrente constante.....	95
Figura 6.18 – Evolução da tensão de carregamento durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com tensão constante.....	96
Figura 6.19 – Evolução da corrente de carregamento durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com tensão constante.....	97
Figura 6.20 – Evolução da corrente na bobina L_1 durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com corrente constante.	98
Figura 6.21 – Evolução da corrente na bobina L_2 durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com corrente constante.....	98
Figura 6.22 – Evolução da corrente de descarga durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com corrente constante.	99
Figura 6.23 – Evolução da corrente de descarga durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com corrente constante.	99
Figura 6.24 – Evolução da tensão na bateria durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com tensão constante na carga	100
Figura 6.25 – Evolução da tensão na carga durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com tensão constante na carga.	101
Figura 6.26 – – Evolução da corrente na bobina I_{L1} durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com tensão constante na carga	101
Figura 6.27 – – Evolução da corrente na bobina I_{L2} durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo <i>WCG-U1 AGM</i> da <i>Power Battery Company Inc</i> com tensão constante na carga	102

Figura 6.28 – – Evolução da corrente de descarga de uma bateria de ácido de chumbo *WCG-UI*
AGM da *Power Battery Company Inc* durante um processo de descarga com tensão constante
na carga..... 102

Lista de Tabelas

Tabela 5.1 – Sinal <i>start</i> em função do sinal de erro e de <i>enable</i>	76
Tabela 5.2 – Saída do circuito de detecção memorização e atuação em caso de erro, em função dos sinais de comando e de <i>start</i>	76
Tabela 6.1 – Características técnicas das baterias <i>WCG-UI</i> [44].....	85

Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
DOD	<i>Depth of Discharge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
SOC	<i>State-of-Charge</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
UPS	<i>Uninterrupted Power Supply</i>
PI	<i>Proporcional e integral</i>
AGM	<i>Absorbent Glass Mat</i>
SOH	<i>State of Health</i>
Ni-MH	Níquel-metal-hidreto
NDV	<i>Negative Delta Voltage</i>

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
F	Frequência de comutação	Hz
T	Período	s
t_{on}	Período durante o qual o semicondutor conduz	s
t_{off}	Período durante o qual o semicondutor está ao corte	s
D	<i>Duty-cycle</i>	%
Δi	<i>Ripple</i>	A
V_i	Tensão de entrada	V
V_o	Tensão de saída	V
I_L	Corrente na bobina	A
L	Indutância	m Ω
R_m	Resistência de medida	Ω
C_{Ah}	Capacidade	Ah
V_L	Tensão na indutância	V
V_{bat}	Tensão na bateria	V
I_P	Corrente a corrente que passa no condutor e atravessa o sensor	A
I_{PN}	Corrente nominal no primário do sensor	A
V_{max_adc}	Tensão máxima do ADC	V
I_{SN}	Corrente nominal no secundário do sensor	A

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1. Importância das Baterias na Sociedade Moderna

O aumento drástico do preço dos combustíveis fósseis, a crescentes consciencialização dos efeitos nocivos da poluição derivada da queima dos mesmos, assim como uma tentativa de redução da fatura energética paga pelos países não produtores de petróleo, tornam muito importante na sociedade atual o desenvolvimento de alternativas válidas aos combustíveis fósseis. Devido a isto tem-se vindo a verificar, em Portugal e na Europa, uma aposta e um incentivo às energias renováveis e na mobilidade elétrica [1][2].

A produção de energia a partir de fontes renováveis não é constante e está normalmente dependente de condições climáticas, o que o torna muito difícil prever com certeza, a energia que será produzida ao longo de um dia. Este fator torna imperativo o desenvolvimento de novas baterias, mais eficientes e com maior capacidade, para que a energia gerada por estas fontes possa ser armazenada para um posterior uso.

Por sua vez, o desenvolvimento de veículos elétricos está diretamente relacionado com o desenvolvimento de baterias, pois estas têm impacto direto no desempenho do mesmo.

O uso de baterias tem vindo a aumentar, quer seja em aparelhos móveis de pequena potência ou em dispositivos de grande potência, o que tem contribuído muito para o desenvolvimento desta tecnologia, tendo-se vindo a verificar cada vez mais novos tipos de baterias, mais eficientes e baseadas em novas tecnologias.

O desenvolvimento de baterias tem um efeito direto no tipo de carregadores existentes para as mesmas, sendo que com o surgimento de novas baterias surgem também novos carregadores e novas técnicas de carregamento.

Devido ao facto das baterias estarem a assumir um papel cada vez mais preponderante na sociedade moderna e ao facto deste tipo de armazenamento de energia estar em constante evolução [3], é necessário adquirir um conhecimento real sobre o

desempenho das baterias em diferentes ambientes e em diferentes condições de funcionamento, assim como avaliar a sua eficiência energética.

1.2. Motivação e Enquadramento

Nos últimos anos tem-se vindo a verificar um aumento do uso de baterias, assim como um aumento dos requisitos das mesmas, quer nos métodos permitidos para efetuar a carga e descarga da bateria, quer na eficiência dos conversores que possibilitam os processos de carregamento/descarregamento, assim como na eficiência da própria bateria.

Com o evoluir das tecnologias torna-se cada vez mais necessário saber com certeza, qual a bateria que melhor se adequa a determinadas situações, assim como tentar prever o desgaste sofrido pela mesma em determinadas condições de operação e temperatura.

Ao projetar um qualquer dispositivo que necessite de uma bateria é necessário fazer um estudo prévio para saber qual a bateria mais adequada para esse dispositivo. O estudo feito passa, primeiramente por saber quais os níveis de tensão e corrente a que vai operar a bateria, e verificar se a capacidade da bateria é suficiente para a aplicação.

Em aplicações mais sensíveis, onde o sistema está dependente do comportamento da bateria é necessária uma análise mais profunda sobre o ambiente onde a bateria vai funcionar. Essa análise, além dos dados mais convencionais, deve conter também outro tipo de dados, como saber a que temperatura vai estar sujeita a bateria, se existe necessidade de carregar rapidamente, a profundidade de descarga, entre outros fatores.

Para a escolha de uma bateria é também importante ter dados sobre o comportamento das baterias em diferentes situações de temperaturas, diferentes taxas e técnicas de carga/descarga, entre outras.

Esta dissertação de mestrado surge na tentativa de dar resposta à necessidade atual de se adquirir um melhor entendimento quanto ao comportamento real das baterias em diferentes situações de operação. Para isso esta dissertação tem como objetivo o desenvolvimento de um circuito de teste para baterias.

O circuito para testes de baterias desenvolvido deverá ser capaz de testar as baterias no processo de carga assim como no processo de descarga. Deverá fornecer resultados seguros e confiáveis sobre o desempenho das baterias em diferentes condições de funcionamento e temperaturas.

1.3. Objetivos

O objetivo desta dissertação de mestrado é o desenvolvimento e implementação de algoritmos de controlo para processos de carga e descarga de baterias, assim como a implementação de um circuito para testes de baterias que permita testar e avaliar o comportamento de baterias em diferentes condições de funcionamento e temperatura. Para isso é usado um conversor bidirecional *interleaved*, que já se encontrava no laboratório do GEPE, e são desenvolvidos os algoritmos de controlo necessários para o funcionamento do circuito de testes assim como para o armazenamento de dados.

A partir dos dados fornecidos pelo circuito de teste deve ser possível avaliar a eficiência da bateria, estimar o seu estado de saúde e perceber quais as melhores técnicas de carga/descarga para a bateria. Para que isto seja possível o sistema desenvolvido deve:

- Permitir efetuar testes durante o carregamento e durante o descarregamento;
- Permitir ao utilizador escolher a taxa de carregamento/descarregamento;
- Permitir dois algoritmos de descarga, sendo eles o descarregamento com corrente constante na bateria e o descarregamento com tensão constante na carga;
- Permitir dois algoritmos de carregamento, sendo eles o carregamento com corrente constante e o carregamento com tensão constante;
- Detetar corretamente o instante em que a bateria fica carregada;
- Medir a profundidade de descarga da bateria para não descarregar em demasia a bateria;
- Mostrar e guardar, com a ajuda de um computador, toda a informação relevante sobre os comportamentos da bateria durante o teste.

1.4. Organização e Estrutura da Dissertação de Mestrado

Com base nos objetivos e nos temas abordados nesta dissertação de mestrado foi decidido dividir a mesma em sete capítulos.

No primeiro capítulo, com o título de “Introdução” é apresentada uma introdução aos temas abordados na dissertação de mestrado assim como os objetivos e motivações para a realização da mesma. Neste capítulo é apresentada a organização e estrutura da dissertação de mestrado.

No segundo capítulo, denominado de “Baterias”, são apresentados alguns conceitos teóricos sobre baterias, alguns dos seus processos de carga e descarga, e alguns testes passíveis de ser efetuados em baterias. Inicia-se este capítulo pela apresentação de

alguns conceitos teóricos sobre baterias, assim como alguns tipos de baterias. De seguida são apresentadas algumas técnicas de carregamento, algumas técnicas para a deteção do final de carga e algumas técnicas para efetuar a descarga de baterias. Por fim são apresentados alguns testes que podem ser efetuados para avaliar a bateria e alguns equipamentos que efetuar testes com baterias.

O terceiro capítulo, denominado de “Conversores de Potência”, começa por apresentar alguns conceitos gerais sobre os diferentes tipos de conversores, sendo posteriormente são dados exemplos de conversores CC-CC. Neste capítulo são ainda apresentadas as topologias *interleaved* do conversor *boost*, do conversor *buck* e do conversor *buck-boost* bidirecional.

Ao longo do quarto capítulo, “Simulações do Conversor *Bck-Boost* Bidirecional e do Conversor *Buck-Boost Interleaved* Bidirecional”, são apresentados os resultados em simulação dos diversos pontos de operação dos conversores simulados. Neste capítulo é também simulado o sistema de controlo para os IGBTs e o controlador PI a implementar.

No quinto capítulo são descritas as etapas efetuadas para a realização e implementação do circuito de teste para baterias. Neste capítulo é apresentado todo o hardware e software utilizado e desenvolvido no circuito de potência e no circuito de controlo, assim como e a interação entre todo o sistema desenvolvido. Ao longo deste capítulo apresenta-se ainda, com recurso a fluxogramas, os algoritmos de controlo efetuados e as condições de paragem dos processos.

Durante o sexto capítulo são apresentados os resultados experimentais do sistema desenvolvido a funcionar. Aqui são apresentadas as formas de onda das correntes e tensões mais relevantes no funcionamento do conversor assim como alguns sinais de comando e de PWM. São ainda apresentados, com recurso à ferramenta *Microsoft excel*, os dados relativos aos testes numa bateria.

No sétimo capítulo, são apresentadas as conclusões sobre o trabalho desenvolvido, assim como algumas propostas de trabalho futuro, com intuito de melhorar o equipamento desenvolvido.

CAPÍTULO 2

Baterias

2.1. Introdução

Como referido no capítulo 1 as baterias têm cada vez mais importância na sociedade atual. Este facto torna cada vez mais importante que os utilizadores conheçam algumas tecnologias de baterias, algumas técnicas de carregamento/descarregamento, e os efeitos nocivos para a bateria caso não se cumpram as recomendações do fabricante.

A escolha de uma bateria para uma aplicação não é um processo simples e tem em conta vários fatores. Neste capítulo são abordados algumas tecnologias de baterias, e alguns dos aspetos mais relevantes sobre as mesmas. Este capítulo aborda ainda algumas técnicas para efetuar a carga e descarga de baterias e alguns testes passíveis de ser realizados com as mesmas.

2.2. Conceitos Básicos sobre Baterias

Para poder testar e compreender o comportamento das baterias é necessário conhecer as baterias que estão a ser utilizadas, tornando importante ter noções do que representam algumas características da bateria. De seguida são apresentados alguns dos fundamentos teóricos comuns à maioria das baterias.

2.2.1. Baterias Primárias e Secundárias

Numa bateria a energia é guardada sobre a forma de energia química que, posteriormente e com recurso a um processo eletroquímico, é retirada sob a forma de energia elétrica.

Apesar da primeira função das baterias ter sido a de fornecer energia elétrica a partir de energia química, existem baterias que são capazes de reverter o processo e quando alimentadas com energia elétrica, armazenam no seu interior energia química.

Podem-se assim classificar as baterias quanto à sua capacidade de reverter o seu processo de descarga [4]:

- Baterias primárias, concebidas para converter a energia química em energia elétricas. Não estão preparadas para reverter o processo, não sendo passíveis de serem recarregadas;
- Baterias secundárias, onde o processo de descarga pode ser revertido permitindo recarregar a bateria.

2.2.2. Células, Módulos e *Pack* de Baterias

Para distinguir estes três conceitos pode-se ter como exemplo a bateria de um veículo elétrico. Nesta bateria a célula é o componente com menor energia, o módulo consiste em várias células ligadas entre si e o *pack* de baterias é a montagem em série ou paralelo de dois ou mais módulos [5].

2.2.3. Capacidade de uma Bateria

A capacidade é expressa em Ah e representa o total de amperes-hora disponíveis para uma descarga, quando a bateria está totalmente carregada. A sua capacidade pode ser inferida através da equação (2.1) ou da equação (2.2):

$$C_{Ah} = I \cdot \Delta t \quad (2.1)$$

$$C_{Ah} = \int_0^t I \cdot \Delta t \quad (2.2)$$

A equação 2.2 é uma forma mais generalizada de apresentar a equação 2.1. Ambas as equações definem que a capacidade é igual à corrente de descarga (I) em amperes, a multiplicar pelo tempo, em horas, que a bateria consegue fornecer essa mesma corrente.

A capacidade de uma bateria armazenar energia não permanece constante ao longo do seu ciclo de vida. Esta diminui conforme se aproxima o fim do seu ciclo de vida, sendo que dependendo da tecnologia da bateria, esta diminuição da capacidade acontece de maneira diferente. Existem diversos fatores que influenciam a capacidade de uma bateria armazenar e fornecer energia, como por exemplo a profundidade de descarga, a corrente de carga/descarga, a temperatura a que os processos são efetuados, as técnicas de carga e descarga, entre outros. [4].

2.2.4. Taxa-C

A taxa-C ou C-rate é uma corrente normalizada à capacidade da bateria. Normalmente representa a taxa à qual se carregar ou descarregar a bateria, se esta

estiver totalmente carregada ou descarregada respetivamente, para que o processo termine numa hora [6], isto é, a taxa 1C significa que se uma bateria tiver uma capacidade igual a 12 Ah e estiver totalmente carregada consegue fornecer 12 A de corrente durante uma hora [4].

2.2.5. Densidade de Energia Específica (Wh/kg) e Densidade de Energia Volumétrica (Wh/l)

É comum comparar baterias através da sua relação entre energia/volume e energia/massa. A densidade de energia específica relaciona a energia com a massa da bateria (Wh/kg). Por outro lado a densidade de energia volumétrica relaciona a energia com o volume (Wh/l) [7].

Estes dois parâmetros são importantes, sendo ainda mais importantes quando se fala em mobilidade elétrica, pois os veículos elétricos possuem limites de peso e espaço bem definidos.

2.2.6. Estado de Carga

O estado de carga ou Stat-of-charge (SOC) descreve a capacidade atual da bateria, em percentagem, relativamente à sua capacidade máxima. Por exemplo se uma bateria tiver o seu estado de carga igual a 60% significa que a bateria está carregada com 60% da sua capacidade máxima [5].

O SOC pode ser definido equação (2.3).

$$SOC = \frac{C_{atual}}{C_{máxima}} \cdot 100 \quad (2.3)$$

Este parâmetro pode também ser estimado através da medição da tensão aos terminais da bateria [8].

2.2.7. Profundidade de Descarga

A profundidade de descarga ou *depth of discharge* (DOD) representa a percentagem de energia que foi descarregada, normalizada à capacidade máxima da bateria. Este parâmetro está diretamente relacionado com o SOC.

Por exemplo, se uma bateria for descarregada até uma profundidade de descarga igual a 60%, significa que a bateria já só possui 40% da sua energia total disponível, que é o mesmo que dizer que a bateria tem o seu SOC igual a 40% [5].

A descarga de uma bateria é normalmente feita em função da sua DOD. Por outro lado quando se efetua uma carga de uma bateria esta é feita em função do SOC. [9]

2.2.8. Ciclo de Vida das Bateria

O ciclo de vida pode ser definido como o número de vezes que uma bateria pode ser carregada e descarregada antes de atingir um estado de deficiência, onde o seu funcionamento não cumpre os requisitos mínimos necessários.

O número de ciclos de carga/descarga que uma bateria consegue efetuar é afetado diretamente por diversos fatores, como por exemplo a taxa-C à qual se submete a bateria, a temperatura ou a profundidade da descarga.

Alguns fabricantes, como a *SAFT* e a *Power Sonic*, referem que o ciclo de vida de uma bateria está, entre outros fatores, diretamente relacionado com a profundidade da descarga [10]. Isto pode ser visto na Figura 2.1.

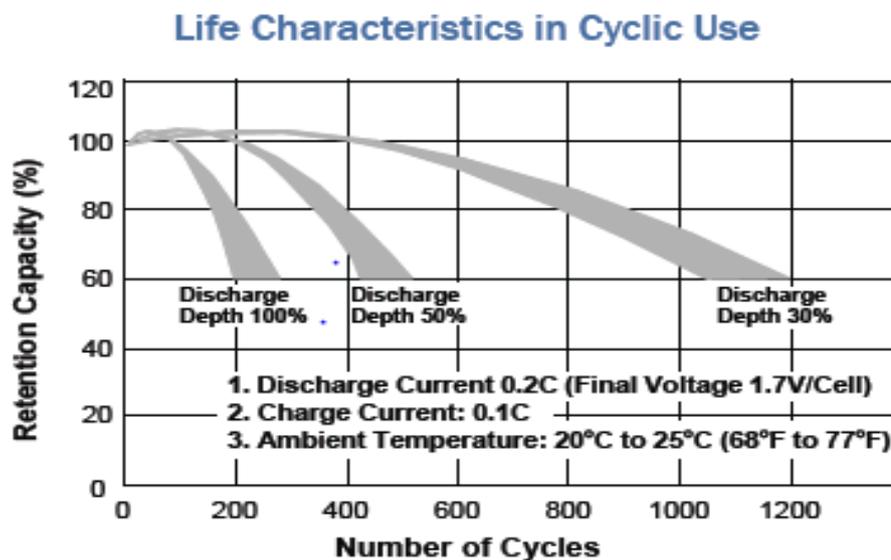


Figura 2.1 – Ciclo de vida vs profundidade de descarga de uma bateria selada de ácido de chumbo da *Power Sonic* [10].

2.2.9. Taxa de Auto-Descarga

Derivado das reações químicas no interior de uma bateria, esta possui uma taxa de auto-descarga. Quando se guarda uma bateria com carga, esta não armazena a energia para sempre e descarrega-se lentamente com uma taxa-C muito reduzida. A taxa com que a bateria perde energia em regime estacionário chama-se taxa de auto-descarga.

A taxa de auto-descarga é expressa, geralmente, em termos percentuais em relação à sua capacidade nominal. O valor da taxa de auto-descarga é muito difícil de estimar pois tem uma forte dependência da temperatura [11].

Na Figura 2.2 pode-se ver a curva de auto-descarga de uma bateria fabricada pela *Power Sonic*.

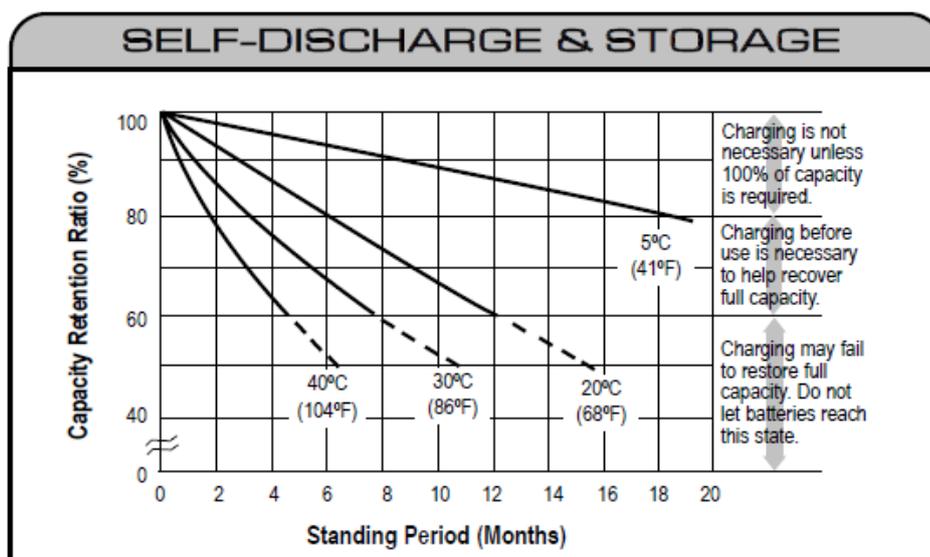


Figura 2.2 – Ciclo de vida vs profundidade de descarga de uma bateria selada de ácido de chumbo da Power Sonic [12].

Alguns fabricantes de baterias baseadas em lítio recomendam que, se a bateria se auto descarregar para valores inferiores a 80% da sua capacidade total, deve-se efetuar uma carga total da bateria antes de qualquer processo de descarga. Esta carga provoca uma série de reações químicas que, segundo alguns fabricantes, ajudam a recuperar a capacidade total da bateria e a preservar o estado de saúde da mesma [11].

2.3. Tipos de Baterias

O aumento das aplicações móveis, junto com o desenvolvimento de veículos elétricos e híbridos, têm sido os principais contribuidores para o desenvolvimento de novas tecnologias de baterias, assim como para o melhoramento de tecnologias já existentes.

Existe uma gama extensa de tipos de baterias e de tecnologias onde estas se baseiam. Nesta dissertação são focadas apenas as baterias secundárias, sendo que dentro destas serão apenas abordadas tecnologias mais relevantes para a mobilidade elétrica.

2.3.1. Baterias de Iões Lítio

O lítio é um metal muito leve que possui um grande potencial eletroquímico e com grande densidade volumétrica de energia, o que torna esta tecnologia muito apetecível para aplicações de mobilidade elétrica.

As baterias de lítio enfrentam alguns problemas, nomeadamente a nível de segurança, pois esta tecnologia é muito sensível a descargas rápidas e profundas, assim como a sobrecargas.

O facto das baterias baseadas em lítio serem pouco suscetíveis ao efeito memória, terem uma grande densidade de energia por peso e volume, longos ciclos de vida e suportarem taxas-C moderadas aliado à capacidade de poderem ser fabricadas em várias formas e tamanhos, fazem com que as baterias baseadas em lítio sejam cada vez mais utilizadas, quer em aparelhos móveis, como telemóveis ou *pacemaker*, quer em sistemas de *backup*, como servidores wireless, quer como fonte de energia para veículos elétricos e híbridos [11][13][14].

No entanto esta tecnologia ainda apresenta algumas limitações como por exemplo:

- Devido a esta tecnologia ser muito sensível a sobrecargas, os algoritmos de controlo para o processo de carregamento são complexos e devem ajustar continuamente a corrente à medida que o SOC aumenta;
- Requerer circuitos de proteção para limitar a tensão e a corrente [15];
- É uma tecnologia relativamente dispendiosa, quando comparada com outras tecnologias como por exemplo as baterias de ácido de chumbo ou as de Ni-MH, sendo ainda uma tecnologia pouco madura e estando em constante evolução [15].

Na Figura 2.3 pode-se ver a curva característica de carregamento de uma bateria de lítio fabricada pela *SAFT*, a diferentes temperaturas [15].

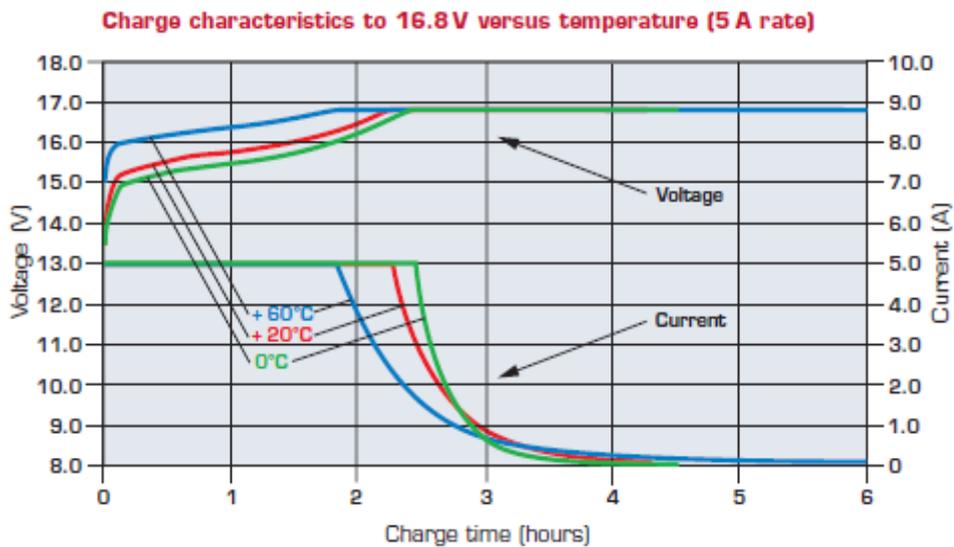


Figura 2.3 – Curva característica de carregamento de uma bateria de lítio do fabricante *SAFT* a diferentes temperaturas [15].

A Figura 2.4 apresenta a curva característica de descarga fornecida pelo mesmo fabricante para a mesma bateria de lítio, também a diferentes temperaturas.

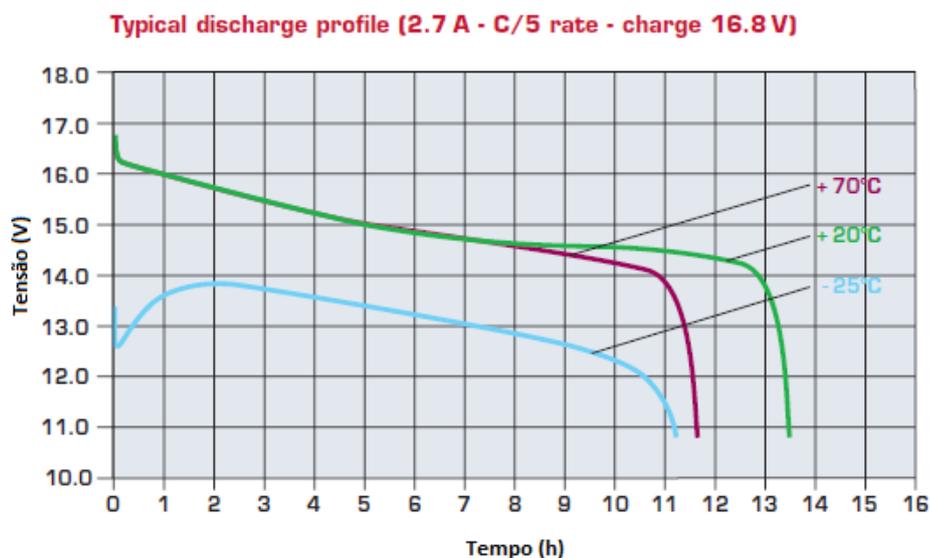


Figura 2.4 – Curva característica de descarga de uma bateria de lítio do fabricante *SAFT* a diferentes temperaturas [15].

2.3.2. Baterias de Níquel-Metal-Hidreto (Ni-MH)

As baterias de Ni-MH são baseadas em níquel e encontram-se em constante evolução. Este tipo de baterias é muito utilizado em veículos híbridos e detém duas grandes vantagens sobre as baterias de iões de lítio. Vantagens essas que residem no custo de fabrico, pois são bastantes mais baratas de fabricar, e na segurança, pois é uma tecnologia já testada e com uma grande taxa de confiabilidade, sendo a sua capacidade adequada a este tipo de veículos [16].

O elevado uso destas baterias é também explicado, quando se compara esta tecnologia com as baterias de ácido de chumbo ou de níquel-cádmio. As baterias baseadas em Ni-MH são constituídas por materiais passíveis de ser reciclados, enquanto as baterias de ácido de chumbo e de níquel-cádmio possuem alguns materiais não recicláveis. As baterias de Ni-MH possuem ainda maiores ciclos de vida e melhores características quando se efetua um algoritmo de carregamento rápido quando comparadas com as baterias de iões de lítio e de ácido de chumbo.

No entanto estas baterias apresentam algumas limitações:

- Ciclos de carga e descarga profundos degradam a bateria, diminuindo a sua vida útil;
- Apesar destas baterias serem capazes de fornecer correntes elevadas, repetidas descargas com correntes altas reduzem o tempo de vida útil da bateria. Para uma melhor conservação do estado de saúde da bateria, os fabricantes recomendam que as descargas sejam feitas preferencialmente com corrente entre 20% e 50% da corrente nominal [16];

Em veículos totalmente elétricos a utilização de baterias de Ni-MH é bastante menor do que nos veículos híbridos. Apesar das baterias de Ni-MH serem uma tecnologia mais madura e mais baratas que as de lítio, as baterias de lítio apresentam outro tipo de vantagens mais adequadas ao veículo elétrico, como por exemplo a maior densidade de energia, o que se traduz numa maior autonomia do veículo, com uma bateria mais pequena [16].

Na Figura 2.5 encontra-se as curvas características para o carregamento de uma bateria de Ni-MH fornecida pelo fabricante *Sanyo Twicell* para três temperaturas diferentes.

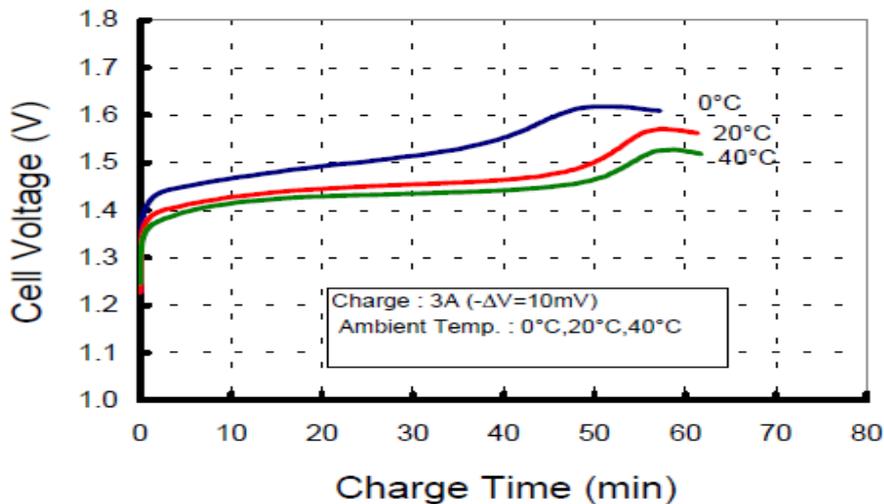


Figura 2.5 – Curva característica de descarga de uma bateria de Ni-MH do fabricante *SAFT* a diferentes temperaturas [15].

A Figura 2.6 apresenta as curvas características para o descarregamento da mesma baterias a diferentes taxas-C.

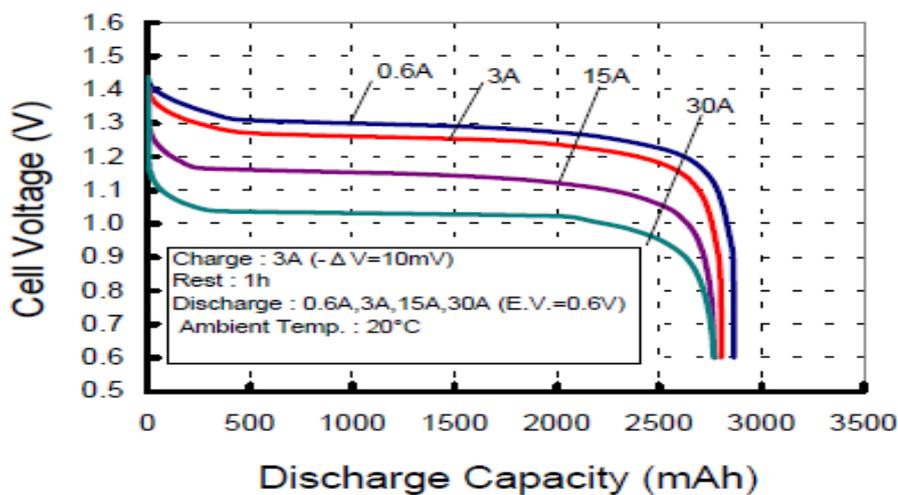


Figura 2.6 – Curva característica de descarga de uma bateria de Ni-MH do fabricante *SAFT* várias Taxas-C [15].

2.3.3. Baterias de Ácido de Chumbo

Esta tecnologia de bateria foi inventada por Ganton Planté em 1859, devendo o seu nome ao facto de na sua constituição usar eléctrodos de chumbo e ácido sulfúrico como eletrólito. Estas baterias foram as primeiras baterias recarregáveis.

As baterias de ácido de chumbo são largamente usadas e têm diversas aplicações como por exemplo, no arranque de motores de combustão interna e em sistemas de UPS (*Uninterruptible Power supply*).

Os primeiros veículos elétricos tinham como principal fonte de energia baterias de ácido de chumbo, mas devido à evolução tecnológica e surgimento de outras baterias, com características mais adequadas à mobilidade elétrica, o uso desta tecnologia em veículos totalmente elétricos tem vindo a diminuir [14][15][18].

As baterias de ácido de chumbo são uma tecnologia já testada, sendo a mais antiga bateria recarregável e uma tecnologia considerada segura e bastante confiável. Esta tecnologia apresenta várias vantagens quando comparadas com outros tipos de baterias, como por exemplo:

- A sua robustez;
- O seu baixo custo;
- A sua capacidade de obter correntes de descarga elevadas;
- A sua baixa taxa de auto-descarga, sendo que quando guardada carregada descarrega cerca de 40% da sua capacidade num ano [15].

Em contrapartida esta tecnologia possui também algumas limitações, como por exemplo:

- A reduzida densidade volumétrica e a baixa densidade de energia específica, o que torna estas baterias demasiado pesadas e demasiado grandes para a maior parte das aplicações de mobilidade elétrica;
- As descargas profundas reduzem a capacidade da bateria armazenar energia;
- As baterias baseadas nesta tecnologia possuem um ciclo de vida relativamente curto, quando comparado com outras tecnologias. Dependendo da profundidade de descarga e da temperatura de operação este ciclo pode ser prolongado [15][19].
- Apesar do chumbo presentes nesta tecnologia de baterias ser reciclado e aproveitado para novas baterias, devido á existência de materiais tóxicos e não recicláveis, depois de ultrapassado o ciclo de vida da bateria se não forem guardadas em segurança são muito prejudiciais para o ambiente [15];
- Não deve ser guardada sem carga;

Na Figura 2.7 pode-se ver uma curva de descarga típica de uma bateria selada de chumbo a operar a uma temperatura ambiente de 25°C. Neste caso fabricada pela *Eagle Picher*.

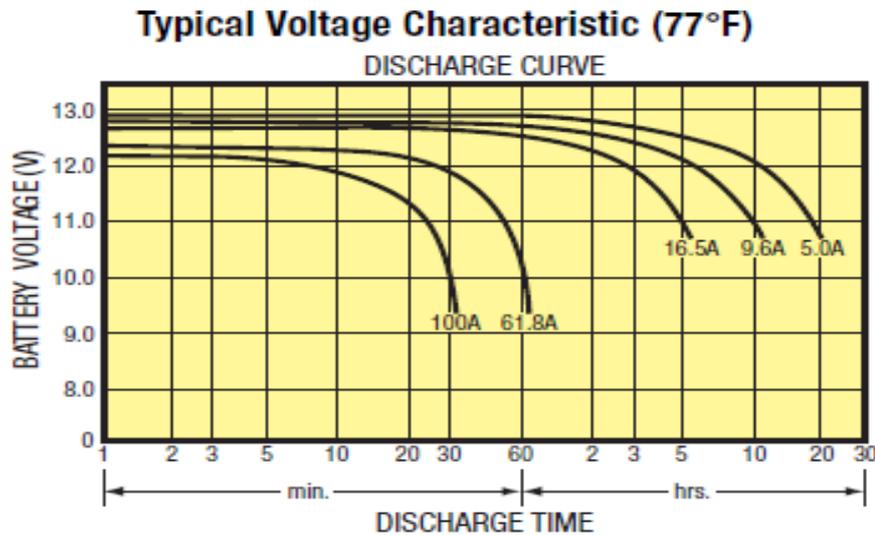


Figura 2.7 – Curva característica de descarga de uma bateria selada de ácido de chumbo fabricada pela *Eagle Picher* a uma temperatura de 25 graus [12].

2.4. Carregamento de Baterias

O modo de carregamento determina a forma como a energia é fornecida à bateria e deve estar de acordo com a possibilidade da bateria receber essa mesma energia. Se o método usado não estiver de acordo com as especificações da bateria corre-se o risco de provocar acidentes, que podem danificar a bateria, o equipamento, ou mesmo para o operador da bateria [7].

O carregamento de uma bateria não é um processo simples, pois têm de se controlar vários fatores para que se mantenham padrões de segurança, eficiência e tempo bem definidos. Antes ao início do processo de carregamento deve ser feito um levantamento dos valores máximos e mínimos especificados pelo fabricante para a tensão e a corrente.

É boa prática antes do efetuar a carga de uma bateria medir a tensão aos seus terminais e, se este valor for muito reduzido (abaixo dos 80 % da tensão nominal) efetuar uma pré-carga da bateria. Esta pré-carga consiste em fornecer uma corrente muito reduzida à bateria, cerca de 10 a 20 % da sua corrente nominal de carga até que a tensão aos terminais da bateria recupere. Se isto não acontecer significa que a bateria está danificada.

Após isto o carregamento deve ser efetuado de forma segura e dentro dos valores limite especificados pelo fabricante para não provocar qualquer dano na bateria.

Quando se trata de veículos elétricos a demanda por carregadores e baterias com capacidade para carregar rapidamente tem sido muito elevada. O tempo de carregamento continua a ser um incómodo para a indústria da mobilidade elétrica. Este facto pode ser comprovado quando se compara o tempo necessário para carregar a bateria de um veículo elétrico com o tempo que leva encher o depósito de um veículo com motor de combustão.

A necessidade de reduzir o tempo de carregamento das baterias tem contribuído para o desenvolvimento de novos carregadores e técnicas de carregamento. Estas técnicas tiram partido das características melhoradas das baterias, possibilitando assim um carregamento a taxas-C mais elevadas. Algumas baterias, como as baterias ácido de chumbo ou as de Ni-MH, possuem resistência interna baixa, permitindo assim grande taxas-C de carregamento e de descarregamento.

O carregamento rápido é relativo, o que é considerado rápido para uma bateria pode ser considerado lento para outra. O tempo de carregamento depende do tipo de bateria e da sua capacidade.

Durante o processo de carregamento rápido de uma bateria, esta está sujeita a correntes de carregamento elevadas, o que provoca um maior aumento da temperatura, maiores perdas de energia e maior perigo de sobrecarga. Para minimizar a probabilidade de um destes fatores provocar danos irreparáveis à bateria, o carregador deve ajustar continuamente a sua taxa de carregamento de acordo com a capacidade da bateria receber essa mesma corrente.

Outro aspeto importante a ter em conta durante o processo de carregamento é a temperatura. A temperatura da bateria durante o processo de carga influencia o estado de saúde, a longevidade e a eficiência da mesma. A temperatura é um fator determinante para a conservação da bateria.

Um sistema de carregamento deve ter em conta o efeito desgastante do sobreaquecimento da bateria e atuar de modo a que a temperatura se mantenha dentro de limites de segurança. Para tal, é usual os sistemas de carregamento possuírem algoritmos de controlo que limitam a corrente em função da temperatura.

Uma das proteções mais simples e usual consiste em medir a temperatura da bateria, e aplicar um sistema que reduza a taxa-C ou interrompa a carga quando a temperatura se encontra em níveis muito baixos, em conjunto com um outro mecanismo que apenas permita o carregamento quando a temperatura se encontra dentro de um limite superior normalizado. Os valores máximos e mínimos dependem do tipo de baterias que está a ser usado[11].

2.5. Técnicas de Carregamento

A técnica de carregamento escolhida para o carregamento é um fator de grande importância para a longevidade da bateria, assim como para o seu estado de saúde. A técnica de carregamento deve ser escolhida de acordo com o tipo da bateria e as características do sistema a que se encontra ligada. De seguida são apresentadas algumas das técnicas de carregamento mais usuais.

2.5.1. Tensão Constante

Este tipo de carregamento inicia-se com uma taxa-C elevada. À medida que a bateria se carrega a corrente de carregamento diminui. Como resultado, apesar de ser possível, com esta técnica, carregar uma parte significativa da bateria rapidamente, para obter uma carga completa é necessário um tempo prolongado de carregamento. Como a corrente de carga decresce consoante a carga da bateria aumenta, diminui-se o perigo de sobrecarga da bateria.

Este tipo de carregamento pode, em alguns casos, chegar a carregar cerca de 70% da capacidade de uma bateria em cerca de 30 minutos [21].

2.5.2. Corrente Constante

É um dos métodos mais simples para efetuar o carregamento de baterias, e é um dos mais utilizados devido à sua pouca complexidade. Neste método define-se um valor para a corrente e carrega-se a bateria com essa corrente constante.

Dependendo da tecnologia da bateria usada uma corrente de carregamento muito baixa pode prejudicar o estado de saúde da bateria, diminuindo o seu ciclo de vida, por outro lado se a corrente de carga for demasiado elevada aumenta-se risco de sobrecarga, mesmo quando o valor de corrente se encontra abaixo do máximo permitido [22].

O critério para a paragem do carregamento deve ser muito confiável e preciso, pois como a corrente é constante, pode-se danificar muito rapidamente a bateria [7][23].

2.5.3. Corrente Constante Seguida de Tensão Constante

Esta técnica consiste numa junção dos dois métodos anteriormente apresentados. Esta técnica é a mais apropriada quando se trata de baterias mais vulneráveis a serem danificadas, quando o seu limite máximo de tensão é ultrapassado.

Para que o carregamento inicial seja rápido, inicia-se o carregamento com uma corrente relativamente elevada e constante. Este processo deve continuar enquanto o

valor da tensão não atingir um ponto de máximo previamente definido. Esse ponto não deve apresentar qualquer perigo de sobrecarga.

À medida que se fornece corrente constate à bateria, a tensão aos seus terminais vai aumentando e quando atinge o limite máximo o sistema deve parar de controlar a corrente e passar a controlar a tensão de carregamento. Nesta fase, à medida que a tensão aumenta, a corrente diminui para que não haja perigo de sobrecarga.

O sistema deve ser capaz de detetar a passagem da corrente por um valor mínimo especificado para parar o carregamento [24].

2.5.4. Carregamento com Corrente Pulsada

Esta técnica de carregamento surgiu com a finalidade de aumentar a eficiência dos processos de carga assim como diminuir o risco de sobrecarga.

Este processo de carga consiste em pulsos de corrente, genericamente aplicados durante um segundo, seguido de um período de descanso na ordem do milissegundo. A introdução dos períodos de pausa permite que as reações químicas da bateria estabilizem permitindo um menor aumento da temperatura, aumentando a eficiência do processo [22].

2.6. Técnicas de Detecção do Final de Carga

Um bom carregador tem de conseguir detetar quando a bateria está carregada e parar o carregamento. Se isto não acontecer sobrecarrega-se a bateria, o que pode ser muito prejudicial para o estado de saúde da mesma. Uma sobrecarga da bateria pode ser muito perigoso pois pode-se provocar acidentes que podem danificar permanentemente a bateria e até causar danos para o utilizador da mesma.

Para efetuar a deteção do fim de carga de uma bateria existem alguns métodos que podem ser usados, sendo que os mais comuns são apresentados de seguida.

2.6.1. Detecção do Fim de Carga pela Monitorização do Tempo

Neste método define-se a corrente de carregamento, e o sistema sabendo a capacidade da bateria através da equação (2.1) (onde a capacidade da bateria é igual ao produto da corrente pelo tempo), estima o tempo de carregamento.

Este método não é o mais correto pois, caso a bateria esteja parcialmente carregada corre-se o risco de a sobrecarregar, o que pode provocar a danos irreparáveis na bateria. No entanto este método pode ser usado como auxiliar em conjunto com um

dos outros métodos e assim em caso de falha garante-se um tempo máximo para o carregamento [25].

2.6.2. Detecção do Fim de Carga pela Monitorização da Tensão

Este método consiste em estabelecer uma tensão máxima para a bateria, e carregar a bateria até a tensão aos seus terminais atingir esse valor. Este é um dos métodos mais usados por ser simples e seguro para a bateria. Este método não pode ser usado com técnicas de carregamento que utilizem carregamento com tensão constante. Essas técnicas de carregamento devem parar o carregamento quando a corrente atinge um valor mínimo pré definido.

2.6.3. Detecção do Fim de Carga pelo Método Negative Delta Voltage (NDV)

Neste método assume-se que quando a bateria atinge a sua carga máxima a tensão aos seus terminais tem uma ligeira queda (na ordem dos mV). Se for possível detetar esta queda de tensão consegue-se detetar quando a bateria está totalmente carregada.

Este método tem o inconveniente de não poder ser usado em todo o tipo de baterias, sendo que normalmente apenas é usado com baterias de Ni-MH e Ni-CD, e a queda de tensão aos terminais da bateria é difícil de determinar, sendo que para isso são necessários sensores com elevadas resoluções [25]. Esta queda é de cerca de 5 mV/elemento nas baterias de Ni-MH e de cerca de 10 a 30 mV/elemento na baterias de Ni-CD

2.6.4. Detecção do Fim de Carga pela Monitorização da Temperatura

Apesar de a temperatura da bateria aumentar gradualmente durante o processo de carga (derivado das suas reações químicas), quando esta atinge a sua carga máxima a sua temperatura tem uma subida abrupta. Se for possível detetar esta variação de temperatura deteta-se o instante em que a bateria está totalmente carregada.

No entanto este ponto é difícil de detetar pois o aumento da temperatura numa bateria durante o processo de carga não é linear e por vezes, as variações da temperatura derivadas das suas reações químicas podem ser erradamente interpretadas como o ponto de final da carga [25].

2.7. Descarga de Baterias

Apesar do principal objetivo da bateria ser armazenar e fornecer energia, se a descarga não for efetuada dentro de valores de tensão e corrente especificados pelo fabricante no *datasheet*, pode-se prejudicar o estado de saúde da bateria e provocar o encurtamento do ciclo de vida da mesma.

Durante o processo de descarga existem diversos fatores que influenciam a capacidade atual e futura da bateria, assim como o seu estado de saúde e ciclo de vida. Os fatores mais determinantes são [14]:

- A corrente de descarga;
- O limite da tensão, ou *cut-off voltage*. Este limite tem de estar muito bem especificado e dentro dos valores recomendados pelo fabricante da bateria;
- A profundidade de descarga;
- A temperatura a que se efetua o processo;
- O tipo de descarregamento.

Por estes motivos, para efetuar a descarga de uma bateria o sistema tem de ter bem definido o limite mínimo da tensão, limite máximo da corrente e os seus critérios de paragem, para que não se ultrapasse a DOD pretendida, nem a corrente máxima de descarregamento.

Durante a descarga é necessário ter atenção ao DOD de forma a evitar uma descarga superior a permitida pela bateria.

Existem diversas formas de efetuar a descarga de uma bateria, sendo que o tipo de descarga depende da aplicação onde a bateria está a ser usada [14].

2.8. Efeitos da Temperatura no Processo de Descarga

A temperatura a que uma bateria está sujeita durante o descarregamento tem um impacto direto na capacidade e na tensão da bateria. Isto deve-se a uma redução das reações químicas e ao aumento da resistência interna da bateria a temperaturas baixas [26].

Na Figura 2.8 pode-se ver a informação do fabricante de baterias de íões de lítio *SAFT*, sobre o efeito da temperatura durante o processo de descarga. Muitos fabricantes recomendam efetuar o descarregamento da bateria a uma temperatura de 20°C sempre que possível. Segundo indicações dos fabricantes se o descarregamento for efetuado a uma temperatura a rondar este valor prolonga-se a vida útil da bateria, assim como se aumenta a eficiência da bateria [15].

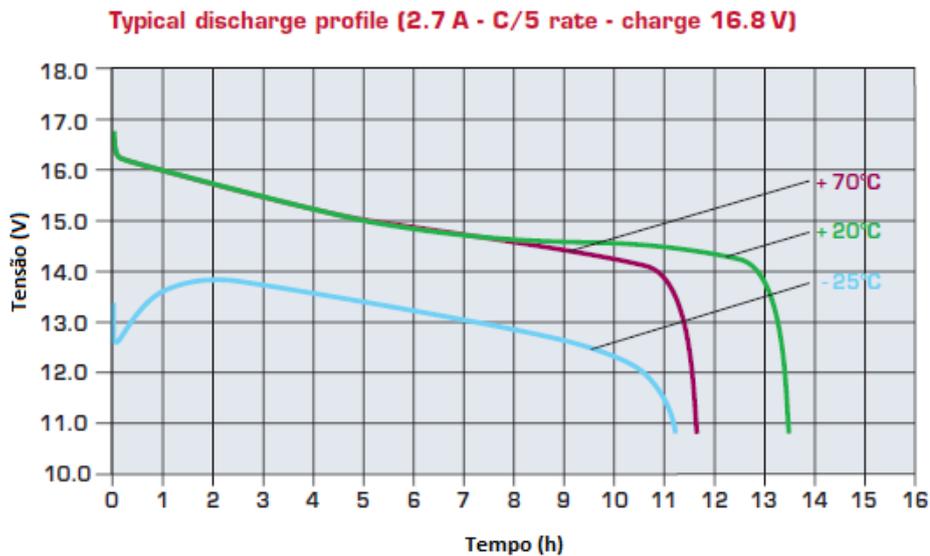


Figura 2.8 – Curvas de descarga de uma bateria de lítio do fabricante *SAFT* a diferentes temperaturas [15].

Como é possível observar na Figura 2.8, a temperaturas baixas a capacidade real da bateria diminui. No entanto se a temperatura for muito elevada existe também perda de capacidade e podem-se causar danos irreparáveis na bateria [26].

2.9. Técnicas para Efetuar a Descarga de Baterias

Para se efetuar testes sobre a descarga de baterias é preciso ter algoritmos de descarga bem definidos, assim como é necessário controlar o ambiente em que o teste é efetuado. Só assim é que a descarga pode ser feita de forma controlada e posteriormente repetida de forma a validar os resultados.

Ao contrário dos algoritmos de carga que controlam o SOC e terminam o processo quando a tensão atinge um valor máximo estipulado ou quando a corrente atinge um valor mínimo estipulado, aqui o algoritmo descarga controla a DOD e termina o processo quando a tensão na bateria desce para um mínimo previamente definido.

Mais uma vez, e tal como na escolha da técnica de carregamento, a técnica de descarregamento deve ser escolhida de acordo com o tipo da bateria e as características do sistema a que se encontra ligada.

2.9.1. Descarregamento Pulsado ou Intermitente

Neste tipo de descarregamento a energia é extraída da bateria de forma pulsada, sendo dado algum tempo à bateria entre os pulsos, para que as reações químicas do processo estabilizem fazendo com que a tensão da bateria recupere.

Esta técnica pode resultar no prolongamento da vida útil da bateria e traz especiais vantagens quando a bateria é descarregada a taxas-C elevadas onde a tensão aos terminais da bateria desce rapidamente [26].

2.9.2. Descarregamento Contínuo

Nesta técnica o descarregamento é feito de forma contínua, não dando tempo de recuperação à bateria. A tensão aos terminais da bateria decresce de forma contínua. Quando a taxa-C de descarregamento é elevada a tensão aos terminais da bateria desce rapidamente para valores abaixo dos limites de segurança, levando à detioração da bateria [26].

A Diferença entre os dois tipos de carregamento pode ser visto na Figura 2.9.

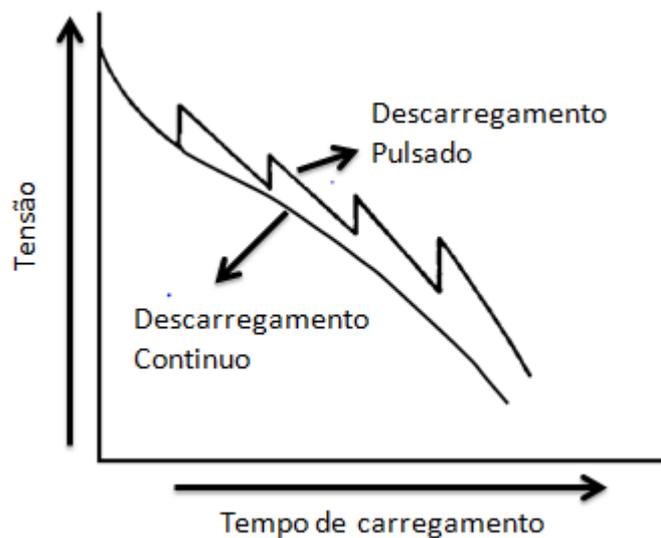


Figura 2.9 – Carregamento contínuo vs carregamento pulsado

Como se pode ver pela Figura 2.9 o tempo de repouso introduzido pelo descarregamento pulsado permite que as reações químicas da bateria estabilizem levando assim que a tensão aos terminais da mesma também recupere.

2.9.3. Descarregamento com Corrente Constante

Neste método a corrente de descarga é constante. Essa corrente é fornecida pela bateria até que seja atingida a *cut-off voltage* ou a DOD pretendida. O algoritmo de paragem do carregamento deve estar muito bem definido para que não se degrade a bateria.

2.9.4. Descarregamento Livre

Nesta técnica de descarregamento liga-se uma carga à bateria, deixa-se que a bateria forneça energia à carga de forma livre, sem que se efetue qualquer controlo sobre o valor da tensão ou corrente. Quando a DOD atinge o valor pretendido ou a tensão da bateria atinge o valor mínimos (*cut-off voltage*) é efetuada a paragem do processo.

2.9.5. Descarregamento com Potência Constante

Neste modo de descarga é ligada uma carga que consome potência constante da bateria. Neste técnica apenas se monitoriza a *cut-off voltage* e a DOD da bateria.

Quando a tensão da bateria chega ao valor da *cut-off voltage* ou a sua DOD atinge o valor pretendido é efetuada a paragem do processo.

2.10. Testes Efetuados em Baterias

A conversão da energia química da bateria em energia elétrica, tal como o processo reverso, são processos eletroquímicos complexos e, como todos os processos de transformação de energia tem perdas associadas.

Para avaliar as perdas associadas às baterias, e avaliar quais os efeitos reais das técnicas de carregamento/d Descarregamento, ou outros fatores que, direta ou indiretamente, podem influenciar o desempenho real de uma bateria, existem alguns testes passíveis de serem realizados.

2.10.1. Testar o Ciclo de Vida das Baterias

Este teste é efetuado quando se pretende obter informações sobre os aspetos que influenciam o ciclo de vida e inferir o real número de ciclos de vida de uma bateria em determinadas condições de funcionamento e temperatura.

Neste teste a bateria é submetida a vários ciclos de carga/descarga para avaliar o número de ciclos que a bateria efetivamente consegue efetuar.

O ciclo de vida é geralmente definido como o número vezes que a bateria se carrega e descarrega sem que a sua capacidade nominal desça para valores abaixo de 80% da sua capacidade inicial [27].

Pode-se efetuar este teste a temperaturas diferentes para ver o efeito da temperatura no ciclo de vida, testar diferentes métodos de carregamento e/ou descarregamento para inferir qual o melhor método para prolongar o ciclo de vida das baterias, entre outros.

2.10.2. Testar o State Of Health (SOH) ou Estado De Saúde da Bateria

Neste teste pretende-se obter informações sobre o estado de saúde da bateria, para que se possa verificar quais as condições de funcionamento que mais degradam a bateria, quais os valores de temperatura mais adequados à bateria escolhida, entre outros.

O estado de saúde pode ser obtido de uma forma muito simples através da comparação da carga máxima atual da bateria (Q_A) com a capacidade nominal inicial da bateria (Q_N). A equação (2.4) define esta relação [28]:

$$SOH = \frac{Q_A}{Q_N} \cdot 100 \quad (2.4)$$

2.10.3. Testar o Efeito da Temperatura na Bateria

Neste teste são efetuados vários carregamentos e descarregamentos da bateria com temperaturas ambientes diferentes. Com estes testes pretende-se conseguir uma relação entre a temperatura ambiente em que a bateria está inserida e o seu comportamento/eficiência.

Para avaliar o impacto da temperatura noutras características, como no ciclo de vida ou no SOH, podem-se realizar os testes anteriormente descritos a temperaturas diferente e verificar se a temperatura provoca algum efeito direto nestas características.

Testar o efeito da temperatura nas baterias é ainda mais importante quando se fala de eficiência energética, pois esta tem impacto direto nas perdas de energia da bateria. Como já referido, alguns fabricantes recomendam efetuar o descarregamento da bateria a uma temperatura de 20°C sempre que possível. Os fabricantes dizem que com temperaturas as rondar este valor as reações químicas dadas no interior da bateria possuem maior rendimento e por consequência menores perdas [15].

2.10.4. Efetuar Testes para Medir a Resistência Interna da Bateria

Neste teste pretende-se, através da estimação da resistência interna da bateria, obter dados sobre o estado de saúde da bateria e relacionar a resistência interna da bateria com a sua capacidade atual.

Um aumento de 25% na resistência interna da bateria corresponde a baixar a capacidade nominal da bateria para 80% da sua capacidade inicial, sendo estes os valores limites para o bom funcionamento da bateria [29].

2.11. Alguns Equipamentos que Efetuam Testes a Baterias

No mercado encontram-se alguns equipamentos para efetuar testes em baterias. No entanto a maioria desses equipamentos testa a bateria apenas durante o seu processo de descarga.

2.11.1. Descarregador/Analisador de Bateria da Amperis

Este equipamento é apresentado na Figura 2.10 e consiste num descarregador de baterias projetado para testar/analisar a eficiência de qualquer tipo de bateria, fornecendo dados sobre a tensão e a capacidade da bateria.



Figura 2.10 – Descarregador/analizador de bateria da Amperis [30]

Este equipamento permite ser programado para descarregar a bateria com uma corrente e/ou tensão controlada pelo utilizador.

Durante o processo de descarga a placa de interface do equipamento mede a capacidade (Amperes-hora) descarregada da bateria.

Como critério de paragem este equipamento mede a tensão aos terminais da bateria a compara-o com o valor da *cut-off voltage*. Por segurança este equipamento tem um sistema de controlo por tempo que estabelece um tempo máximo para a descarga.

Durante o processo o utilizador pode visualizar a corrente de descarregamento, a tensão da bateria, o tempo decorrido desde o início do processo e a tensão definida para a paragem do mesmo. Os parâmetros medidos permanecem disponíveis para o utilizador mesmo depois do processo terminar.

Alem de analisar os dados do processo de descarregamento, este descarregador tem ainda um sistema de segurança para controlar a temperatura na bateria. Quando a temperatura atinge um valor máximo o processo é interrompido [30].

2.11.2. Testador de Capacidade de Baterias CA6630

O testador de capacidade de baterias *CA6630* é um sistema capaz de avaliar a capacidade da bateria e, pode ser visto na Figura 2.11.



Figura 2.11 – Testador de Capacidade de Baterias CA6630 [31].

Este equipamento efetua testes à resistência interna da bateria para obter dados sobre a capacidade da bateria. O equipamento mede a resistência da bateria e no seu display mostra um de três resultados possíveis, “PASSAR”, quando a bateria ainda se encontra dentro dos limites do bom funcionamento, “ALERTA”, quando a bateria se encontra próxima do seu fim de vida e “FALHA”, quando a bateria já não cumpre os requisitos mínimos para ser utilizada.

A corrente de medição é de $37,5 \mu\text{A}$ e a frequência de medição é de $10 \text{ kHz} \pm 10\%$. O equipamento faz ainda um registo interno dos dados do teste efetuado e permite a sua exportação para um computador onde os dados podem ser visto sobre a forma de gráfico.

CAPÍTULO 3

Conversores de Potência

3.1. Introdução

Diversos equipamentos eletrônicos necessitam de tensões e correntes de alimentação com valores específicos não podendo ser alimentadas diretamente da rede. Para resolver este problema são usados conversores de potência.

Por definição um conversor de potência é um circuito que possui a capacidade de transformar/modificar um sinal noutra que pode ter frequência e/ou a amplitude diferente.

Os conversores de potência são normalmente classificados consoante o tipo de transformação que possibilitam efetuar ao sinal de entrada.

3.2. Conversores CC-CA

Como o próprio nome indica os conversores CC-CA transformam um sinal de corrente contínua (CC) num sinal de corrente alternada (CA). Além de alterar a forma de onda do sinal, este tipo de conversores tem ainda a capacidade, com recurso a semicondutores controlados, de alterar a sua amplitude e/ou frequência, entre outras características do sinal. Estes conversores são, normalmente denominados de inversores.

3.3. Conversores CA-CC

Nestes conversores são transformados sinais alternados em sinais contínuos. Estes conversores podem ser constituídos por semicondutores não controlados, e aí não se consegue exercer qualquer tipo de controlo sobre a amplitude ou a forma da onda de saída, ou então podem ser projetados com recurso a semicondutores controláveis onde é possível controlar os instantes onde os mesmos estão em condução, e assim controlar a amplitude e a forma da onda de saída. Estes conversores são, normalmente denominados de retificadores.

3.4. Conversores CC-CC

Estes conversores são muito usados em fontes de alimentação comutadas e, apesar de não alterar o tipo de sinal (um sinal CC na entrada provoca um sinal CC na saída), são extremamente úteis pois permitem regular a amplitude de um sinal podendo ao mesmo tempo ser usado para reduzir o *ripple* do sinal de saída [32].

Estes conversores são implementados com recurso a semicondutores de potência controláveis, que atuam como interruptores, e com elementos armazenadores de energia, normalmente bobinas e condensadores. Estes dois componentes do conversor controlam o fluxo de energia que vai para a carga.

3.5. Conversores CA-CA

Este conversor não altera o tipo de sinal (um sinal CA na entrada provoca um sinal CA na saída) mas permite modificar o sinal em amplitude e/ou frequência.

Este conversor é muito utilizado em centrais de produção de energia, para transformar os sinais gerados de forma a estes possuírem valores de amplitude e de frequência adequados ao sistema de transporte de energia. Este tipo de conversores pode ser obtido a partir de um conjunto CA-CC com um CC-CA, ou outras topologias.

3.6. Conversores Bidirecionais

Os conversores bidirecionais podem ser CC-CC, CA-CA, CA-CC/CC-CA, sendo que são em quase tudo idênticos os conversores apresentados em cima, com a particularidade de permitirem que a energia circule em dois sentidos.

Os conversores bidirecionais destacam-se dos outros pois, a transformação/modificação que é feita num dos sentidos pode ser revertida. Por exemplo, se for tido em conta o conversor bidirecional CC-CC *buck-boost* este funciona num dos sentidos como conversor *buck* e no outro como conversor *boost*.

Em sistemas de carregamento e descarregamento de baterias esta topologia é muito útil pois permite, através de um só conversor CC-CC bidirecional, efetuar a carga e a descarga da bateria.

3.7. Topologia Interleaved

A topologia *interleaved* consiste na colocação de dois ou mais conversores idênticos em paralelo, cujos sinais de controlo são estrategicamente desfasados entre si.

Este desfasamento pode reduzir o *ripple* do sinal de saída, assim como permite aumentar a frequência do sinal de saída sem aumentar as perdas por comutação dos semicondutores.

Nesta configuração cada conversor irá operar à mesma frequência de comutação, mas com os sinais PWM desfasados de $2\pi/n$. Onde n é igual ao número de conversores em paralelo.

A topologia *interleaved* possui diversas vantagens em relação às topologias convencionais, sendo que as principais passam pela capacidade de reduzir o *ripple* de saída, fazendo com que os condensadores para filtragem do sinal de saída possam ter capacidade e tamanhos menores, o aumento da frequência de saída sem aumentar a frequência de comutação, e a possibilidade de reduzir o tamanho do conversor, pois as bobinas e os condensadores podem ter dimensões mais reduzidas [33].

3.8. Conversor CC-CC Step Down ou Buck

O conversor *buck* apresentado na Figura 3.1 é um conversor CC-CC não isolado. Este conversor, como o próprio nome indica, produz uma tensão de saída inferior a tensão de entrada.

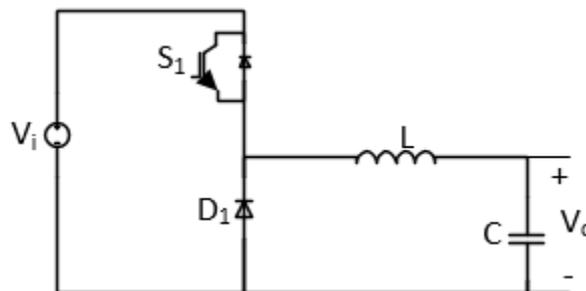


Figura 3.1 – Conversor CC-CC *buck*.

O funcionamento deste conversor pode ser dividido em duas etapas:

- Uma primeira etapa, denominada t_{on} , onde o semicondutor S_1 se encontra em condução e o diodo D_1 está inversamente polarizado;
- Uma segunda etapa, denominada t_{off} , onde o semicondutor S_1 se encontra ao corte e o diodo D_1 está diretamente polarizado.

Na Figura 3.2 pode-se a ver a primeira etapa de funcionamento do conversor, t_{on} .

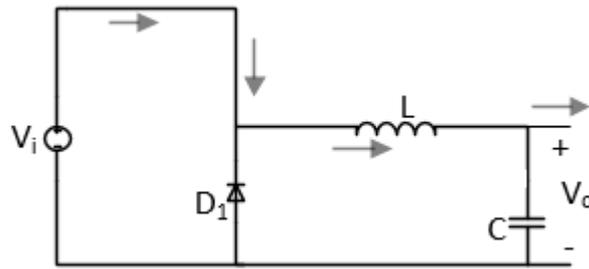


Figura 3.2 – Circuito equivalente do conversor *buck* com S_1 em condução e D_1 inversamente polarizado.

Nesta etapa o semiconductor S_1 está em condução e o diodo D_1 não conduz, sendo que a energia flui da fonte para a carga através da bobina. Durante esta etapa a tensão aos terminais da bobina é positiva e a bobina armazena energia.

Na segunda etapa t_{off} o semiconductor S_1 está ao corte e o diodo D_1 está diretamente polarizado não havendo passagem de energia da fonte para a carga. Nesta etapa a bobina juntamente com o condensador alimentam a carga, como pode ser visto na Figura 3.3.

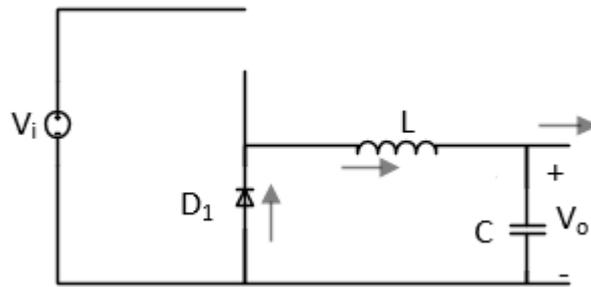


Figura 3.3 – Circuito equivalente do conversor *buck* com S_1 ao corte e D_1 diretamente polarizado.

Nesta etapa os terminais da bobina ficam submetidos a uma tensão negativa, logo a bobina está a devolver energia para a carga.

Neste conversor o *duty-cycle* pode ser calculado em função da tensão de saída V_o e da tensão de entrada V_i da seguinte forma:

Com:

T = período

f_c = Frequência de comutação

t_{on} = Tempo em que S_1 está a conduzir

D = *duty-cycle*

t_{off} = Tempo em que S_1 está ao corte

Δ_i = Riiple

Sabendo que:

$$T = \frac{1}{f_c}$$

$$T = t_{on} + t_{off}$$

$$t_{on} = D.T$$

$$t_{off} = (1 - D).T$$

$$V_L = L \cdot \frac{di}{dt} \leftrightarrow V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

Tem-se que:

No instante t_{on} :

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{t_{on}}$$

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{D \cdot T}$$

$$V_i - V_o = L \cdot \frac{\Delta i}{D \cdot T}$$

$$V_i - V_o = L \cdot \frac{\Delta i}{D} \cdot f_c$$

No instante t_{off} :

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{t_{off}}$$

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{(1-D) \cdot T}$$

$$-V_o = L \cdot \frac{\Delta i}{(1-D) \cdot T}$$

$$-V_o = L \cdot \frac{\Delta i}{(1-D)} \cdot f_c$$

Como a tensão média numa bobina em regime permanente é zero o valor do *duty-cycle* pode ser deduzido da seguinte forma:

$$\begin{aligned} (V_i - V_o) \cdot t_{on} &= V_o \cdot t_{off} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow (V_i - V_o) \cdot D \cdot T &= V_o \cdot (1-D) \cdot T \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow (V_i - V_o) \cdot D &= V_o \cdot (1-D) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow V_i \cdot D - V_o \cdot D &= V_o \cdot -V_o \cdot D \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow V_i \cdot D &= V_o \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{V_o}{V_i} &= D \end{aligned}$$

3.9. Conversor CC-CC Step Up ou Boost

O conversor *step up* ou *boost* pode ser vista na Figura 3.4. Este conversor é usado como elevador de tensão.

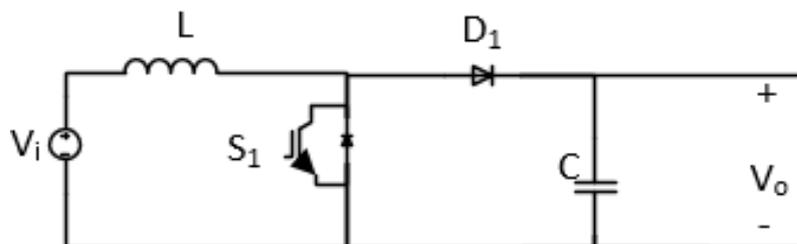


Figura 3.4 – Conversor CC-CC *boost*.

Para analisar o comportamento deste circuito pode-se dividir o seu funcionamento em dois instantes de tempo. O primeiro será t_{on} , instante em que o semicondutor S_1 se encontra em condução e o segundo instante t_{off} , instante em que o semicondutor S_1 está ao corte.

Durante o período t_{on} o semicondutor S_1 não conduz e o diodo D_1 está inversamente polarizador, não existindo passagem de energia da fonte para a carga,

sendo o condensador responsável por, sozinho, alimentar a carga. Neste período de tempo a tensão aplicada aos terminais da bobina é positiva e esta encontra-se a armazenar energia. O circuito equivalente para o instante t_{on} pode ser visto na Figura 3.5.

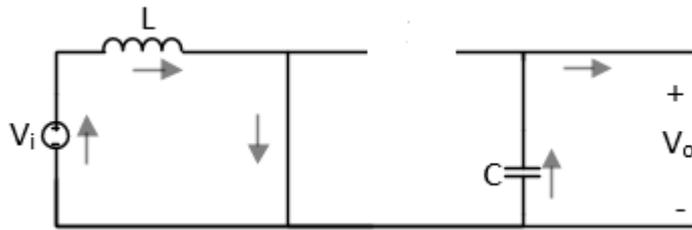


Figura 3.5 – Circuito equivalente do circuito *boost* com S_1 em condução e D_1 inversamente polarizado.

No instante t_{off} o semicondutor S_1 não conduz e o diodo D_1 está diretamente polarizado. A tensão aplicada aos terminais da bobina é negativa e esta devolve a energia armazenada para o circuito, alimentando em conjunto com a fonte a carga e carregando o condensador. O circuito equivalente no instante t_{off} pode ser visto na Figura 3.6.

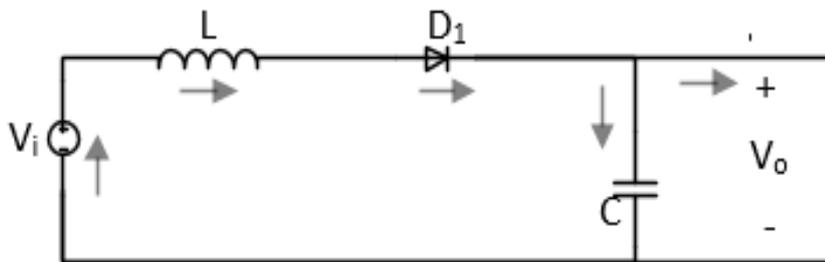


Figura 3.6 – Circuito equivalente do circuito *boost* com S_1 ao corte e D_1 diretamente polarizado.

O *duty-cycle* pode ser calculado em função da tensão de saída V_o da tensão de entrada V_i da seguinte forma:

Com:

T = período

f_c = Frequência de comutação

t_{on} = Tempo em que S_1 está a conduzir

D = *duty-cycle*

t_{off} = Tempo em que S_1 está ao corte

Δ_i = *Ripple*

Sabendo que:

$$T = \frac{1}{f_c}$$

$$T = t_{on} + t_{off}$$

$$t_{on} = D.T$$

$$t_{off} = (1 - D).T$$

$$V_L = L \cdot \frac{di}{dt} \leftrightarrow V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

Tem-se que:

No instante t_{on} :

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{t_{on}}$$

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{D \cdot T}$$

$$V_i - V_o = L \cdot \frac{\Delta i}{D} \cdot f_c$$

No instante t_{off} :

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{t_{off}}$$

$$V_L = L \cdot \frac{\Delta i}{(1-D) \cdot T}$$

$$-V_o = L \cdot \frac{\Delta i}{(1-D)} \cdot f_c$$

Como a tensão média numa bobina em regime permanente é zero pode-se deduzir que:

$$\begin{aligned} V_i \cdot t_{on} &= (V_o - V_i) \cdot t_{off} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow V_i \cdot D \cdot T &= (V_o - V_i) \cdot (1-D) \cdot T \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow V_i \cdot D &= (V_o - V_i) \cdot (1-D) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow V_i \cdot D &= V_o \cdot (1-D) - V_i \cdot (1-D) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow V_i \cdot D + V_i \cdot (1-D) &= V_o \cdot (1-D) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow V_i &= (1-D) \cdot V_o \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{V_o}{V_i} &= \frac{1}{1-D} \end{aligned}$$

3.10. Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional

O conversor *buck-boost* bidirecional é um conversor CC-CC com a capacidade de funcionar como o conversor *buck* num dos sentidos, Figura 3.7, e como *boost* para o outro, Figura 3.8.

Esta topologia é interessante quando usada para efetuar o carregamento e descarregamento de baterias, pois permite um controlo sobre a corrente e a tensão durante os dois processos.

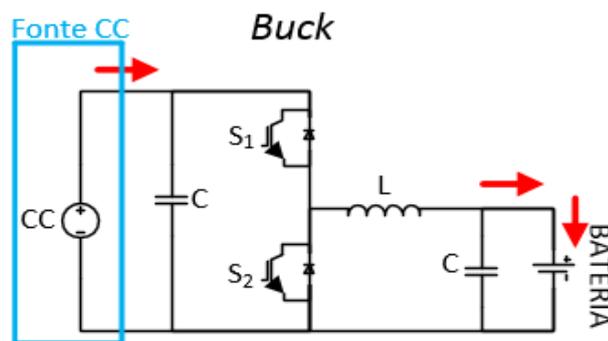


Figura 3.7 – Conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional, no modo de funcionamento *buck*.

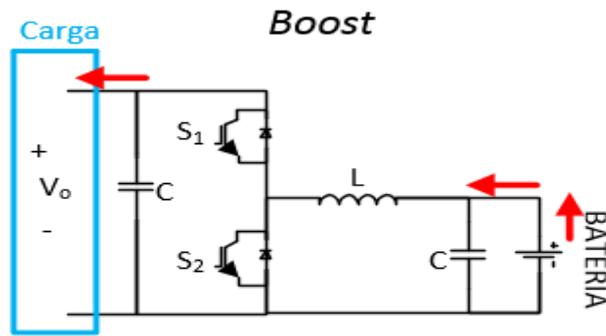


Figura 3.8 – Conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional, no modo de funcionamento *buck*.

3.10.1. Funcionamento como Step Down ou Buck

Este modo de funcionamento pode ser visto na figura 3.7, e o seu funcionamento é em quase tudo idêntico ao conversor *buck* unidirecional.

Como os semicondutores usados possuem díodos em antiparalelo, quando o interruptor S_2 está ao corte e S_1 a comutar, este conversor tem um funcionamento similar a um conversor *buck*. Isto pode ser visto na Figura 3.9.

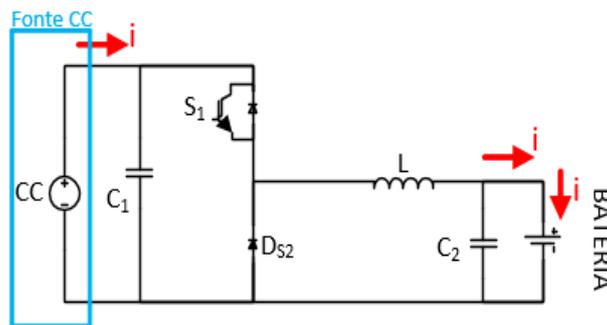


Figura 3.9 – Circuito equivalente do conversor *buck-boost* bidirecional no modo *buck*.

O funcionamento como *buck* deste conversor pode ser dividido em dois momentos: o primeiro será t_{on} e diz respeito ao intervalo de tempo em que o semicondutor S_1 está em condução; o segundo será t_{off} e diz respeito ao intervalo de tempo em que o semicondutor S_1 não conduz.

Nesta configuração durante o intervalo de tempo t_{on} , intervalo onde o semicondutor S_1 está em condução, o diodo D_{S2} fica inversamente polarizado e a corrente flui da fonte para a bateria e para o condensador através da bobina, de acordo com a Figura 3.10. Neste intervalo de tempo, a bobina está diretamente polarizada e encontra-se a armazenar energia.

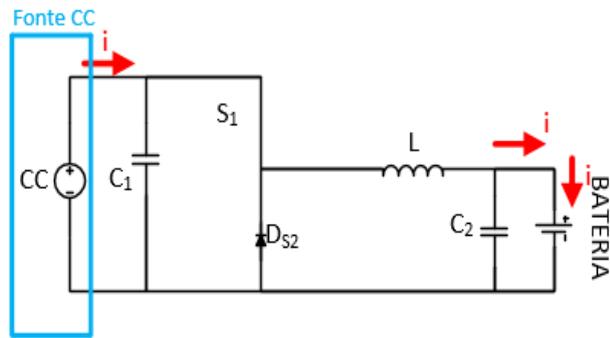


Figura 3.10 – Circuito equivalente do conversor *buck-boost* bidirecional no modo *buck* com S_1 a conduzir e o díodo D_{S2} inversamente polarizado.

Durante o tempo t_{off} S_1 não conduz e não há passagem de energia da fonte para a bateria. O díodo D_{S2} está diretamente polarizado ao contrário do díodo antiparalelo do semicondutor S_1 . A energia armazenada na bobina juntamente com a energia do condensador alimenta a carga durante este período de tempo. Na Figura 3.11 é apresentado o circuito equivalente para o conversor *buck-boost* bidirecional no modo *buck* durante intervalo de tempo t_{off} .

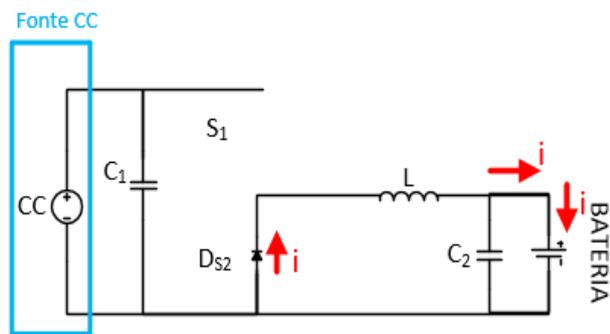


Figura 3.11 – Circuito equivalente do conversor *buck-boost* bidirecional no modo *buck* com S_1 ao corte e o díodo D_{S2} diretamente polarizado.

No funcionamento como *buck* a bobina é sujeita a valores de tensão que variam entre a tensão de entrada menos a tensão de saída, durante o período de t_{on} , e o inverso da tensão de saída, em t_{off} .

3.10.2. Funcionamento como Step Up ou Boost

Este modo de funcionamento pode ser visto na Figura 3.8. Aqui o conversor comporta-se como um elevador de tensão, e tem um funcionamento idêntico ao conversor *Boost* unidirecional. Tal como no modo anterior recorre-se ao uso dos díodos antiparalelo dos semicondutores usados.

Com o semicondutor S_1 ao corte e o semicondutor S_2 a comutar, a energia flui da bateria para a carga. O circuito equivalente para este modo de funcionamento, pode ser visto na Figura 3.12.

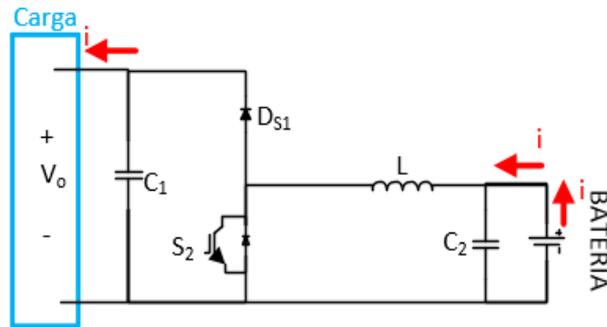


Figura 3.12 – Circuito equivalente do conversor *buck-boost* bidirecional no modo *boost*.

Neste modo de funcionamento quando o semicondutor S_2 entra em condução tanto o diodo D_{S1} como o diodo relativo a S_2 , ficam inversamente polarizados e não há transferência de energia da bateria para a carga, sendo o condensador C_1 , responsável por alimentar a carga sozinho. Isto pode ser visto através da Figura 3.13.

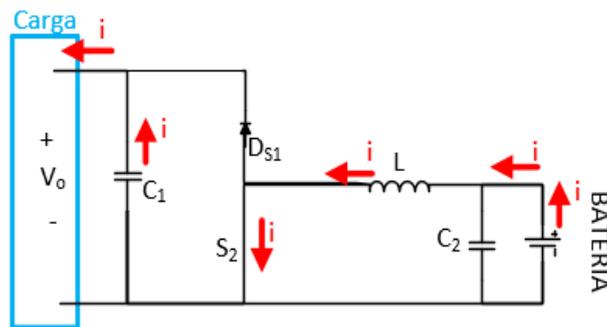


Figura 3.13 – Circuito equivalente do conversor *buck-boost* bidirecional no modo *boost* com S_2 a conduzir e o diodo D_{S1} inversamente polarizado.

Quando S_2 está ao corte o diodo relativo a D_{S1} entra em condução e existe passagem de energia da bateria para a carga e para o condensador C_1 . Como exemplifica a Figura 3.14.

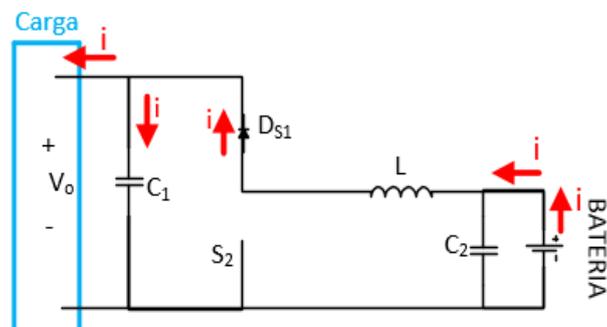


Figura 3.14 – Circuito equivalente do conversor *buck-boost* no modo *boost* com S_2 ao corte e o diodo D_{S1} diretamente polarizado.

No funcionamento como *boost* a bobina é sujeita a valores de tensão que variam entre a tensão inversa da entrada, quando S_2 está em condução (t_{on}) e a tensão de saída menos a tensão de entrada, quando S_2 não conduz (t_{off}).

3.11. Topologia Interleaved com Duas Células de Comutação

Esta configuração consiste na ligação em paralelo de dois conversores idênticos. Aqui os dois conversores necessitam de dois sinais de PWM individuais com um desfasamento de 180 graus entre eles. O instante em que o *ripple* é mínimo dá-se quando o *duty-cycle* é igual a 50%, pois como as correntes nas bobinas estão em oposição de fase quando uma está a armazenar energia a outra está a devolver energia para o circuito. Como a corrente na bateria é igual à soma das correntes nas indutâncias, esta possui um *ripple* reduzido pois os *riples* das duas correntes anulam-se um ao outro [33].

3.11.1. Conversor CC-CC Buck Interleaved com Duas Células de Comutação

Na Figura 3.15 pode-se ver uma topologia do conversor *buck Interleaved* com duas células de comutação. Esta topologia consiste na colocação de dois conversores *buck* em paralelo.

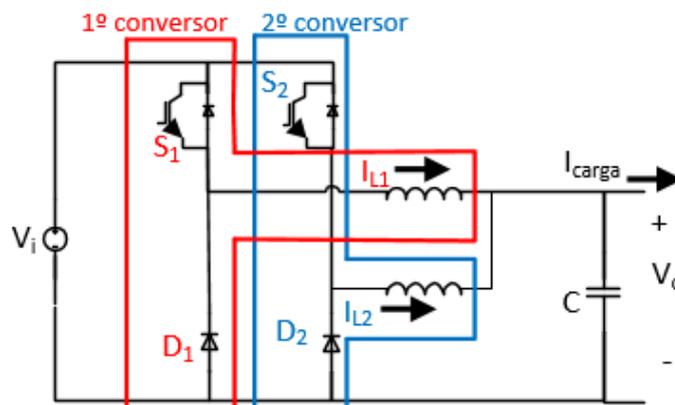


Figura 3.15 – Conversor CC-CC *buck* com topologia *interleaved* com duas células de comutação.

Quando se encontra em funcionamento os semicondutores S_1 e S_2 estão a comutar desfasados 180 graus.

Como nesta topologia a corrente de carga é igual à soma das correntes das bobinas. O desfasamento de 180 graus provoca uma redução do *ripple* do sinal de saída. Na Figura 3.16 é demonstrada a simulação deste circuito com os semicondutores S_1 e S_2 com um *duty-cycle* de 80%. Na Figura 3.16 a corrente média de cada conversor é de 12 A. Como a corrente na carga é igual à soma das correntes das bobinas esta possui valor medio de 24 A. O reduzido *ripple* da corrente de saída em relação à corrente nas

bobinas deve-se não só ao filtro capacitivo na saída, mas também ao desfasamento de 180 graus introduzido nas correntes das bobinas.

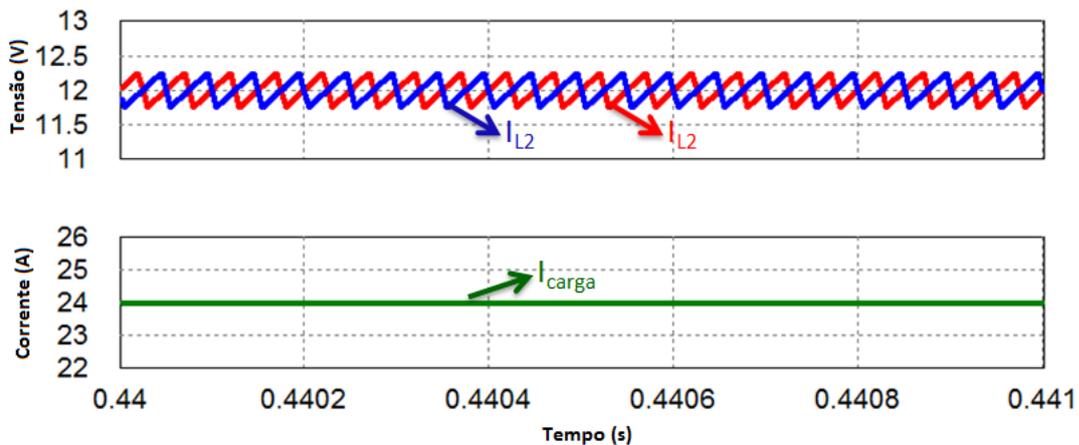


Figura 3.16 – Formas de onda da corrente na bobina 1, na bobina 2 e na carga de um conversor *buck interleaved* com duas células de comutação.

3.11.2. Conversor CC-CC Boost Interleaved com Duas Células de Comutação

Na Figura 3.17 pode-se ver uma topologia do conversor *boost interleaved* com duas células de comutação. Este conversor consiste na colocação de dois conversores *boost* em paralelo.

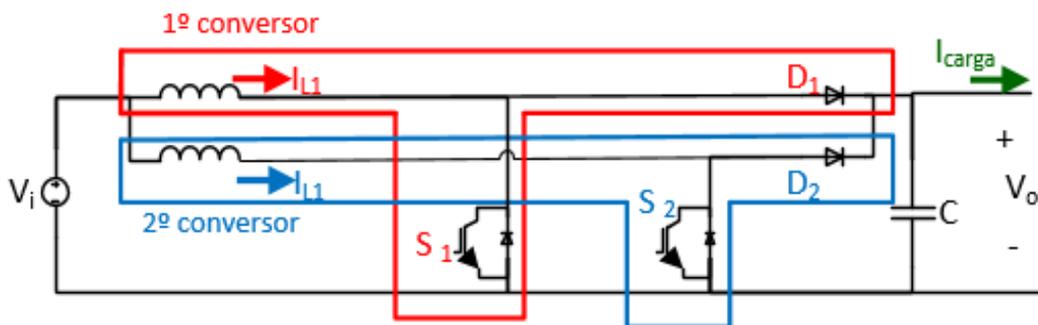


Figura 3.17 – Conversor CC-CC não isolado *boost* com topologia *interleaved* com duas células de comutação.

Nesta topologia os semicondutores são postos em funcionamento com um desfasamento de 180 graus e, tal como no circuito anterior o ponto de funcionamento ótimo, ponto de onde o *ripple* do sinal de saída é menor, dá-se quando o *duty-cycle* é igual a 50%. Pois neste ponto de funcionamento quando a bobina L_1 começa a armazenar energia a bobina L_1 começa a devolver energia, por outro lado quando a bobina L_1 começa a armazenar energia a bobina L_1 começa a devolver energia.

Devido ao desfasamento introduzido, as correntes das bobinas estão em oposição de fase reduzindo o *ripple* do sinal de saída.

Na Figura 3.18 pode ser visto as formas de onda das correntes na bobina L_1 , na bobina L_2 e na carga resultantes da simulação de um conversor *boost* com configuração *interleaved* com duas células de comutação, com um *duty-cycle* de 30%.

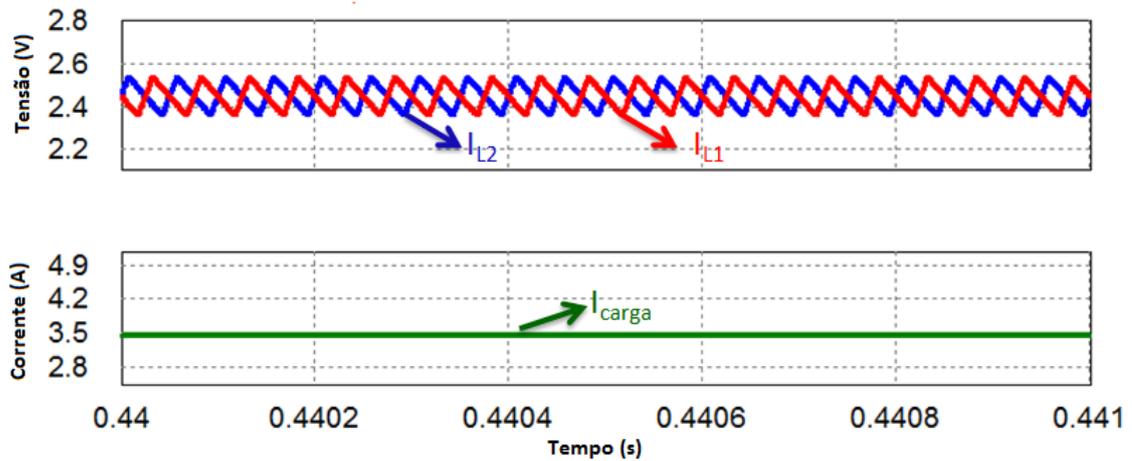


Figura 3.18 – Formas de onda da corrente na bobina 1, na bobina 2 e na carga de um conversor *boost* interleaved com duas células de comutação.

Nesta topologia a corrente fornecida pela fonte é igual á soma das correntes nas bobinas.

3.11.3. Conversor CC-CC Buck-Boost Interleaved Bidirecional com Duas Células de Comutação

As Figura 3.19 e 3.20 apresentam uma topologia do conversor *buck-boost* bidirecional com topologia *interleaved* com duas células de comutação, no modo de funcionamento como *buck* e no modo de funcionamento como *boost*, respetivamente.

Nesta topologia colocam-se dois conversores *buck-boost* bidirecionais em paralelo.

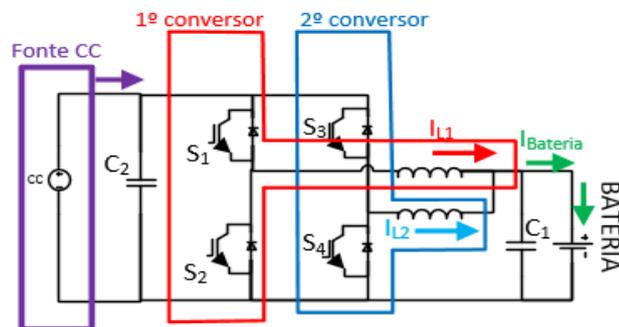


Figura 3.19 – Conversor CC-CC *buck-boost* com topologia *interleaved* com duas células de comutação no modo de funcionamento como *buck*.

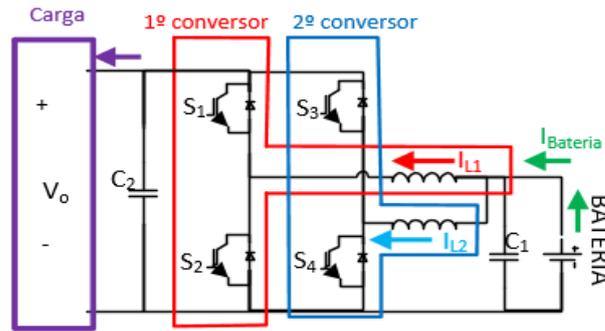


Figura 3.20 – Conversor CC-CC *buck-boost* com topologia *interleaved* com duas células de comutação no modo de funcionamento como *boost*.

Neste conversor colocam-se dois semicondutores a comutar de cada vez. Se os semicondutores S_1 e S_3 forem colocados a comutar obtém-se o modo de funcionamento *buck*, se por sua vez forem colocados a comutar os semicondutores S_2 e S_4 obtém-se o modo de funcionamento como *boost*. Para se obter um bom funcionamento do conversor e tirar o máximo partido das características desta topologia os sinais de controlo devem estar desfasados 180 graus entre si.

Quando se pretende que o conversor se comporte como um abaixador de tensão tira-se partido dos díodos antiparalelo dos semicondutores S_2 e S_4 , D_{S2} e D_{S4} respetivamente, e são colocados os semicondutores S_1 e S_3 a comutar, como se pode ver na Figura 3.21.

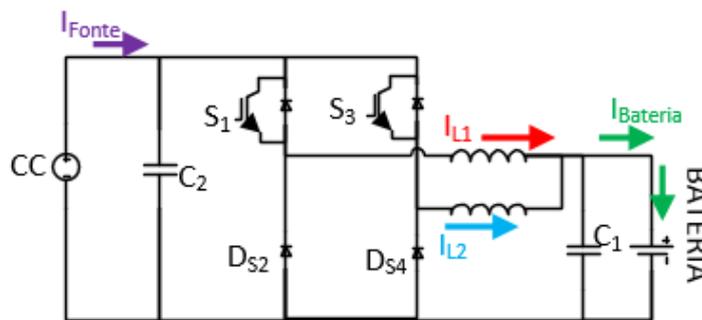


Figura 3.21 – Conversor CC-CC *buck-boost* com topologia *interleaved* com duas células de comutação no modo *buck*.

Por sua vez se for pretendido elevar a tensão tira-se partido dos díodos antiparalelo dos semicondutores S_1 e S_4 , D_{S1} e D_{S4} respetivamente, e coloca-se os semicondutores S_2 e S_4 a comutar com os sinais de controlo desfasado 180 gaus, Figura 3.22.

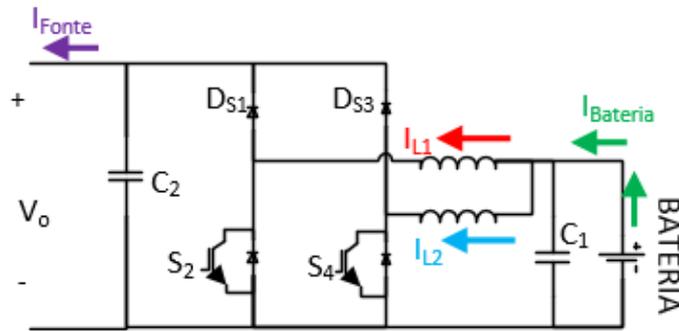


Figura 3.22 – Conversor CC-CC *buck-boost* com topologia *interleaved* com duas células de comutação no modo *boost*.

3.12. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados alguns conversores de potência e, apesar existirem vários tipos de conversores, não existe um conversor melhor que o outro. Esta definição está dependente de vários fatores, como o ambiente em que este vai ser inserido, o ponto de operação onde vai funcionar, entre outros. A escolha do conversor a usar deve estar sempre de acordo com as especificações do sistema pretendido, assim como das relações de desempenho/custo.

Apesar da topologia *interleaved* apresentar, na teoria melhores desempenhos, nem sempre esta topologia é a mais indicada, pois por vezes os processos a implementar são simples e o sistema não resente as melhorias introduzidas por esta topologia, sendo que esta pode inflacionar em muito os custos do projeto.

Embora a topologia *interleaved* não seja a mais usada, devido ao seu elevado custo, derivado ao facto de possuir mais do que um conversor em paralelo, esta pode trazer vantagens ao sistema onde este conversor se encontra inserido.

Quando se pretende efetuar a carga e descarga de uma bateria a configuração *interleaved* é uma alternativa melhorada ao circuito *buck-boost* bidirecional convencional pois, além de permitir funcionamento bidirecional, permite reduzir o *ripple* do sinal de saída, permitindo assim que os processos de carga e descarga da bateria sejam feitos com uma corrente o mais constante possível, melhorando a eficiência do processo de carga e descarga.

Por outro lado um maior controlo sobre a corrente e a tensão de carregamento/descarregamento resulta em resultados mais confiáveis e com menor probabilidade de erro.

CAPÍTULO 4

Simulações do Conversor Buck-Boost Bidirecional e do Conversor Buck-Boost Interleaved Bidirecional

4.1. Introdução

Neste capítulo são apresentadas as simulações, efetuadas na ferramenta PSIM, de dois conversores de potência:

- O conversor *buck-boost* bidirecional;
- O conversor *buck-boost* bidirecional com topologia *interleaved* com duas células de comutação.

Ambos os conversores apresentados podem ser aplicados em sistemas onde o fluxo de energia é bidirecional. Ambos os conversores funcionam como abaixadores de tensão num dos sentidos e como elevadores de tensão no sentido oposto.

Para efetuar a simulação dos dois circuitos considerou-se:

- O circuito é ideal, ou seja, a potência de entrada é igual à potência de saída;
- Os semicondutores escolhidos foram IGBTs com o respetivo díodo antiparalelo;
- A frequência de comutação dos IGBTs é de 20 kHz.;
- As bobinas usadas possuem indutância igual de 1,5 mH;
- Os condensadores usados para filtrar o sinal de saída são de 500 μ F;
- Tensão da fonte igual a 325 V.

Para simular os dois sentidos de funcionamento dos conversores quando o mesmo funciona como *buck* é acoplada uma fonte ao circuito, quando se pretende o funcionamento em modo *boost*, em vez da fonte é acoplada uma carga ao circuito.

Ambas as simulações apresentadas de seguida recorrem a um controlador PI para efetuar o controlo da corrente e da tensão. Esses controladores são implementados com recurso às equações (4.1) a (4.5).

$$erro = I_{pretendida} - I_{bobina} \quad (4.1)$$

$$erro = I_{pretendida} - (-1 \cdot I_{bobina}) \quad (4.2)$$

$$erro = V_{pretendida} - V_{bateria} \quad (4.3)$$

$$Integral = Integral + erro \quad (4.4)$$

$$Duty = K_e.erro + K_i.Integral \quad (4.5)$$

4.2. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional

O conversor *buck-boost* bidirecional é um conversor muito usado quando se pretende que a energia circule em dois sentido, podendo assim ser usado para efetuar a carga e a descarga de baterias.

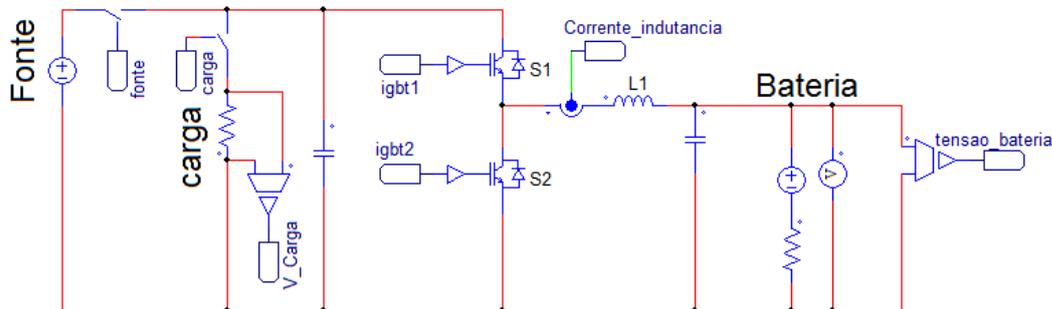


Figura 4.1 – Conversor CC-CC não isolado *buck-boost* bidirecional simulado.

O circuito simulado, Figura 4.1, possui dois sensores de tensão, um na carga e outro ligado aos terminais da bateria, assim como um sensor de corrente, colocado em série com a bobina.

Para que o circuito funcione corretamente é necessário simular também um sistema de controlo. O sistema de controlo deve controlar todo o sistema e ajustar as variáveis de comando e respetivos sinais de PWM para que o sinal de saída corresponda ao pretendido. O sistema de controlo é ainda responsável por gerir os momentos em que a carga ou a fonte estão acopladas ao circuito.

O sistema de controlo implementado é apresentado na Figura 4.2.

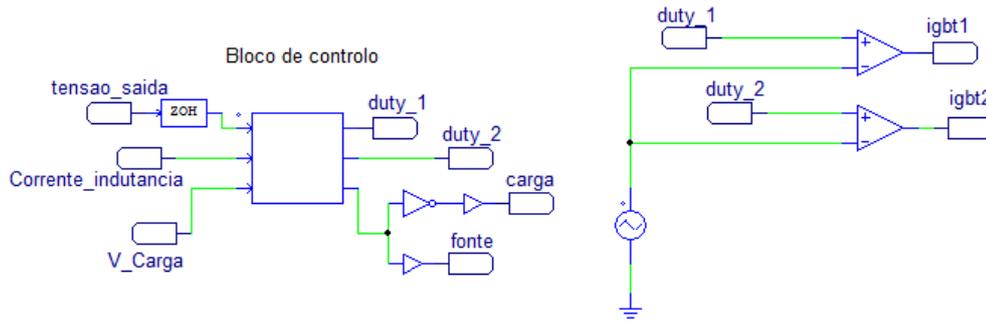


Figura 4.2 – Circuito de controlo para o conversor *buck-boost* bidirecional simulado.

O controlo do circuito é feito com recurso a um bloco C, onde se encontram os algoritmos de controlo e com a ajuda dois comparadores e uma referência são gerados os sinais PWM necessários.

Quando se pretende simular a carga da bateria terá de ser acoplar a fonte ao circuito, através do acionamento do interruptor *fonte*. Por outro lado se o objetivo for simular a descarga da bateria é necessário acoplar a carga ao circuito através do acionamento do interruptor *carga*.

O bloco de controlo recebe os valores lidos pelos sensores de tensão e de corrente, e de seguida, gera um sinal de comando através de um controlador PI. Esse sinal de comando é depois comparado com uma referência e é gerado o sinal PWM que aciona o IGBT.

Para este circuito foram simulados 2 modos de operação diferente, o modo *buck* e o modo *boost*. Foram ainda simuladas duas técnicas de controlo diferente, uma com controlo da corrente e outra com controlo da tensão.

4.2.1. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional no Modo Buck.

Neste modo de funcionamento é colocado a comutar o IGBT S_1 , e a energia flui da fonte para a bateria. Aqui o controlador lê os dados provenientes dos sensores e ajusta o sinal PWM do IGBT, através do ajuste do sinal de comando pelo controlador PI, para que a corrente ou/a tensão na bateria se mantenha constante.

Para este modo de funcionamento foram simuladas duas situações, uma em que se pretende uma corrente constante na bateria e outra onde a intensão é colocar uma tensão constante aos terminais da bateria.

4.2.1.1. Corrente constante na bateria

Nesta simulação o controlador controla a corrente na bobina e por consequência a corrente na bateria. O controlador foi programado para colocar uma corrente igual 5 A a carregar a bateria.

Para efetuar o controlo e ajustar continuamente o sinal PWM, para que a corrente se mantenha constante e igual a 5 A, o controlador PI recorre as equações 4.1, 4.4 e 4.5. Na Figura 4.3 podem ser observadas as formas de onda da corrente na bateria, da corrente na bobina, o sinal PWM relativo ao semicondutor S_1 e a tensão aos terminais da bateria.

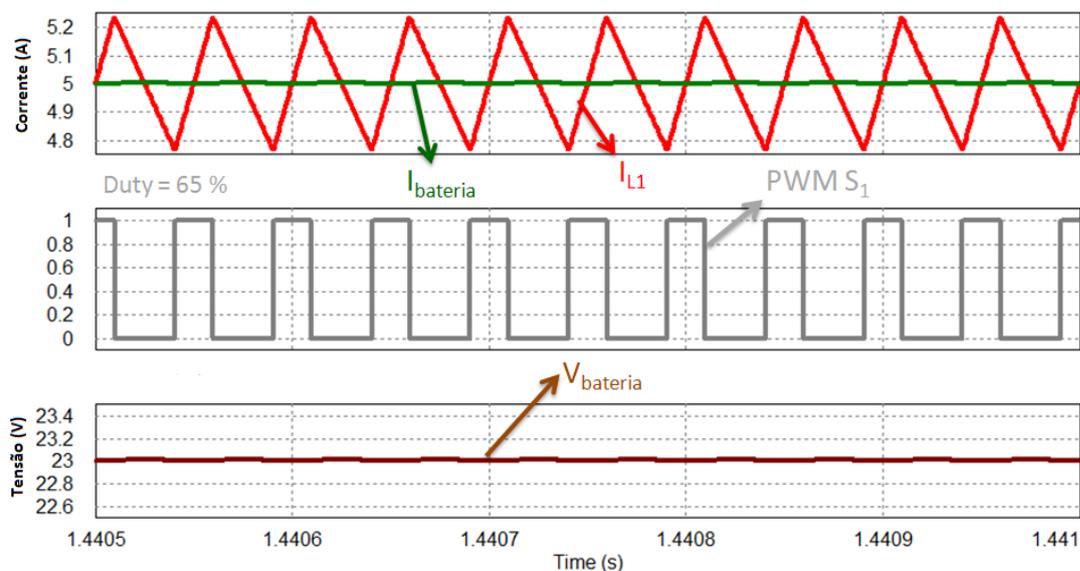


Figura 4.3 – Formas de onda da corrente na bobina, do sinal PWM para o semicondutor S_1 , da corrente na bateria e da tensão na bateria durante o funcionamento como *buck* do conversor *buck-boost* bidirecional, com controlo da corrente da bateria.

Apesar da corrente que passa na bobina ser a mesma que carrega a bateria devido ao filtro capacitivo na saída, o *ripple* da corrente na bateria é menor que o *ripple* da corrente na bobina.

4.2.1.2. Tensão constante na bateria

Nesta simulação o controlador controla a tensão aos terminais da bateria. O controlador foi programado para colocar uma tensão igual 25 V aos terminais da bateria.

Mais uma vez foi usado um controlador PI para gerar o sinal de comando para o sinal PWM. Para efetuar o controlo da tensão e ajustar o sinal PWM do IGBT S_1 o controlador PI recorre às equações 4.3, 4.4 e 4.5.

As formas de onda da tensão e corrente na bateria assim como a corrente na bobina e o sinal PWM relativo ao semicondutor S_1 podem ser vista na Figura 4.4.

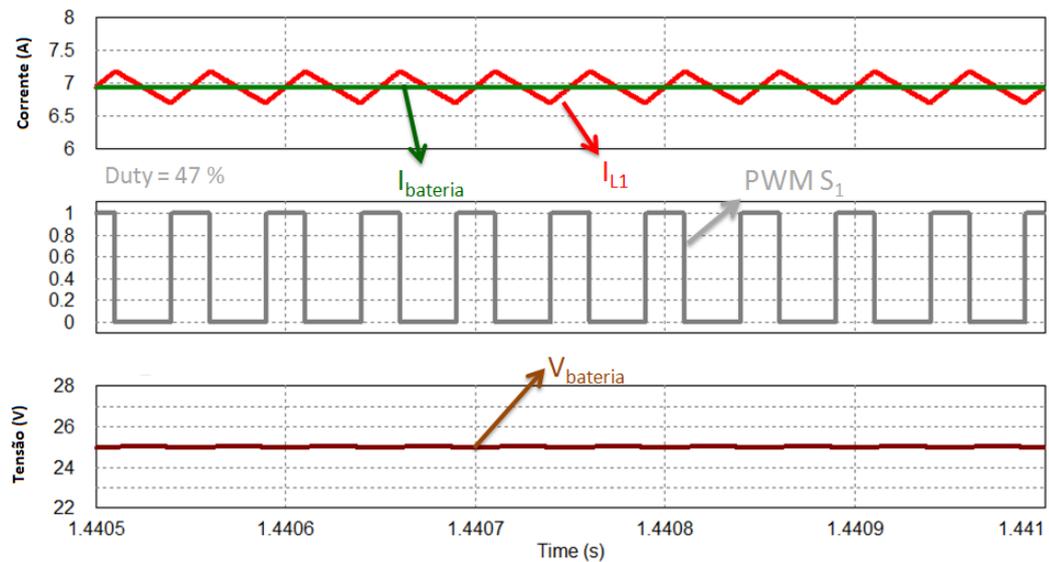


Figura 4.4 – Forma de onda da corrente na bobina, do sinal PWM para o semicondutor S_1 , da corrente na bateria e da tensão na bateria durante o funcionamento como *buck* do conversor *buck-boost* bidirecional, com o controlo da tensão na bateria.

Tal como na simulação anterior devido ao filtro capacitivo na saída, o *ripple* da corrente na bateria é menor que o *ripple* na bobina.

4.2.2. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional em Modo Boost.

Neste modo de funcionamento é colocado a comutar o IGBT S_2 enquanto o IGBT S_1 está desligado e a energia flui da bateria para uma carga. Aqui o controlador lê os dados provenientes dos sensores e ajusta o sinal PWM através do controlador PI para que a corrente na tensão na carga ou a corrente na bateria se mantenham constantes. Nesta simulação foi simulado um caso em que se pretende uma corrente constante na bateria e outro onde se pretende uma tensão constante na carga.

4.2.2.1. Tensão constante na carga

Nesta simulação o controlador controla a tensão na carga e foi programado para colocar uma tensão igual a 48 V nos terminais da carga.

Para que isso seja possível recorreu-se, mais uma vez a, um controlador PI que implementa as equações 4.3, 4.4 e 4.5.

A forma de onda da corrente na bobina, da corrente na bateria, assim como o *duty-cycle* do semicondutor S_2 , podem ser vistas na Figura 4.5.

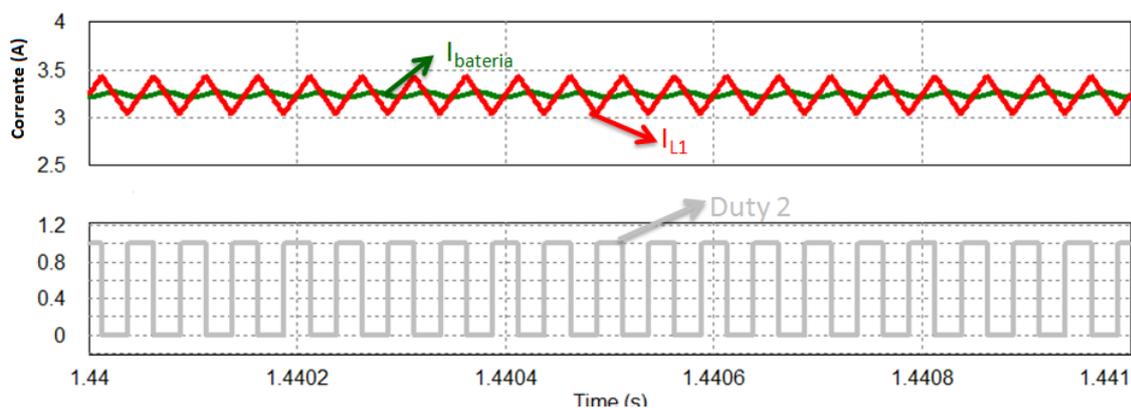


Figura 4.5 – Formas de onda da corrente na bobina, da corrente na bateria e *duty-cycle* do IGBT S_2 durante o funcionamento como *boost* do conversor *buck-boost* bidirecional, com controle da tensão da carga.

Na Figura 4.6 são apresentadas as formas de onda da corrente e da tensão na carga.

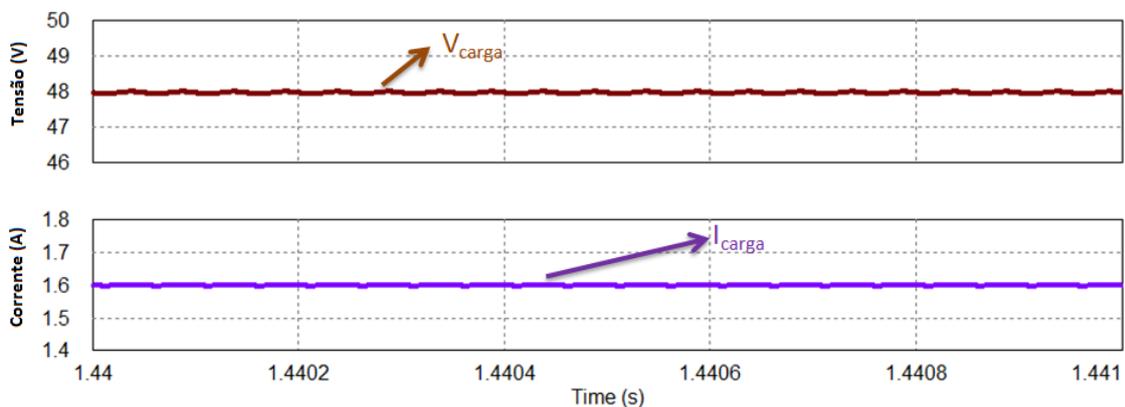


Figura 4.6 – Formas de onda da corrente e tensão na carga durante o funcionamento como *boost* do conversor *buck-boost* bidirecional, com o controle da tensão da carga.

4.2.2.2. Corrente constante na bateria

Durante esta simulação o controlador foi programado para extrair uma corrente constante e igual a 10 A da bateria. Para isso recorreu-se novamente ao controlador PI, sendo que neste caso foram implementadas as equações 4.2, 4.4 e 4.5.

Na Figura 4.7 são apresentadas as formas de onda da corrente da bateria, da corrente na bobina e o *duty-cycle* do semicondutor S_2

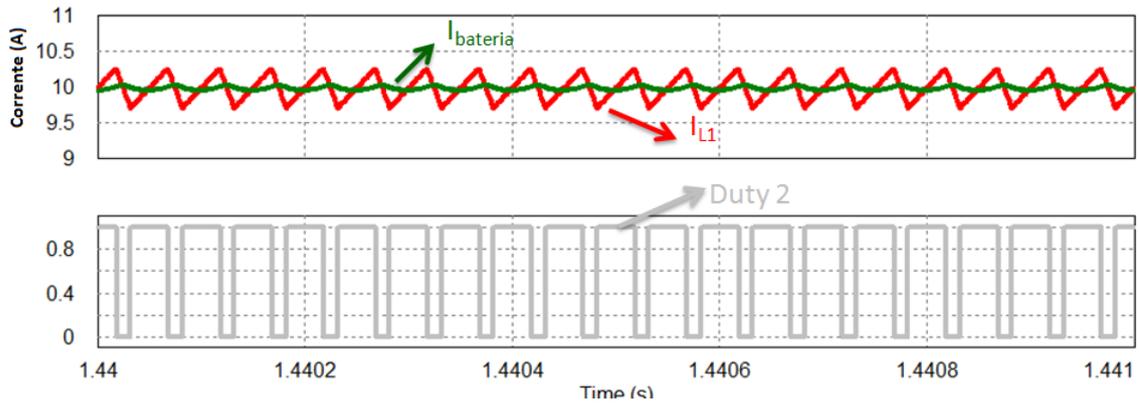


Figura 4.7 – Formas de onda da corrente na bobina, da corrente na bateria e *duty-cycle* do IGBT S_2 durante o funcionamento como *boost* do conversor *buck-boost* bidirecional, com o controlo da corrente da bateria.

Na Figura 4.8 estão apresentadas as formas de onda da corrente na carga e da tensão na carga.

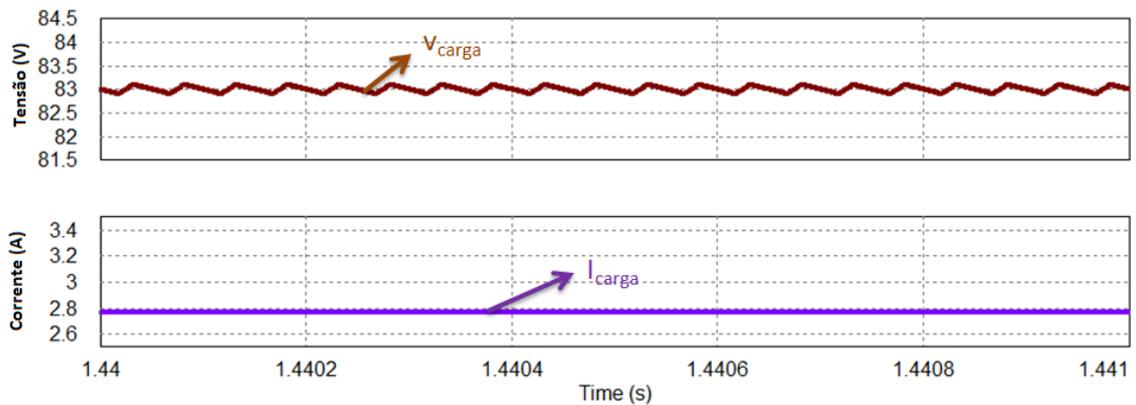


Figura 4.8 – Formas de onda da corrente e tensão na carga durante o funcionamento como *boost* do conversor *buck-boost* bidirecional, com o controlo da corrente da bateria.

4.3. Simulação do Conversor CC-CC *Buck-Boost* Bidirecional com Configuração *Interleaved* com Duas Células de Comutação

Como já foi referido, esta configuração consiste na colocação de dois conversores *buck-boost* bidirecionais em paralelo. O circuito simulado pode ser visto na Figura 4.9.

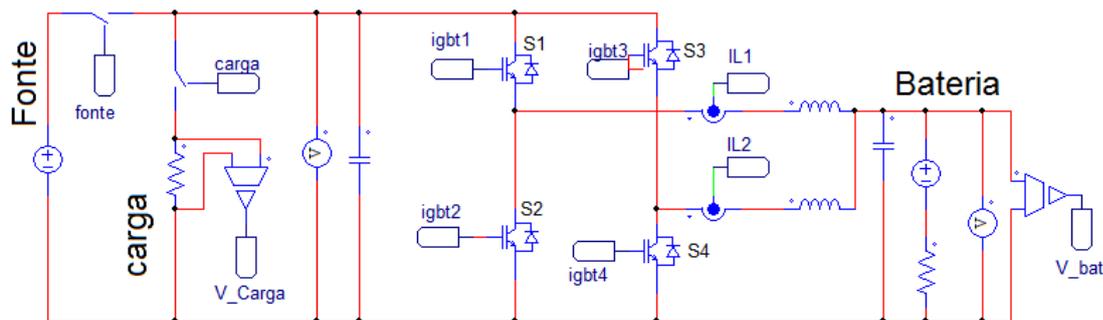


Figura 4.9 – Conversor CC-CC não isolado *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* com duas células de comutação simulado.

Todas as considerações tomadas para efetuar a simulação do conversor *buck-boost* bidirecional foram também tidas em conta nesta simulação. No entanto é necessário ter em conta que este conversor apresenta duas bobinas iguais de valor igual (1,5 mH), possui dois sensores de corrente e quatro semicondutores controláveis. Os semicondutores utilizados são IGBTs.

Tal como nas simulações anteriores para que se possa simular corretamente o circuito foi necessário simular um circuito de controlo para controlar o funcionamento dos semicondutores e gerir o sistema. O controlador é implementado com recurso a um controlador PI, que recebe os dados lidos pelos sensores e ajusta continuamente o sinal PWM para os IGBTs. O sistema de controlo simulado pode ser visto na Figura 4.10.

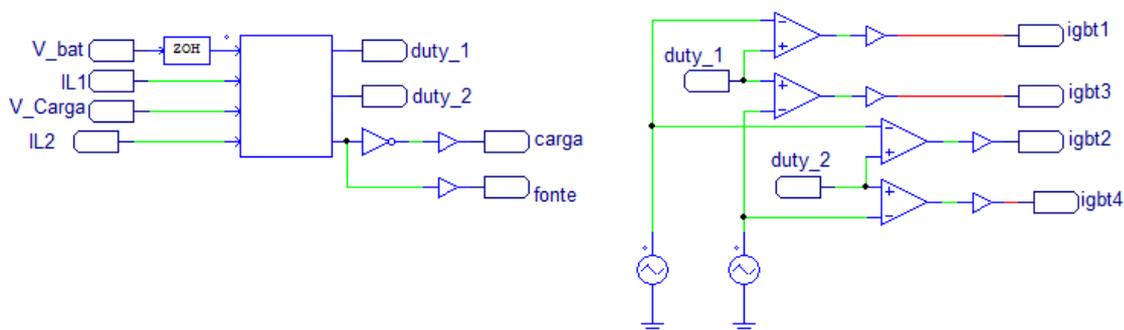


Figura 4.10 – Circuito de controlo para o conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* com duas células de comutação simulado.

Este conversor necessita de quatro sinais PWM distintos para funcionar corretamente. Estes sinais são gerados aos pares e desfasados entre eles 180 graus. Isto é simulado com recurso a quatro comparadores, dois sinais de referência desfasados entre si 180 graus e dois sinais de comando provenientes do bloco C.

O bloco de C recebe os valores lidos dos sensores e gera/ajusta os sinais de comando *duty_1* e *duty_2*. O sinal de comando *duty_1* é responsável pelo sinal PWM para o modo *buck* e comanda os IGBTs S_1 e S_3 . O sinal de comando *duty_2* é

responsável pela comutação dos IGBTs S_2 e S_4 colocando o conversor a funcionar como *boost*.

Cada sinal de comando, com recurso a dois comparadores e duas referências desfasadas 180 graus entre si, geram dois sinais PWM desfasados de 180 graus entre si.

Nesta topologia é também importante garantir que os dois IGBTs do mesmo braço não sejam colocados a comutar ao mesmo tempo

Para este circuito foram simulados dois modos de funcionamento, o conversor a funcionar como *buck interleaved* e *boost interleaved*.

4.3.1. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional Interleaved com Duas Células de Comutação em Modo Buck

Para este modo de funcionamento foram feitas duas simulações, uma com controlo da corrente e outra com o controlo da tensão. Ambas as simulações foram feitas com recurso a um controlador PI.

Neste modo de funcionamento apenas os IGBTs S_1 e S_3 são colocados a comutar, sendo que o controlador gera e ajusta o sinal de comando *duty_1* enquanto o sinal de comando *duty_2* é colocado a zero. O sinal de comando é depois comparado com duas referências idênticas mas desfasadas entre si 180 graus e dão origem aos sinais PWM para os semicondutores S_1 e S_3 .

4.3.1.1. Corrente constante na bateria

Nesta simulação o controlador controla a corrente nas duas bobinas. A corrente na bateria resulta da soma das correntes nas duas bobinas. Neste caso o controlador pretende obter uma corrente constante e igual a 10 A a carregar a bateria.

As formas de onda das correntes nas bobinas e respetivos sinais PWM resultantes da simulação podem ser vistas na Figura 4.11.

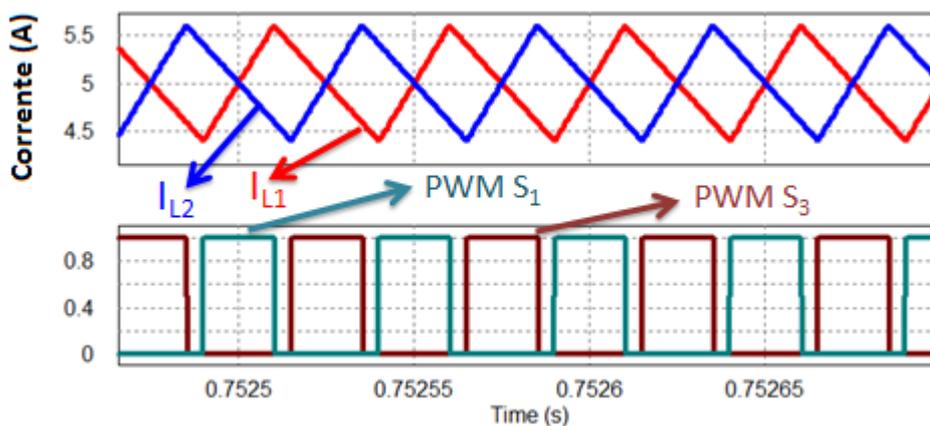


Figura 4.11 – Formas de onda da corrente nas duas bobinas e dos sinais PWM dos IGBTs S_1 e S_3 durante o funcionamento como *buck* do conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* de duas células de comutação, com o controlo da corrente.

Tal como esperado as correntes das bobinas L_1 e L_2 estão desfasadas 180 graus e centradas em 5 A. Como resultado a corrente na bateria, possui valor médio igual a 10 A e com um *ripple* reduzido, a tensão na bateria é também constante e com *ripple* reduzido tal com se pode ver na Figura 4.12.

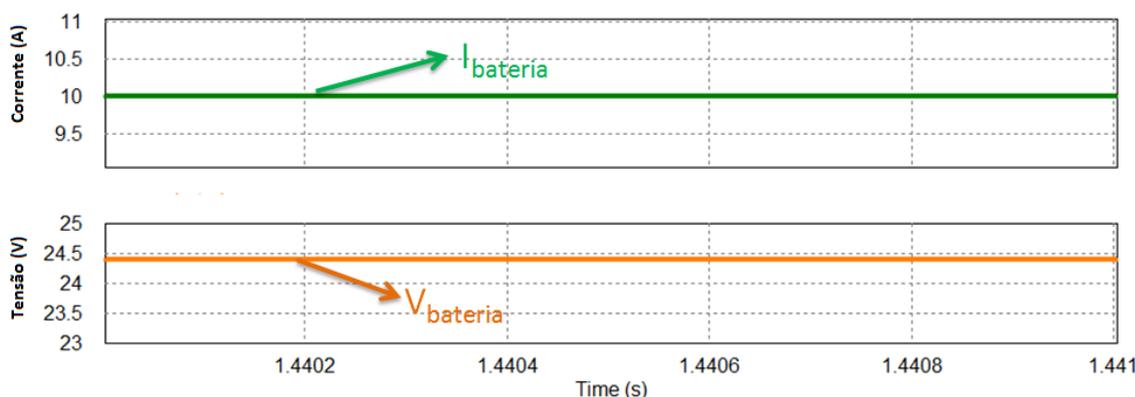


Figura 4.12 – Formas de onda da corrente e da tensão na bateria durante o funcionamento como *buck* do conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* de duas células de comutação, com o controlo da corrente.

O desfasamento de 180 graus da corrente nas duas bobinas juntamente com o filtro capacitivo contribuem para a redução do *ripple* das ondas de corrente e de tensão na bateria.

4.3.1.2. Tensão constante na bateria

Para simular esta técnica de controlo o controlador foi programado para colocar uma tensão 28 V aos terminais da bateria.

As formas de onda da tensão e da corrente na bateria são apresentadas na Figura 4.13.

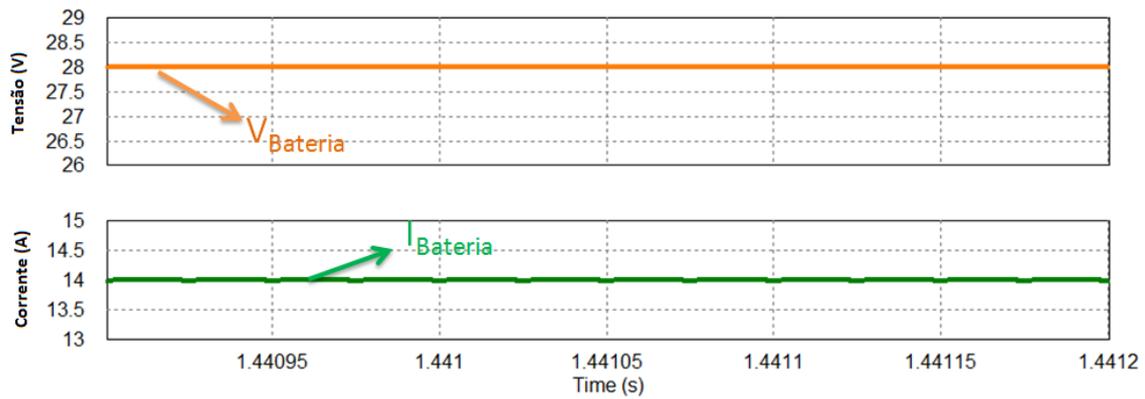


Figura 4.13 – Formas de onda da corrente e da tensão na bateria durante o funcionamento como *buck* do conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* de duas células de comutação, com o controlo da tensão.

Devido ao desfazamento de 180 graus do *duty-cycle* dos semicondutores S_1 e S_3 as correntes das bobinas estão também desfasadas 180 graus o que contribui, juntamente com o filtro capacitivo para a redução do *ripple* da corrente na bateria.

Na Figura 4.14 são apresentadas as formas de onda da corrente nas bobinas, assim como os sinais PWM dos semicondutores S_1 e S_3 .

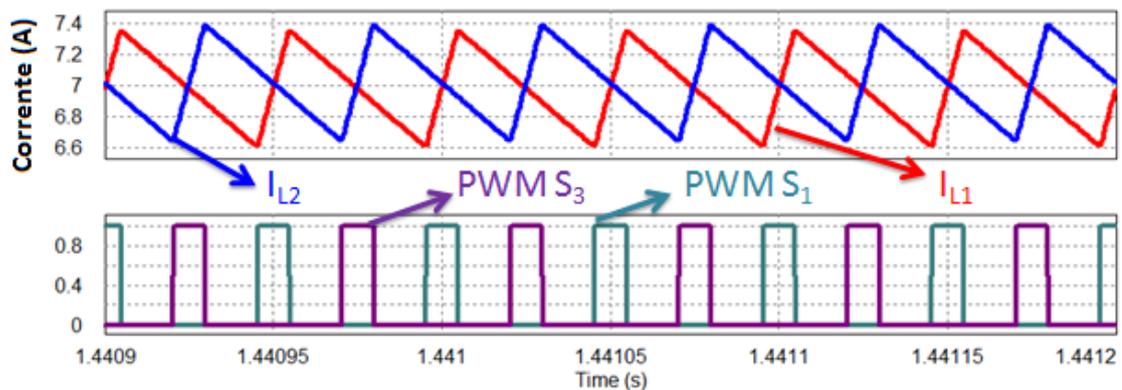


Figura 4.14 – Formas de onda da corrente nas duas bobinas e dos sinais PWM dos IGBTs S_1 e S_3 durante o funcionamento como *buck* do conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* de duas células de comutação, com o controlo da tensão.

4.3.2. Simulação do Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional Interleaved com Duas Células de Comutação em Modo Boost.

Para este modo de funcionamento foram feitas duas simulações, uma com controlo da corrente na bateria, e outra com o controlo da tensão na carga. A primeira para simular o controlo da corrente de descarga da bateria e a segunda para controlar a tensão na carga. Ambas as simulações foram feitas com recurso a um controlador PI, tal como nas simulações anteriormente descritas.

Neste modo de funcionamento apenas os IGBTs S_2 e S_4 são postos a comutar e recorre-se aos díodos antiparalelo dos IGBTs S_1 e S_3 .

O controlador gera e ajusta um sinal de comando, neste caso *duty_2*, que dá origem a dois sinais de PWM idênticos e desfasados 180 graus de modo que na saída se obtenha os valores de tensão e corrente pretendido.

4.3.2.1. Corrente constante na bateria

Nesta simulação o controlador foi programado para que a corrente fornecida pela bateria seja constante e igual a 10 A, não havendo controlo direto da corrente nem da tensão na carga. A forma de onda da corrente na carga e da corrente de descarga da bateria (I_{carga} e $I_{bateria}$ respetivamente), assim como a tensão na carga e na bateria podem ser vistas na figura 4.15.

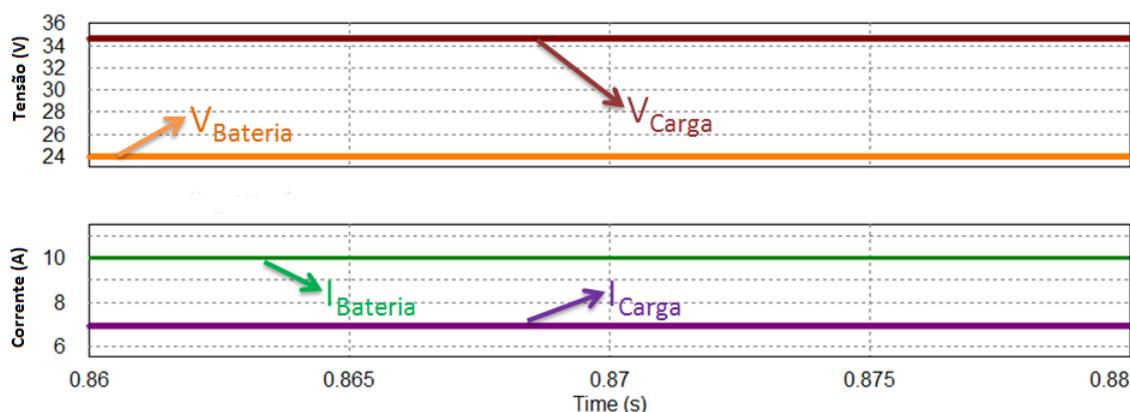


Figura 4.15 – Formas de onda da corrente e tensão na bateria e da corrente e tensão na carga durante o funcionamento como *boost* do conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* de duas células de comutação, com o controlo da corrente na bateria.

Na Figura 4.16 pode-se ver as formas de onda da corrente nas duas bobinas assim como o sinal PWM dos IGBTs S_2 e S_4 .

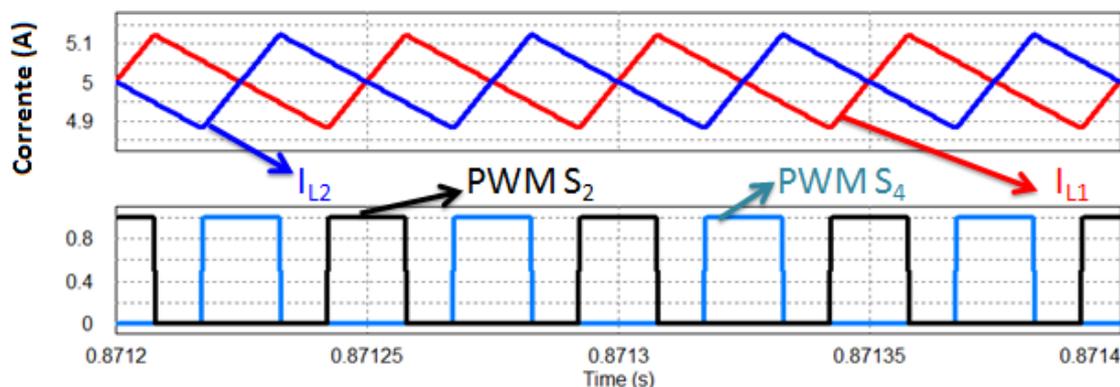


Figura 4.16 – Formas de onda da corrente nas duas bobinas e dos sinais PWM dos IGBTs S_2 e S_4 durante o funcionamento como *boost* do conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* de duas células de comutação, com controlo da corrente na bateria.

Como era de esperar a corrente nas bobinas estão desfasadas 180 graus e possuem valor médio igual a 5 A. A soma das correntes das duas bobinas é igual à corrente fornecida pela bateria. Os sinais PWM encontram-se também desfasados de 180 graus.

4.3.2.2. Tensão constante na carga

Para efetuar esta simulação o controlador opera no sentido de colocar uma tensão igual a 48 V na carga. Este valor foi propositadamente escolhido para que durante esta simulação o conversor opere com um *duty-cycle* igual a 50%. Este ponto de funcionamento garante o menor *ripple* da corrente de saída. Para isso o controlador vai gerar um sinal de comando através de um controlador PI. As formas de onda da tensão e corrente na carga e na bateria podem ser vistas na vista na Figura 4.17.

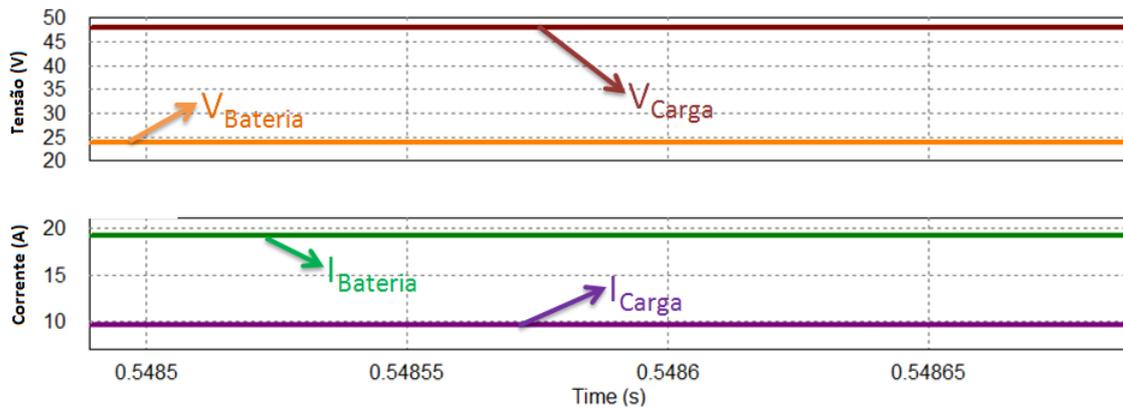


Figura 4.17 – Formas de onda da tensão e corrente na carga e na bateria durante o funcionamento como *boost* do conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* de duas células de comutação, com controlo da tensão na carga.

Tal como esperado o *duty-cycle* é igual a 50 % e o *ripple* da corrente na carga é mínimo. As formas de onda da corrente nas duas bobinas e os sinais PWM para os semicondutores S_2 e S_4 podem ser vistos na Figura 4.18.

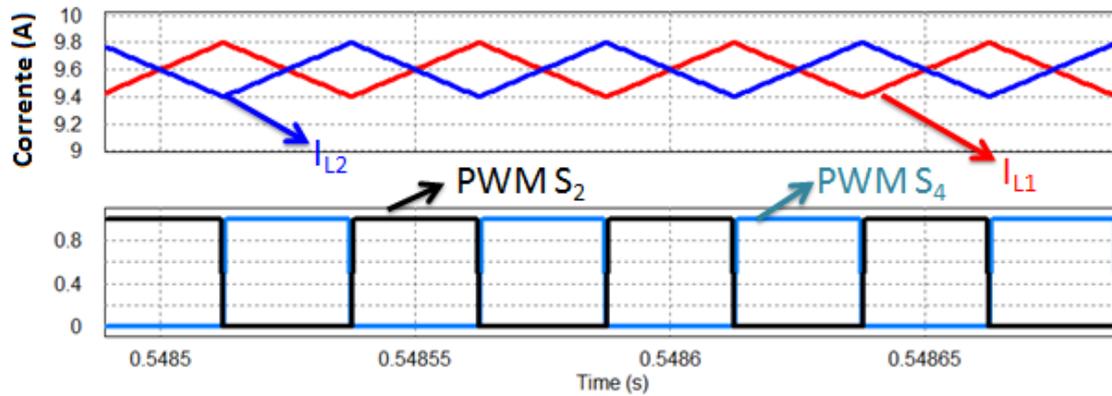


Figura 4.18 – Formas de onda da corrente nas duas bobinas e dos sinais PWM dos IGBTs S_2 e S_4 durante o funcionamento como boost do conversor buck-boost bidirecional com configuração interleaved de duas células de comutação, com controlo da tensão na carga.

4.4. Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas e analisadas as simulações de dois conversores bidirecionais. O conversor bidirecional *buck-boost* convencional e o conversor bidirecional *buck-boost* com configuração *interleaved* com duas células de comutação. A análise dos resultados das simulações permitiram perceber melhor que tipo de controlo é necessário para estes conversores, assim como o melhor modo de operação dos mesmos.

As simulações dos diferentes pontos de operação dos conversores, tiveram o objetivo de validar as topologias apresentadas assim como o tipo de controlo efetuado.

Com a simulação dos dois conversores conclui-se que o conversor *buck-boost* bidirecional com topologias *interleaved* apresenta algumas vantagens sobre o conversor *buck-boost* bidirecional convencional, quando aplicado a sistemas de carga e descarga de baterias.

Na simulação da topologia *interleaved* foi verificado que o ponto que garante o menor *ripple* na onda de saída acontece quando o *duty-cycle* dos dois semicondutores é igual a 50%.

Com estas simulações pode-se também concluir que o conversor *buck-boost* bidirecional convencional é capaz de fazer a carga e descarga de uma bateria de forma controlada. No entanto conversor *buck-boost* bidirecional com topologias *interleaved*, no âmbito de testes com baterias, constitui uma melhor escolha, pois os *ripples* são mais reduzidos, o que permite efetuar um controlo mais rigoroso sobre as formas de onda da corrente e tensão. Quando se efetua o carregamento de uma bateria pequenas variações na tensão de carregamento traduzem-se em variações elevadas na corrente de carga.

CAPÍTULO 5

Implementação do Circuito para testes de baterias

5.1. Introdução

Neste capítulo encontram-se descritas as etapas efetuadas para a realização e implementação do circuito para testes de baterias, dando especial ênfase a todo o trabalho prático realizado.

Primeiramente é apresentada a descrição e as características do circuito para testes de baterias, assim como todo o hardware e software desenvolvido e utilizado na implementação do mesmo. Durante este capítulo são também descritos os cálculos e fundamentos que sustentam as opções tomadas.

Para uma melhor compreensão do trabalho realizado durante o desenvolvimento do circuito para testes para baterias, este capítulo foi dividido em dois itens: um referente ao circuito de potência, e outro referente ao circuito de controlo.

De forma a minimizar os custos associados à implementação do circuito para testes de baterias foram utilizados materiais, componentes e hardware já existentes no laboratório do Grupo de Eletrónica de Potencia e Energia (GEPE) ou nas oficinas do departamento de eletrónica industrial da Universidade do Minho.

5.2. Circuito para Testes de Baterias

O circuito de potência usado nesta dissertação é constituído por um conversor CA-CC e um conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* com duas células de comutação. Além dos conversores, o circuito de potência é também constituído por circuitos de proteção para garantir a segurança da bateria e dos próprios conversores.

Na parte referente ao controlo encontra-se todo o software desenvolvido, o algoritmo de controlo, um terminal desenvolvido em linguagem *C#* para interação com o utilizador e para permitir armazenar os dados sobre os testes efetuados, e a placa de interface. Foi também desenvolvido um algoritmo de controlo que oferece proteções por software.

O funcionamento do circuito para testes de baterias é simples: o utilizador insere os dados sobre a bateria e o teste que pretende efetuar no terminal do computador e estes são automaticamente fornecidos ao DSP; Posteriormente o DSP interpreta os dados inseridos e dá início a uma série de instruções que preparam e executam o teste pretendido.

Em simultâneo com os processos de controlo o DSP envia periodicamente, através da utilização de uma interrupção por *Timer*, para o terminal os dados sobre a tensão na bateria, a tensão da fonte/carga e da corrente nas duas bobinas do conversor CC-CC. A transmissão de dados entre o microcontrolador e o terminal é feita através de porta série.

Como já foi referido, o terminal para interação com o utilizador foi desenvolvido em ambiente de programação *C#* e é responsável por receber os dados inseridos pelo utilizador e transmiti-los ao DSP, através da porta série. Por outro lado, o terminal *C#* recebe os dados provenientes do DSP e, permite mostrar e guardar num ficheiro de texto os dados referentes aos efetuados. Os dados guardados depois de analisados permitem tirar conclusões sobre os aspetos mais importantes das baterias.

Na Figura 5.1 pode-se ver um esquemático simplificado da interação final entre todo o sistema implementado.

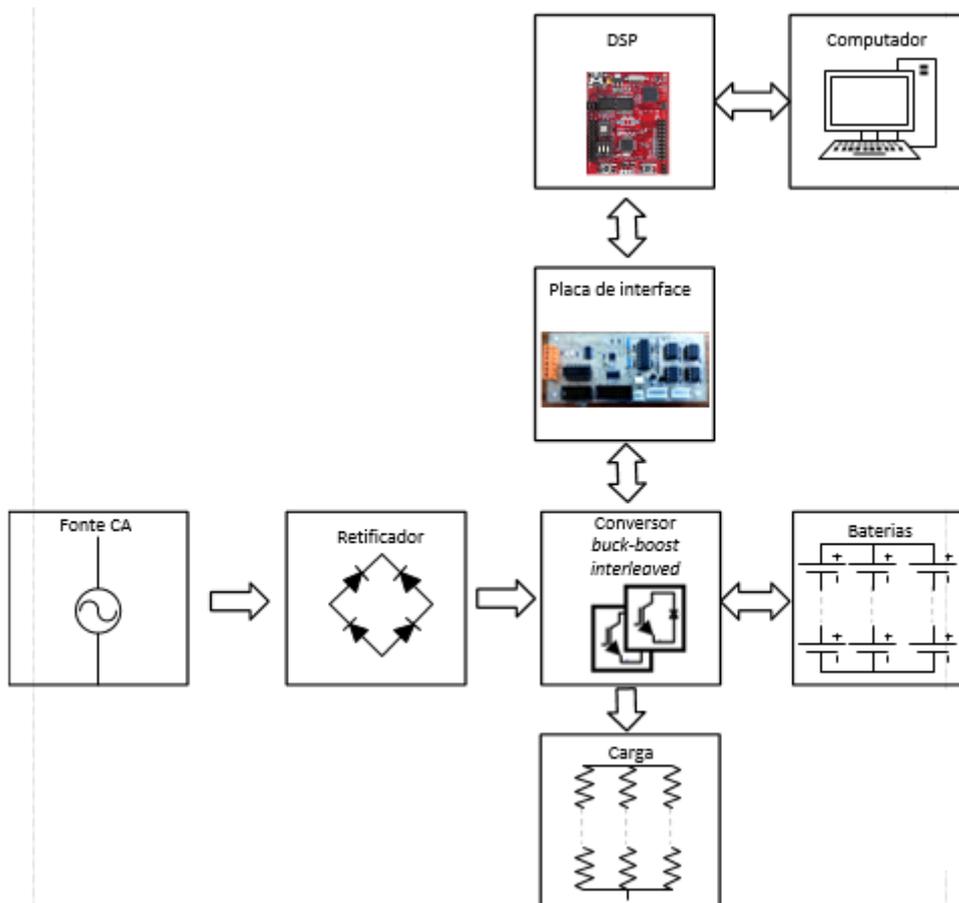


Figura 5.1 - Esquemático simplificado da interação dos componentes do circuito para teste de desenvolvido.

Importa referir que apesar de na figura 5.1 a entrada para o retificador ser uma fonte CA, durante a implementação e testes do circuito para testes com baterias foi usado uma fonte CC, para que a potência da fonte possa ser controlada em vez de se ligar diretamente a rede. Durante a implementação do circuito para testes de baterias, mais concretamente na fase da programação do DSP, foi detetado que o código desenvolvido não é passível de ser passado de uma só vez para o DSP. Isto acontece pois o código desenvolvido é demasiado grande e o DSP usado não possui capacidade para suportar o código na sua totalidade. Posto isto o software desenvolvido foi dividido em dois momentos: o primeiro efetua processos de carga da bateria enquanto o segundo é responsável por efetuar os processos de descarga.

Sendo assim sempre que se pretende mudar o tipo de teste a efetuar (carregamento ou descarregamento) é necessário trocar o código que se encontra no DSP.

Na Figura 5.2 pode ser observado o circuito de controlo, o circuito de potência e o DSP usado na implementação do circuito para testes com baterias..

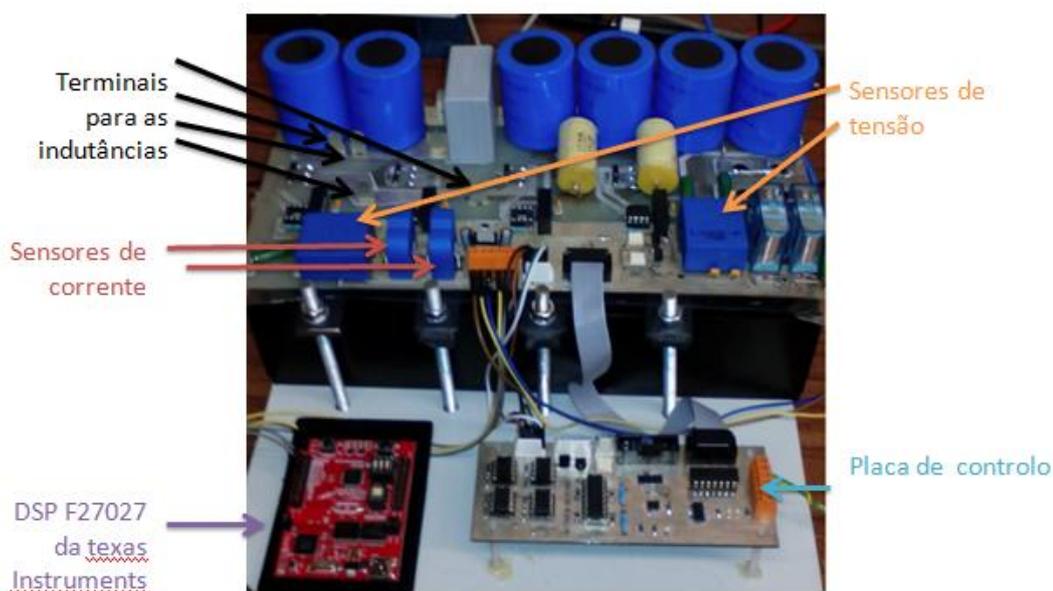


Figura 5.2 – Circuito de potência, circuito de controlo e DSP usado na implementação do circuito para testes de baterias

5.3. Circuito de Potência

Como já referido, o conversor de potência escolhido foi o conversor bidirecional *buck-boost interleaved* com duas células de comutação. Este conversor já se encontrava desenvolvido, quase na sua totalidade, no laboratório do GEPE.

Nesta fase, o trabalho realizado passou por perceber de que forma estava o conversor implementado, compreender quais as suas proteções e limitações, assim como compreender que mudanças são necessárias fazer ao sistema de controlo simulado

para implementar na prática. Nesta fase foi também verificado se o conversor estava a funcionar em pleno sendo que foi necessário efetuar alguns ajustes, assim como substituir alguns componentes.

O conversor utilizado pode ser visto na Figura 5.3.

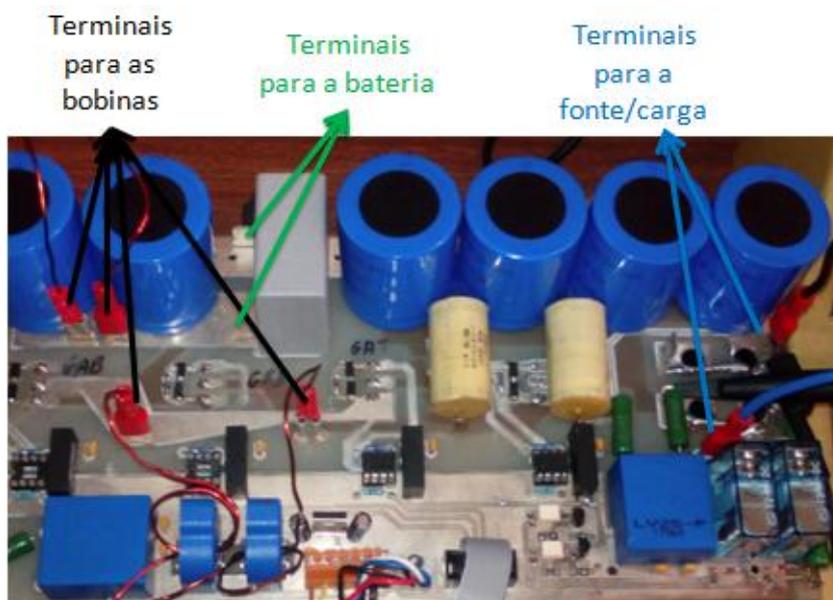


Figura 5.3 – Conversor *Interleaved* utilizado.

Na Figura 5.3 os IGBTs não são visíveis, isto acontece porque estes encontram-se soldados na parte inferior da placa, como demonstra a Figura 5.4.

Na parte inferior da placa onde está soldado o conversor podem ser vistos os quatro IGBTs e uma resistência. Esta resistência diz respeito à resistência de medida do sensor que mede a tensão na bateria.

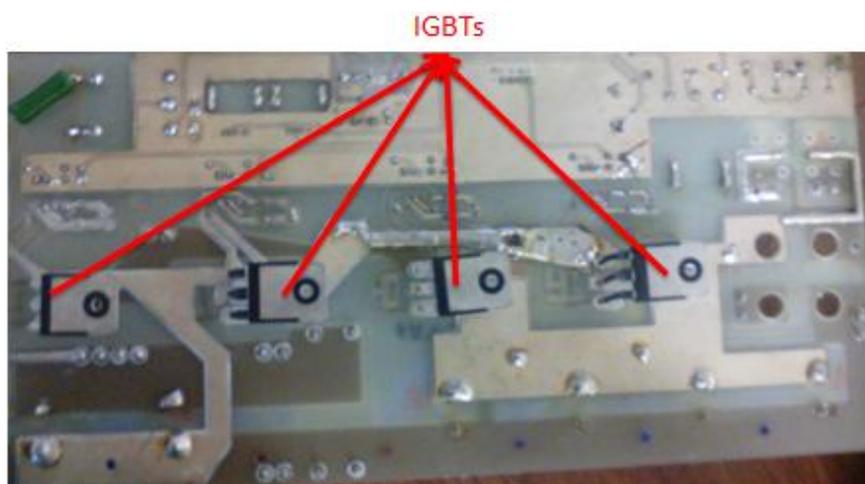


Figura 5.4 – Parte inferior da placa onde está soldado o conversor.

5.3.1. Conversor *Interleaved*

Como já referido anteriormente, o conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* utilizado já se encontrava quase na sua totalidade

desenvolvido no laboratório do GEPE. Para completar a montagem deste conversor foi necessário dimensionar duas bobinas, dimensionar e soldar as resistências de medida para os sensores, escolher o optoacoplador e verificar o funcionamento de todos os componentes integrantes do conversor.

Este conversor possui quatro IGBTs FGA25N120ANTD. Estes IGBTs suportam valores de tensão entre o coletor e o emissor até 1200 V e correntes até 25 A [34]. A tensão máxima entre a *gate* e o emissor é de 20 V [34].

Para que não haja nenhum erro ao ligar a fonte de energia e não exista nenhum pico de corrente prejudicial para o circuito para testes de baterias desenvolvido existe um sistema de pré-carga dos condensadores de entrada (lado da fonte). Esta pré-carga é feita através da ligação em série de uma resistência (resistência de pré-carga). Depois dos condensadores estarem carregados o utilizador deve enviar, através do terminal C#, um sinal para atuar um relé existente na entrada do circuito que faz um *bypass* à resistência de pré-carga.

Para garantir que não são colocados a comutar dois IGBTs do mesmo braço nem dois pares de IGBTs ao mesmo tempo o controlador foi programado para que quando o conversor funciona como *boost* o sinal de comando *duty_1*, responsável pela comutação dos IGBTs S_1 e S_3 , é colocado a zero. Por outro lado quando o conversor opera em modo *buck* o sinal de comando *duty_2*, responsável pela comutação dos IGBTs S_2 e S_4 , é colocado a zero. Foi desenvolvida ainda uma proteção por software que impede dois IGBTs do mesmo braço sejam ligados ao mesmo tempo.

5.3.2. Bobinas do Conversor CC-CC Buck-Boost Interleaved com Duas Células de Comutação

Como já foi referido o conversor implementado necessita de duas bobinas iguais. Inicialmente foram projetadas duas bobinas com núcleo de toroidal. O número de espiras pode ser obtido a partir da equação (5.1) [35]:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (5.1)$$

Onde:

- L é a indutância em mH;
- A_L é o índice indutivo. Este valor depende de núcleo para núcleo e é normalmente fornecido pelo fabricante;
- N é o número de espiras.

Apesar de ter sido iniciado o projeto de dimensionamento das duas bobinas, no final usaram-se duas bobinas existentes no laboratório do GEPE, cada uma delas com 1,42 mH. As bobinas usadas podem ser vistas Figura 5.5.

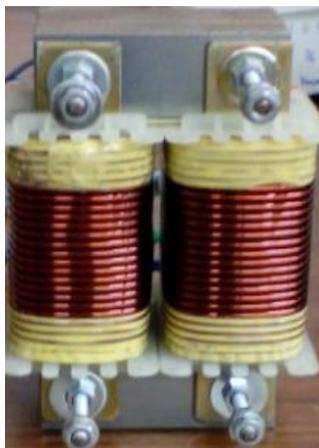


Figura 5.5 – Bobinas utilizadas no conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* com duas células de comutação.

5.3.3. Dissipador

Em sistemas de eletrónica de potência o dissipador de calor é, muitas vezes, um elemento fundamental para o bom funcionamento do circuito. Isto ocorre devido às perdas existentes no funcionamento de semicondutores de potência que, se não forem dissipadas podem aquecer em demasia o IGBT provocando a sua destruição.

Na implementação desta dissertação, como já referido, os semicondutores são IGBTs. No caso dos IGBTs usados foi necessário o uso de uma mica entre os IGBTs e o dissipador, para isolar os quatro IGBTs. Apesar destes IGBTs possuírem um furo para que o seu acoplamento ao dissipador seja feito com recurso a um parafuso, para garantir o contacto entre os IGBTs e o dissipador optou-se pelo uso de quatro barras de aço, uma para cada IGBT, revestidas com uma manga térmica colocadas de forma a pressionar os IGBTs contra o dissipador, garantindo assim uma maior uniformidade do contato efetuado. Na Figura 5.6 pode ser observado o dissipador usado.

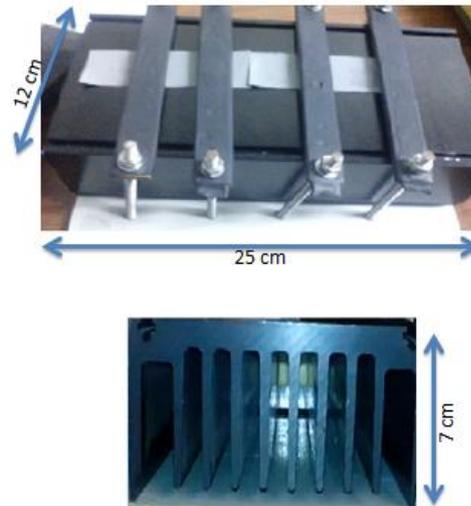


Figura 5.6 – Dissipador usado na dissertação.

Os IGBTs usados são pressionados pelas barras de aço contra o dissipador (em cima da mica), através do aperto dos parafusos colocados nas extremidades das barras, como demonstrado na Figura 5.7.



Figura 5.7 – Dissipador usado na dissertação.

5.3.4. Circuito de *Drive* dos IGBTs

O circuito de *drive* deve garantir o isolamento entre o circuito de controlo e a gate do IGBT. Este isolamento foi feito através de um optoacoplador. O optoacoplador é um componente do circuito muito importante pois além de isolar galvanicamente o circuito de potência do circuito de controlo, nesta aplicação, tem também um papel preponderante no circuito de *drive* para os IGBTs.

Foram utilizados quatro circuitos integrados HCPL 3120 [36], um para cada IGBT, da *Avago Technologies*. Este circuito integrado tem como princípio de funcionamento um díodo emissor de luz, que ao ser polarizado por uma corrente envia um feixe de luz a um foto-transístor que vai assim polarizar e entrar em condução gerando uma tensão à sua saída.

Na Figura 5.8 encontram-se um diagrama funcional do HCPL 3120 usado.

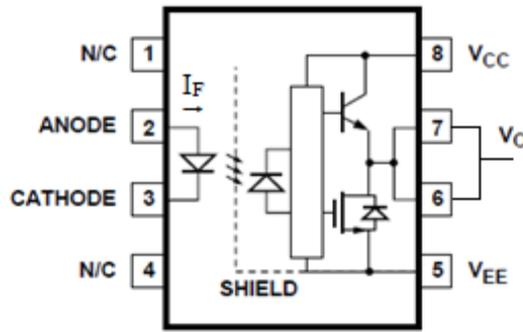


Figura 5.8 – Diagrama funcional do HCPL 3120 [36].

Estes optoacopladores possuem isolamento até 1414 V e podem ser alimentados com tensões entre 15 e 30 V. Os optoacopladores quando usados em circuitos *drive* são, normalmente alimentados por fontes de tensão isoladas. Para garantir a alimentação e o isolamento são utilizadas quatro fontes de tensão isoladas MEV1D1212DC da *Murata Power Solucinos*. Estas fontes possuem um isolamento até 3 kV e possuem três terminais de saída: +12 V, GND e -12 V [37]. A alimentação do HCPL foi feita através dos terminais V_{CC} e V_{EE} com tensões entre de +12 V e -12 V, respetivamente.

Para que o secundário do HCPL 3120 seja ativado a corrente de entrada, I_F , deve ser estar compreendida entre 7 mA e 16 mA. Caso a corrente de entrada seja superior a 16 mA pode-se comprometer o isolamento galvânico do circuito.

Para que o circuito integrado funcione como *drive* de gate do IGBT é necessário que a sua entrada esteja ligada à fonte do sinal PWM que comanda os IGBTs. Neste caso os sinais PWM são gerados no DSP mas passam pela placa de interface antes de chegar ao optoacoplador. Os sinais de PWM provenientes da placa de interface são fornecidos em tensão. Como o optoacoplador é ativo por corrente foi dimensionada e colocada uma resistência R na entrada do optoacoplador para ativar o diodo emissor de luz.

A resistência R foi dimensionada a partir da lei de ohm (equação (5.2)):

$$I_F = \frac{V_{PWM}}{R} \quad (5.2)$$

Sabendo que I_F deve ser estar compreendida entre 7 mA e 16 mA então:

$$7mA \leq \frac{V_{PWM}}{R} \leq 16mA$$

$$\frac{V_{PWM}}{7mA} \geq R \geq \frac{V_{PWM}}{16mA}$$

A Figura 5.9 representa a ligação feita entre a placa de interface usada e o circuito HCPL 3120. A saída do circuito integrado é ativada cada vez que o sinal PWM se encontra a 1, enquanto se o sinal PWM estiver a 0 a saída está também a 0, fazendo assim com que na saída do circuito integrado se obtenha um sinal idêntico ao sinal PWM gerado pelo DSP, mas com uma maior amplitude e sem comprometer o isolamento galvânico entre o circuito de controlo e o circuito de potência. [37].

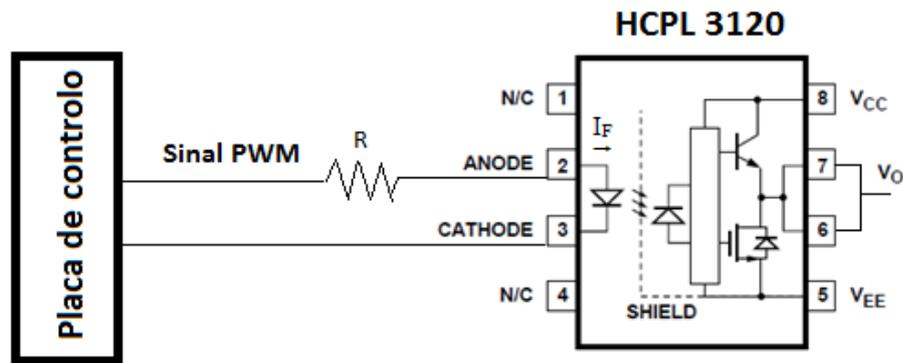


Figura 5.9 – Diagrama funcional da ligação entre a placa de interface e o HCPL 3120, [36].

Nesta aplicação em concreto a tensão do sinal PWM varia entre 0 e 3,3 V. Tendo por isso a resistência R de ter o seu valor compreendido entre 472Ω e 207Ω .

Para o correto funcionamento do conversor implementado foram necessários quatro circuitos de *drive*, um para cada IGBT.

5.4. Circuito de Controlo

O circuito de controlo é responsável por garantir o correto funcionamento de todo o equipamento assim como coordenar a comunicação entre o microcontrolador e o interface desenvolvido. O sistema de controlo deve ser capaz de medir as tensões e correntes do circuito e atuar de forma a obter o resultado para o qual foi previamente programado.

O circuito de controlo pode ser dividido em diversos circuitos mais pequenos. No âmbito desta dissertação de mestrado o circuito de controlo é constituído por cinco componentes principais: o DSP, os sensores, o circuito de condicionamento de sinal, o terminal C# e o circuito de deteção e memorização do erro.

Nesta dissertação o circuito de deteção e memorização do erro e o circuito de condicionamento de sinal estão combinados numa só placa física: a placa de interface.

5.4.1. Placa DSP

Para a realização do circuito para testes com baterias é imperativo o uso de um microcontrolador para gerir o sistema e coordenar a diversas tarefas a efetuar.

Nesta dissertação foi utilizado o DSP *TMS320F28027* da *Texas Instruments* [38]. Este DSP é vendido em conjunto com a respetiva placa de adaptação. Para o desenvolvimento do circuito para testes de baterias foi usado o conjunto C2000 Piccolo LaunchPad Evaluation Kit. Este conjunto pode ser visto na Figura 5.10.

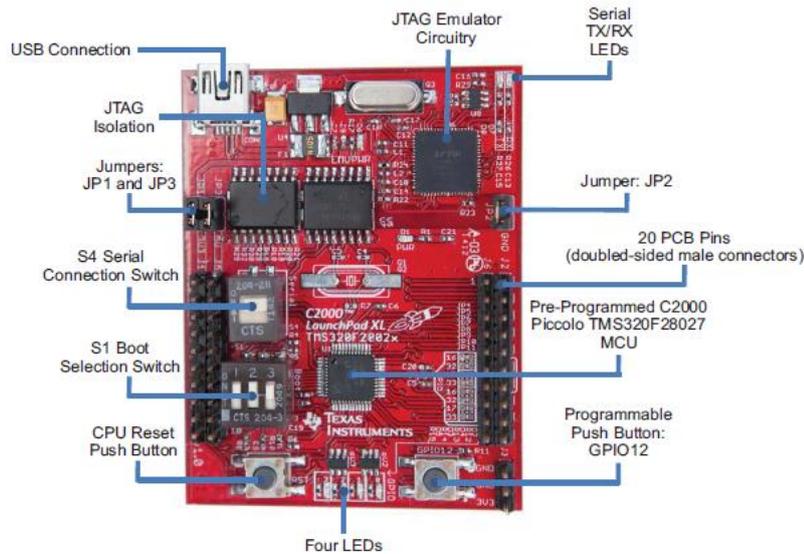


Figura 5.10 – C2000 Piccolo LaunchPad Evaluation Kit [38].

Esta placa de desenvolvimento, apesar do seu baixo custo, é uma solução funcional, sendo que possui: um CPU de 32-bits com frequência de relógio de 60 MHz, memória *on Board flash* de 32 KB, oito canais PWM (dos quais quatro podem ser programados para serem de alta resolução), treze canais ADC, quatro *timers* de 32-bits, permite comunicação série, já possui protocolo I2C, entre outros [39].

Nesta dissertação de mestrado foram utilizadas quatro saídas PWM, um *timer*, quatro canais ADC e comunicação série. A placa de desenvolvimento permite a partilha da alimentação com o circuito de controlo mas, como esta já está ligada a um computador via USB para a comunicação série, foi optado alimentar o DSP a partir dessa mesma porta USB.

A ferramenta de desenvolvimento utilizada para programar o DSP foi o *Code Composer Studio*. Esta ferramenta permite a programação da maioria do software desenvolvido em linguagem C. Esta ferramenta pode ser completada com a instalação da ferramenta *ControlSuite* que possui alguns exemplos e tutoriais para a introdução à ferramenta *Code Composer Studio* e ao DSP *TMS320F28027*, assim como algumas bibliotecas e funções pré-definidas que tornam a programação mais amigável para o

programador. Na Figura 5.11 encontra-se uma imagem do ambiente de desenvolvimento *Code Composer Studio*.

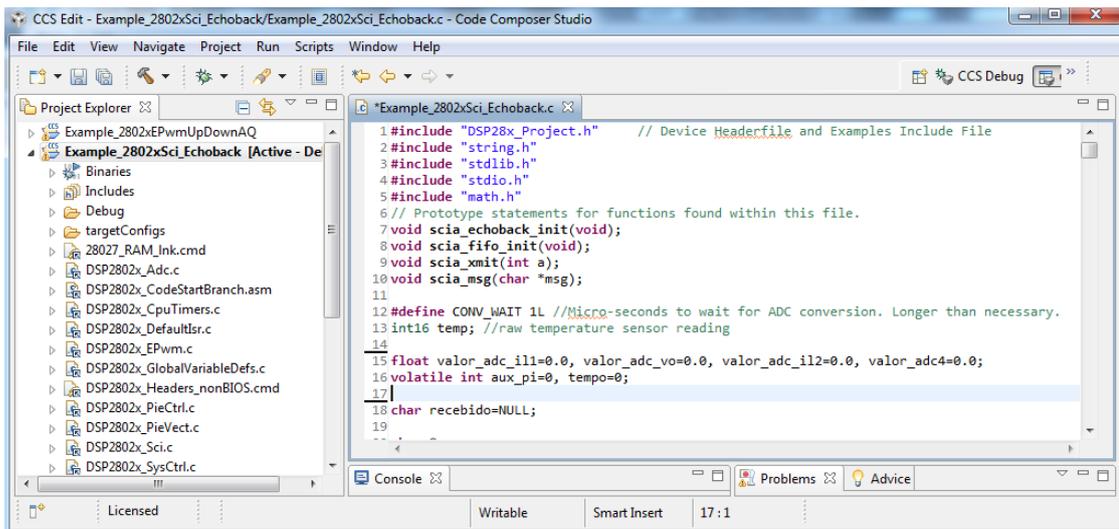


Figura 5.11 – *Code Composer Studio*

A ferramenta *Code Composer* além da programação do DSP permite ainda que sejam observadas, em tempo real, algumas variáveis internas do sistema. Estas variáveis para poderem ser observadas em tempo real têm de estar declaradas no sistema como variáveis globais.

5.4.2. Sensor de Tensão de Efeito de Hall

Para medir os sinais de tensão necessários ao bom funcionamento do sistema foram usados dois sensores de tensão de efeito de *Hall LV-25-p*. Este sensor pode ser visto na Figura 5.12.



Figura 5.12 – Sensor de tensão de efeito de *Hall LV-25-P* da *LEM* [40].

Este sensor é usado para medir tensões, sendo que na sua saída coloca uma corrente proporcional à tensão medida. A sua alimentação é feita entre 12 V e -12 V.

Para que o sensor funcione corretamente e o seu sinal de saída possa ser adquirido pelo ADC sob a forma de um sinal de tensão é necessário dimensionar duas resistências:

- Uma resistência de entrada R_1 , para que quando o valor medido é máximo a corrente na entrada do sensor seja igual à corrente nominal do primário (I_{pn}), tal como demonstra a equação (5.3) [40];

$$R_1 = \frac{V_{\max}}{I_{pn}} \quad (5.3)$$

- Uma resistência R_m para transformar o sinal de corrente da saída do sensor num sinal de tensão para que este possa ser adquirido pelo ADC. Esta resistência é dimensionada para que, quando o ADC lê o seu valor máximo, a corrente na saída do sensor seja igual à corrente nominal no secundário (I_{sn}). Os fabricantes recomendam que o valor desta resistência se encontre ente 100Ω e 350Ω . A equação (5.4) exprime a equação de cálculo da resistência R_M .

$$R_M = \frac{V_{\max_ADC}}{I_{sn}} \quad (5.4)$$

O esquema de ligações do sensor *LV-25-p* pode ser visto na Figura 5.13.

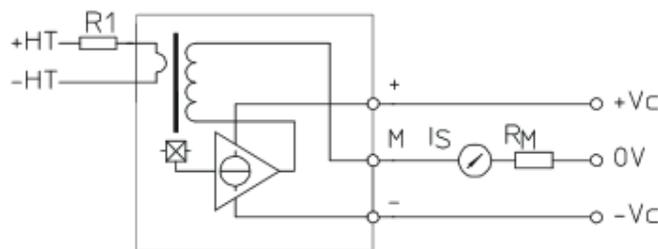


Figura 5.13 – Esquemático simplificado das ligações do sensor *LV-25 p* da *LEM* [40].

Nesta dissertação de mestrado são usados dois sensores de tensão com efeito de *Hall LV-25-p*. Estes sensores possuem um valor de I_{pn} nominal igual 10 mA, quando se usa a maior resolução do sensor e um valor de I_{sn} de 25 mA [40].

O primeiro sensor, colocado na entrada do conversor bidirecional CC-CC (lado onde são acoplados a carga ou a fonte) é dimensionado para medir 400 V, sendo que o valor das suas resistências é obtido substituindo os valores V_{\max} , I_{pn} , V_{\max} e I_{sn} nas equações 5.3 e 5.4.

$$R_1 = \frac{V_{\max}}{I_{pn}} = \frac{400}{0,010} = 40 \text{ k}\Omega$$

$$R_{m_vi} = \frac{V_{\max_ADC}}{I_{sn}} = \frac{3}{0,025} = 120 \text{ }\Omega$$

O segundo sensor encontra-se à saída do conversor bidirecional CC-CC (lado onde vai estar acoplada a bateria) e permite ler valores até 350 V, sendo que as suas resistências são calculas substituindo os valores V_{max} , I_{pn} , V_{max} e I_{sn} nas equações 5.3 e 5.4.

$$R_1 = \frac{V_{max}}{I_{pn}} = \frac{350}{0,010} = 35 \text{ k}\Omega$$

$$R_{m_vo} = \frac{V_{max_ADC}}{I_{sn}} = \frac{3}{0,025} = 120 \text{ }\Omega$$

5.4.3. Sensor de Corrente de Efeito de Hall

Para que o sistema de controlo funcione corretamente além dos sensores de tensão são necessários ainda dois sensores de corrente de efeito de *Hall* com janela para medir a corrente nas duas bobinas. A circuito para testes de baterias possui dois sensores de efeito de *Hall* *LTSR-15-AT* da *LEM*. Este sensor pode ser visto na Figura 5.14.



Figura 5.14 – Sensor de corrente de efeito de *Hall* com janela *LTSR-15-AT* da *LEM*.

Neste sensor o condutor por onde passa a corrente atravessa o próprio sensor e nos terminais de saída do mesmo é colocada uma tensão proporcional à corrente que passa no condutor. Devido ao facto do condutor atravessar o sensor, existe um isolamento galvânico entre o circuito de potência e o circuito de controlo.

O sensor *LTSR-15-AT* é alimentado entre 12 V e -12 V, é capaz de medir correntes entre -48 A e 48 A e a sua tensão de saída é dada pela equação (5.5) [41].

$$V_o = 2.5 \pm 0,625 \cdot \frac{I_P}{I_{PM}} \tag{5.5}$$

Onde:

- I_P é a corrente que passa no condutor e atravessa o sensor;
- I_{PN} é a corrente nominal no primário, este é um parâmetro do sensor e é fornecido pelo fabricante no datasheet do sensor. No caso do sensor *LTSR-15-AT* o valor de I_{PN} é igual a 15.

Na Figura 5.15 pode-se ver a tensão de saída em função da corrente medida pelo sensor. Na Figura 5.15 I_{PM} representa a corrente máxima medida pelo sensor.

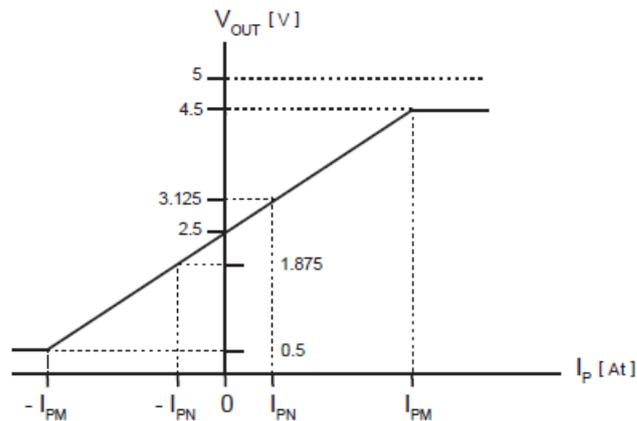


Figura 5.15 – Gráfico da relação entre a corrente medida e a tensão de saída do sensor de corrente *LTSR-15-AT* da LEM [41].

Nesta dissertação foi implementado o sensor *LTSR-15-AT* com uma particularidade importante. Esta particularidade reside no facto de se dar duas voltas com o condutor ao sensor, fazendo com que o sensor meça sempre o dobro da corrente que passa no condutor, reduzindo a gama de correntes medidas para metade. Apesar disto aumentamos a resolução do sensor.

Posto isto a gama de correntes medidas pelos sensores vai de -24 A até +24 A.

5.4.4. Placa de Interface

Para que os dados provenientes dos sensores possam ser adquiridos pelo ADC, estes têm de estar dentro dos valores limite para o mesmo. Os ADCs usados são os do DSP, sendo que a sua tensão máxima de entrada é de 3,3 V e o sinal para poder ser adquirido pelo ADC tem de estar sob a forma de tensão

A placa de interface já se encontrava no laboratório do GEPE, no entanto não estava totalmente assemblada, ou seja, apesar de o projeto PCB já estar concluído e já estar implementado todo o mecanismo de memorização de erro, faltavam ainda soldar alguns componentes, assim como todas as resistências referentes aos sensores e ao mecanismo de deteção de ocorrência de erro. A placa de interface pode ser vista na Figura 5.16.

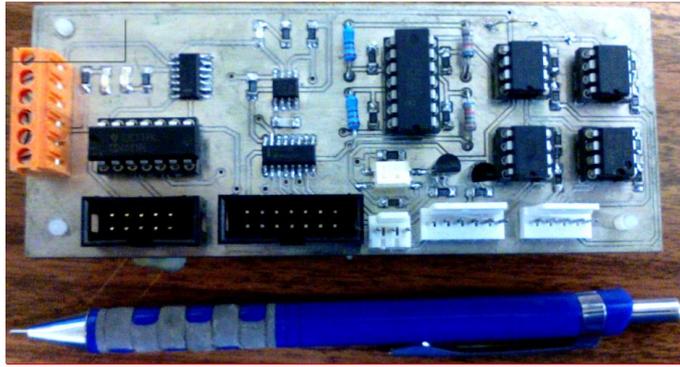


Figura 5.16 – Placa de interface utilizada

Esta placa contém as resistências necessárias para tornar os sinais dos sensores passíveis de ser adquiridos pelos canais de ADC, mecanismos de detecção e memorização de ocorrência de erro e mecanismos que possibilitam a coordenação dos vários sinais de comando gerados por software e hardware.

A placa de interface é responsável por adquirir os sinais provenientes dos sensores, transformá-los e fornecer esses sinais transformados aos ADCs do DSP. Esta placa é responsável ainda por receber os sinais de comando como o sinal *enable* ou o sinal de *reset* e ativar ou desativar as suas saídas. Ao mesmo tempo esta placa recebe os sinais de comando para os IGBTs e consoante os sinais de *enable* e de *erro* transmite-os ao circuito de *drive* para os IGBTs.

A placa de interface possui três LEDs, um vermelho e dois verdes, que indicam o estado de funcionamento em que se encontra a placa de interface. Se o LED vermelho estiver aceso significa que foi detetado e memorizado um erro, sendo que as saídas da placa de interface são automaticamente desabilitadas. Os LEDs verdes representam o estado das saídas da placa. Se os dois LEDs verdes estiverem acesos significa que a placa possui as suas saídas habilitadas, por outro lado, se apenas um dos LEDs se encontrar ligado a placa possui as suas saídas desabilitadas.

No que diz respeito aos sinais provenientes dos sensores de tensão estes são transformados através das resistências R_m . A transformação do sinal e o cálculo da resistência R_m já foram abordados no item relativo aos sensores de tensão

Os sinais provenientes dos sensores de corrente, apesar de já virem sob a forma de tensão, não podem ser fornecidos diretamente ao ADC do DSP, pois estes sinais possuem valores de tensão superiores aos permitidos pelos ADCs. Para contornar este problema recorreu-se a dois divisores de tensão (um para cada sensor de corrente). Este divisor tem a funcionalidade de quando a tensão de saída do sensor for máxima a tensão lida pelo ADC é de 3 V.

Na saída de cada sensor foi implementado um seguidor de tensão sem ganho para que, em caso de um pico de corrente no sensor os ADCs do DSP estejam protegidos.

Para detetar a ocorrência de um erro foi implementado um circuito de detecção de erro. Esse circuito compara o valor lido pelos sensores com uma referência e se este valor for superior à referência o sinal de erro é colocado a 1. Na Figura 5.17 encontra-se o circuito responsável por detetar a ocorrência de um erro, e de transformar o sinal proveniente do sensor noutra passível de ser adquirido pelo ADC.

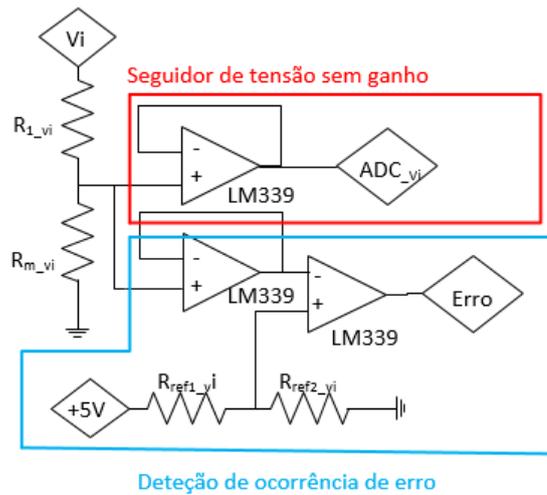


Figura 5.17 – Esquemático da implementação do seguidor de tensão sem ganho e do circuito para detetar a ocorrência de erro.

Neste caso o seguidor de tensão sem ganho funciona como proteção para o ADC do DSP, assim como para o próprio DSP, caso ocorra uma anomalia na saída do sensor, como por exemplo um pico de corrente que pode levar à destruição do DSP.

Os quatro seguidores de tensão em conjunto com os quatro mecanismos de detecção de ocorrência de erro na tensão ou na corrente podem ser vistos na Figura 5.18.

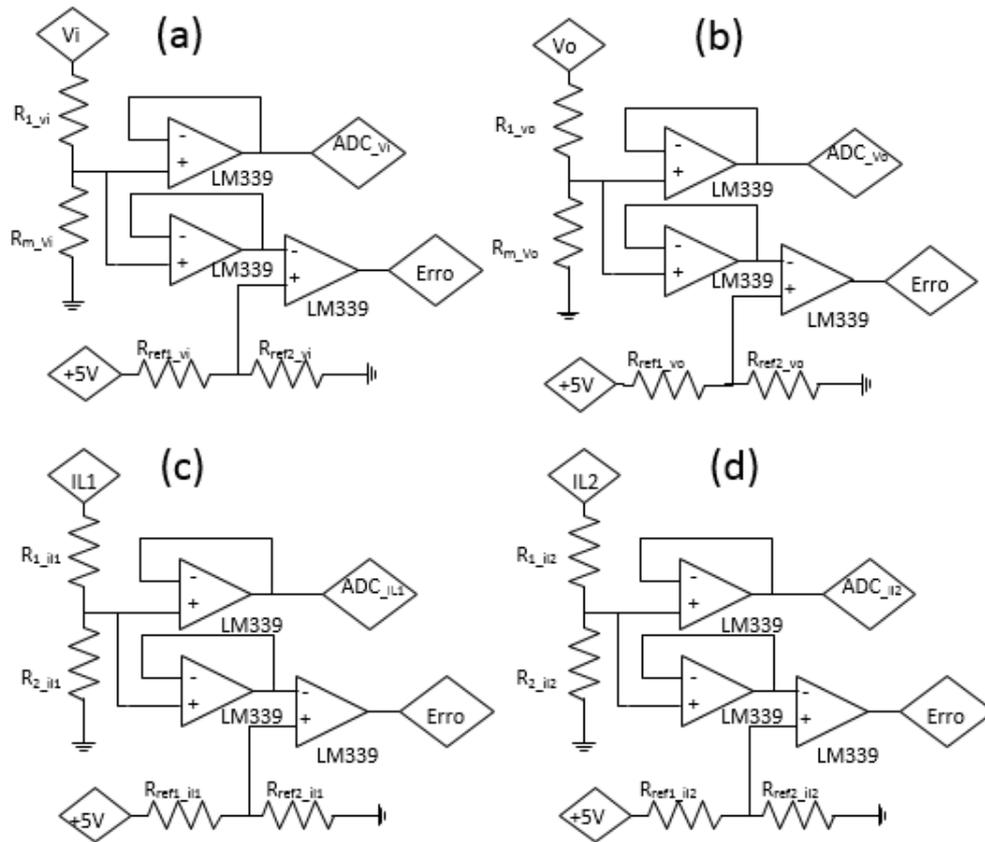


Figura 5.18 – Esquemático da implementação dos quatro seguidores de tensão sem ganho e dos quatro circuitos para detetar a ocorrência de erro.- (a)- referente ao sensor de tensão da entrada do conversor CC-CC; (b) - referente ao sensor de tensão da saída da do conversor CC-CC; (c) - referente ao sensor de corrente da bobina L_1 ; (d) - referente ao sensor de corrente da bobina L_2 .

Como a placa de aquisição de sinal usada já se encontrava no laboratório do GEPE, e foi projetada com um âmbito geral, na Figura 5.18 (a) e 5.18 (b) (V_i e V_o , respetivamente) possui espaço para quatro resistências SMD de entrada R_{I_Vi} , R_{m_Vi} , R_{I_Vo} e R_{m_Vo} sendo que para o efeito desejado nesta dissertação serão apenas usadas as resistências R_{m_Vi} e R_{m_Vo} , sendo que no lugar de R_{I_Vi} , e R_{I_Vo} foram colocados resistências SMD de 0Ω .

Para os sensores de tensão (V_i e V_o) o dimensionamento das resistências R_m (R_{m_Vi} e R_{m_Vo}) já foi abordado anteriormente, sendo que o seu valor é igual a 120Ω cada uma.

As referências das Figura 5.18 (a) e 5.18 (b) são iguais, logo R_{ref1_vo} é igual a R_{ref1_vi} e R_{ref2_vo} igual a R_{ref2_vi} . Para a criação da referência foi dimensionado um divisor de tensão capaz de, através de um sinal de 5 V disponível na placa de interface, criar uma referência de 3 V. Este valor corresponde aos máximos valores de tensão que o sistema permite, isto é, 350 V de tensão nas baterias e 400 V na fonte/carga. O valor destas resistências pode ser calculado através da equação 5.6.

$$V_{ref} = \frac{5 \cdot R_{ref2_vi}}{R_{ref2_vi} + R_{ref1_vi}} \quad (5.6)$$

Considerando que:

$V_{ref} = 3 \text{ V}$ e $R_{ref2_vi} = 10 \text{ k}\Omega$ obtém-se:

$$V_{ref} = \frac{5 \cdot 10000}{10000 + R_{ref1_vi}}$$

$$3 \cdot (10000 + R_{ref1_vi}) = 50000$$

$$R_{ref1_vi} = 6,7 \text{ k}\Omega$$

Posto isto, e visto que alguns valores de resistências não se encontram disponíveis no laboratório do GEPE foram usadas resistências SMD com os seguintes valores:

$$R_{ref1_vo} = R_{ref1_vi} = 6,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ref2_vo} = R_{ref2_vi} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{m_vi} = R_{m_vo} = 120 \text{ }\Omega$$

$$R_{l_vb} = R_{l_vo} = 0 \text{ }\Omega$$

Para os sensores de corrente (Figura 5.18 (c) e Figura 5.18 (d)) o mesmo princípio se adequa e a referência da Figura 5.18 (c) é igual à referência da Figura 5.18 (d) e os divisores de tensão utilizados são também idênticos.

Como a corrente máxima que passa em cada bobina foi definida como sendo 14 A, a tensão de saída do sensor de corrente pode ser obtida substituindo I_p por 28 (pois o condutor que transporta a corrente dá duas voltas ao sensor) e I_{pn} por 15 na equação 5.5.

$$V_o = 2,5 \pm 0,625 \cdot \frac{28}{15}$$

$$1,3 \text{ V} < V_o < 3,6 \text{ V}$$

Como esta tensão atinge valores superiores a 3 V as resistências R_{l_il1} e R_{2_il1} são usadas para criar um divisor de tensão que garanta que se a tensão de saída do sensor de corrente for de 3,6 V a tensão no ADC será de 3 V.

$$V_{ADC} = \frac{V_{sensor} \cdot R_{2_il1}}{R_{2_il1} + R_{1_il1}}$$

Considerando $V_{sensor} = 3,6 \text{ V}$ e $R_{2_il1} = 39 \text{ k}\Omega$:

$$3 = \frac{3,6 \cdot 39000}{39000 + R_{1_il1}}$$

$$3.(39000 + R_{1_il1}) = 3,6.39000$$

$$R_{1_il1} = 7,8 \text{ k}\Omega$$

Para detetar que a corrente está a ultrapassar o limite de segurança foi implementado um circuito de deteção de erro de forma a ativar o sinal de erro quando a tensão do ADC (V_{ADC}) atinge 2,8 V. Para isso foram dimensionadas as resistências R_{ref1_il1} , igual a R_{ref1_il2} e R_{ref2_il1} , igual a R_{ref2_il2} .

$$V_{ref} = \frac{5 \cdot R_{ref2_il1}}{R_{ref2_il1} + R_{ref1_il1}}$$

Considerando $V_{ref}=2,8 \text{ V}$ e $R_{ref2_il1}=10 \text{ k}\Omega$ obtém-se:

$$2,8 = \frac{5 \cdot 10000}{10000 + R_{ref1_il1}}$$

$$2,8.(10000 + R_{ref1_il1}) = 50000$$

$$R_{ref1_il1} = 7,86 \text{ k}\Omega$$

Apesar da vasta disponibilidade de resistências SMD no laboratório do GEPE existem alguns valores que não se encontram no laboratório. Devido a isto os valores usados são:

$$R_{ref1_il1} = R_{ref1_il2} = 7,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ref2_il1} = R_{ref2_il2} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{1_il1} = R_{2_il2} = 7,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{2_il1}, = R_{2_il2} = 39 \text{ k}\Omega$$

5.4.5. Circuito de Memorização Deteção de Erro

Em qualquer sistema é indispensável a existência de mecanismos de deteção da ocorrência de erros. Estes sistemas detetam a ocorrência de um erro e podem ou não atuar no sentido de anular e/ou corrigir o erro. O sinal de erro, como já foi referido é obtido através de uma comparação entre o valor lido pelos sensores e um sinal de referência. No entanto, detetar este sinal não chega, pois na ocorrência de um erro o sistema deve memorizar que ocorreu um erro e interromper o processo.

O mecanismo de deteção de erro implementado deteta se a tensão na entrada do conversor ou na bateria atinge valores perigosos para o sistema assim como se as correntes nas duas bobinas ultrapassam o máximo permitido. Em caso de deteção de erro o sistema interrompe o processo de imediato.

O circuito de memorização de erro já estava implementado na placa de interface e é feito através de um circuito integrado NE 555 [42]. Depois de ocorrido um erro este circuito utiliza flip-flops para manter o sinal de erro ativo até que o sinal de *reset* seja recebido. Por outro lado, a comutação ou não dos IGBTs depende da coordenação entre o *enable*, o sinal de erro e os sinais de PWM.

Para fazer esta coordenação recorreu-se às portas lógicas AND existentes no circuito integrado MC14081B [43].

Uma das portas lógicas AND do circuito integrado possui como entradas o sinal de *enable* e o sinal de *erro* negado, fazendo com a sua saída apenas seja ativada quando o sinal de erro estiver desligado e for dado o sinal de *enable*, como pode ser visto na tabela 5.1. O sinal de *Start* representa a saída desta porta AND.

Tabela 5.1 – Sinal *start* em função do sinal de erro e de *enable* .

Erro	Erro negado	<i>Enable</i>	<i>Start</i>
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	X	0
1	0	X	0

Quando o sinal de erro está ativo o sistema deve interromper imediatamente o processo sendo que, neste momento, os restantes sinais são indiferentes para o sistema.

As restantes portas lógicas são usadas para comparar o sinal de *start* com os sinais de comando para os IGBTs.

Na Tabela 5.2 podem-se ver as saídas para os circuitos de *drive* dos IGBTs em função dos sinais de comando para os os mesmos e do sinal de *start*.

Tabela 5.2 – Saída do circuito de deteção memorização e atuação em caso de erro, em função dos sinais de comando e de *start*.

<i>Start</i>	Comando S_1	Comando S_2	Comando S_3	Comando S_4	<i>PWM S</i> ₁	<i>PWM S</i> ₂	<i>PWM S</i> ₃	<i>PWM S</i> ₄
0	X	X	X	X	0	0	0	0
0	X	X	X	X	0	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0	0	0

Quando o sinal de *start* está desativado mesmo que o DSP esteja a gerar sinais de comando a placa de interface mantém os sinais PWM a zero não permitindo assim o funcionamento de circuito de potência.

Apesar de este circuito permitir que todos os IGBTs estejam ligados ao mesmo tempo, o sistema de controlo possui proteções para que tal não aconteça.

5.5. Algoritmos de Controlo

O algoritmo de controlo é parte fundamental desta dissertação de mestrado e foi desenvolvida na ferramenta de desenvolvimento *Code Composer Studio* em linguagem C. Os algoritmos de controlo desenvolvidos foram programados para funcionar no DSP *TMS320F28027* da *Texas Instruments* [38].

Como já referido anteriormente, o algoritmo de controlo teve de ser dividido em dois momentos, um para efetuar a carga da bateria e outro para efetuar os processos de descarga da mesma. Apesar do circuito para testes de baterias desenvolvido ter um/dois algoritmos principais que definem o comportamento da mesma, o sistema de controlo possui vários algoritmos mais pequenos. Estes algoritmos mais pequenos dizem respeito ao tipo de teste efetuado, ao critério de paragem, entre outros fatores que têm de ser controlados.

O algoritmo principal para processos de descarga pode ser visto na Figura 5.19.

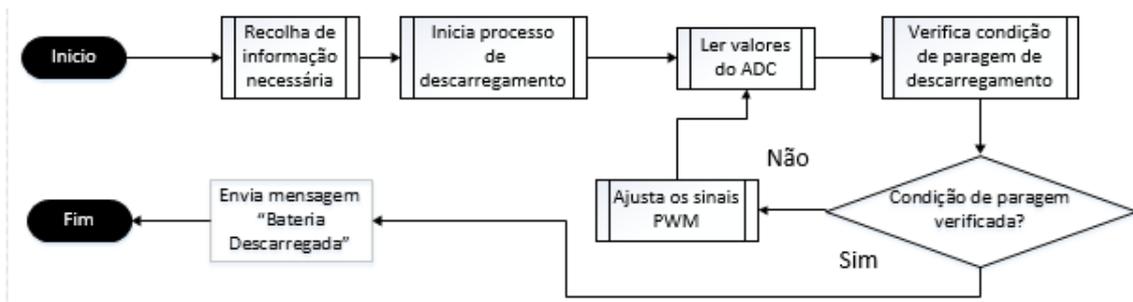


Figura 5.19 – Esquemático do algoritmo que rege o funcionamento de todo o sistema durante os processos de descarga.

Por outro lado na Figura 5.20 pode-se ver o algoritmo de controlo relativo aos processos de carga.

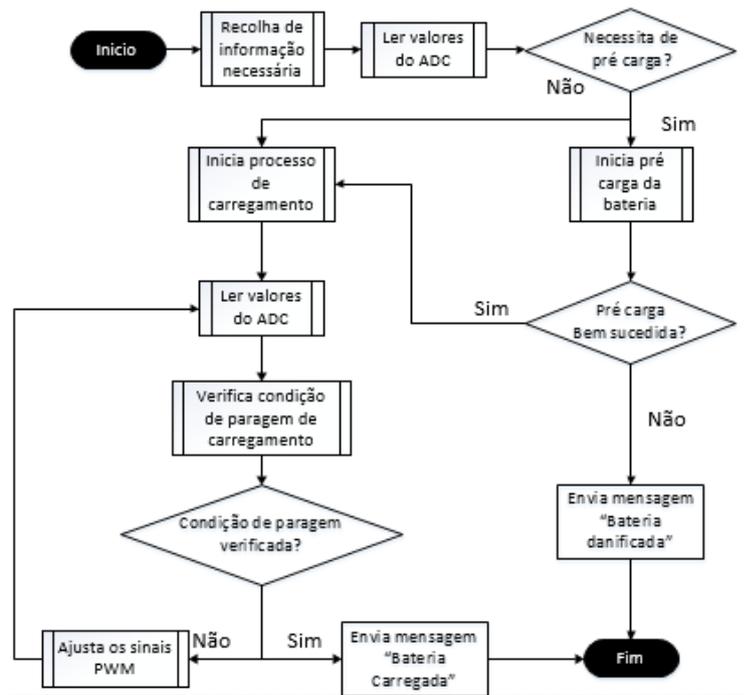


Figura 5.20 – Esquemático do algoritmo que rege o funcionamento de todo o sistema durante os processos de descarga.

No subprocesso “recolha de informação necessária” o sistema pede ao utilizador para introduzir as informações necessárias para efetuar o teste pretendido.

Após adquirida toda a informação necessária para a realização do teste escolhido, se o processo a efetuar for de descarga, dá-se início imediato ao mesmo. Por outro lado, se o processo a efetuar for um processo de carga o sistema verifica primeiro os valores de tensão da bateria e, se estes estiverem baixos (abaixo dos 80 % da tensão nominal), inicia um processo de pré-carga da bateria.

Nos subprocessos “inicia processo de descarregamento” e “inicia processo de carregamento” são enviados para a placa de interface os sinais de *enable* e de *reset*. Estes sinais são responsáveis por habilitar as saídas para os circuitos de *drive* dos IGBTs e limpar o erro, caso este tenha ocorrido no processo anterior.

No subprocesso “ler ADC” o sistema verifica se ocorreu algum erro, faz a aquisição dos sinais por parte do ADC e envia periodicamente os dados sobre o processo para o terminal da aplicação C#. O esquemático do algoritmo deste subprocesso pode ser visto na Figura 5.21.

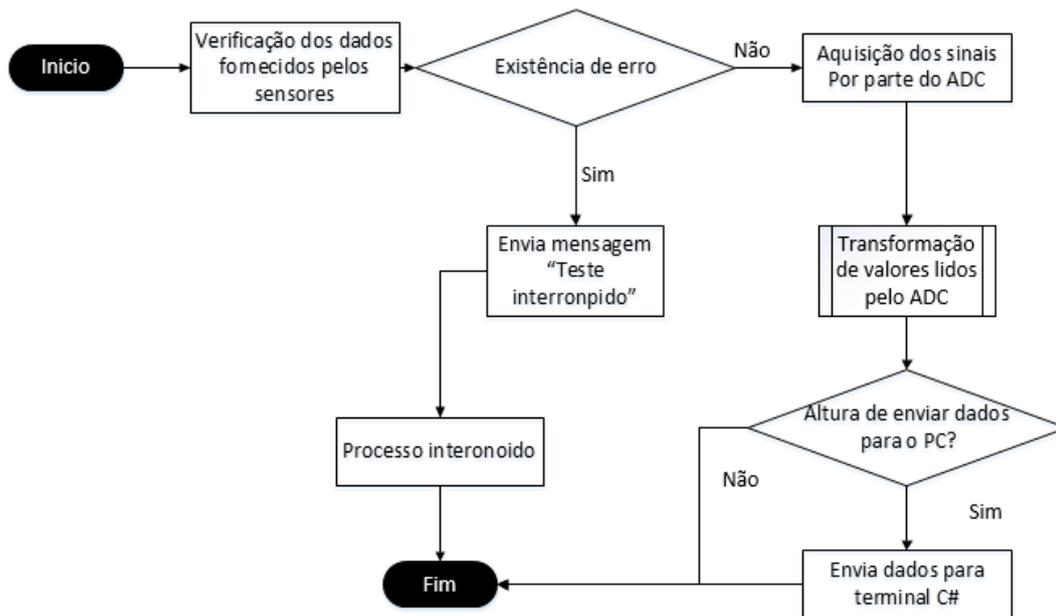


Figura 5.21 – Esquemático do algoritmo subprocesso Ler valores ADC.

Depois de efetuar a leitura dos sinais pelo ADC é necessário tratá-los, pois estes variam entre 0 e 4095, sendo que estes representam valores de tensão ou corrente. No subprocesso “Transformação dos sinais lidos pelo ADC” o sistema calcula o equivalente para os valores lidos pelo ADC em tensão e corrente.

Nos subprocessos “verifica condição de paragem de descarregamento” e “verifica condição de paragem de descarregamento”, o controlador compara os valores lidos pelo ADC com as condições de paragem pré definidas.

O subprocesso “Ajusta os sinais IGBT” contém um controlador PI. Este controlador é efetuado recorrendo as equações (4.1) a (4.5).

Os sinais de comando para os circuitos de *drive* dos IGBTs são gerados aos pares e desfasados entre eles 180 graus, ou seja, o sinal PWM 1 está desfasado 180 graus do sinal PWM 3, e o sinal PWM 2 está desfasado de 180 graus do sinal PWM 4. Os sinais PWM 1 e PWM 3 controlam os IGBTs responsáveis pelo carregamento da bateria os sinais PWM 2 e PWM 4 descarregam a bateria. Quando o par PWM 1 e PWM 3 está ativo o par PWM 2 e PWM 4 está desativado. Quando o par PWM 2 e PWM 4 está ativo o par PWM 1 e PWM 3 está desativado.

O DSP é responsável por ler os dados vindos dos sensores e ajustar continuamente, através de um controlador PI, os sinais de comando para os IGBTs.

Ao mesmo tempo que o DSP lê e ajusta os sinais de comando, envia, periodicamente, os valores lidos pelos sensores para a aplicação C#. Estes valores são enviados sequencialmente para a aplicação C#. Isto é feito de forma sequencial pois o

envio dos dados para a aplicação C# em simultâneo introduz demasiado atraso no sistema e descontrola o sistema de controlo.

5.6. Aplicação C#

Como já referido, para interação com o utilizador durante esta dissertação de mestrado foi desenvolvida uma aplicação C#. Esta aplicação foi desenvolvida no modo *console application* e tem um funcionamento simples, mas funcional.

A aplicação é responsável por pedir ao utilizador os dados sobre as baterias e o teste a efetuar, e enviar esses dados para o DSP. Juntamente com as instruções para o DSP, o sistema deve enviar o sinal de *enable* e de *reset* para dar início ao processo.

A receção de dados pela aplicação desenvolvida é feita através de uma interrupção porta série. Quando a aplicação recebe dados provenientes do DSP a interrupção é ativada e a aplicação efetua um conjunto de verificações para interpretar os mesmos. Estes dados podem conter informações sobre as correntes nas bobinas, as tensões do circuito, mensagem de erro ou mensagem de fim de processo.

Depois de decifrados os sinais vindos do DSP a aplicação calcula a media dos valores recebidos e, mostra, no seu terminal, os dados lidos pelos sensores assim como a média dos valores lidos. De seguida a aplicação guarda os dados dos sensores num dos quatro ficheiros texto criados. Cada ficheiro texto diz respeito a um sensor diferente. Para simplificar a posterior análise dos dados os valores sobre as tensões e correntes são guardados juntamente com a hora, minuto e segundo a que esses dados foram recebidos. Para a obtenção da hora a que os dados foram recebidos a aplicação C# recorre ao relógio do computador onde está a correr.

Quando a aplicação não se encontra a receber nenhum tipo de dados, e a interrupção porta série está desativada, a aplicação encontra-se à espera de um comando do utilizador. É permitido ao utilizador interromper a qualquer altura um determinado teste e de seguida, sem ter de voltar a inserir os dados sobre a bateria ou o teste a efetuar, recomeçar o mesmo.

Quando a aplicação é iniciada ou algum processo é terminado surge uma janela com os comandos implementados no sistema, assim como uma indicação sobre o que faz cada comando. Tal como demonstrado na Figura 5.22.

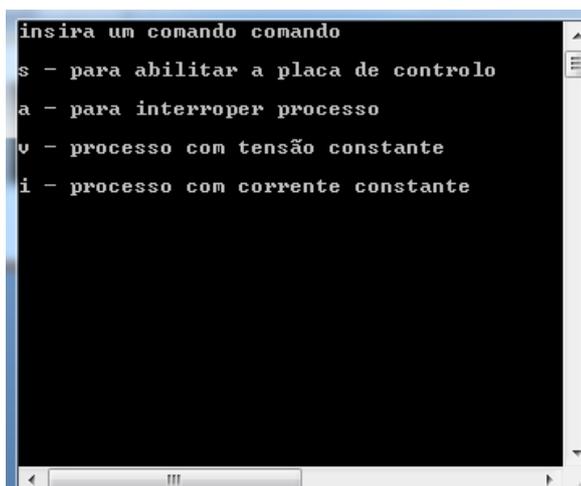


Figura 5.22 – Menu inicial da aplicação C# desenvolvida.

Depois de escolhido o comando, os dados são interpretados e existe uma serie de instruções que executam o algoritmo correspondente a cada comando. Se o comando inserido for relativo a processos de tensão ou corrente constante, a aplicação mostra uma mensagem onde pede a inserção dos dados relativos ao teste efetuado.

Durante os processos os resultados sobre a tensão e corrente aparecem nesta janela à medida que são enviados pelo DSP, como demonstrado na Figura 2.23.

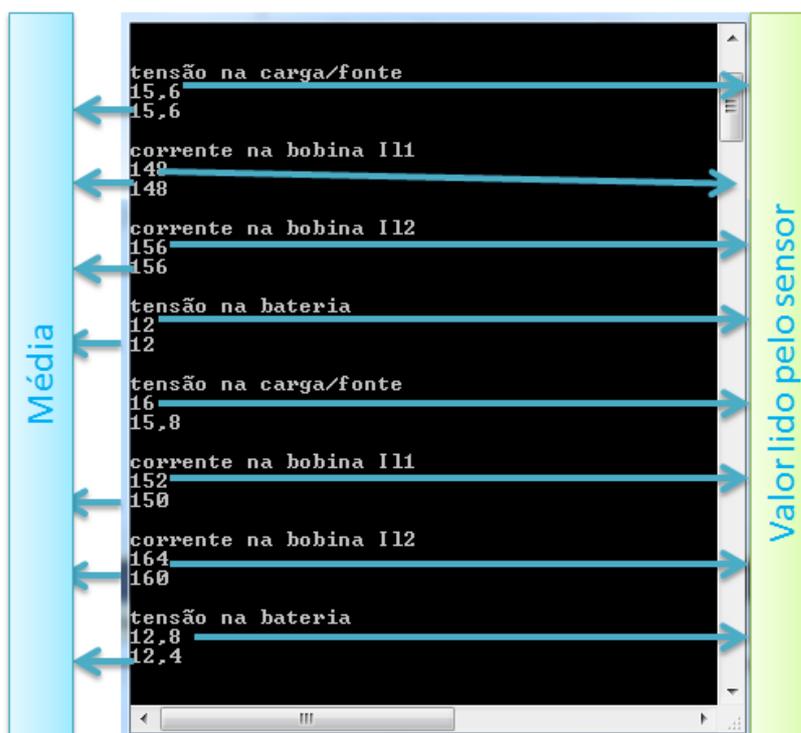


Figura 5.23 – Valores recebidos pela aplicação C#.

A aplicação C# quando recebe os dados sobre a tensão ou a corrente provenientes do DSP, interpreta esses dados e depois mostra-os no ecrã. Os valores das tensões e correntes medidas são acompanhados pela respetiva média.

5.7. Conclusões

Ao longo deste capítulo foi apresentado todo o trabalho prático relativo à implementação do circuito para testes com baterias. Iniciou-se pela apresentação geral da forma como o sistema está implementado. Seguidamente foi apresentado todo o hardware e software desenvolvido e usado ao longo da dissertação.

O trabalho prático desenvolvido foi dividido em duas partes distintas: o circuito de potência e o circuito de controlo.

No circuito de potência começou-se por apresentar o conversor *buck-boost* bidirecional *interleaved* com duas células de comutação que, como já referido, já se encontrava desenvolvido quase na sua totalidade, sendo apenas necessário acrescentar ao conversor duas bobinas e ajustar os circuitos de *drive* para os IGBTs.

No circuito de controlo é apresentado o DSP usado, assim como a ferramenta de programação *Code Composer Studio*. São ainda apresentados os sensores de tensão e de corrente usados em conjunto com os cálculos que justificam o valor das suas resistências de medida.

Neste capítulo encontra-se também a descrição do trabalho realizado no ajuste da placa de interface para esta aplicação em especial. A última parte do circuito de controlo diz respeito ao circuito de memorização e deteção em caso de erro.

Neste capítulo são ainda apresentados os algoritmos de controlo desenvolvidos para o correto funcionamento do circuito para testes de baterias. Estes foram desenvolvidos na ferramenta *Code Composer Studio*, em linguagem C e programados para funcionar no DSP *TMS320F28027* da *Texas Instruments*.

Por último, é apresentado o interface desenvolvido na ferramenta *Microsoft C# 2010*, em linguagem C#. Este terminal mostra e permite guardar os dados referentes ao teste efetuado.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais

6.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos, durante o funcionamento do circuito para testes de baterias. Os resultados experimentais resultantes desta dissertação dividem-se em duas partes: uma referente aos resultados experimentais efetuados para avaliar o funcionamento do conversor implementado; outra referente à apresentação gráfica dos dados guardados pelo sistema desenvolvido, relativo aos testes com baterias.

Uma parte dos resultados experimentais foi visualizada com recurso ao osciloscópio *TPS 2024* da *Tektronix*. Este osciloscópio possui quatro canais de entrada isolados e permite guardar, num cartão de memória, as formas de onda observadas no seu ecrã. Para a visualização das correntes do circuito foram usadas, em conjunto com o osciloscópio, duas pinças CC da *PROSYS*.

Os dados obtidos pelo circuito de testes desenvolvido são guardados num ficheiro de texto e podem ser visualizados, sob a forma de gráficos, com auxílio da ferramenta *Microsoft Excel*.

Neste capítulo são também apresentados os resultados experimentais do conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* com duas células de comutação, a funcionar no modo *buck* e no modo *boost*. Dentro destes dois modos de funcionamento são ainda apresentados os resultados para duas técnicas de controlo: uma com controlo da corrente e outra com controlo da tensão.

Numa primeira fase, para verificar o funcionamento do conversor implementado, sem correr o risco de danificar a bateria, foram usadas duas resistências ligadas em paralelo, com resistência equivalente igual a 15Ω , e uma fonte CC *HY3005D-3* da *Kaise* disponível no laboratório do GEPE. Esta fonte possui dois canais de saída, sendo que foram usados os dois canais ligados em serie perfazendo uma tensão de alimentação igual a 60 V e uma corrente máxima igual a 5 A.

Só depois de verificado o correto funcionamento do conversor, se utilizou o mesmo para efetuar a carga e a descarga de uma bateria.

Na Figura 6.1 pode ser visto o sistema implementado.

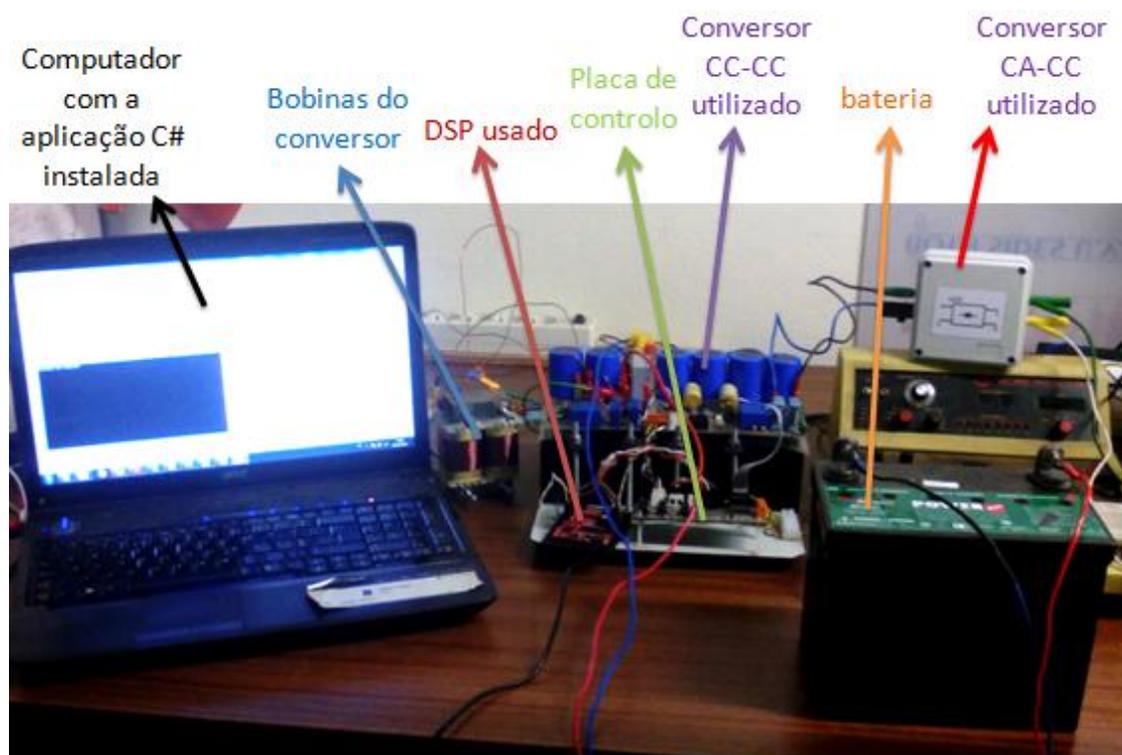


Figura 6.1 – Vista geral do sistema implementado

É de referir que apesar de na Figura 6.1 a bateria se encontrar sobre a bancada, quando o sistema é posto em funcionamento a bateria encontra-se pousada no chão, por razões de segurança.

6.2. Baterias

De forma a avaliar o comportamento do circuito para testes de baterias nos processos de carga e de descarga de uma bateria, foi utilizada uma bateria de ácido de chumbo *WCG-U1 AGM* da *Power Battery Company In*, com tensão nominal de 12 V e com capacidade nominal de 33 Ah. Como referido anteriormente, este tipo de baterias possui uma elevada taxa de confiabilidade e a sua resistência interna baixa permite correntes elevadas. Na Figura 6.2 é apresentada a bateria usada.



Figura 6.2 – Bateria de ácido de chumbo WCG-UI AGM da Power Battery Company In.

Na tabela 6.1 são apresentadas as características da bateria utilizada. Dentro destas, importa destacar a corrente de carregamento máxima, a corrente de descarga máxima, a tensão nominal e a tensão máxima.

Tabela 6.1 – Características técnicas das baterias WCG-UI [44].

Características	Valor nominal
Tensão	12 V
Tensão máxima de carregamento	14,2 V
Capacidade	33 Ah
Corrente máxima de descarga	245 A durante 1 minuto
Corrente máxima de carga	6,5 A
Impedância interna	7,33 mΩ
Gama de temperatura durante a carga	-50°C a 70°C
Gama de temperatura durante a descarga	-40°C a 60°C
Peso	12,11 kg
Dimensões	19,58 x 13,16 x 18,26 (mm)

6.3. Circuito de Drive dos IGBTs

O processo de testes com o conversor bidirecional *buck-boost* com configuração *interleaved* com duas células de comutação possuiu diversas etapas, sendo que se começou por verificar se os sinais de PWM gerado estava corretos e de acordo com as especificações necessárias.

Como foi referido para o correto funcionamento deste conversor são necessários quatro sinais de PWM, sendo dois usados no modo *buck* e dois no modo *boost*.

Na Figura 6.3 podem ser vistos os dois sinais de comando gerados pelo DSP para ativar o circuito de *drive* dos IGBTs S_1 e S_3 com *duty-cycle* igual a 50%.

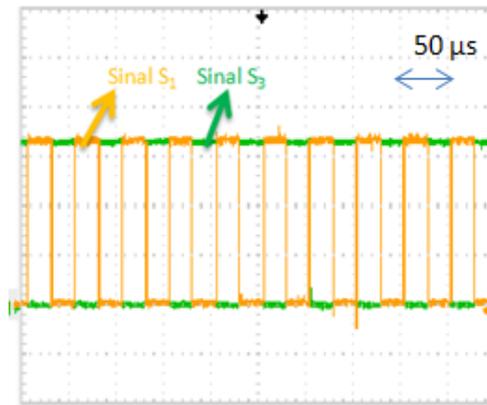


Figura 6.3 – Sinais de comando para os IGBTs S_1 e S_3 (1 V/div) com *duty-cycle* igual a 50%.

Tal como era previsto, e de acordo com as simulações realizadas, os sinais de comando encontram-se desfasados em 180 graus. Sendo este o único ponto de operação (*duty-cycle* igual a 50%) em que os dois IGBTs, S_1 e S_3 , não se encontram ligados ou desligados ao mesmo tempo. Na Figura 6.3 pode-se observar também que a amplitude dos sinais gerados pelo DSP é de 3,3 V.

Caso o sinal gerado possua *duty-cycle* inferior a 50% existem momentos em que os dois IGBTs se encontram deligados ao mesmo tempo. Por outro lado se o *duty-cycle* for superior a 50% há momentos onde os dois IGBTs se encontram ligados ao mesmo tempo. Na Figura 6.4 pode-se ver um caso onde os sinais de comando gerados para os IGBTs, S_2 e S_4 , com um *duty-cycle* superior a 50%.

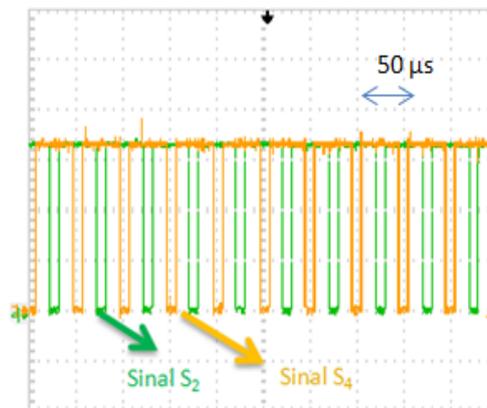


Figura 6.4 – Sinais de comando para os IGBTs S_2 e S_4 (1 V/div) com *duty-cycle* superior a 50%.

De referir que o comportamento descrito nas Figuras acima (6.3 e 6.4) são válidas quer para o par de sinais de comando S_1 e S_3 ou para o par S_2 e S_4 .

Depois de verificado o correto funcionamento dos sinais de comando para os IGBTs foi verificado se os sinais de *enable* e de *reset* estavam a ser enviados pelo DSP e a ser recebidos corretamente pela placa de interface Isto foi feito recorrendo aos LEDs da placa de interface. Esta quando se liga encontra-se com o sinal de erro a 1 e com as

suas saídas desabilitadas, logo o LED vermelho ligado e um dos LEDs verdes delgado. Por outro lado quando a placa de interface possui os seus dois LEDs verdes acesos significa que as suas saídas estão habilitadas. Através do envio dos sinais de *enable* e de *reset* para a placa de interface verificou-se, se a alteração no estado da placa de interface estava de acordo com o sinal enviado.

Depois de verificar o correto funcionamento dos sinais de comando dados pelo DSP foram testados os circuitos de *drive* dos IGBTs e posteriormente o conversor foi colocado em funcionamento com uma carga resistiva no lugar da bateria e uma fonte CC na entrada do conversor.

Na Figura 6.5 podem ser vistas as formas de onda das correntes nas bobinas assim como os respectivos sinais de PWM para os IGBTs.

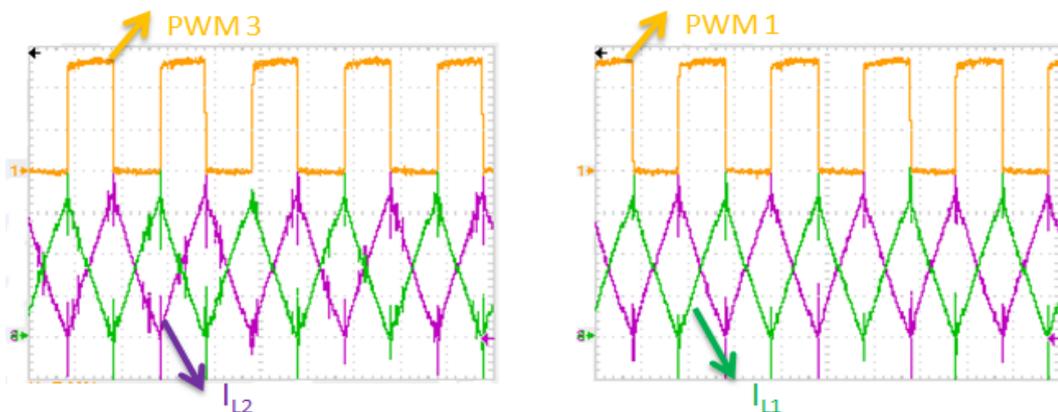


Figura 6.5 – Forma de onda da corrente (I_{L1} e I_{L2} - 1 A/div) nas duas bobinas e sinais PWM (PWM 1 e PWM 2 - 5 V/div) para os IGBTs.

Pode ser observado na Figura 6.5 que, tal como os sinais de PWM para os IGBTs, as correntes nas duas bobinas estão desfasadas 180 graus. O caso apresentado diz respeito ao ponto de funcionamento ótimo do conversor, ou seja, ponto onde o *duty-cycle* dos sinais de PWM é igual a 50%.

A saída dos circuitos de *drive* para os IGBTs tem um comportamento idêntico ao sinal de comando respetivo, mas com uma maior amplitude. Nesta dissertação os sinais de PWM que controlam as comutações dos IGBTs possuem amplitude igual a 12 V. Como pode ser comprovado na Figura 6.5 esta tensão é suficiente para efetuar a comutação dos IGBTs usados.

6.4. Controlador PI

Depois de verificado o correto funcionamento do circuito de *drive* dos IGBTs foi necessário verificar o correto funcionamento do controlador PI.

Apesar do controlador PI implementado ter o mesmo modo de funcionamento do controlador PI simulado, foram feitas algumas alterações no mesmo de modo a adapta-lo para aplicar na prática. As equações implementadas no controlador PI utilizado são as mesmas que foram usadas nas simulações (equações (4.1) a (4.5)), no entanto os ganhos k_e e k_i tiveram de ser ajustados. O ajuste destes dois ganhos permitiu ao equipamento um incremento do valor do *duty-cycle* de forma suave, fazendo com que o incremento do sinal PWM para os IGBTs seja também suave. No processo de carregamento de uma bateria uma pequena variação da tensão de carregamento pode originar variações consideráveis na corrente de carga.

Para o correto funcionamento do sistema é necessário que o sistema mude os valores de k_e e k_i consoante a técnica de controlo (controlo da corrente ou da tensão) que se pretende, pois os valores dos erros possuem grandezas diferentes nos dois casos.

Na Figura 6.6 são apresentadas as formas de onda das correntes nas bobinas do conversor e da tensão na bateria, quando o controlador é programado para operar como *buck interleaved* e colocar na carga uma tensão igual a 20 V.

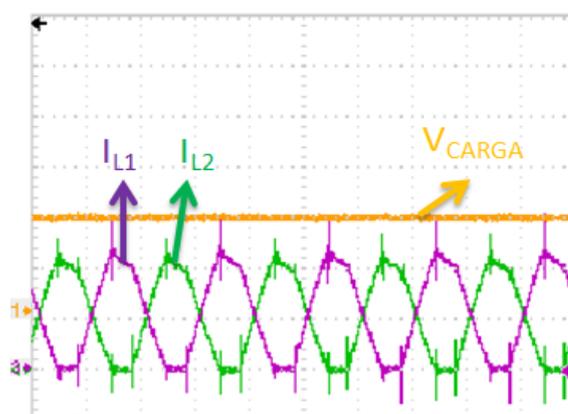


Figura 6.6 – Formas de onda das correntes nas duas bobinas do conversor (I_{L1} e I_{L2} - 1 A/div) e da tensão na carga (V_{carga} - 10 V/div) durante o modo de funcionamento *buck* com controlo da tensão na carga.

Quando se controla a corrente é necessário o uso de dois controladores PI, pois neste caso, ao contrário na técnica que controla a tensão de saída do circuito, são calculados dois erros e dois *duty-cycle*, um para cada bobina. Apesar dos controladores PI serem idênticos os valores dos sinais PWM gerados possuem resultados ligeiramente diferentes, como se pode ver na Figura 6.7.

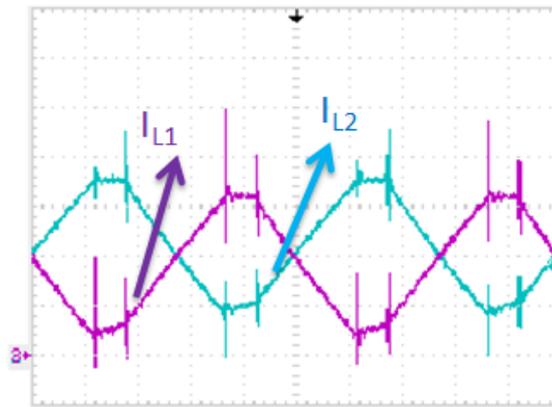


Figura 6.7 – Formas de onda das correntes nas duas bobinas do conversor (I_{L1} e I_{L2} - 1 A/div).

A diferença verificada no valor médio das ondas deve-se também ao facto de as leituras efetuadas pelos ADC não serem totalmente precisas. Isto traduz-se em valores diferentes de PWM para cada IGBT, gerando assim correntes com valor médio diferentes.

Apesar desta discrepância o controlador atua no sentido de manter a corrente na carga com valor constante, conforme representado na Figura 6.8.

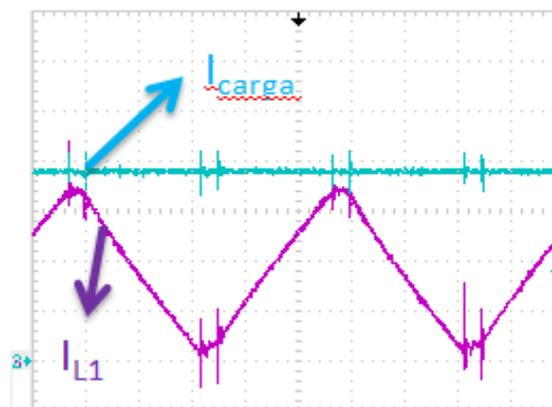


Figura 6.8 – Formas de onda das correntes na bobina I_{L1} e na saída do conversor (I_{L1} e I_{carga} - 1 A/div) durante o modo de funcionamento *buck* com controlo da corrente da corrente.

Importa referir que apesar dos valores das corrente I_{L1} e I_{L2} não possuírem o mesmo valor médio o desfasamento de 180 graus entre elas é constante. Este desfasamento contribui para a redução do *ripple* da corrente de saída do conversor.

Para corrigir esta diferença foram adicionadas algumas condições e proteções por software, para que quando os sinais de PWM possuam diferenças consideráveis o controlador atue de forma a tentar anular estas diferenças.

Na Figura 6.9 encontram-se as formas de onda das correntes nas duas bobinas, da tensão na carga e da tensão na fonte durante o funcionamento como *buck interleaved*.

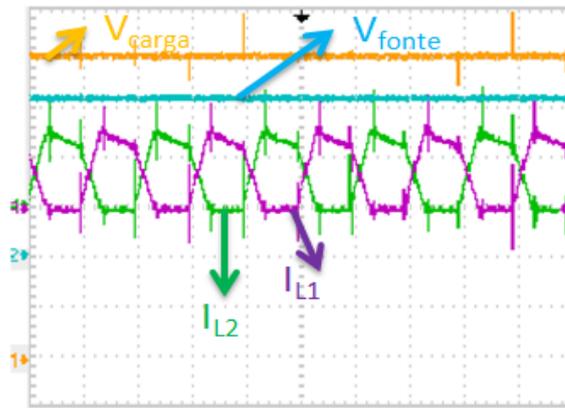


Figura 6.9 – Formas de onda das correntes nas bobinas (I_{L1} e I_{L2} – 0.5 A/div), tensão na carga (V_{carga} – 2 V/div) e a tensão na fonte (V_{carga} – 20 V/div).

6.5. Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional com Topologia Interleaved com Duas Células de Comutação

Como já referido, o conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional com topologia *interleaved* com duas células de comutação pode funcionar como *buck* ou como *boost* consoante os sinais de comando gerados. Para visualização dos resultados foi convencionado que o sentido positivo da corrente acontece quando o conversor funciona no modo *buck*, ou seja, quando se efetua a carga da bateria.

6.5.1. Funcionamento no Modo Buck

Este modo de funcionamento efetua a carga da bateria. Para validar o funcionamento do conversor, antes de acoplar a bateria, foi usada uma fonte CC e uma carga resistiva com resistência igual a 15Ω no lugar da bateria.

Na Figura 6.10 encontram-se as formas de onda das correntes nas bobinas, da tensão da fonte e da tensão na carga. As formas de onda foram retiradas quando o conversor operava com *buck* e estava programado para manter a corrente na carga constante e igual a 3 A.

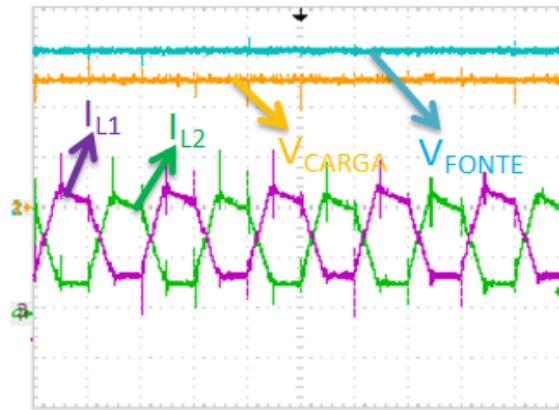


Figura 6.10 – Formas de onda das correntes nas bobinas (I_{L1} e I_{L2} – 1 A/div), tensão na carga (V_{carga} – 5 V/div) e a tensão na fonte (V_{fonte} – 20 V/div).

Como esperado a tensão de entrada do circuito é maior que a tensão de saída do mesmo, e as correntes das duas bobinas possuem valor médio centrado em 1,5 A. Como as correntes estão desfasadas 180 graus a soma das duas correntes apresenta um *ripple* reduzido. Na Figura 6.11 encontram-se as formas de onda da corrente na carga e na bobina L_1 , assim como a tensão da fonte e da carga.

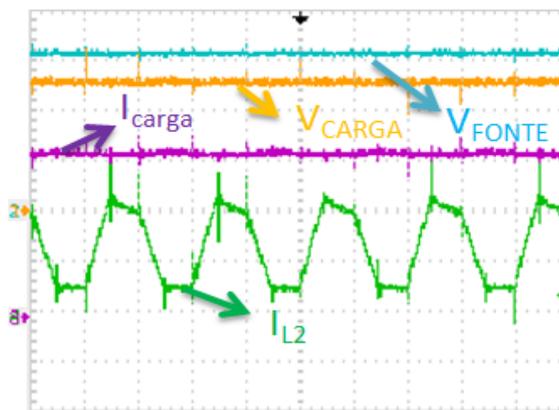


Figura 6.11 – Formas de onda das correntes na bobina L_1 e na carga (I_{L1} e I_{carga} – 1 A/div), tensão na carga (V_{carga} – 5 V/div) e a tensão na fonte (V_{carga} – 20 V/div).

Apesar das correntes na duas bobinas apresentarem um *ripple* considerável, a corrente na saída do conversor é tendencialmente constante e apresenta um *ripple* reduzido.

6.5.2. Funcionamento no Modo Boost

Este modo de funcionamento efetua o descarregamento da bateria. Tal como no funcionamento como *buck*, este modo de funcionamento foi verificado antes de se acoplar a bateria ao circuito. Durante este modo de funcionamento foi usada uma fonte CC no lugar da bateria e uma carga resistiva com resistência igual a 15 Ω .

Na Figura 6.12 encontram-se as formas de onda da corrente na carga, na fonte CC, e as respetivas tensões. A corrente na fonte possui um valor negativo pois, tal como referido ao longo deste capítulo, foi convencionado que o sentido positivo da corrente na bateria ocorre quando esta está a receber energia.

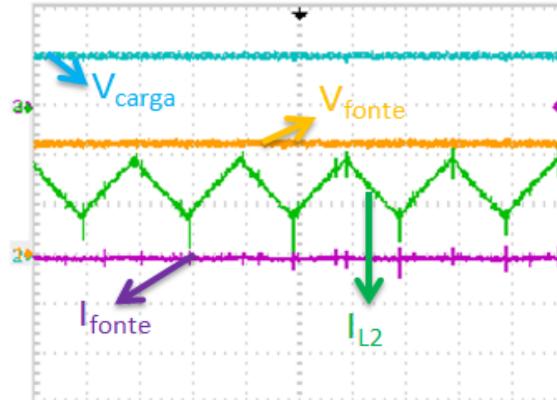


Figura 6.12 – Formas de onda das correntes fonte e na carga (I_{Fonte} e $I_{carga} - 1$ A/div), tensão na carga e a tensão na fonte (V_{carga} e $V_{fonte} - 2$ V/div).

Apesar da corrente na fonte ser igual a soma das correntes nas bobinas, o *ripple* verificado nas formas de onda das correntes das bobinas não se verifica na forma de onda da corrente da saída do conversor. Isto deve-se ao facto de as correntes nas bobinas estarem desfasadas 180 graus. Este desfasamento faz com que quando se somam as duas correntes o *ripple* de uma das correntes anula o *ripple* da outra. Além do desfasamento a presença de um filtro capacitivo na saída do conversor também ajuda a reduzir o *ripple* da onda gerada.

Na Figura 6.13 encontram-se as formas de onda da tensão na fonte, da tensão na carga, e das correntes na fonte e na bobina L_2 .

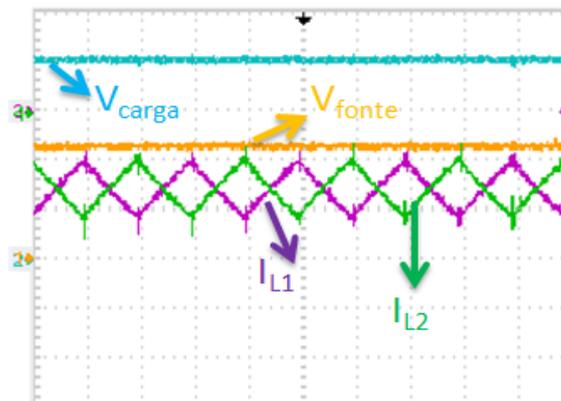


Figura 6.13 – Formas de onda das correntes fonte e na carga (I_{L1} e $I_{L2} - 1$ A/div), tensão na carga e a tensão na fonte (V_{carga} e $V_{fonte} - 5$ V/div).

6.6. Carregamento de uma Bateria

Como já referido, para testar o funcionamento do circuito para testes de baterias desenvolvido foi utilizada uma bateria de ácido de chumbo *WCG-UI AGM* da *Power Battery Company Inc.* O carregamento da bateria foi efetuado tendo em conta dois métodos de carregamento: o carregamento com tensão constante e o carregamento com corrente constante. Após cada um dos processos os dados armazenados são exportados para a ferramenta *Microsoft Excel* onde são gerados os respetivos gráficos de carga e descarga.

6.6.1. Carregamento com Corrente Constante

Durante este processo de carregamento o sistema carrega a bateria com uma corrente constante. A corrente de carregamento é definida no início do carregamento e o controlador aumenta progressivamente o *duty cycle* dos respetivos IGBTs até que seja atingida essa corrente. Quando o sistema atinge a corrente de carregamento pretendida, esta é mantida até a tensão de carregamento atingir a tensão máxima definida para o carregamento. Quando esta tensão é atingida o processo é terminado.

Na Figura 6.14 pode-se ver um gráfico, construído com os dados fornecidos pelo circuito de testes desenvolvido, onde se vê a evolução da tensão de carregamento durante a carga da bateria.

Durante este processo de carregamento a bateria foi carregada com uma corrente constante e igual a 3 A, (1.5 A em cada bobina). A tensão máxima do processo efetuado foi definida como sendo 12.5 V.

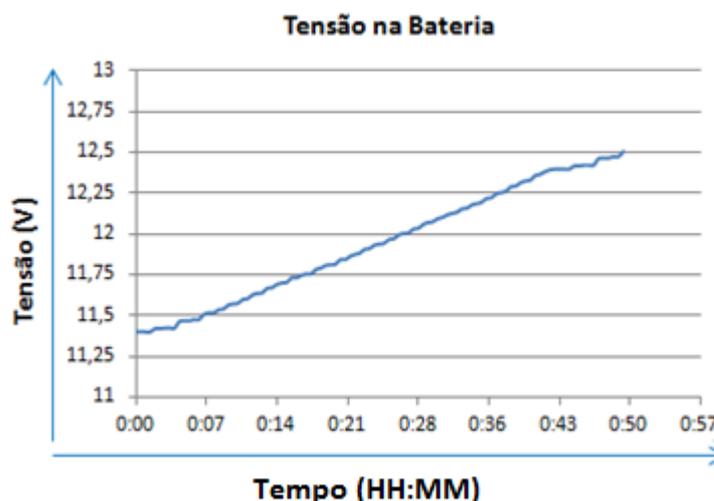


Figura 6.14 – Evolução da tensão de carregamento ao longo do tempo de carregamento de uma bateria de ácido de chumbo *WCG-UI AGM* da *Power Battery Company Inc* com corrente constante.

Como previsto, à medida que o tempo de carregamento se prolonga a tensão na bateria aumenta. Quando é atingida a tensão de paragem do carregamento o processo é terminado. A tensão de paragem do carregamento escolhida para este teste não corresponde à carga total da bateria, mas sim a uma carga parcial. Apesar do teste carregar parcialmente a bateria o resultado proveniente do mesmo valida o correto funcionamento do processo e do equipamento desenvolvido.

Nas figuras 6.15 e 6.16 pode-se ver o gráfico da corrente da bobina L_2 e da bobina L_1 , respetivamente, construído a partir dos valores fornecidos pelo circuito para testes de baterias.

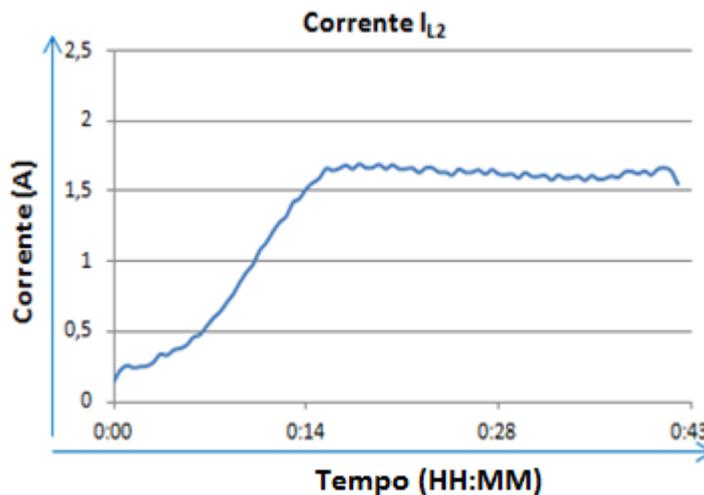


Figura 6.15 – Evolução da corrente na bobina L_2 do conversor durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo WCG-UI AGM da *Power Battery Company Inc* com corrente constante.

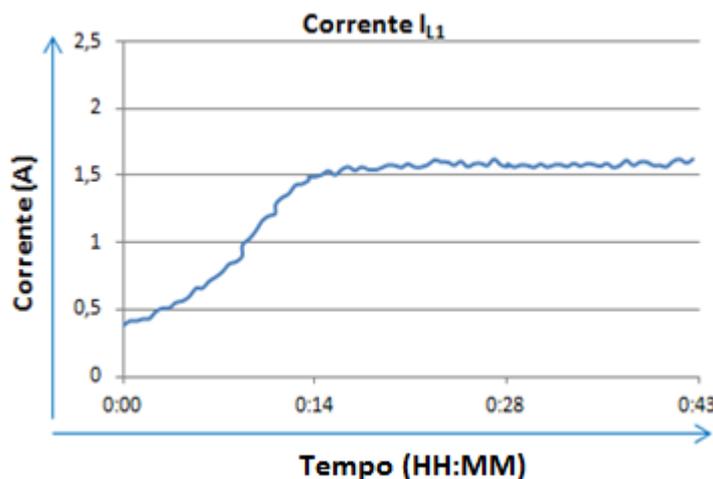


Figura 6.16 – Evolução da corrente na bobina L_1 do conversor durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo WCG-UI AGM da *Power Battery Company Inc* com corrente constante.

Tal como esperado as correntes nas duas bobinas possuem um comportamento semelhante. As diferenças entre os valores das duas correntes (I_{L1} e I_{L2}) devem-se a

erros inerentes aos ADC, assim como alguma imprecisão resultante do tratamento de dados efetuado.

A corrente de carga resulta de soma das correntes nas bobinas e a sua evolução pode ser vista da Figura 6.17.

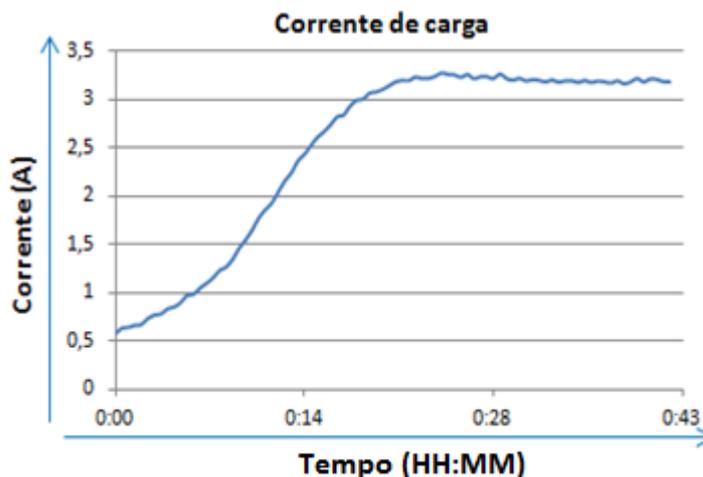


Figura 6.17 – Evolução da corrente de carga durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo WCG-UI AGM da Power Battery Company Inc com corrente constante.

Como previsto a o equipamento desenvolvido atua de forma a colocar uma corrente constante e igual a 3 A a carregar a bateria. No início do processo a corrente de carga aumenta gradualmente com o aumento do *duty cycle* dos sinais PWM gerados. Quando a corrente de carga atinge o valor pretendido o equipamento mantém esta corrente tendencialmente constante até ao fim do processo. O processo é terminado quando a tensão aos terminais da bateria atinge 12.5 V.

A corrente de carga não possui valor igual a 3 A como esperado, sendo que isto se deve, mais uma vez, a erros na leitura dos sinais por parte dos ADCs que influenciam os valores da corrente e tensão guardados. Por outro lado as oscilações dos sinais medidos pelos ADCs têm impacto direto no sinal PWM gerado, uma vez que os valores medidos são usados no controlador PI.

6.6.2. Carregamento com Tensão Constante

Durante este processo o sistema coloca uma tensão constante aos terminais da bateria, não existindo controlo da corrente de carga.

Este processo inicia-se com uma corrente de carga elevada sendo que esta diminui à medida que a bateria se carrega. A corrente de carga está dependente da tensão de carregamento.

O gráfico da Figura 6.18 foi construído com base nos dados guardados pelo equipamento desenvolvido e diz respeito à tensão de carregamento durante o processo

de carga de uma bateria com tensão constante. A tensão de carga foi definida como sendo 13,5 V.

O processo de carregamento é terminado quando a corrente atinge um mínimo pré definido. Neste caso o processo termina quando a corrente de carregamento desce para os 2 A.

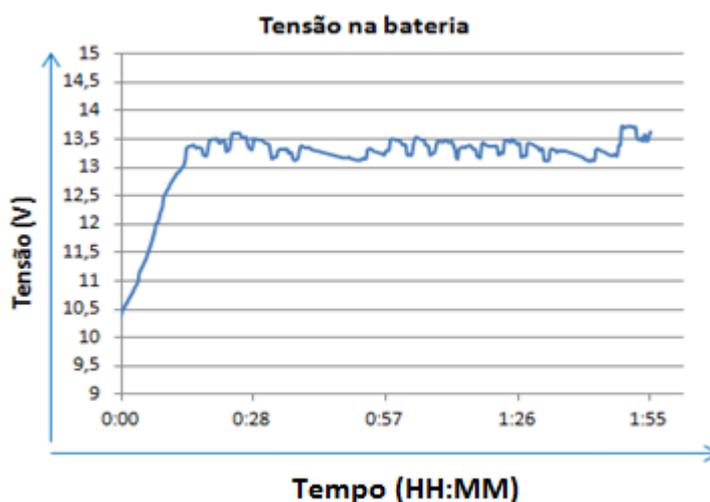


Figura 6.18 – Evolução da tensão de carregamento durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo WCG-UI AGM da *Power Battery Company Inc* com tensão constante.

Como esperado a tensão de carregamento no início do processo é igual a tensão na bateria e aumenta suavemente até ao valor pretendido. Depois de atingido este valor a tensão é mantida até ao final do processo. Devido a alguns erros no ADCs, erros no tratamento de dados, entre outros a tensão de carregamento apresentada não é totalmente constante ao longo do tempo, sendo que apresenta ligeiras variações. Apesar disto, o valor da tensão de carregamento é tendencialmente constante.

Na Figura 6.18 encontra-se a corrente de carga da bateria quando esta é carregada com uma tensão constante e igual a 13,5 V.

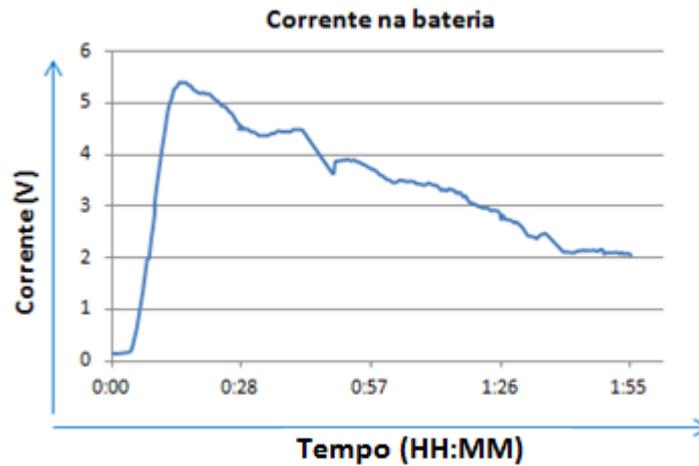


Figura 6.19 – Evolução da corrente de carregamento durante o carregamento de uma bateria de ácido de chumbo WCG-UI AGM da *Power Battery Company Inc* com tensão constante.

Como previsto a corrente de carregamento aumenta suavemente, derivado do controlador PI implementado, até se atingir a tensão de carregamento pretendida. Depois de atingido este valor a corrente de carregamento decresce ao longo do processo de carga. Quando a corrente de carregamento atinge os 2 A o carregamento é interrompido.

O teste apresentado efetua uma carga parcial da bateria, sendo que para que a bateria alcançasse o seu ponto de carga máxima o carregamento deveria ser prolongado. No entanto foi optado por terminar o processo neste ponto pois este já valida o correto funcionamento do equipamento e permite tirar conclusões sobre os processos de carga de baterias com tensão constante.

6.7. Descarga de uma Bateria

Como já referido, o processo de descarga é efetuado quando o conversor funciona como *boost* e, tal como nos processos de carga foram feitos dois tipos de descarregamento: um com corrente constante na bateria e outro como tensão constante na carga.

6.7.1. Descarga com Corrente Constante na Bateria

Durante o processo de descarga com corrente constante na bateria o controlador controla a corrente na bateria através da corrente que circula nas bobinas, sendo que a corrente de descarga é igual à soma das correntes nas bobinas.

Aqui o controlador aumenta gradualmente o valor do *duty cycle* até que a corrente de descarga seja a pretendida. Depois de atingido este valor o sistema mantém essa corrente de descarga até que seja atingida a *cut-off voltage*.

Na Figura 6.20 está representado, através de um gráfico feito a partir dos dados guardados pelo circuito para testes de baterias, a evolução da corrente na bobina L_1 em função do tempo de carregamento. A descarga da bateria foi efetuada com uma corrente constante e igual a 6 A, sendo que a *cut-off voltage* foi definida como sendo 10.5 V.

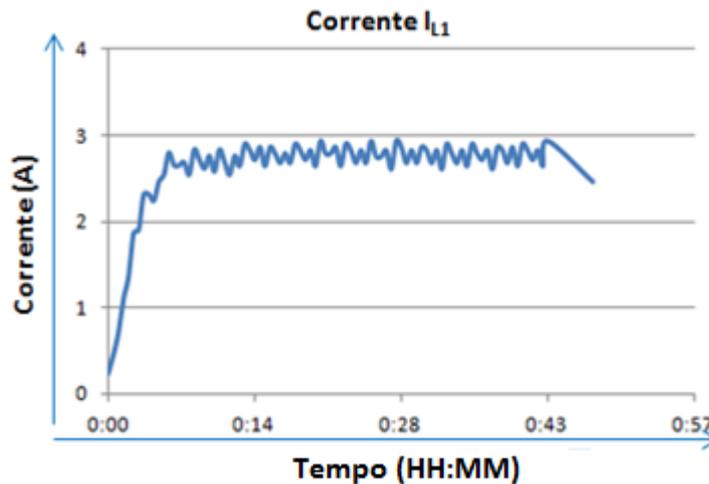


Figura 6.20 – Evolução da corrente na bobina L_1 durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo WCG-U1 AGM da Power Battery Company Inc com corrente constante.

Na Figura 6.21 encontra-se a evolução da corrente na bobina L_2 .

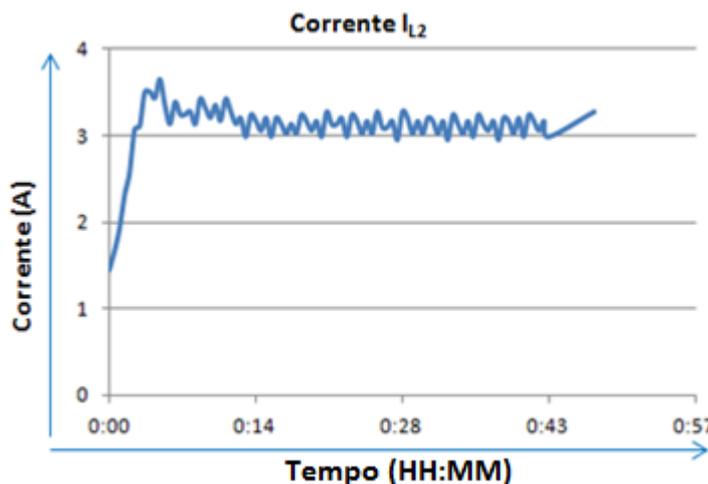


Figura 6.21 – Evolução da corrente na bobina L_2 durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo WCG-U1 AGM da Power Battery Company Inc com corrente constante.

Como esperado as correntes das duas indutâncias possuem comportamento idêntico. No entanto o médio das duas correntes não é igual nas duas bobinas. Isto deve-se, mais uma vez a erro inerentes aos ADC, assim como alguma imprecisão inserida pelo tratamento dos dados recebidos pelo DSP. Apesar das correntes nas duas indutâncias não serem exatamente iguais a corrente na carga é tendencialmente

constante e igual a 6 A, tal como esperado. A corrente de carga da bateria durante este processo pode ser observada na Figura 6.22.

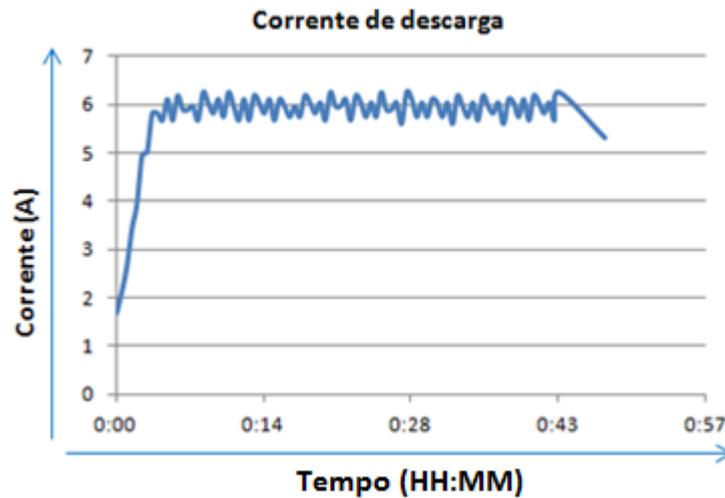


Figura 6.22 – Evolução da corrente de descarga durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo WCG-U1 AGM da *Power Battery Company Inc* com corrente constante.

Tal como previsto a corrente de descarga aumenta até atingir a corrente de descarga pretendida e mantém-se tendencialmente constante até ao fim do processo.

Na Figura 6.23 pode-se ver a evolução da tensão na bateria ao longo do processo de descarregamento.

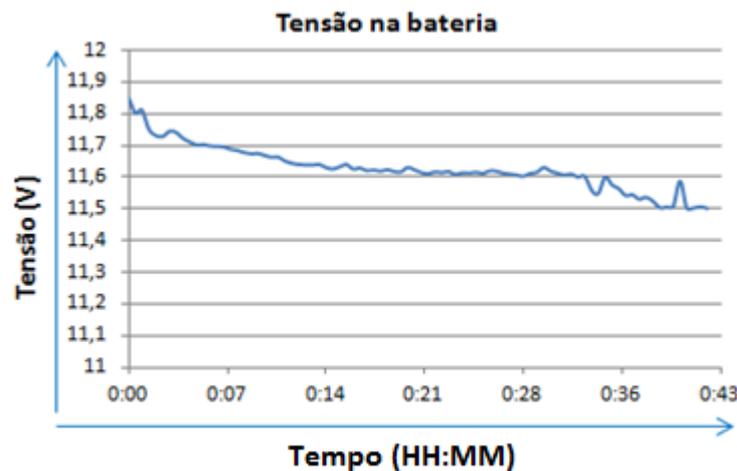


Figura 6.23 – Evolução da corrente de descarga durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo WCG-U1 AGM da *Power Battery Company Inc* com corrente constante.

Apesar da tensão na bateria decrescer durante todo o processo de descarga pode-se observar, na Figura 6.23, que esta queda é mais acentuada no início e nos instantes finais do processo de carregamento. A velocidade com que a tensão aos terminais de bateria desce está diretamente relacionada com a corrente de descarga da bateria. Quanto maior a corrente de descarga mais depressa a tensão na bateria desce e mais depressa é atingida a *cut-off voltage*.

Quando a bateria se aproxima da sua DOD máxima, a tensão aos seus terminais tem uma descida abrupta, quando a *cut-off voltage* da bateria é atingida o processo de carga é terminado. A *cut-off voltage* definida pelo utilizador para o circuito para testes de baterias e pode não corresponder ao ponto de DOD máxima.

6.7.2. Descarregamento com Tensão Constante na Carga

Durante este processo de descarga, o controlador tenta manter a tensão aos terminais da carga constante, sendo que não existe qualquer controlo, além da proteções de segurança, sobre a corrente de descarga.

Neste modo de funcionamento os controlador aumenta o sinal PWM até atingir a tensão pretendida na carga. Este processo termina quando a *cut-off voltage* da bateria é atingida.

Na Figura 6.21 pode-se ver a evolução da tensão da bateria durante um processo de descarga com tensão constante e igual a 22 V na carga.

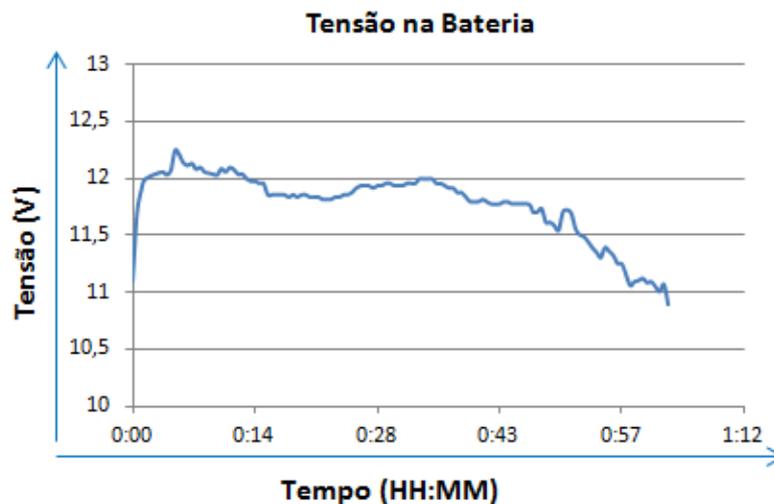


Figura 6.24 – Evolução da tensão na bateria durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo WCG-UI AGM da *Power Battery Company Inc* com tensão constante na carga.

Como esperado a tensão na bateria diminui de forma gradual ao longo do processo de descarga. O processo de carregamento efetuado foi programado para terminar quando a tensão aos terminais da bateria fosse inferior a 11 V. Apesar de este ponto não ser o ponto de descarga máxima pode-se verificar que a queda de tensão na bateria se acentua quando esta se aproxima do seu fim de carga.

A forma de onda da tensão na carga pode ser vista na Figura 6.22.

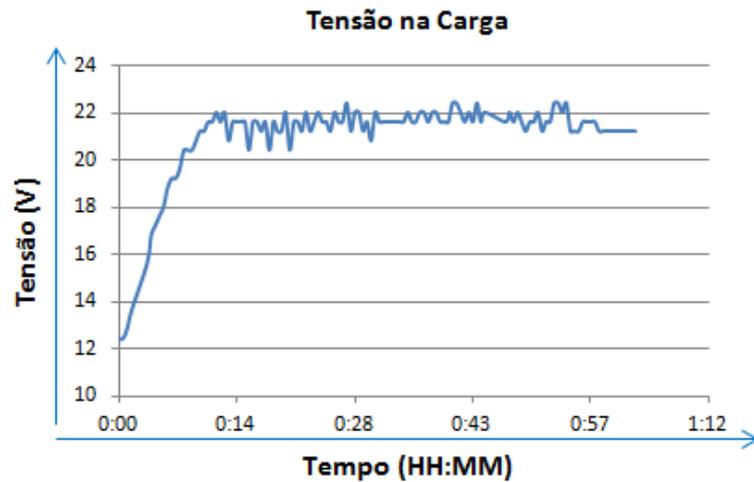


Figura 6.25 – Evolução da tensão na carga durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo WCG-UI AGM da Power Battery Company Inc com tensão constante na carga.

Como esperado a tensão na carga inicia o processo com uma tensão igual à da bateria, derivado do funcionamento como *boost* do conversor usado. A tensão na carga aumenta gradualmente, de acordo com o incremento do *duty-cycle* do sinal PWM gerado, até atingir a tensão pretendida (22 V). Depois de esta tensão ser atingida é mantida até ao final do processo.

A evolução da corrente na bobina I_{L1} e da corrente na bobina I_{L2} podem ser vistas na Figura 6.23 e 6.24 respetivamente

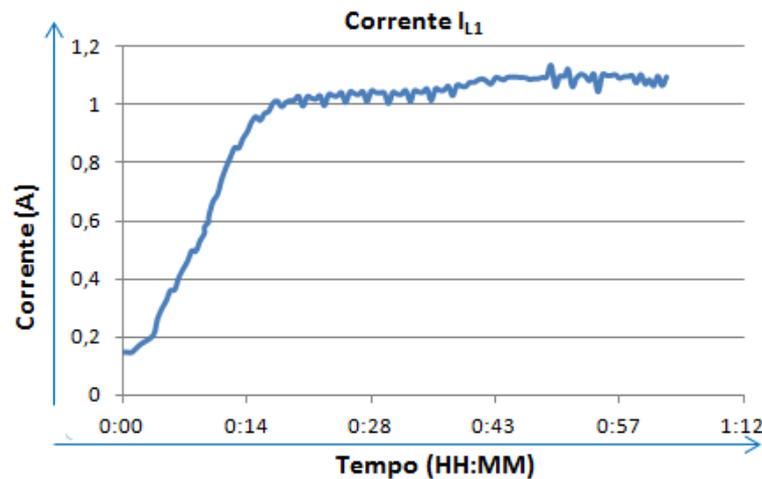


Figura 6.26 – Evolução da corrente na bobina I_{L1} durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo WCG-UI AGM da Power Battery Company Inc com tensão constante na carga.

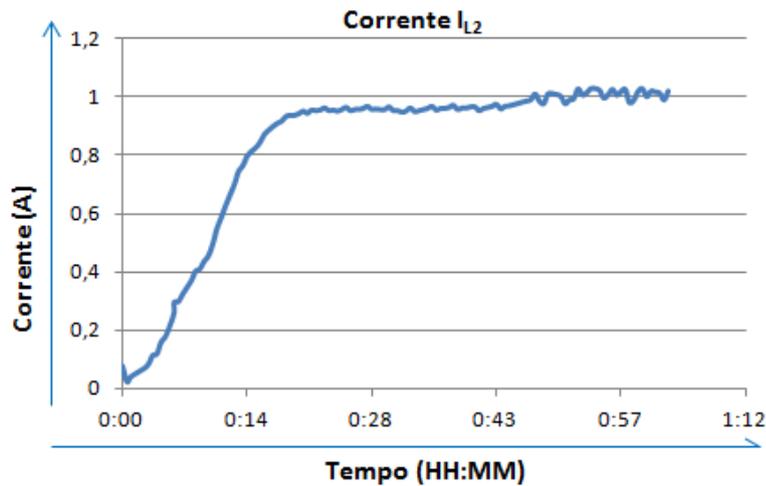


Figura 6.27 – – Evolução da corrente na bobina I_{L2} durante o processo de descarga de uma bateria de ácido de chumbo *WCG-UI AGM* da *Power Battery Company Inc* com tensão constante na carga.

As correntes nas duas indutâncias possuem valores médios ligeiramente diferentes, derivado, como já referido, dos erros dos ADC e às imprecisões inseridas pelo tratamento de dados por parte do DSP. As correntes das duas indutâncias, tal como a tensão na carga, aumentam gradualmente enquanto a tensão pretendida na carga não é atingida. Quando este valor é atingido, e como a carga usada é resistiva e consome potência constante, a corrente nas duas indutâncias mantêm-se tendencialmente constantes até ao fim do processo.

A corrente de descarga da bateria pode ser obtida através da soma das correntes nas duas bobinas e a sua evolução pode ser observada na Figura 6.25.

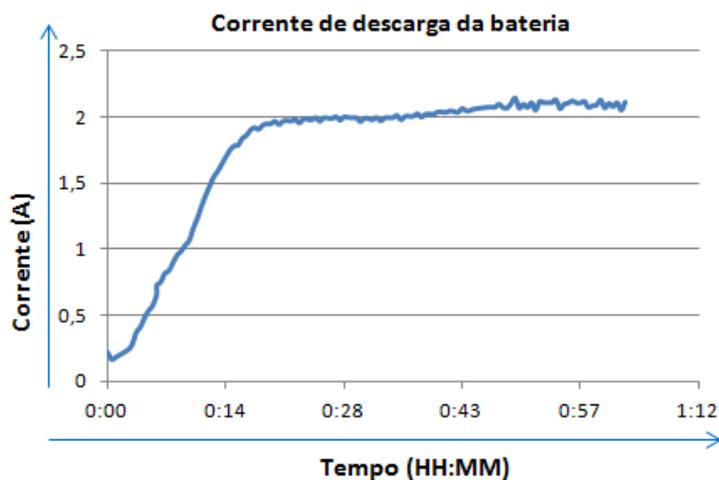


Figura 6.28 – – Evolução da corrente de descarga de uma bateria de ácido de chumbo *WCG-UI AGM* da *Power Battery Company Inc* durante um processo de descarga com tensão constante na carga.

6.8. Conclusões

Os testes apresentados ao longo deste capítulo validam o funcionamento do circuito para testes de baterias desenvolvido, assim como a opção de usar um conversor *buck-boost* bidirecional *interleaved* com duas cédulas de comutação.

Numa primeira fase foi verificado o funcionamento do conversor utilizado, sendo que este possui um comportamento semelhante ao simulado, tendo apenas de se ajustar o algoritmo de controlo simulado.

Apesar de apenas serem apresentados os gráficos relativos a um teste para cada modo de carregamento/descarregamento, de forma a validar e ajustar os mesmos foram efetuados vários testes para cada modo.

Nos testes relativos a processos de descarga, o fim do processo ocorre quando a tensão aos terminais da bateria é inferior à *cut-off voltage* definida. Foi verificado ainda, que quanto maior for a corrente de descarga mais depressa desce a tensão da bateria. Se a corrente de descarga for alta a tensão aos terminais da bateria desce rapidamente, sendo que atinge rapidamente a *cut-off voltage* e o teste é interrompido. No entanto, nos instantes a seguir ao processo de descarga ser interrompido a tensão na bateria tem uma ligeira subida. Isto ocorre devido ao facto de o ponto real de fim de descarga não ter sido atingido. Apesar disto optou-se por não continuar o processo, pois os dados relativos aos processos de descarga até este ponto já validam o correto funcionamento do equipamento.

Por outro lado, em processo de carga de baterias o sistema deteta o fim de carga de dois modos diferentes. O primeiro diz respeito a processos de carga onde não se exerce controlo sobre a tensão na bateria, e o processo é interrompido quando a tensão na bateria atinge um limite máximo. O segundo modo para detetar o fim de carga diz respeito a processos de carregamento com tensão constante onde a corrente na bateria diminui ao longo do tempo de carregamento. Quando a corrente de carga atinge um valor mínimo o processo é interrompido.

Em processos de carga onde seja feito um controlo da corrente de carregamento, a tensão aos terminais da bateria sobe rapidamente até se atingir o ponto de fim de carga. Sendo que nos instantes a seguir ao processo ter terminado a tensão aos terminais da bateria tem uma ligeira subida. Isto acontece devido à estabilização das reações químicas da bateria e ao facto de o ponto de real de fim de carga não ter sido atingido. Apesar disto, tal como nos processos de descarga, optou-se por não continuar o processo, pois os dados relativos ao carregamento até este ponto já validam o correto funcionamento do equipamento.

Por outro lado os processos de carga quando efetuados com tensão de carregamento constante são capazes de carregar a bateria inicialmente com uma corrente levada sendo que esta decresce ao longo do tempo. Permitindo assim efetuar uma carga parcial da bateria rapidamente. Se for pretendido carregar totalmente a bateria o tempo de carregamento deste processo é elevado.

De referir que os tempos de carregamento e de descarregamentos dos testes efetuados são de curta duração, sendo que isto pode ser explicado pelo facto da bateria usada, já possuir um ciclo de vida avançado, e também pelo facto das condições de fim de processo inseridas efetuarem apenas cargas e descarga parciais da bateria.

CAPÍTULO 7

Conclusões

7.1. Conclusões

Ao longo desta dissertação foi apresentado o desenvolvimento do circuito para teste de baterias. Esta dissertação está inserida na necessidade real de obter um maior conhecimento sobre o comportamento das baterias em diferentes condições de operação. O circuito para testes de baterias permite testar baterias durante os processos de carga e os processos de descarga.

Apesar de ser mais comum, em sistemas onde a energia circula nos dois sentidos, se encontrar conversores bidirecionais com uma célula de comutação, nesta dissertação foi usado um conversor bidirecional com a topologia *interleaved* de duas células de comutação. Sendo assim, para que a bateria possa ser carregada e descarregada a partir do mesmo conversor foi utilizado um conversor não isolado CC-CC bidirecional *buck-boost interleaved* com duas células de comutação.

Numa primeira fase procedeu-se à pesquisa de informações, apresentadas no capítulo 2, relativas às tecnologias de baterias mais relevantes para a mobilidade elétrica, assim como relativas aos testes a que estas podem ser submetidas. São apresentadas também algumas técnicas de carga e descarga, algumas técnicas para efetuar a deteção de carga completa e alguns equipamentos que testam baterias.

Foi também realizado um estudo sobre os conversores de potência, onde são apresentadas algumas topologias de conversores. Depois de efetuado este estudo conclui-se que para efeitos de simulação seriam considerados os conversores *buck-boost* bidirecional e o conversor *buck-boost* bidirecional com configuração *interleaved* com duas células de comutação.

Posteriormente, foi dado início ao processo de simulação dos conversores e respetivos sistemas de controlo. Os resultados das simulações efetuadas podem ser visualizados no capítulo 4. Estas simulações permitiram concluir que ambos os sistemas simulados são capazes de efetuar a carga e descarga de baterias de forma controlada. As simulações permitiram ainda validar o algoritmo de controlo escolhido, concluir que o sistema projetado é viável, e concluir ainda que o conversor *buck-boost* bidirecional

com configuração *interleaved* com duas células de comutação é uma alternativa melhorada ao conversor *buck-boost* bidirecional convencional.

No capítulo 5 são descritas as etapas efetuadas para o dimensionamento e desenvolvimento do circuito para testes de baterias. Neste capítulo são apresentados alguns algoritmos de controlo assim como são justificadas as opções tomadas no desenvolvimento dos mesmos e na escolha dos componentes utilizados.

No capítulo 6 são apresentados os resultados dos ensaios efetuados, numa primeira fase apenas testes com o conversor, e numa segunda fase com o uso do conversor para efetuar testes com baterias em processos de carga e de descarga. Foi comprovado o funcionamento do conversor escolhido, assim como a sua capacidade para efetuar a carga e descarga de baterias, sendo que os resultados obtidos estão de acordo com o esperado.

Apesar de o sistema ter sido projetado para efetuar teste com baterias de iões de lítio, de ácido de chumbo e de Ni-MH o sistema apenas foi testado com uma bateria de ácido de chumbo. O sistema carregar e descarregar corretamente baterias de ácido de chumbo, e os resultados obtidos validam correto funcionamento do equipamento desenvolvido para este tipo de baterias.

Os dados guardados referentes aos testes efetuados não são tão precisos como desejado. Estas imprecisões resultam de erros referentes aos ADCs, a ruído existente no circuito, assim como ao tratamento de dados por parte do DSP.

Apesar disto os resultados obtidos encontram-se de acordo com o esperado sendo que é possível carregar a bateria com duas técnicas de carregamento diferentes, assim como descarregar a mesma também com duas técnicas de descarregamento diferentes:

- Carregamento com tensão constante;
- Carregamento com corrente constante;
- Descarregamento com tensão constante na carga;
- Descarregamento com corrente constante na bateria.

Os testes com a bateria *WCG-UI AGM* da *Power Battery Company In*, validam o equipamento desenvolvido sendo que, apesar de algumas oscilações nos dados, no geral é possível observar o comportamento da bateria com diferentes técnicas de carregamento e descarregamento.

7.2. Sugestões para Trabalho Futuro

Através dos resultados obtidos nesta dissertação foi possível validar o funcionamento do circuito para testes com baterias. Contudo o circuito de testes

desenvolvido não se encontra completo. É necessário incluir um sistema para monitorizar a temperatura da bateria de forma a se poder inferir as perdas sob a forma de calor por parte da bateria, e assim conseguir estimar quais as técnicas de carga/descarga que melhoram a eficiência da bateria.

Durante a implementação deste equipamento foi verificado que o DSP *TMS320F28027* da *Texas Instruments* não é o mais indicado para gerir este sistema testes. O DSP usado apesar de permitir todas as funcionalidades necessárias possui limitações a nível de memória de código que impossibilita a junção dos testes efetuados durante o carregamento e dos testes efetuados na descarga num só algoritmo.

Apesar do equipamento desenvolvido ser capaz de carregar e descarregar corretamente a baterias, os dados adquiridos e armazenados pelo equipamento podem ser melhorados.

Por outro lado existem várias de técnicas de carregamento que poderão ser adicionadas ao circuito para testes de baterias desenvolvido de modo a que esta permita um maior número de teste às baterias.

Com o sentido de melhorar o circuito para testes de baterias desenvolvido são apresentadas, em seguida, algumas sugestões e propostas para desenvolvimentos futuros:

- Construção de uma camara adiabática para controlar e inferir a temperatura na bateria durante os processos de carga e descarga, assim como avaliar as perdas sobre a forma de calor das baterias;
- Migração do todo o código desenvolvido para o DSP *TMS320F28027* da *Texas Instruments* para o DSP *TMS320F28335* também da *Texas Instruments*. Este DSP possui uma maior capacidade de processamento de dados, assim como uma memória com capacidade superior que já permitirá a junção dos dois algoritmos de controlo (carga e descarga) num só código;
- Melhorar a aplicação C#. Desenvolvendo uma aplicação gráfica capaz de gerar os gráficos em tempo real para uma melhor visualização dos resultados pelo utilizador;
- Efetuar testes com outro tipo de baterias, de forma a validar o funcionamento do equipamento para mais tipos de baterias;
- Melhorar o tratamento de dados para que este não introduza qualquer tipo de imprecisão no sistema, assim como melhorar a aquisição dos sinais por parte dos ADC;
- Acrescentar mais testes aos já implementados, alargando assim a gama de testes e técnicas de carga e descarga permitidas pelo sistema.

- Acrescentar ao equipamento a funcionalidade de testar várias baterias em simultâneo.

Referências

- [1] S. Ohrem, S. Schild, and A. Moser, “JIp,” 2010.
- [2] C. O. T. E. COMMUNITIES, “Communication fro, the Comission to the Eropean parliament, the council, tje european economic and social comitee of regions 20 20 by 2020 Europe’s climate change opportunity,” Bruxelas, 2008.
- [3] D. M. Fischnaller, E. Circuits, and R. Bochum, “Mixed switched mode and linear Lithium Ion Battery Tester for high Power and large Bandwidth,” pp. 16–18, 2010.
- [4] H. A. Kiehne, *Battery Technology Handbook*, Segunda ed. Alemanha, 2003.
- [5] M. I. T. Electric and V. Team, “A Guide to Understanding Battery Specifications,” no. December, 2008.
- [6] K. Young, C. Wang, L. Y. Wang, and K. Strunz, *Electric Vehicle Integration into Modern Power Networks*. New York, NY: Springer New York, 2013.
- [7] I. Buchmann, “Battery chargers and charging methods.doc - Battery chargers and charging methods.pdf,” *Cadex Electronics Inc.* [Online]. Disponível: [http://anpowersource.com/Battery chargers and charging methods.pdf](http://anpowersource.com/Battery%20chargers%20and%20charging%20methods.pdf). [Acedido: 30-Sep-2014].
- [8] I. Buchmann, “Measuring State-of-charge - Battery University,” *Cadex Electronics Inc.* [Online]. Disponível: http://batteryuniversity.com/learn/article/how_to_measure_state_of_charge. [Acedido: 30-Sep-2014].
- [9] J. Kim, H. Go, D. Kim, H. Seo, C. Kim, and E. Kim, “Modeling of battery for electric vehicle using EMTP/MODELS,” *2012 IEEE Veh. Power Propuls. Conf.*, pp. 1042–1044, Oct. 2012.
- [10] Semicron, *PS-1282L 12 Volt 9.0 AH Datasheet*.
- [11] D. Zuowu and Q. Min, “Study on the Characteristics of Lithium Batteries with Different Load,” in *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference*, 2011.
- [12] Power Sonic, “Pg -12v92-fr 12 Datasheet.”
- [13] W. Haiying and W. Feng, “Study on Key Technologies of Lithium Battery for Electric Vehicle,” in *The 6th International Forum on Strategic Technology*, 2011, vol. 973, no. 12511104.
- [14] I. Buchmann, “Lithium-based Batteries Information – Battery University,” *Cadex Electronics Inc.* [Online]. Disponível: http://batteryuniversity.com/learn/article/lithium_based_batteries. [Acedido: 30-Sep-2014].
- [15] STA(Sistemas e Tecnologias Aplicadas), “Manual das Baterias Recarregáveis , Pilhas e Carregadores.” .
- [16] C. Gao and X. Yu, “The research on prediction model of HEV Ni-MH battery capacity,” *Proc. 2011 Int. Conf. Electron. Mech. Eng. Inf. Technol.*, pp. 2861–2864, Aug. 2011.
- [17] Sanyo Twicell, *Cell Type HR-SCU Specifications Charge datasheet*. .
- [18] S. Dhameja, *Electric Vehicle Battery Systems*. Elsevier, 2002.
- [19] I. Buchmann, “Sealed Lead Acid Batteries & SLA Battery Packs and Assemblies - House of Batteries,” *Cadex Electronics Inc.* [Online]. Disponível: http://www.houseofbatteries.com/standard-batteries-sealed-lead-acid-batteries-c-66_8-l-en.html#bottom. [Acedido: 04-Oct-2014].
- [20] “Tesla Charging | Tesla Motors.” [Online]. Disponível: <http://www.teslamotors.com/charging#/installation>. [Acedido: 04-Oct-2014].

- [21] Integrated, “Nuclear Power Fundamentals Reference and Training Manuals.” [Online]. Disponível: <http://nuclearpowertraining.tpub.com/>. [Acedido: 25-Jan-2014].
- [22] Y. Cope, R.C.; Podrazhansky, “The art of battery charging,” in *Battery Conference on Applications and Advances, The Fourteenth Annual*, 1999.
- [23] “Battery Chargers and Charging Methods,” *electropedia*. [Online]. Disponível: <http://www.mpoweruk.com/chargers.htm>. [Acedido: 04-Oct-2014].
- [24] B. G. Kim, F. P. Tredeau, and Z. M. Salameh, “Fast chargeability lithium polymer batteries,” *2008 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet. - Convers. Deliv. Electr. Energy 21st Century*, pp. 1–5, Jul. 2008.
- [25] PowerStream Technology, “How to charge Nickel Metal Hydride Batteries for design engineers.” [Online]. Disponível: <http://www.powerstream.com/NiMH.htm>. [Acedido: 04-Oct-2014].
- [26] D. Linden and T. B. Reddy, *Handbook Of Batteries*. The McGraw-Hill Companies, Inc, 2002.
- [27] R. Ramdan, M. B. Mohamed, A. N. Abdalla, and M. Rauf, “Design and develop automatic battery cyclic tester,” *2013 Int. Conf. Technol. Adv. Electr. Electron. Comput. Eng.*, pp. 61–65, May 2013.
- [28] A. Urbano, Z. D. S. Schiaber, D. Toscano, R. Floriano, P. R. Catarini, and J. Scarminio, “Discarded cell phone lithium ion batteries state of health quick method analysis by galvanostatic intermittent titration technique (GITT) concept,” in *Ciências Exatas e Tecnológicas*, 2009.
- [29] Steven Dwork, “How Reliable Is Ohmic Battery Field Testing? Does It Offer A False Sense Of Security,” *Battery Informer*. Battery Informer, pp. 1–8, 2012.
- [30] Amperis, *Battery discharger-analyzer Manual, User*. .
- [31] Amperis, *C.A 6630, Manual User*. .
- [32] Ned Mohan; Tore M. Undeland; William P. Robbins., *Power Electronics: converters, applications and desin*, 2ª Edição. John Wiley & sons, 1995.
- [33] E. Arango, C. Ramos-Paja, J. Calvente, R. Giral, and S. Serna, “Asymmetrical Interleaved DC/DC Switching Converters for Photovoltaic and Fuel Cell Applications—Part 1: Circuit Generation, Analysis and Design,” *Energies*, vol. 5, no. 12, pp. 4590–4623, Nov. 2012.
- [34] Fairchild Semiconductor, “IGBT FGA25N120ANTD Datasheet.”
- [35] “The Toroidal Inductor.pdf.” [Online]. Disponível: [http://ieeeb.okstate.edu/lecturenotes/EET-4654/Microwaves/Lecture 17 The Toroidal Inductor.pdf](http://ieeeb.okstate.edu/lecturenotes/EET-4654/Microwaves/Lecture%2017%20The%20Toroidal%20Inductor.pdf). [Acedido: 12-Oct-2014].
- [36] Avago Technologies, “HCPL-3120/J312 Datasheet.”
- [37] Murata Power Solucinos, “MEV1 Series MEV1 Series Datasheet.”
- [38] Texas Instruments, “Piccolo™ Microcontrollers.”
- [39] Texas Instruments, “Experimenter Kit User ’ s Guide.”
- [40] LEM, “Voltage Transducer LV 25-P Datasheet.”
- [41] LEM, “Current Transducer LTSR 15-NP Datasheet.”
- [42] Texas Instruments, “Ne555, sa555, se555 precision timers datasheet.”
- [43] ON Semiconductor, “MC14001B Series B datasheet.”
- [44] V. Monteiro, D. Pedrosa, B. Exposto, J. C. Ferreira, and J. L. Afonso, “Smart Charging System of the Electric Vehicle CEPIUM,” 2012.