

Daive Francisco Cordeiro Moniz

CONVERSOR DC-DC BIDIRECIONAL ISOLADO RESSONANTE APLICADO A VEÍCULOS ELÉCTRICOS

Dissertação de Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores – Área de Especialização em Energia, orientada pelo Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e apresentada no Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Universidade de Coimbra

Setembro de 2015



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



Faculdade de Ciências e Tecnologias da Universidade de Coimbra
Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
Dissertação de Mestrado – Área de Especialização em Energia

Conversor DC-DC Bidirecional Isolado Ressonante aplicado a Veículos Elétricos

Davide Francisco Cordeiro Moniz

Júri:

Professor Doutor Jaime Batista dos Santos (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professora Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros (Vogal)

Coimbra, Setembro de 2015

Agradecimentos

Esta dissertação é o resultado de muitas horas de estudo, reflexão e trabalho durante as várias etapas que a constituíram. É o culminar de toda uma longa etapa da minha vida académica que, não teria sido possível sem a ajuda de um número considerável de pessoas que me aconselharam, motivaram, orientaram e colaboraram ao longo da sua realização. A todos eles deixo aqui o meu mais sincero agradecimento, pois a todos, sinto que devo um pouco deste trabalho.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes pela oportunidade de desenvolver este trabalho e pela disponibilidade, incentivo e orientação científica constantes. Agradeço-lhe também a confiança que sempre tem depositado em mim.

Um agradecimento muito especial aos meus colegas do laboratório de electrónica de potência e laboratório de sistemas eletromecânicos pelo enorme companheirismo, colaboração e ótima convivência, tanto nos momentos de trabalho como de lazer. Agradeço de um modo especial ao meu colega Emanuel Marques pela disponibilidade e ajuda prestada na aprendizagem do comportamento da FPGA.

Agradeço também a todos os meus colegas e amigos que fizeram destes cinco anos uma experiência única e enriquecedora, que nunca irei esquecer.

Por fim, gostaria de agradecer a toda a minha família, especialmente os meus pais, pela constante perseverança e apoio a todos os níveis, cuja força e determinação foram fundamentais no decorrer deste trabalho.

A todos o meu “muito obrigado”.

Resumo

Aquando do aparecimento dos primeiros veículos elétricos automóveis, acreditava-se que iriam revolucionar o paradigma da mobilidade terrestre. Inicialmente, tal facto parecia ter fundamento mas entretanto surgiram várias condicionantes tanto ao nível da sua construção, autonomia, armazenamento ou conversão de energia que fizeram do VE um automóvel pouco aliciente. No entanto, devido ao contínuo aumento dos preços dos combustíveis fósseis e de todas as implicações ambientais inerentes, o mercado automóvel viu-se obrigado a encontrar novas alternativas que possibilitassem contrariar esta tendência. O constante desenvolvimento tecnológico na área da eletrónica de potência permitiu aos VEs mostrar novamente o seu potencial outrora ignorado, apresentando-se como uma alternativa cada vez mais viável.

O objetivo deste trabalho consiste no desenvolvimento e na implementação de um conversor DC-DC que será utilizado num VE. Este é constituído por circuitos ressonantes, dois conversores de potência bidirecionais e um transformador que garante isolamento galvânico. O modelo permite o carregamento do banco de baterias quando ligado à rede e permite a transferência de energia necessária para alimentar uma carga semelhante a um motor elétrico quando solicitado. É proposta uma topologia ressonante série que controla o modelo do conversor DC-DC, permitindo que ele funcione com os requisitos necessários para ser aplicado a um VE.

Este trabalho começa por apresentar uma análise à literatura existente relativa ao estudo dos conversores utilizados em VEs e ao princípio da ressonância através dos elementos reativos. Seguidamente é apresentada uma análise matemática sobre o funcionamento do conversor ressonante adotado, com indicação e análise das suas principais características.

Após a apresentação do conversor CLLC são descritos vários métodos de controlo existentes na literatura, dos quais foram selecionados aqueles que permitem um correto funcionamento e uma boa dinâmica para o carregamento e descarregamento de baterias em VEs.

De seguida procede-se à descrição da implementação em ambiente de simulação do conversor, com referência aos métodos de controlo utilizados. Posteriormente são analisados resultados para diversas situações de carga e descarga.

Para validar os resultados de simulação referentes ao funcionamento do conversor foi construído um protótipo o qual será também apresentado.

No final são analisados os vários resultados experimentais obtidos em condições de teste, semelhantes às usadas numa nova simulação e que permitem demonstrar o bom desempenho do sistema.

Palavras-chave: Conversor DC-DC bidirecional isolado, Conversor CLLC, conversores ressonantes, ressonância, modulação por *phase-shift*, transformador de isolamento.

Abstract

With the appearance of the first electric vehicles, there was the belief that they would revolutionize the paradigm of land mobility. Initially this fact had its fundamentals, however, several conditioners such as the structure, the autonomy, the storage or the energy conversion made the EV less appealing. Nevertheless, due to the continuous rise of the price of fossil fuels and due to all of the environmental consequences that go hand in hand with them, the automotive market was forced to find new alternatives that would allow them to counter this trend. The constant rate of technologic development on the area of power electronics granted to the EV, once again, to show its potential, making it a more sought after alternative.

The main objective of this work consists in the development and implementation of a DC-DC converter, which will be used in an EV. This converter is madden with two resonant tanks, two bidirectional converters and a transformer that guarantees a galvanic isolation. The presented model allows for charging batteries units when it is connected to the grid as well as the transfer of the necessary energy to supply a variable load as an electric motor, if needed. A resonant series topology is also proposed as a mean to control the converter DC-DC which will enable it to work with the necessary requirements to be installed in an EV.

This work starts by presenting an analysis to the existent literature, relevant to the study and normally used in EV converters, and to the resonant principle through reactive elements. Afterwards, a mathematic analysis about the adopted resonant converter behavior is madden, focusing on its main characteristics.

Consequently and after the presentation of the CLLC converter, several control methods are discussed, in which, the ones allowing for the correct work and a good dynamic for the charging and discharging of the batteries in an EV, were selected.

After this, a description of the implementation of the simulation environment used with the converter is made, focusing on the used control methods. Hereupon, the results of the several situations of charge and discharge are analyzed.

In order to validate the simulation results related to the converter operation, a prototype was build, being also presented here.

Lastly, the obtained experimental results are analyzed, similar to the ones used in a new simulation which demonstrates the good desempenho of the system.

Keywords: Isolated bidirectional DC-DC converter, CLLC converter, resonant converter, resonance, phase-shift modulation, isolation transformer.

Índice

Lista de figuras	xi
Lista de tabelas	xv
Lista de abreviaturas e símbolos	xvii
Capítulo 1 – Estado da Arte	1
1.1 Introdução.....	1
1.2 Conversores bidirecionais	1
1.3 Conversores DC-DC bidirecionais não-ressonantes	3
1.3.1 Conversores DC-DC bidirecionais não-isolados.....	3
1.3.2 Conversores DC-DC bidirecionais isolados.....	5
1.4 Conversores DC-DC ressonantes	7
1.4.1 Conversores Ressonantes Série (SRC).....	9
1.4.2 Conversores Ressonantes Paralelo (PRC).....	9
1.4.3 Conversores DC-DC bidirecionais isolados ressonantes	10
1.5 Objetivos	12
1.6 Estrutura	13
Capítulo 2 – Conversor CLLC	15
2.1 Princípio de funcionamento da configuração adotada	15
2.2 Modos de operação para carga de baterias	21
2.3 Baterias	24
2.3.1 Baterias LiFePO ₄	25
2.3.2 Esquema elétrico equivalente.....	26
Capítulo 3 – Métodos de controlo do CLLC	29
3.1 Métodos de controlo existentes	29
3.1.1 Controlo da tensão AC da malha ressonante.....	29
3.1.2 Métodos de controlo de carregamento de baterias	30
3.2 Métodos de controlo implementados.....	31
3.2.1 Controlo em <i>phase-shift</i> com frequência f_s fixa	31

3.2.2 Carga de baterias – Controlo em corrente constante.....	32
3.2.3 Carga de baterias – Controlo em tensão constante	32
3.2.4 Descarga de baterias – Controlo do barramento DC.....	33
3.2.5 Controlo em arranque suave	34
Capítulo 4 – Simulação teórica	35
4.1 Análise dos resultados.....	36
4.1.1 Sentido G2V em corrente contante	36
4.1.2 Sentido G2V em tensão contante	38
4.1.3 Descarga de baterias para uma carga variável	39
Capítulo 5 – Trabalho experimental	43
5.1 Montagem experimental.....	43
5.2 Implementação do algoritmo de controlo.....	45
5.3 Análise de resultados.....	47
5.3.1 Sentido G2V em corrente contante	47
5.3.2 Sentido G2V em tensão contante	50
5.3.3 Descarga de baterias para uma carga variável	51
5.3.4 Arranque suave	53
5.3.5 Considerações finais	53
Capítulo 6 – Conclusões.....	55
6.1 Sugestões para trabalhos futuros	56
Referências Bibliográficas	57
Apêndice A – Modelos e parâmetros implementados nas simulações teóricas	61
A.1 Modelo referente a um veículo elétrico real	61
A.1.1 Principais diagramas de blocos	61
A.1.2 Parâmetros iniciais do sistema	63
A.1.3 Simulação da curva de ganho.....	64
A.1.4 Parâmetros utilizados nos blocos da simulação	67
A.2 Modelo teórico referente à simulação do protótipo	68

A.2.1 Parâmetros iniciais do sistema	68
A.2.2 Parâmetros utilizados nos blocos da simulação	69
Apêndice B – Modelos e parâmetros do trabalho experimental	71
B.1 Arquitetura da <i>single board</i> RIO	71
B.2 Código implementado no <i>host</i>	72
B.3 Código implementado na FPGA.....	75
Apêndice C – Outros resultados experimentais	76
C.1 Sentido G2V em corrente constante	77
C.2 Descarga de baterias para uma carga variável.....	78
Apêndice D – Projecto e construção do transformador monofásico	79
Apêndice E – <i>123electric</i> BMS.....	85
Apêndice F – Detalhes dos testes experimentais.....	87
Anexo 1 – Caraterísticas gerias da ferrite 3C94 em U	91
Anexo 2 – Caraterísticas gerais das baterias LiFePO₄ utilizadas	93
Anexo 3 – Caraterísticas gerais do sbRIO 9636	95

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Configuração geral de um conversor DC-DC bidirecional.	2
Figura 1.2 - Conversor DC-DC unidirecional do tipo buck (a), Conversor DC-DC bidirecional do tipo boost (b), transformação em conversor DC-DC bidirecional não-isolado básico (c).	4
Figura 1.3 - Esquema geral de um conversor DC-DC bidirecional isolado.	5
Figura 1.4 - Esquema elétrico de conversor DC-DC bidirecional com configuração em Ponte Completa (DAB).	6
Figura 1.5 - MOSFET do tipo N (a), Hard-switching (b), Soft-switching (c).	8
Figura 1.6 - Esquema equivalente de um SRC (a), Ganho característico de um SRC (b).	9
Figura 1.7 - Esquema equivalente de um PRC (a), Ganho característico de um PRC (b).	10
Figura 1.8 - Conversor DC-DC bidirecional isolado ressoante aplicado num VE	10
Figura 1.9 - Conversor CLLC bidirecional.	11
Figura 1.10 - Curva ganho de um CLLC.	11
Figura 2.1 - Representação de um conversor ressonante bidirecional CLLC.	15
Figura 2.2 - Esquema equivalente de um CLLC.	17
Figura 2.3 - Esquema equivalente de um CLLC aplicado à carga de baterias, sentido G2V.	18
Figura 2.4 - Esquema equivalente de um CLLC aplicado à descarga de baterias.	18
Figura 2.5 - Malha ressonante simplificada aplicada à carga de baterias (a) e à descarga de baterias (b).	18
Figura 2.6 - Curva do ganho de um CLLC com $L_p=L'_s$ e $C_p=C'_s$, no processo de carga (a) e descarga (b).	21
Figura 2.7 - Modos de operação de um CLLC: (a) Modo1, (b) Modo2, (c) Modo 3, (d) Modo4, (e) Modo 5, (f) Modo 6.	22
Figura 2.9 - Princípio de funcionamento de uma bateria LiFePO ₄	26
Figura 2.10 - Circuito equivalente de Thevenin de uma bateria.	27
Figura 2.11 - Curvas de descarga de uma bateria do tipo LiFePO ₄ de 60Ah, em função de diferentes valores de corrente	27
Figura 3.1 - Métodos de carga CC-CV.	30
Figura 3.3 - Diagrama de blocos do controlador em corrente constante.	32
Figura 3.4 - Diagrama de blocos do controlador de tensão constante nas baterias.	33
Figura 3.6 - Diagrama de blocos de um arrancador suave.	34
Figura 4.1 - Modelo da simulação teórica implementado em Matlab/Simulink®.	35
Figura 4.4 - Controlo em corrente constante em modo rápido [0 1], modo médio [1 2] e modo lento [2 3] para carga de baterias.	38

Figura 4.5 - Carga de baterias em tensão constante.....	39
Figura 4.6 - Comutação suave na descarrega de baterias: para uma potência de 22 kW (a) e para uma potência de 1 kW (b).	39
Figura 4.7 - Descarga de Baterias: Variação de cargas resistivas.....	40
Figura 4.8 - Arranque do conversor: com controlo de arranque suave (a), sem controlo em arranque suave (b).	40
Figura 4.9 - Formas de onda na malha ressonante de um conversor CLLC Bidirecional Ressonante: Descarregamento para uma carga de 22 kW (a) e para uma carga de 1 kW (b).	41
Figura 5.1 - Implementação da montagem experimental.....	43
Figura 5.2 - Esquemático da montagem experimental.....	44
Figura 5.3 - FPGA sbRIO 9636 da National Instruments®.....	46
Figura 5.4 - Painel de monitorização em tempo real (<i>Labview</i>).	46
Figura 5.5 - Carga de baterias em corrente constante - I_{bat} para variação dos estados de carga: resultados experimentais (a) e resultados teóricos (b).	47
Figura 5.6 - Carga de baterias em corrente constante - Tensões e correntes no primário e secundário da malha ressonante para um carregamento em modo Rápido: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	48
Figura 5.7 - Carga de baterias em corrente constante - Tensões e correntes no primário e secundário da malha ressonante para um carregamento em modo intermedio: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	48
Figura 5.9 - Carga de baterias em tensão constante - Tensão aos terminais do banco de baterias: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	50
Figura 5.10 - Carga de baterias em tensão constante - Forma de onda da corrente no banco de baterias: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	50
Figura 5.11 - Descarga de baterias - Potencia absorvida pela carga: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	51
Figura 5.12 - Descarga de baterias - Tensão do barramento V_{dc} para variações de carga: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	51
Figura 5.13 - Descarga de baterias para uma carga de 23W: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	52
Figura 5.14 - Descarga de baterias para uma carga de 8W: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	52
Figura 5.15 - Arranque suave para descarga de baterias: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	53

Figura A.1 - Diagrama de blocos da rede elétrica com retificador trifásico.	61
Figura A.2 - Diagrama de blocos da carga resistiva variável.....	61
Figura A.3 - Diagrama de blocos para a ponte de IGBT's A e B.	61
Figura A.4 - Diagrama de blocos do transformador de alta frequência.	62
Figura A.5 - Malha ressoante do primário (a) e malha ressonante do secundário (b).	62
Figura A.6 - Diagrama de blocos do controlador em corrente constante nas baterias.	62
Figura A.7 - Diagrama de blocos do controlador de tensão constante nas baterias.	62
Figura A.8 - Diagrama de blocos do controlador de tensão constante no barramento DC.	63
Figura A.9 - Diagrama de blocos do arrancador suave.	63
Figura A.10 - Diagrama de blocos do gerador de pulsos com a possibilidade de frequência e duty-cycle variáveis.	63
Figura B.1 - Arquitetura de um sistema sbRIO.....	71
Figura B.2 - Diagrama de blocos que simula a interação do VE com o sistema de carregamento. Toda esta informação é disponível e controlável no painel frontal de informação.....	72
Figura B.3 - Painel frontal de controlo.....	72
Figura B.4 - Diagrama de blocos das variáveis adquiridas pela FPGA, ganhos e offsets.	73
Figura B.5 - Diagrama de blocos do tratamento dos valores de referência e sua seleção para os PI's.	73
Figura B.6 - Diagrama de blocos dos controladores PI's e respetiva seleção para as pontes de IGBT's.....	74
Figura B.7 - Diagrama de blocos dos sinais de controlo a serem enviados para a FPGA.	74
Figura B.8 - Ciclo de aquisição das variáveis provenientes do host (a) e ciclo de aquisição de sinais analógicos provenientes dos sensores (b).....	75
Figura B.9 - Diagrama de blocos do controlo dos sinais para as duas pontes de IGBT's: Ponte A (a) e ponte B (b).	75
Figura C.1 - Potência da rede para variação dos estados de carga em corrente constante: resultados experimentais (a) e resultados teóricos (b).....	77
Figura C.2 - Potência das baterias para variação dos estados de carga em corrente constante: resultados experimentais (a) e resultados teóricos (b).	77
Figura C.3 - Descarga de baterias - Corrente absorvida pela carga: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	78
Figura C.4 - Descarga de baterias - Potencia fornecida pelas baterias: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).	78

Figura C.5 - Descarga de baterias para uma carga de 15W: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).....	78
Figura D.1 - Forma de onda do fluxo em função da forma da onda de tensão aplicada a um enrolamento do transformador.....	79
Figura D.2 - Núcleo de ferrite em forma de U utilizado na construção do nucleo do transformador.	81
Figura D.3 - Transformador construído. O enrolamento verde representa o primário e o enrolamento azul representa o secundário do conversor.	81
Figura D.4 - LCR meter	81
Figura D.5 - Ensaio realizado ao transformador.....	82
Figura D.6 - Carga de baterias em corrente constante - Formas de onda das tensões aos terminais do transformador para um carregamento em modo Rápido: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).....	83
Figura E.1 - Sistema BMS da 123electric utilizado.....	85
Figura E.2 - Células individuais aplicadas a cada bateria (a) e controlador (b).	85
Figura E.3 - Esquema das ligações ao controlador do BMS e contactores de proteção.	86
Figura E.4 - Software BMS V1.5.1 - Opções programáveis.....	86
Figura F.1 - Autotransformador (a), Rectificador a diodos (b) e condensador Cdc (c).....	87
Figura F.2 - Duas pontes de IGBT's (a) e modulo de IGBT's SEMiX® 202GB066 HD (b).	87
Figura F.3 - Malha ressonante mais transformador (a) e vista em pormenor da malha ressonante (b).	88
Figura F.4 - Carga resistiva comutável.	88
Figura F.5 - Sensores de tensão e corrente (a), ponta de prova de corrente (b) e ponta de prova de tensão (c).....	88
Figura F.6 - Optoisoladores.	89

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Características das principais tecnologias de baterias.....	24
Tabela 3.1 - Principais métodos de carregamento de baterias.	30
Tabela A.1 - Parâmetros da rede elétrica	67
Tabela A.2 - Parâmetros do retificador e barramento DC.....	67
Tabela A.3 - Parâmetros IGBT's	67
Tabela A.4 - Parâmetros do transformador e circuito ressonante	67
Tabela A.5 - Parâmetros das baterias LiFePO ₄	67
Tabela A.6 - Ganho dos controladores PI	68
Tabela A.7 - Parâmetros da rede elétrica	69
Tabela A.8 - Parâmetros IGBT's	69
Tabela A.9 - Parâmetros do transformador e circuito ressonante	69
Tabela A.10 - Ganhos dos controladores PI.....	69
Tabela D.1 - Valores utilizados no cálculo do número de espiras	80
Tabela D.2 - Parâmetros do transformador construído	82

Lista de abreviaturas e símbolos

AC	<i>Alternate Current</i> – Corrente Alternada
AT	Alta Tensão
BT	Baixa tensão
CC	Método de carga de Baterias – Corrente constante
CLLC	Conversor bidirecional ressonante isolado com uma configuração série
CV	Método de carga de Baterias – Tensão constante
DAB	<i>Dual Active Bridge</i> – Dupla Ponte Ativa
DC	<i>Direct Current</i> – Corrente Contínua
E/S	Entradas e Saídas
EMI	<i>Electromagnetic interference</i> – Interferência eletromagnética
G2V	<i>Grid to vehicle</i> – Rede para o veículo
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LiCoO ₄	Baterias de íons de lítio
LiFePO ₄	Baterias de lítio fosfato de ferro
LiMn ₂ O ₄	Baterias de íons de lítio
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NiCad	Baterias de níquel cádmio
PbSO ₄	Baterias de chumbo acidas
PI	Controlador Proporcional e Integral
PRC	<i>Parallel Resonant Converter</i> – Conversor ressonante paralelo
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por largura de pulso
sbRIO	<i>Single Board RIO</i> da <i>National Instruments</i>
SOC	<i>State Of Charge</i> – Estado de carga das baterias
SRC	<i>Series Resonant Converter</i> – Conversor ressonante série
THD _R	<i>Total harmonic distortion</i> – Índice de distorção harmónica do tipo R
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> – Fonte de Alimentação Ininterrupta
V2G	<i>Vehicle to grid</i> – Veículo para a rede
VE	Veículo elétrico
ZCS	<i>Zero Current switching</i> – Comutação no zero da corrente
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> – Comutação no zero da tensão
C	Condensador da malha ressonante utilizado no Capítulo 1 (F)
C _{bat}	Condensador aos terminais do banco de baterias (F)

C_{batp}	Capacidade interna das baterias devido ao efeito de polarização (F)
C_{Ch}	Capacidade equivalente de carga (H)
C_{dc}	Condensador aos terminais do Barramento DC (F)
C_{Dch}	Capacidade equivalente de descarga (H)
C_z	Condensador utilizado na malha ressonante (F) ($z \in \{p, s\}$)
D	Duty-cycle ($D \in [0,1]$)
D_x	Díodo na posição x ($x \in \{1,2\}$) – nomenclatura utilizada no subcapítulo 1.3.1
e	Número de espiras
f_0	Frequência de canto (Hz)
f_{0Ch}	Frequência de canto na carga (Hz)
f_{0Dch}	Frequência de canto na descarga (Hz)
f_n	Frequência normalizada (Hz)
f_r	Frequência de ressonância (Hz)
f_{rCh}	Frequência de ressonância na carga (Hz)
f_{rDch}	Frequência de ressonância na descarga (Hz)
f_s	Frequência de comutação dos IGBT's (Hz)
f_{s_ref}	Frequência de comutação de referência dos IGBT's (Hz)
G	Ganho em tensão (V/V)
G_{Ch}	Ganho em tensão na carga (V/V)
G_{Dch}	Ganho em tensão na descarga (V/V)
G_{fr}	Ganho em tensão à frequência de ressonância (V/V)
i_{acz}	Corrente instantânea que circula no enrolamento do transformador (A) ($z \in \{p, s\}$)
I_{acz}	Corrente eficaz que circula nos enrolamentos do transformador (A) ($z \in \{p, s\}$)
I_{bat}	Corrente DC à saída das baterias (A)
I_{bat_med}	Corrente média fornecida ao banco de bateria (A)
i_c	Corrente a passar pelo condensar na configuração PRC (A)
I_{dc}	Corrente fornecida pelo barramento DC ao DAB (A)
I_{dcx}	Corrente DC que entra no lado x do conversor (A) ($x \in \{A, B\}$)
i_L	Corrente na bobine de um PRC (A)
i_{Lm}	Corrente instantânea da indutância de magnetização (A)
I_{Lm}	Corrente eficaz da indutância de magnetização (A)
i_R	Corrente da malha ressonante num SRC e PRC (A)
I_{ref}	Valor de referência de corrente, em modo de carregamento do banco de baterias (A)

k	Rácio de indutâncias
L	Indutância da malha ressonante utilizada no capítulo 1 (H)
L'_{auxs}	Indutâncias auxiliar do enrolamento secundário referida ao lado do primário (H)
L'_{lks}	Indutância de fugas do enrolamento secundário do transformador referido ao lado primário (H)
L_{aux}	Indutância auxiliar (H)
L_{auxz}	Indutância auxiliar (H) na posição z (H) ($z \in \{p, s\}$)
L_{Ch}	Indutância equivalente de carga (H)
L_{DC}	Indutância utilizada nas topologias de conversores do subcapítulo 1.3.1 (H)
L_{Dch}	Indutância equivalente de descarga (H)
L_{lk}	Indutância de fugas do transformador (H)
L_{lkpz}	Indutância de fugas do enrolamento transformador (H) ($z \in \{p, s\}$)
L_m	Indutância de magnetização do transformador (H)
L_p	Soma total das indutâncias no lado do primário (H)
L_s	Soma total das indutâncias no lado do secundário (H)
N	Razão de transformação do transformador
n	Ordem do harmónico
N_p	Número de espiras do enrolamento primário do transformador
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário do transformador
P_{bat}	Potência aos terminais do banco de baterias (W)
P_{dc}	Potência na carga (W)
Q	Fator de qualidade
Q_{Ch}	Fator de qualidade na carga
Q_{Dch}	Fator de qualidade na descarga
R'_s	Resistência do enrolamento secundário do transformador, referida ao lado primário (Ω)
R_{bat}	Resistência interna das baterias (Ω)
R_{batp}	Resistência interna das baterias devido ao efeito de polarização (Ω)
R_i	Resistência equivalente da carga da malha ressonante no capítulo 1 (Ω)
R_{out}	Resistência da carga variável (Ω)
R_p	Resistência do enrolamento primário do transformador (Ω)
R_s	Resistência do enrolamento secundário do transformador (Ω)
S_{xy}	Semicondutor controlado no lado do conversor x e na posição y ($x \in \{A, B\}$, $y \in \{1, 2, 3, 4\}$)

t	Tempo (s)
$t_{0...6}$	Instante de tempo na análise dos modos de operação na carga de baterias (s)
t_{dc}	Ângulo de <i>phase-shift</i> no controlador do barramento DC (s)
t_i	Tempo de <i>phase-shift</i> no controlador em corrente constante (s)
T_{OFF}	Parte do período do sinal de gate dos semicondutores controlados, em que o sinal está no estado “ OFF ” (s)
T_{ON}	Parte do período do sinal de gate dos semicondutores controlados, em que o sinal está no estado “ ON ” (s)
T_S	Período do sinal de gate dos semicondutores controlados (s)
t_v	Tempo de <i>phase-shift</i> no controlador de tensão constante (s)
v'_{acB}	Tensão instantânea AC da ponte B referida ao lado primário (V)
v_{ac}	Tensão instantânea AC (V)
v_{acx}	Tensão instantânea aos terminais AC (V) ($x \in \{A, B\}$)
V_{acx}	Tensão eficaz aos terminais AC (V) ($x \in \{A, B\}$)
v_{acx_0}	Termo fundamental da tensão instantânea aos terminais AC (V) ($x \in \{A, B\}$)
V_{acx_0}	Termo fundamental da tensão eficaz aos terminais AC (V) ($x \in \{A, B\}$)
V_{bat}	Tensão DC aos terminais da bateria (V)
V_{bat_max}	Tensão DC máxima das baterias (V)
V_{bat_med}	Tensão média nas baterias (V)
V_{cz}	Tensão eficaz aos terminais dos condensadores (V) ($z \in \{p, s\}$)
V_{dc}	Tensão eficaz no barramento DC (V)
V_{dc_med}	Tensão média no barramento DC (V)
V_{dcx}	Tensão aos terminais do lado x do conversor (V) ($x \in \{A, B\}$)
$V_{entrada}$	Tensão eficaz à entrada da malha ressonante (V)
V_{gsSxy}	Tensão <i>gate source</i> nos IGBT's (V) ($x \in \{A, B\}$, $y \in \{1, 2, 3, 4\}$)
V_{ocs}	Tensão em circuito aberto da bateria (V)
V_{ref_bat}	Tensão de referência das baterias no controlador em tensão constante (V)
V_{ref_dc}	Tensão de referência no controlador do barramento DC (V)
V_{Rp}	Tensão eficaz de polarização da bateria (A)
V_{saida}	Tensão eficaz à saída da malha ressonante (V)
V_{tr}	Tensão eficaz aos enrolamentos do transformador (V)
Z_r	Impedância equivalente da malha ressonante (Ω)
α	Variável utilizada no ganho em carga
β	Variável utilizada no ganho em descarga

η	Rendimento do conversor (%)
η_{Ch}	Rendimento do conversor na carga de baterias (%)
η_{Dch}	Rendimento do conversor na descarga de baterias (%)
φ	Ângulo de defasamento do <i>phase-shift</i> (°)
φ_{dc}	Ângulo de defasamento do <i>phase-shift</i> no controlador do barramento DC (°)
φ_i	Ângulo de defasamento do <i>phase-shift</i> no controlador de corrente constante (°)
φ_v	Ângulo de defasamento do <i>phase-shift</i> no controlador de tensão constante (°)

Capítulo 1

Estado da Arte

1.1 Introdução

Com os recursos naturais a esgotarem-se a um ritmo alarmante e com o aumento da poluição, governos de todo o mundo multiplicam os seus esforços e investimentos de modo a, pelo menos, minimizar esta situação. A necessidade de melhorar a eficiência energética é uma realidade, surgindo aqui uma oportunidade para os veículos elétricos (VEs) mostrarem todo o seu potencial e todos os seus benefícios para o sistema energético mundial. Aliando este facto ao conceito de *smart grid*, os VEs com as suas características de baixas emissões, alto rendimento e pouco ruído, tornam-se gradualmente uma hipótese muito forte na indústria automóvel como os veículos mais verdes da próxima geração [1].

Atualmente, os VEs não têm sido um modelo adotado pelo mercado devido a algumas limitações, tais como o elevado preço inicial, poucas infraestruturas de carregamento e a pouca autonomia das baterias. No entanto, este paradigma tende a mudar. Por exemplo, no primeiro trimestre de 2015 o número de VEs vendidos em Portugal igualou a totalidade de carros vendidos em 2014 [2].

Um dos pontos com maior relevância no tema dos VEs é o sistema de carga de baterias. Trata-se de um sistema crítico pois a ele encontram-se diretamente relacionados o tempo de vida, a capacidade de carga e o desempenho do banco de baterias de cada veículo [3].

1.2 Conversores bidirecionais

Um conversor DC-DC bidirecional, por definição, é um sistema que transforma o valor de tensão DC de entrada num valor de tensão DC à sua saída, podendo ser inferior ou superior ao valor de tensão de entrada, permitindo um fluxo de potência tanto da entrada para a saída, como da saída para a entrada. Na Figura 1.1 está representada uma configuração onde se enquadram a maioria das configurações dos conversores DC-DC bidirecionais existentes, e é caracterizada por uma tensão e uma corrente tanto na entrada como na saída.

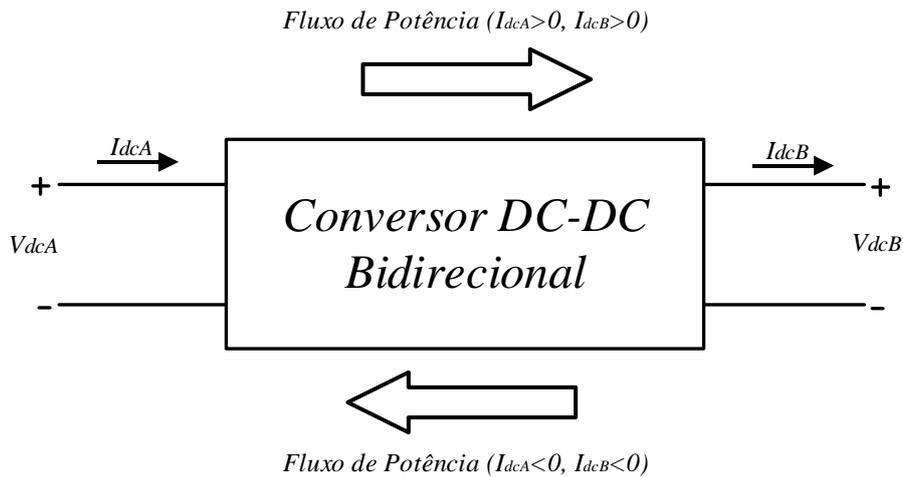


Figura 1.1 - Configuração geral de um conversor DC-DC bidirecional.

Na Figura 1.1, V_{dcA} e V_{dcB} são as tensões no lado A e B do conversor, e I_{dcA} e I_{dcB} as respectivas correntes.

Uma das principais características destes conversores é a presença de díodos colocados em antiparalelo com os interruptores semicondutores controlados (MOSFET's, IGBT's, etc) de modo a permitir a circulação de corrente no sentido contrário, relativamente ao semicondutor principal que é controlado. Também aqui podem existir conversores na configuração monofásica, em meia-ponte ou em ponte, e na configuração trifásica. No conversor de meia ponte é usado apenas um braço com interruptores semicondutores, enquanto na ponte monofásica e trifásica são usados 2 e 3 braços, respetivamente.

Os conversores DC-DC bidirecionais devido à crescente necessidade de várias aplicações tecnológicas, que necessitam de transferência de energia entre dois barramentos DC com níveis de tensão diferentes, nos últimos anos têm vindo a ser cada vez mais utilizados. São utilizados em acionamentos de motores DC, em veículos elétricos, veículos elétricos híbridos, nos sistemas de armazenamento de energia em sistemas de energia renovável, em fontes de alimentação ininterruptas (UPS) e satélites [4], por exemplo.

Nas aplicações em veículos elétricos e veículos elétricos híbridos, os conversores DC-DC fazem a ligação e a transferência de energia entre vários barramentos DC. Permitem a transferência de energia no sentido G2V (*grid to vehicle* - rede para o veículo), V2G (*vehicle to grid* - veículo para a rede) e entre as baterias e o barramento DC do acionamento do motor elétrico, permitindo travagem regenerativa [5].

Os conversores DC-DC bidirecionais podem ser classificados em dois tipos: os não-isolados e os isolados. Os não-isolados são os mais simples em termos construtivos, a nível de componentes e podem ter uma melhor eficiência. No entanto, em algumas aplicações e devido a algumas exigências de normas é necessário garantir isolamento galvânico [6]. A maior

complexidade do conversor DC-DC bidirecional isolado reside no facto deste possuir um transformador de média/alta frequência na sua configuração, necessitando de pelo menos dois conversores bidirecionais na sua configuração (inversor ou retificador ativo) para garantir um fluxo de potência AC no transformador.

Com o aumento da transmissão da energia a altas frequências, a impedância equivalente do transformador comporta-se cada vez mais como uma carga indutiva perante a fonte. Isto faz com que o fator de potência diminua bastante (até se tornar quase nulo à medida que a frequência aumenta) e que o rendimento obtido não seja tão elevado [7]. Para ultrapassar as desvantagens destes sistemas é habitual proceder-se à compensação do transformador, através do uso dos chamados conversores ressonantes. Estes comportam uma indutância e um condensador que podem ser ligados em série ou em paralelo com os dois enrolamentos do transformador e funcionam geralmente à frequência de ressonância imposta por estes dois elementos reativos. Neste tipo de conversor as perdas de comutação são menores já que os interruptores semicondutores mudam de estado quando a corrente e/ou a tensão aos seus terminais é praticamente nula (comutação suave).

1.3 Conversores DC-DC bidirecionais não-ressoantes

1.3.1 Conversores DC-DC bidirecionais não-isolados

Quando o tamanho, peso e custo são os fatores mais importantes na escolha de um conversor DC-DC bidirecional, os conversores DC-DC bidirecionais não-isolados são a escolha mais atrativa, pois abdicam o uso de um transformador na sua constituição.

Os conversores DC-DC bidirecionais não-isolados básicos, de um modo geral, derivam dos conversores DC-DC unidirecionais do tipo *buck* e *boost* e seus derivados [8], que devido ao facto de terem na sua estrutura um diodo, não têm capacidade de transportar energia nos dois sentidos. No entanto, nos conversores DC-DC bidirecionais não isolados básicos, esse diodo é substituído por um semicondutor controlado (semicondutores que têm capacidade de entrar em condução ou corte sob a ordem de um sinal externo de comando) com um diodo em antiparalelo.

Nesta secção a nomenclatura utilizada para identificar os semicondutores controlados e os díodos é S_x e D_x , respetivamente, onde x representa o número do dispositivo. Na Figura 1.2 [9] está representada a configuração dos conversores DC-DC unidirecionais não-isolados do tipo *buck* e do tipo *boost*, e também a reconfiguração destes que dá origem aos conversores DC-DC bidirecionais isolados básicos.

O *duty-cycle* ou razão de tensão (D) é definido como a percentagem do período do sinal de comando dos semicondutores controlados em que este está no estado *ON*, ou seja, é a percentagem do período do sinal de comando em que o semiconductor que está a ser controlado vai estar em condução. Como tal, define-se pela seguinte equação:

$$D = \frac{V_{dcB}}{V_{dcA}} = \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (1.1)$$

Na equação (1.1), V_{dcA} e V_{dcB} são as tensões do conversor nos lados de alta e baixa tensão, respetivamente. T_s é o período do sinal de comando dos semicondutores controlados, e T_{ON} é a parte do tempo do período do sinal de comando dos semicondutores em que o sinal está no estado *ON*, ou seja, o tempo em que o semiconductor está em condução [10].

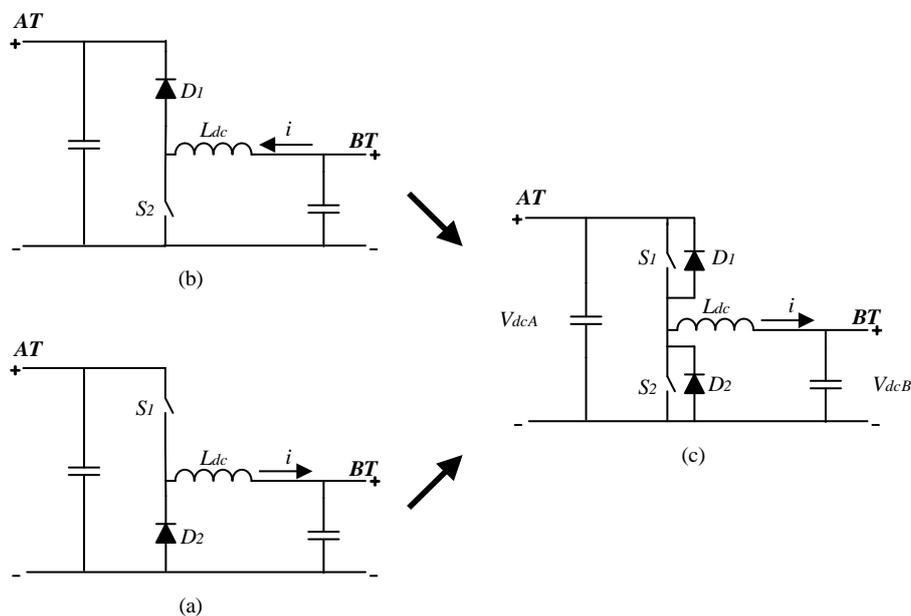


Figura 1.2 - Conversor DC-DC unidirecional do tipo buck (a), Conversor DC-DC bidirecional do tipo boost (b), transformação em conversor DC-DC bidirecional não-isolado básico (c).

Quando a energia é transferida do lado de alta tensão (AT) para o lado de baixa tensão (BT), ou seja o conversor está a funcionar no modo *buck*, o semiconductor S_1 é controlado enquanto o S_2 está desligado. Quando a energia é transferida do lado de baixa tensão para o lado de alta tensão, o conversor está a funcionar no modo *boost*, e o semiconductor S_2 é controlado enquanto o semiconductor S_1 está desligado. A bobina L_{DC} serve para que o *ripple* da corrente seja o menor possível.

Este conversor DC-DC bidirecional apresenta algumas limitações [9] como de apenas poder funcionar no modo *buck* num sentido e no modo *boost* no outro, quando o D é muito próximo da unidade o conversor não funciona na prática e o facto de não ter isolamento galvânico.

1.3.2 Conversores DC-DC bidirecionais isolados

De um modo geral os conversores DC-DC bidirecionais isolados têm a estrutura representada na Figura 1.3. A estrutura é composta por dois conversores DC-AC de alta frequência e um transformador usado para manter o isolamento galvânico entre dois barramentos DC. A razão de transformação do transformador é escolhida consoante a tensão dos barramentos DC desejada. Devido ao facto do conversor DC-DC exigir uma transferência de energia em ambos os sentidos, os conversores DC-AC têm que possuir a capacidade de transferência de energia bidirecional. Estes conversores podem ter várias topologias como: Ponte Completa, Meia Ponte, Push-Pool e outras configurações derivadas destas [11-13].

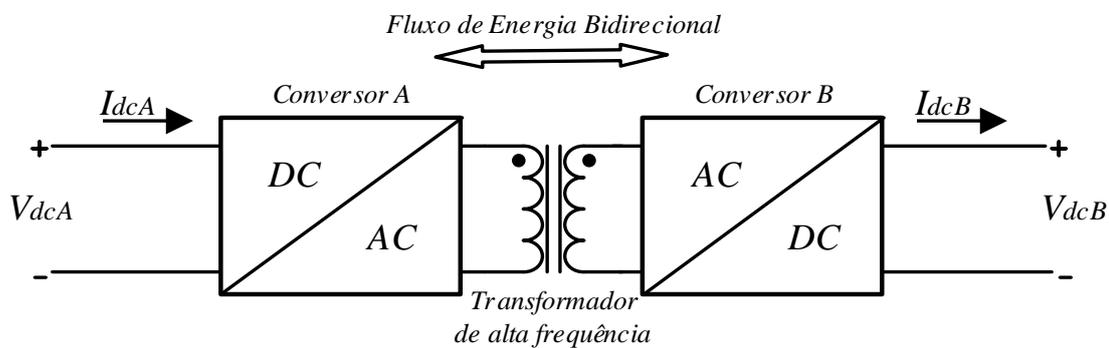


Figura 1.3 - Esquema geral de um conversor DC-DC bidirecional isolado.

Neste subcapítulo e nos restantes capítulos da dissertação os semicondutores controlados serão identificados recorrendo à nomenclatura S_{xy} sendo x a sigla que representa o conversor DC-AC [A e B], e y o número do semicondutor [14].

A introdução de um transformador de alta frequência no sistema leva sempre a perdas e custos adicionais [14]. Contudo, existem outras vantagens aplicadas a este conversor. A principal vantagem dos conversores DC-DC bidirecionais isolados em relação aos não-isolados é o facto de os isolados beneficiarem de isolamento galvânico, que em muitas aplicações é um requerimento obrigatório, pelo que garante uma maior segurança, redução de ruído e o correto funcionamento dos sistemas de proteção [9].

Relativamente à complexidade do sistema de controlo e do conversor propriamente ditos, os conversores DC-DC bidirecionais isolados têm uma maior complexidade que os não-isolados e quando se utiliza técnicas de comutação suave nos semicondutores controlados, a complexidade tende a ser ainda maior [9].

Uma das topologias de conversores DC-DC bidirecionais isolados mais utilizadas em VEs tem a configuração em ponte completa [15], representada na Figura 1.4 [9], sendo mais conhecida por *Dual Active Bridge* (DAB). Este conversor é utilizado em aplicações para veículos elétricos [12], aplicações de sistemas de armazenamento de energia que exigem fluxo de energia

bidirecional [11] e tem uma complexidade mais elevada ao nível do comando dos semicondutores controlados, devido a existirem quatro semicondutores em cada um dos lados do transformador (configuração em ponte completa). As topologias em meia ponte têm sido desenvolvidas com o objetivo de reduzir o número de componentes, diminuindo assim as perdas totais, mas devido aos desequilíbrios de tensão que surgem nos condensadores é necessário um controlo adicional para resolver esse problema [16].

Normalmente o conversor DAB é a escolha mais comum quando se trata de altas potências, embora tenha uma configuração mais complexa, um maior custo e maior tamanho [17].

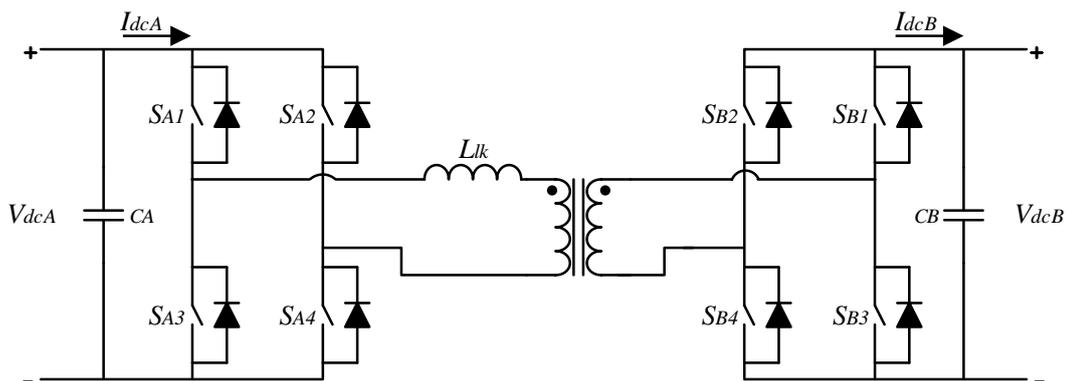


Figura 1.4 - Esquema elétrico de conversor DC-DC bidirecional com configuração em Ponte Completa (DAB).

Estes conversores DC-DC têm algumas vantagens entre as quais se destacam o facto de os dois conversores DC-AC terem a capacidade de gerar uma forma de onda de tensão com um valor de pico muito próximo da tensão DC (V_{dcA} e V_{dcB}) e apresentarem um rendimento que é independente da direção fluxo de potência. De salientar ainda que todos os semicondutores dos conversores são percorridos por correntes com valores eficazes muito semelhantes e que o transformador utilizado possui uma estrutura simples, ou seja, de fácil conceção [9].

A principal grandeza responsável pelo armazenamento e transferência de energia é a indutância de fugas do transformador (L_{lk}). Quando o valor de L_{lk} é insuficiente para a máxima transferência potência no conversor, adiciona-se uma indutância auxiliar ligada em série (L_{aux}). Existem outras desvantagens relevantes deste tipo de conversor DC-DC, entre as quais se destacam limitações em controlo de *soft-switching* para determinadas cargas [15], correntes DC com um *ripple* elevado (necessitam de componentes adicionais para a filtragem) e o facto do circuito de comando dos semicondutores ter uma maior dimensão do que o de outras configurações, devido ao maior número de semicondutores controlados [9].

1.4 Conversores DC-DC ressonantes

Nos conversores DC-DC para aplicações de potências elevadas, a frequência de comutação dos semicondutores controlados (f_s) é elevada, de modo a reduzir o tamanho dos elementos reativos. Neste caso, como os semicondutores estão sujeitos a tensões e correntes de valores elevados, têm grandes perdas por comutação. Para resolver este problema existe outro tipo de conversores DC-DC bidirecionais que são designados por conversores DC-DC bidirecionais ressonantes. Geralmente apresentam as mesmas topologias anteriormente referidas (Meia Ponte e Ponte Completa) com componentes passivos adicionais e são projetados de modo a conferir ao conversor uma transferência de potência com perdas muito reduzidas para uma dada frequência f_s elevada (frequência para a qual os componentes passivos adicionais são projetados de modo a que o sistema entre em ressonância).

Com o intuito de aumentar e melhorar a capacidade de transferência de energia, independentemente da topologia usada, é necessário que todo o sistema funcione à frequência de ressonância (f_r). Quando tal acontece, toda a impedância do conversor ressonante é vista do lado do primário como puramente resistiva, sendo que a tensão e corrente no circuito ressonante se encontram em fase. A transferência de energia é feita apenas usando a componente fundamental da frequência f_s , o que implica que os harmónicos da fonte e da carga sejam eliminados e que a potência transferida só tenha em conta a componente fundamental da tensão e corrente. Assim, o conversor ressonante tanto atua como um filtro passa-baixo ou como passa-banda, isolando a entrada e a saída dos harmónicos à frequência f_r [18].

Os conversores ressonantes podem funcionar em toda a gama de frequências, porém, o ponto ótimo onde o rendimento e a transferência de energia é máximo é à frequência f_r .

Comparando com outros conversores de alta frequência para a mesma potência, o conversor ressonante possui valores de correntes menores e perdas de comutação praticamente nulas. Este tipo de fenómeno ao qual existem perdas nulas nos semicondutores à frequência f_s é chamado de comutação suave ou *soft-switching*.

As técnicas usadas pela comutação suave da ponte inversora consistem na comutação no zero da corrente (ZCS) ou na comutação no zero da tensão (ZVS), representado na Figura 1.5. Na técnica ZVS, a tensão aos terminais do semiconductor é zero quando este é ligado. Assim consegue-se obter uma energia armazenada de saída nula e consequentemente perdas de comutação inexistentes. Na técnica ZCS, o semiconductor é desligado quando a corrente já é nula [19]. Outra vantagem desta comutação suave está na redução da interferência eletromagnética (EMI) quando é usada a comutação ZVS. O EMI é causado em grande parte por variações elevadas de corrente (di/dt) e de tensão (dv/dt). Estas variações bruscas também provocam *stress* nos componentes o

que reduz a sua vida útil [20]. A Figura 1.5 b) representa a comutação dos semicondutores com perdas, enquanto que a Figura 1.5 c) representa esses mesmos semicondutores com uma comutação suave.

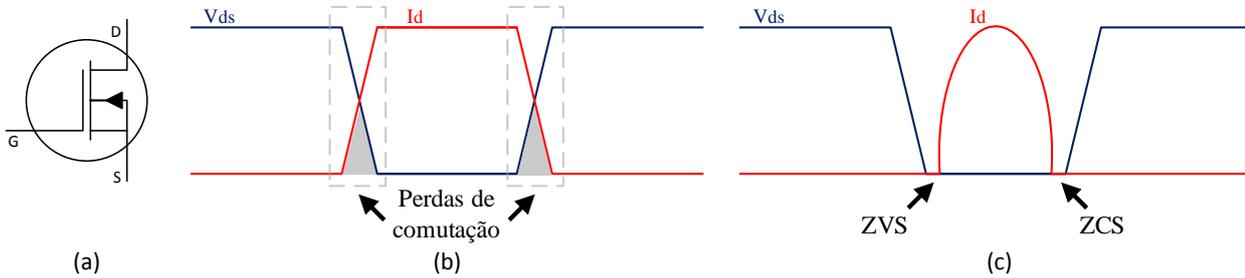


Figura 1.5 - MOSFET do tipo N (a), *Hard-switching* (b), *Soft-switching* (c).

Para a melhor compreensão dos conversores ressonantes, é importante perceber as quatro seguintes equações:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.2)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (1.3)$$

$$Q = \frac{Z_r}{R_i} \quad (1.4)$$

$$G = \frac{V_{saída}}{V_{entrada}} \quad (1.5)$$

A frequência f_r de uma malha ressonante é determinada por (1.2), onde L e C representam a indutância e a capacitância da malha ressonante.

A frequência normalizada (f_n) é a razão entre a frequência de comutação (f_s) dos semicondutores e a frequência de ressonância da malha (f_r) e é representada por (1.3).

O fator de qualidade (Q) de um sistema corresponde à razão entre a máxima energia armazenada e a energia média dissipada por ciclo na malha ressonante, e é calculado através da equação (1.4), onde Z_r representa a impedância equivalente da malha ressonante e R_i representa a resistência equivalente da carga aos terminais da malha ressonante.

Todas as malhas ressonantes têm a característica de possuírem um ganho em tensão associado à frequência f_n em que operam. O ganho (G) é caracterizado pela equação (1.5) e consiste na transformação da amplitude da tensão de saída face à tensão de entrada da malha ressonante.

1.4.1 Conversores Ressonantes Série (SRC)

A configuração ressonante série, Figura 1.6 (a), contém um condensador e uma bobine em série e comporta-se como uma fonte de tensão. A Figura 1.6 (b) representa a curva do ganho em função da frequência normalizada (f_n) de um SRC, para diferentes fatores de qualidade (Q).

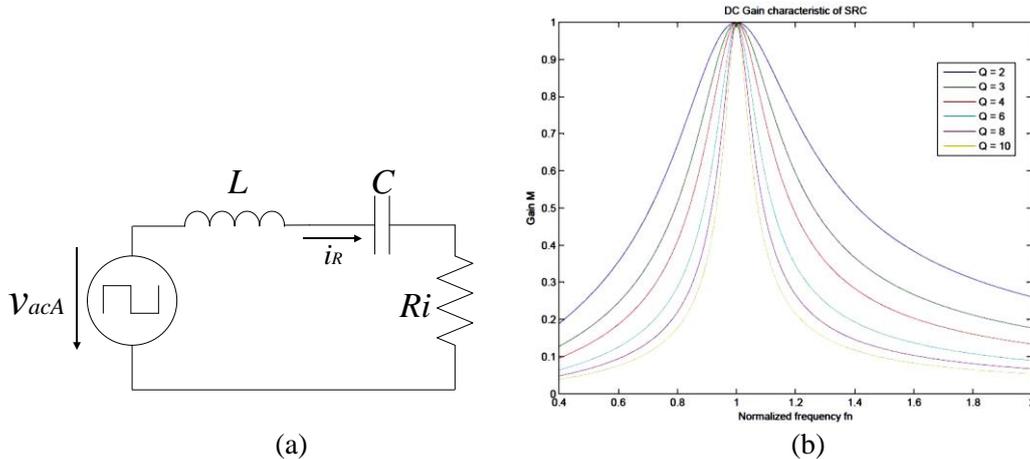


Figura 1.6 - Esquema equivalente de um SRC (a), Ganho característico de um SRC (b).

Esta topologia tem a vantagem de eliminar a circulação de correntes DC na malha ressonante que surgem a altas e médias frequências. Ao variar a frequência f_s dos semicondutores, a impedância equivalente da carga R_i vista pela malha ressonante vai variar, alterando assim a tensão aos terminais da carga R_i , comportando-se como um divisor de tensão. Este circuito funciona perfeitamente sem carga ($R_i = \infty$), mas em curto-circuito ($R_i = 0$), pode levar à destruição do conversor. A corrente nos dispositivos semicondutores decresce quando a corrente de carga decresce, fazendo com que não exista degradação do rendimento para cargas baixas. Para frequências f_s maiores que a frequência f_r , os semicondutores do conversor comutam na região ZVS. Para frequências f_s abaixo da frequência f_r , os semicondutores do conversor comutam na região de ZCS.

As principais desvantagens desta configuração são a impossibilidade de ter ganhos superiores a 1 e as elevadas correntes que podem passar por toda a malha ressonante, mesmo a baixas tensões. Assim sendo, esta configuração é ideal para altas tensões e baixas correntes [20].

1.4.2 Conversores Ressonantes Paralelo (PRC)

A configuração ressonante paralela, Figura 1.7 (a), contém um condensador em paralelo com a carga e comporta-se como uma fonte de corrente. O PRC tem a característica de conseguir ter ganhos de tensão superiores a 1 e uma proteção intrínseca a curto-circuitos na carga ($R_i = 0$). Em circuito aberto

($R_i = \infty$), tem um comportamento perigoso, pois podem existir correntes muito elevadas na malha ressonante e nos semicondutores, levando à destruição do conversor.

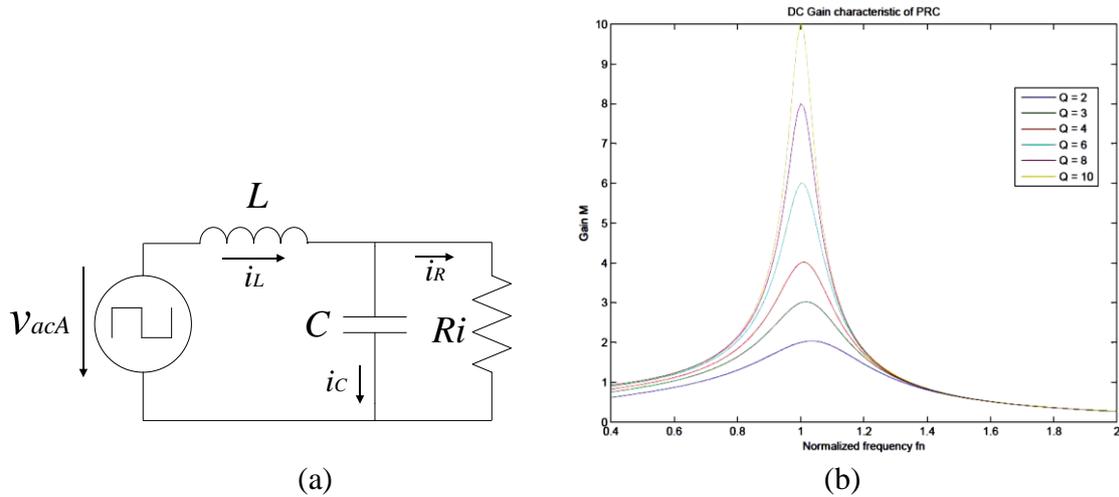


Figura 1.7 - Esquema equivalente de um PRC (a), Ganho característico de um PRC (b).

As principais desvantagens deste conversor relacionam-se com as flutuações de corrente a media/alta frequência e no seu ganho de saída, pois esta varia com o R_i . Mesmo alterando f_s para regular a tensão na saída, a corrente i_c mantém-se praticamente constante, o que leva a elevadas perdas no inversor independentemente da carga [20].

1.4.3 Conversores DC-DC bidirecionais isolados ressoantes

Juntando as configurações SRC e PRC e reconfigurando-as para terem um comportamento idêntico nos dois sentidos de fluxo, podemos obter dois tipos de conversores, o LLC e o LCC bidirecional. Estes conversores têm a característica de poderem incorporar os componentes magnéticos do transformador, reduzindo assim os custos da malha ressonante. Ambos possuem isolamento galvânico, comutação suave, operação a alta frequência, e tamanho reduzido. Na Figura 1.8 encontra-se representado um diagrama de blocos de um sistema DC-DC bidirecional isolado ressonante.

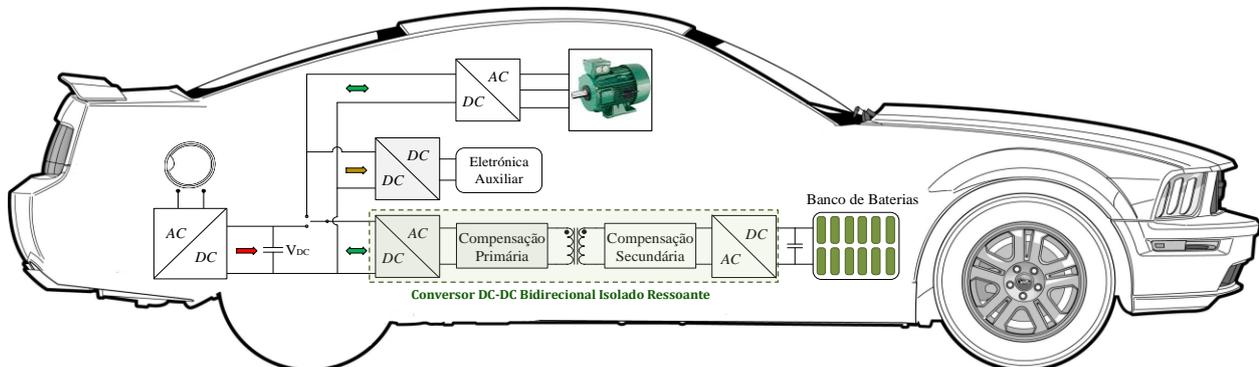


Figura 1.8 - Conversor DC-DC bidirecional isolado ressonante aplicado num VE

O conversor LCC Bidirecional tem algumas características que o sobressaem comparando com outras configurações mais simples. Consegue regular a tensão de saída em vazio, tem uma proteção intrínseca a curto circuitos e a circulação de corrente na malha ressonante do secundário é proporcional à carga. Contudo, o seu grande número de componentes passivos e as correntes constantes na malha ressonante (levando a perdas de comutação elevadas) fazem com que este conversor não seja caso de estudo. Por outro lado, o conversor CLLC ou LLC bidirecional, Figura 1.9, consegue deter vantagens que o distinguem dos demais.

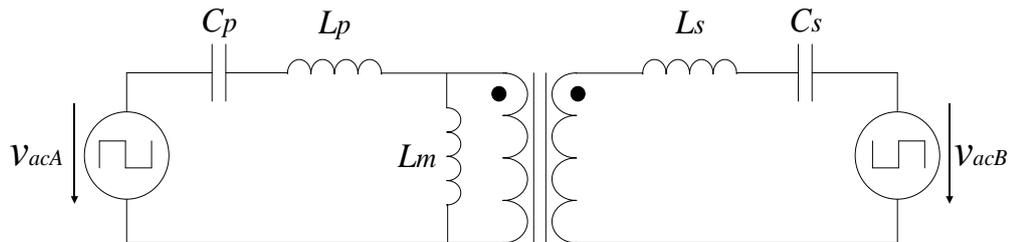


Figura 1.9 - Conversor CLLC bidirecional.

O CLLC é composto cinco elementos ressonantes e por duas frequências de ressonância (f_0 e f_r). São incluídas na malha ressonante dois condensadores (C_p e C_s), a indutância de magnetização (L_m) do transformador e as indutâncias de fugas do transformador (L_{lkp} e L_{lks}). L_p e L_s é dado por (1.6) e (1.7), onde L_{auxp} e L_{auxs} é adicionado para regular a malha ressonante, como explicado na secção 2.1.

$$L_p = L_{lkp} + L_{auxp} \quad (1.6)$$

$$L_s = L_{lks} + L_{auxs} \quad (1.7)$$

Na Figura 1.10 é representado a curva característica do ganho de um conversor CLLC, que tem a característica de ter dois picos de ganho para duas frequências distintas. À frequência f_r , o conversor tem um ganho de 1, contudo, para a frequência de canto (f_0), o conversor CLLC tem um ganho que pode variar entre $[0 \infty]$, dependendo das características da malha ressonante .

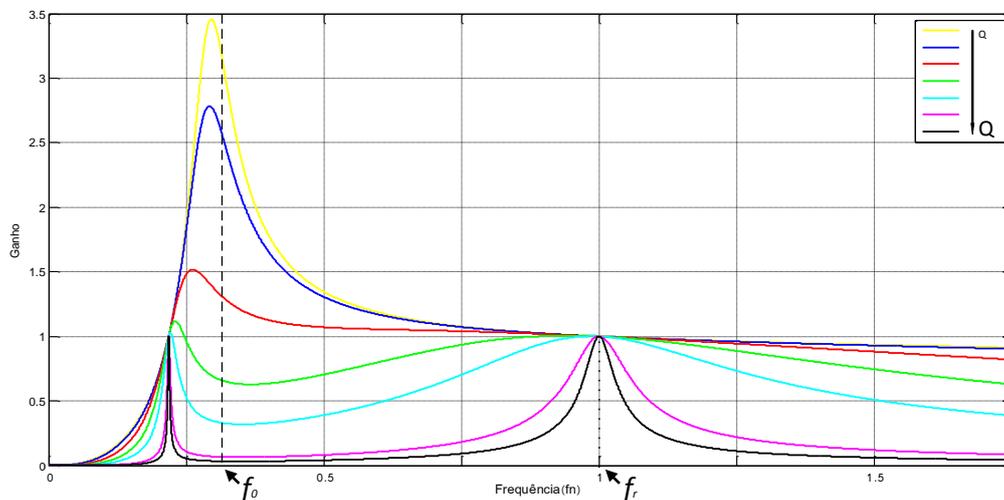


Figura 1.10 - Curva ganho de um CLLC.

As principais vantagens deste conversor caracterizam-se pelo ganho unitário constante à frequência f_r para qualquer tipo de carga, um ganho variável à frequência f_0 , um bloqueio intrínseco à correntes DC e baixas correntes na malha ressonante para tensões elevadas [15, 21, 22]. Este conversor não necessita de malhas *snubber* ou *clamp* pois tem a possibilidade de funcionar em ZVS e ZCS, aliviando assim o *stress* dos semicondutores [23].

A única desvantagem deste conversor é o seu custo inicial.

O CLLC bidirecional é usado principalmente em aplicações *grid-to-vehicle* (G2V) [15, 24], *Vehicle-to-Grid* (V2G) [25] e integração de sistemas em *smart grids* [21, 23, 26, 27].

1.5 Objetivos

O objetivo desta dissertação de mestrado é estudar e implementar um conversor DC-DC bidirecional que possa ser utilizado como um sistema de gestão de baterias LiFePO₄ num veículo elétrico real. O conversor deve ter a capacidade de carregar as baterias quando for necessário e deve responder sempre que seja solicitado a fornecer energia ao barramento DC do VE. Outro objetivo importante é provar que a modulação de tensão por *phase-shift* consegue regular os barramentos DC.

O estudo começa com a pesquisa bibliográfica referente aos conversores bidirecionais não-isolados, isolados e ressonantes, incluídos em sistemas de carregamento de baterias, com o objetivo de ajudar a perceber o funcionamento e o princípio da ressonância associado à frequência de operação do conversor

De maneira a validar os princípios anteriormente referidos, será analisado o funcionamento do conversor e a dinâmica da estratégia de controlo adotada através de simulações computacionais desenvolvidas no software *Matlab/Simulink*®.

Com o objetivo de validar os resultados teóricos obtidos na simulação será construído um protótipo, que permite obter resultados experimentais e demonstrar a fiabilidade do conversor. Para controlar este protótipo será necessário proceder à implementação das estratégias de controlo numa FPGA, programada através de software a desenvolver em ambiente *Labview*.

Por fim, com base nos resultados obtidos serão retiradas conclusões sobre o funcionamento de todo o conversor e o comportamento do método de controlo implementado, para concluir que os objetivos descritos foram atingidos.

1.6 Estrutura

Esta dissertação encontra-se dividida em 6 capítulos. No Capítulo 1 é feita a introdução aos conversores bidirecionais não isolados, isolados e ressonantes, com maior preponderância naqueles que são aplicados à transferência de energia em VEs. No fim do Capítulo 1 são apresentados os objetivos para esta dissertação. No Capítulo 2 é analisado o conversor CLLC bidirecional ressonante relativamente à sua configuração e comportamento, tanto para a carga quanto para a descarga de baterias. No Capítulo 3 são referidos os métodos de controlo existentes na literatura, incidindo essencialmente no método de controlo implementado. No Capítulo 4 é apresentado uma simulação computacional que utiliza valores e componentes próximos dos utilizados num VE real, sendo analisados os vários resultados obtidos. No Capítulo 5 são mostrados os resultados do trabalho experimental desenvolvido, fazendo a comparação simultânea desses mesmos resultados com outra simulação computacional que utiliza valores e componentes idênticos aos usados no protótipo. No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões desta dissertação e algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conversor CLLC

2.1 Princípio de funcionamento da configuração adotada

A configuração do conversor DC-DC bidirecional a ser estudada ao longo desta dissertação será uma configuração isolada ressonante série. Esta configuração aplicada ao carregamento de baterias para veículos elétricos tem vantagens em relação à topologia não-isoladas e não-ressonantes, já referidas no capítulo 1.

Dentro das configurações de conversores DC-DC bidirecionais isolados ressonantes, optou-se pela configuração denominado por CLLC [23], pelo que ao longo da dissertação o conversor DC-DC bidirecional isolado ressonante será denominado por CLLC, representado na Figura 2.1. A configuração do CLLC nesta dissertação é em onda completa, pois para a mesma tensão de entrada, consegue-se obter uma potência de saída quatro vezes maior, comparando com a configuração de meia onda [20].

Os semicondutores controlados a utilizar nas duas pontes completas do CLLC são do tipo *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT's), devido a terem uma boa relação entre a frequência de comutação e as correntes e tensões suportadas aos seus terminais [28].

Os inversores utilizados neste conversor DC-DC são em fonte de tensão (Ponte A e B). São conversores estáticos destinados a gerir o fluxo de energia elétrica entre uma fonte DC e uma carga AC. Têm como objetivo regular o valor da tensão eficaz e a frequência aplicado à sua saída. A estratégia de controlo utilizada nestes conversores será em *phase-shift*, como explicado mais em detalhe na secção 3.2.

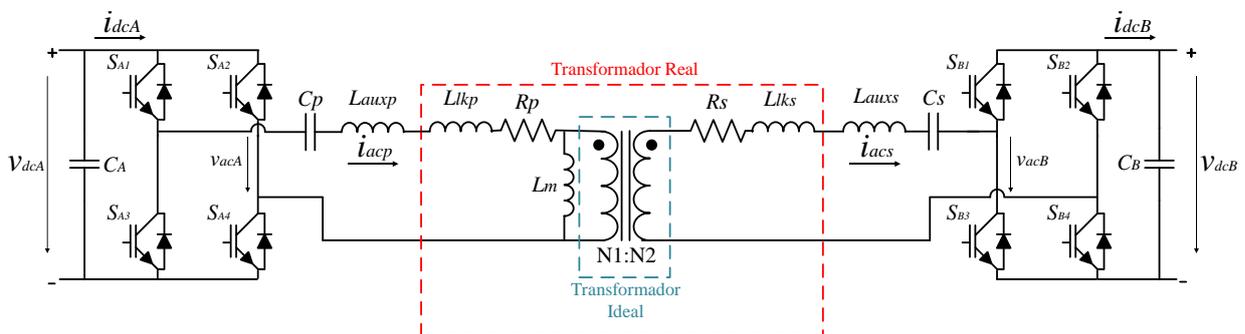


Figura 2.1 - Representação de um conversor ressonante bidirecional CLLC.

Como se pode observar na figura 2.1, o conversor é composto por duas pontes completas, com as respetivas tensões e correntes contínuas identificadas pelos subscritos A e B, e um circuito ressonante intermédio AC. Este circuito é constituído por um transformador de média/alta

frequência, duas indutâncias auxiliares (L_{auxp} e L_{auxs}) e dois condensadores (C_p e C_s) no lado primário e secundário do transformador.

Relativamente ao transformador, as resistências R_p e R_s representam as resistências dos enrolamentos do lado primário e secundário, respetivamente. As perdas do núcleo não estão representadas pois são muito reduzidas, desprezando-se. A sigla L_m corresponde à indutância de magnetização do transformador, enquanto as siglas L_{lkp} e L_{lks} retratam as indutâncias de fugas dos enrolamentos do lado primário e secundário, respetivamente. O transformador garante o isolamento galvânico e sendo este de alta/média frequência possibilita que os componentes ressonantes auxiliares do conversor e o próprio transformador tenham um tamanho mais reduzido, e conseqüentemente, um menor custo [20]. A razão de transformação do transformador (N) é definida por:

$$N = \frac{N_p}{N_s} \quad (2.1)$$

Neste capítulo e nos restantes capítulos desta dissertação as variáveis de entrada dos inversores A e B estão associadas ao subscrito x que pode tomar os valores A e B, enquanto as variáveis dos lados primário e secundário do transformador serão identificadas pelo subscrito z, sendo que z pode tomar os p (primário) e s (secundário).

Cada inversor apresenta nos terminais de saída uma onda quadrada de tensão v_{acx} a oscilar entre $+V_{dcx}$ e $-V_{dcx}$, isto devido à estrutura de onda completa do inversor. A tensão v_{acx} pode ser representada matematicamente através de série de Fourier indicada em (2.2) à qual corresponde uma tensão eficaz V_{acx} calculada através de (2.3)

$$v_{acx}(t) = \frac{4V_{dcx}}{\pi} \cdot \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(2\pi n f_s t) \quad (2.2)$$

$$V_{acx} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T_s/2} V_{dc}^2 dt} = V_{dcx} \quad (2.3)$$

Em (2.2), t representa o parâmetro relativo ao tempo e n representa o harmónico em análise. A componente fundamental de v_{acx} é representada por (2.4) e o correspondente valor eficaz calculado por (2.5).

$$v_{acx_0}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot V_{dcx} \cdot \sin(2\pi f_s t) \quad (2.4)$$

$$V_{acx_0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{dcx} \quad (2.5)$$

Quando o conversor funciona à frequência f_r , as correntes i_{acz} apresentam apenas a componente fundamental, isto é, i_{acz_0} sinusoidal, e podem ser representadas por:

$$i_{acz}(t) = i_{acz_0}(t) = \sqrt{2}I_{acz_0} \sin(2\pi f_r t) \quad (2.6)$$

A corrente de saída retificada I_{dcx} é dada por:

$$I_{dcx} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{T_s}{2}} |i_{acz}(t)| dt = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{acz_0} \quad (2.7)$$

Se i_{acx} e v_{acx_0} estiverem em fase, a carga DC de saída refletida no interior da malha ressonante AC é representada pelas resistências da Figura 2.5 e é definida por:

$$R_{acz} = \frac{V_{acx_0}}{I_{acz_0}} = \frac{8}{\pi^2} R_{dcx} = \frac{8V_{dcx}^2}{\pi^2 P_{outx}} \quad (2.8)$$

Por questões de simplificação, na Figura 2.2 são representados alguns parâmetros e grandezas referidas ao lado primário do transformador, sendo definidos por:

$$C'_s = \frac{C_s}{N^2} \quad (2.9)$$

$$L'_{lks} = N^2 \cdot L_{lks} \quad (2.10)$$

$$L'_{auxs} = N^2 \cdot L_{auxs} \quad (2.11)$$

$$R'_s = N^2 \cdot R_s \quad (2.12)$$

$$v'_{acB} = N \cdot v_{acB} \quad (2.13)$$

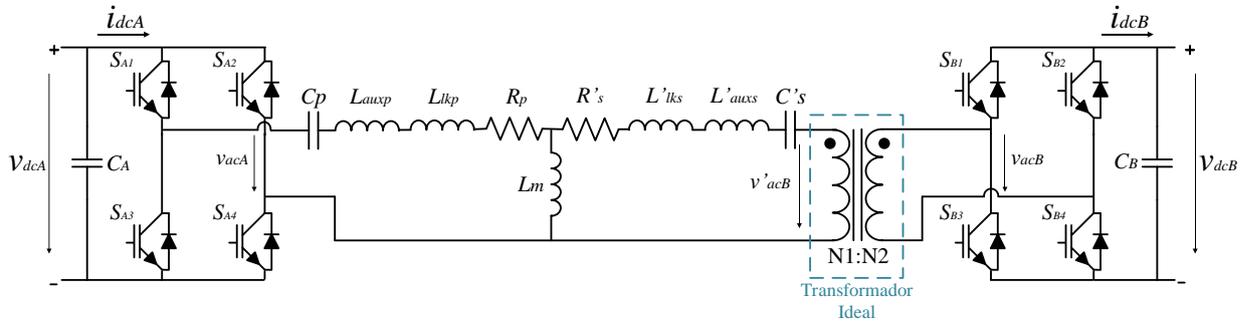


Figura 2.2 - Esquema equivalente de um CLLC.

A soma das indutâncias do primário é representada por L_p enquanto a soma das indutâncias do secundário é representada por L_s . A indutância L_{auxz} é utilizada para regular o rácio de indutâncias (k), que é representada pela equação (2.14).

$$k = \frac{L_p}{L_m} \quad (2.14)$$

Para uma indutância L_m muito pequena, as correntes de magnetização são elevadas, levando a grandes perdas de magnetização. Porém, para uma indutância L_m elevada, a curva de ganho torna-se mais oscilante e à frequência f_r o ganho diminui. É usual usar um entreferro no transformador neste tipo de conversores, pois é uma forma simples de regular a indutância L_m [20]. Em aplicações

de carregamento de baterias, a curva do ganho deve ser ligeiramente decrescente para toda a gama de frequência, para ambos os sentidos de operação do conversor [25]. Para que tal aconteça, k deve apresentar um valor próximo de 10 [21].

A configuração adotada nesta dissertação para a malha ressonante nos lados primário e secundário é de $L_p=L'_s$ e $C_p=C'_s$. Esta estrutura simétrica garante um algoritmo de controlo de comutação mais simples e eficiente, independentemente da direção do fluxo de potência. Para um transformador bem projetado, as resistências dos enrolamentos do transformador são desprezáveis, não sendo consideradas no seguinte caso de estudo. Assim sendo, o esquema de um CLLC aplicado à carga de baterias de um VE (sentido G2V) corresponde ao representado na Figura 2.3 e Figura 2.5 (a), enquanto o esquema aplicado à descarga de baterias corresponde à Figura 2.4 e Figura 2.5 (b) [15]. De agora em diante, considera-se que a tensão V_{dcA} corresponde à tensão do barramento DC (V_{dc}) partilhado pelo retificador da rede e pelo acionamento do VE e que a tensão V_{dcB} corresponde à tensão do barramento DC das baterias (V_{bat}). Os IGBT's representados a cinzento não se encontram em condução.

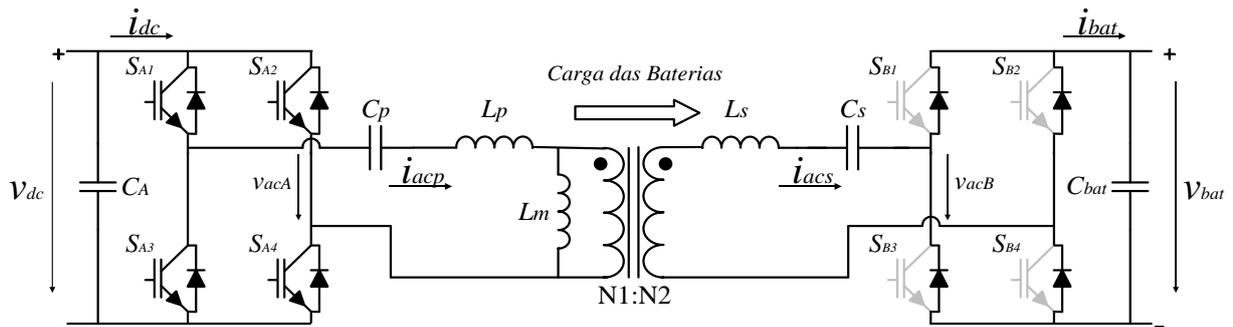


Figura 2.3 - Esquema equivalente de um CLLC aplicado à carga de baterias, sentido G2V.

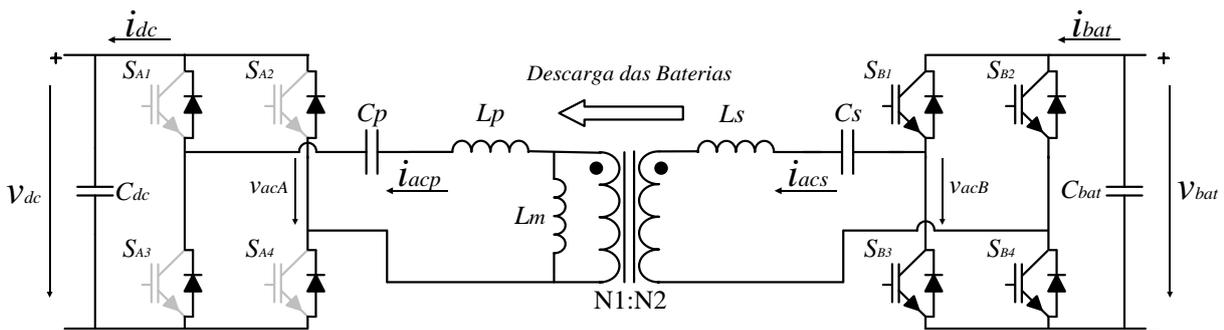


Figura 2.4 - Esquema equivalente de um CLLC aplicado à descarga de baterias.

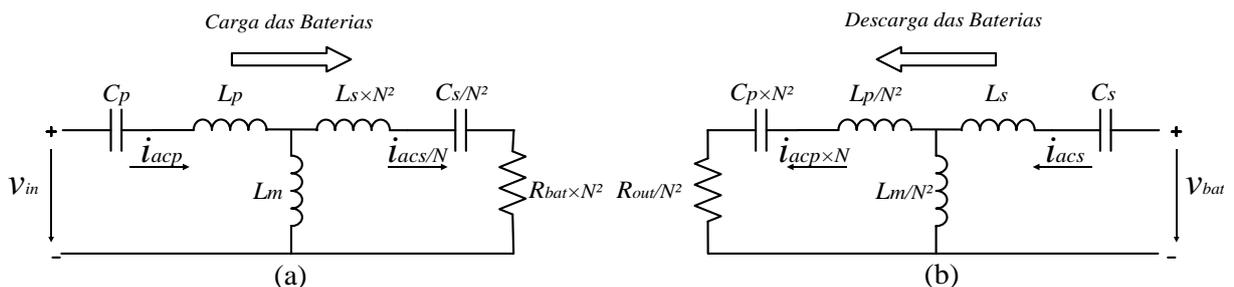


Figura 2.5 - Malha ressonante simplificada aplicada à carga de baterias (a) e à descarga de baterias (b).

O que define o sentido do fluxo de energia é o potencial das tensões V_{dc} e V_{bat} . Se V_{dc} for superior a V_{bat} , então o fluxo desloca-se no sentido G2V. Por outro lado, se V_{bat} for superior a V_{dc} , então o fluxo desloca-se no sentido contrário.

A configuração CLLC tem a característica de ter duas frequências de ressonância, uma (f_r) em que o ganho é unitário e outra (f_0) em que o ganho variável, sendo que a frequência f_r é sempre maior do que a frequência f_0 .

Se $L_p \neq L'_s$ e $C_p \neq C'_s$, então a frequência f_r já vai estar dependente do sentido do fluxo de potência do conversor. Dessa forma, a frequência f_r toma o valor de f_{rCh} para a carga (2.15) e f_{rDch} para a descarga (2.19). Contudo, por questões de simplificação, normalmente no projeto de um CLLC $L_p=L'_s$ e $C_p=C'_s$. Isto faz com que a frequência f_r seja constante independentemente do sentido do fluxo de potência, fazendo com que f_{rCh} seja igual a f_{rDch} . Porém, a frequência f_0 vai deter valores diferentes dependendo do sentido do fluxo de potência. A frequência f_0 tomará valores de f_{0Ch} para a carga e f_{0Dch} para a descarga, determinados pelas equações (2.16) e (2.20), respectivamente.

No processo de carga, Figura 2.5 (a), a frequência de ressonância da carga (f_{rCh}) utiliza a indutância equivalente de carga (L_{Ch}) e a capacitância equivalente de carga (C_{Ch}). Estas variáveis são expressas por (2.17) e (2.18).

$$f_{rCh} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{Ch} \cdot C_{Ch}}} \quad (2.15)$$

$$f_{0Ch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m \cdot C_p}} \quad (2.16)$$

$$L_{Ch} = L_p + \frac{L_m \cdot N^2 L_s}{L_m + N^2 L_s} \quad (2.17)$$

$$C_{Ch} = \frac{C_p \cdot (C_s / N^2)}{C_p + (C_s / N^2)} \quad (2.18)$$

No processo de descarga, Figura 2.5 (b), a frequência de ressonância da carga (f_{rDch}) utiliza a indutância equivalente de descarga (L_{Dch}) e a capacitância equivalente de descarga (C_{Dch}), e são representadas por (2.21) e (2.22).

$$f_{rDch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{Dch} \cdot C_{Dch}}} \quad (2.19)$$

$$f_{0Dch} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_m}{N^2} \cdot C_s}} \quad (2.20)$$

$$L_{Dch} = L_s + \frac{1}{N^2} \cdot \frac{L_m \cdot L_s}{L_m + L_s} \quad (2.21)$$

$$C_{Dch} = \frac{N^2 C_p \cdot C_s}{N^2 C_p + C_s} \quad (2.22)$$

O fator de qualidade (Q) também é diferente mediante o sentido do fluxo de potência sendo representado na carga por Q_{Ch} (2.23) e na descarga por Q_{Dch} (2.24).

$$Q_{Ch} = \frac{2\pi f_{rCh} L_{Ch}}{8R_{bat} N^2} \quad (2.23)$$

$$Q_{Dch} = \frac{2\pi f_{rDch} L_{Dch}}{8R_{out} N^2} \quad (2.24)$$

De acordo com as leis de Kirchhoff analisadas em [29], os ganhos de tensão na carga (G_{Ch}) e descarga (G_{Dch}) são calculados através de (2.25) e (2.26), respetivamente.

$$G_{Ch} = \left| \frac{1}{1 + A - \left(\frac{f_{0Ch}}{f_s}\right)^2 + j\alpha \left[B - A + \left(\frac{f_{0Ch}}{f_s}\right)^2 \right] + j \frac{1}{N^2} Q_{Ch} (1 + B) \left(\frac{f_s}{f_{rCh}} - \frac{f_{rCh}}{f_s} \right)} \right| \quad (2.25)$$

$$G_{Dch} = \left| \frac{1}{1 + B - \left(\frac{f_{0Dch}}{f_s}\right)^2 + j\beta \left[A - B + \left(\frac{f_{0Dch}}{f_s}\right)^2 \right] + jN^2 Q_{Dch} (1 + A) \left(\frac{f_s}{f_{rDch}} - \frac{f_{rDch}}{f_s} \right)} \right| \quad (2.26)$$

onde A, B, α e β representam:

$$A = \frac{L_p}{L_m} \quad (2.27)$$

$$B = \frac{N^2 L_s}{L_m} \quad (2.28)$$

$$\alpha = \frac{1}{2\pi f_s C_s R_{bat}} \quad (2.29)$$

$$\beta = \frac{1}{2\pi f_s C_p R_{out}} \quad (2.30)$$

Se $L_p = L'_s$ e $C_p = C'_s$, então $f_{rCh} = f_{rDch}$ e o ganho é unitário à frequência de ressonância, tanto na carga, como na descarga ($G_{Ch_{fr}} = G_{Dch_{fr}} = G_{fr} = 1$), tal como se pode observar na Figura 2.6. Nestas condições, e para perdas desprezáveis, V_{bat} e V_{dc} relacionam-se através da equação (2.31).

$$V_{dc} = G_{f_r} \cdot N \cdot V_{bat} = N \cdot V_{bat} \quad (2.31)$$

A Figura 2.6 representa as curvas características do ganho de um CLLC num processo de carga e de descarga para iguais fatores de qualidade. Ambas as formas de onda têm o mesmo comportamento, interpretando apenas o Q de maneira diferente, isto porque a impedância equivalente toma valores diferentes consoante o sentido do fluxo de potência, como representado na Figura 2.5.

No que diz respeito ao rendimento do conversor (η), na carga este é definido pela expressão (2.32) e na descarga pela expressão (2.33).

$$\eta_{Ch}(\%) = \frac{P_{bat}}{P_{dc}} \quad (2.32)$$

$$\eta_{Dch}(\%) = \frac{P_{dc}}{P_{bat}} \quad (2.33)$$

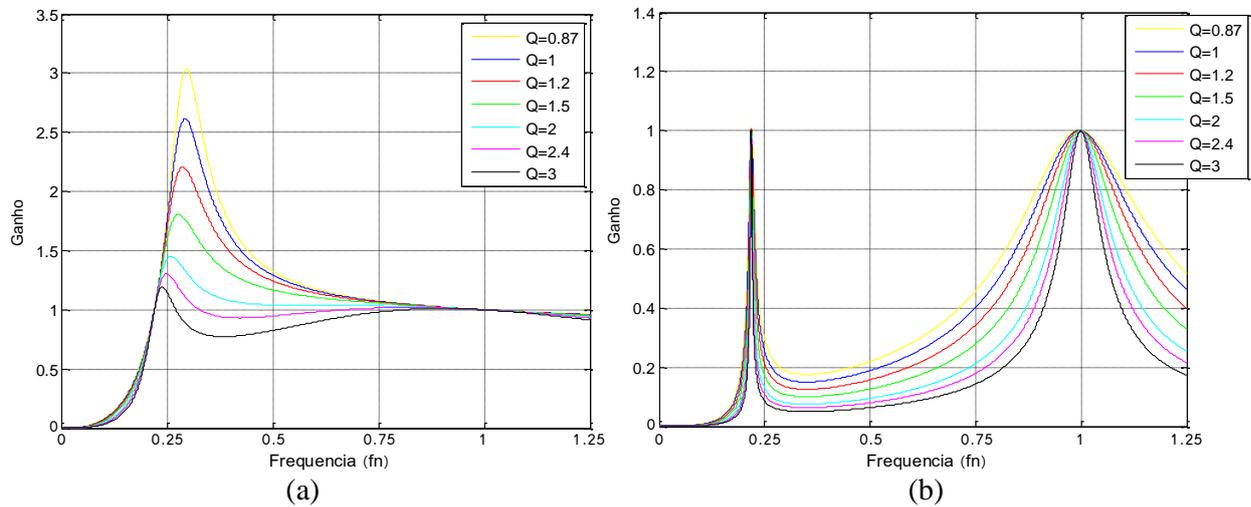


Figura 2.6 - Curva do ganho de um CLLC com $L_p=L'_s$ e $C_p=C'_s$, no processo de carga (a) e descarga (b).

2.2 Modos de operação para carga de baterias

Num CLLC bidirecional ressonante, existem 6 modos de operação durante um único ciclo de comutação. A Figura 2.7 representa esses modos para um funcionamento em carga de baterias. Uma vez que os componentes dos lados primário e secundário são simétricos, isto é, $L_p=L'_s$ e $C_p=C'_s$, no modo de descarga das baterias as formas de onda são exatamente iguais, apenas desfasadas 180° .

Os modos 3 e 6 encontram-se no intervalo de *dead-time* dos semicondutores IGBTs, enquanto os modos 1 e 4 reproduzem o tempo de ressonância e de transferência de potência. Os modos 2 e 5 representam o intervalo em que o conversor não se encontra em ressonância [21].

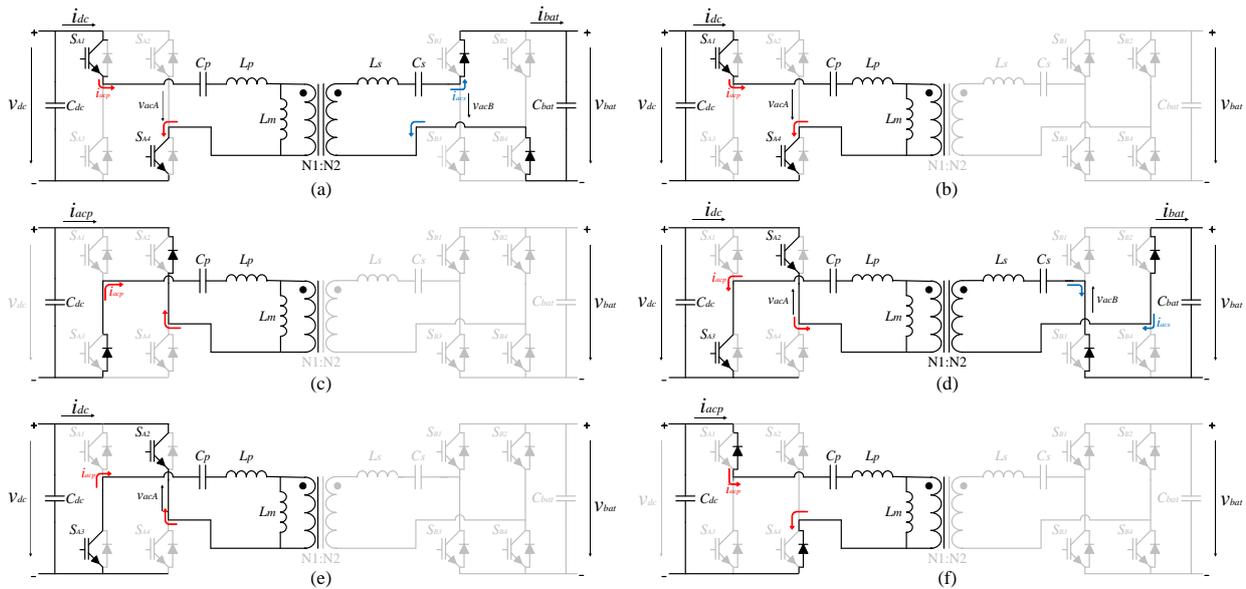


Figura 2.7 - Modos de operação de um CLLC: (a) Modo1, (b) Modo2, (c) Modo 3, (d) Modo4, (e) Modo 5, (f) Modo 6.

Durante a carga, enquanto existe transferência de potência do primário para o secundário, os pares de IGBT's do primário S_{A1} S_{A4} e S_{A3} S_{A2} operam como inversores, enquanto os IGBTs do secundário permanecem desligados, operando apenas os pares de díodos D_{B1} D_{B4} e D_{B3} D_{B2} em modo de retificador (Figura 2.3).

A Figura 2.8 (a) mostra algumas formas de onda teóricas do conversor proposto para todos os modos de operação do CLLC, durante um único ciclo de comutação e na fase de carregamento, para uma estratégia de controlo *phase-shift* com $\varphi=180^\circ$. A Figura 2.8 (b) mostra as mesmas formas de onda mas agora com um $\varphi \neq 180^\circ$. Na secção 3.2 será explicado em detalhe a estratégia de controlo *phase-shift*.

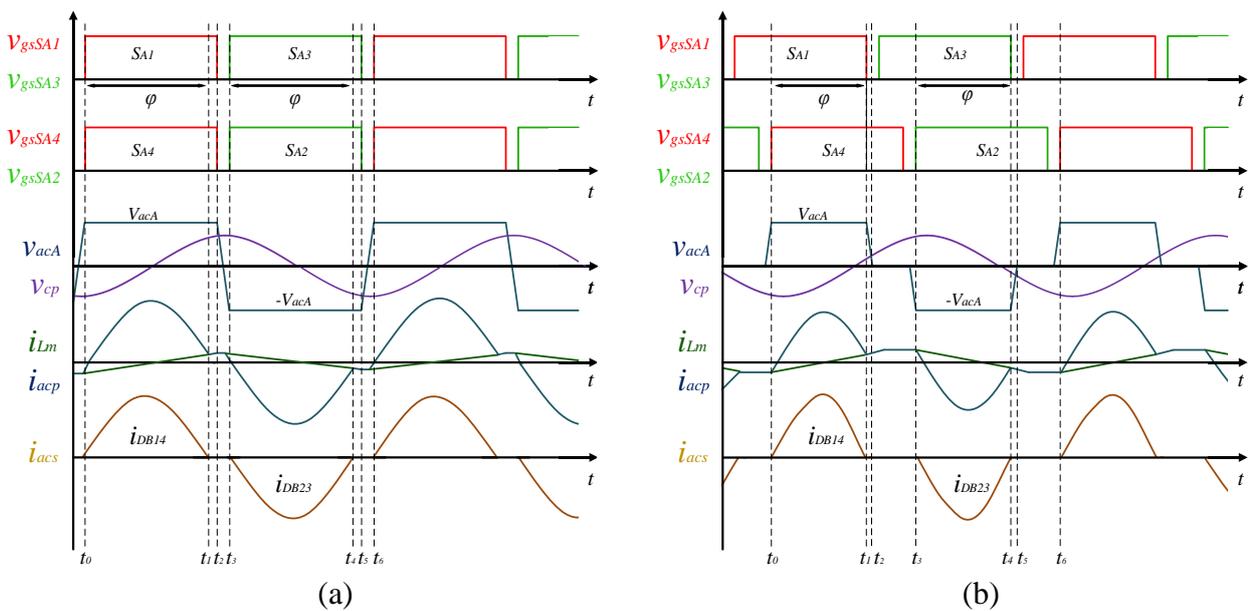


Figura 2.8 - Ondas teóricas de um conversor CLLC bidirecional ressoante: $\varphi=180^\circ$ (a) e $\varphi \neq 180^\circ$ (b).

A descrição detalhada sobre todos os modos operacionais é a seguinte [21]:

- Modo 1 [$t_0 - t_1$]: S_{A1} e S_{A4} são ligados e existe energia a fluir para as baterias através de D_{B1} e D_{B4} . A corrente i_{acp} torna-se positiva porque $+V_{dc}$ força a corrente no sentido positivo. A carga vista pelo transformador encontra-se refletida no secundário e a energia armazenada em L_m vai acumular-se de forma linear. Desprezando a duração do *dead-time*, a corrente i_{acp} pode ser calculada neste intervalo através:

$$i_{acp}(t) = i_{acp}(t_0) \cos(2\pi f_r(t-t_0)) + \frac{V_{dc} - v_{Cp}(t_0)}{\sqrt{L_p / C_p}} \sin(2\pi f_r(t-t_0)) - \int_{t_0}^t V_{Tr}(t-\tau) \cos(2\pi f_r \tau) d\tau \quad (2.34)$$

$$i_{acp}(t_0) \approx \frac{V_{dc}}{L_m + L_p} \left(\frac{T_s}{4} - \frac{\Delta}{2} \right) \quad (2.35)$$

$$\Delta = t_2 - t_1 \quad (2.36)$$

Onde V_{Tr} é a tensão aos terminais do enrolamento do transformador e T_s é o período de comutação dos semicondutores. A corrente i_{Lm} pode ser obtida através da seguinte equação:

$$i_{Lm}(t) = i_{acp}(t_0) + \frac{1}{L_m + L_p} [V_{dc}(t-t_0) -] - \int_{t_0}^t C_p(\tau) d\tau \quad (2.37)$$

Os díodos D_{B1} e D_{B4} iniciam a transferência de energia em ZCS pois nesse instante i_{acs} encontra-se nula. O modo 2 termina quando i_{acp} encontra i_{Lm} , o que significa o fim da transferência de energia para o secundário.

- Modo 2 [$t_1 - t_2$]: Depois de i_{acp} igualar i_{Lm} , a ressonância é cessada e não há transferência de energia para o secundário. Neste intervalo, i_{acs} torna-se zero e o condensador C_{bat} não consegue carregar. A corrente i_{acp} iguala i_{Lm} até S_{A1} e S_{A4} desligarem. A corrente i_{acp} pode ser calculada neste intervalo através:

$$i_{acp}(t) = i_{acp}(t_1) \cos(\omega_m(t-t_1)) + \frac{V_{dc} - V_{Cp}(t_1)}{Z_m} \sin(\omega_m(t-t_1)) \quad (2.38)$$

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{(L_m + L_p)C_p}} \quad (2.39)$$

$$Z_m = \sqrt{\frac{L_m + L_p}{C_p}} \quad (2.40)$$

- Modo 3 [$t_2 - t_3$]: Neste momento o conversor encontra-se no intervalo de *dead-time*. A corrente flui pelos díodos em antiparalelo D_{A2} e D_{A3} e prepara o conversor para arrancar no modo 4 em ZVS.

Modo 4 [$t_3 - t_4$]: S_{A2} e S_{A3} ligam-se e o conversor começa a transferir energia do primário para o secundário, transmitindo energia às baterias através dos díodos D_{B2} e D_{B3} . Durante este intervalo, i_{acp} muda de sentido imposto por $-V_{dc}$. Este modo comporta-se de forma igual

ao modo 1, com a diferença de que agora os IGBTs que funcionam são o S_{A2} e S_{A3} . Os díodos D_{B2} e D_{B3} iniciam a transferência de energia em ZCS pois nesse instante i_{acs} encontra-se nulo.

- Modo 5 [$t_4 - t_5$]: Este intervalo é semelhante ao modo 2. Depois de t_4 , a ressonância e o fluxo de potência param. Sem transferência de energia, i_{acs} torna-se zero e as baterias param de receber energia.
- Modo 6 [$t_5 - t_6$]: Este intervalo é semelhante ao modo 3. Ocorre durante o *dead-time* dos semicondutores S_{A2} e S_{A3} . Não existe energia transferida para as baterias, porém a energia armazenada na malha ressonante do primário flui através de D_{A1} e D_{A4} , fazendo com que os semicondutores no Modo 1 operem em ZVS.

2.3 Baterias

Como é do senso comum, as baterias são dos componentes com maior relevância num VE. Os tipos de baterias mais conhecidos são chumbo-ácido, íões de lítio, níquel-cádmio e níquel-hidreto metálico, entre outras [1]. Na Tabela 2.1 encontra-se um resumo das principais tecnologias de baterias [30-32]

	PbSO₄	NiCad	NiMH	LiCoO₄	LiMn₂O₄	LiFePO₄
Tensão nominal	2V	1.2V	1.2V	3.7V	3.7V	3.3V
Den. energia (wh/kg)	24~40	40~60	40~80	135~150	100~140	85~130
Temp. de funcionamento	-20-40°C	-20-50°C	-20-50°C	-20-60°C	-20-40°C	-20-60°C
Eficiência (por ciclo)	60~70%	75%	70%	90%	90%	>95%
Autodescarga (mensal)	2~5%	5~20%	5~20%	3%	5%	<1%
Nº de ciclos	500~800	>2000	>2000	300~500	300~500	2000~10000
Segurança	média	boa	boa	média	media	muito boa
Efeito de memória	não	sim	sim	não	não	não
Produto ecológico	mau	mau	bom	razoável	razoável	bom

Tabela 2.1 - Características das principais tecnologias de baterias.

Os fatores mais importantes a ter em conta na escolha de uma bateria são o tempo de vida útil, eficiência, densidade energética, o custo de armazenamento de energia e o desempenho da mesma.

Apesar do estudo das baterias não ser um requisito desta dissertação, apresenta-se no seguinte tópico uma síntese sobre as baterias de LiFePO₄, visto ser o tipo de baterias utilizadas no protótipo deste projeto.

2.3.1 Baterias LiFePO₄

Comparando com as tradicionais tecnologias, as baterias de ‘Lítio – Fosfato de Ferro’ (LiFePO₄) têm vindo a assumir-se como uma das mais promissoras tecnologias de armazenamento de energia, particularmente para aplicações relacionadas com a mobilidade elétrica e com os sistemas de aproveitamento de energias renováveis. Por exemplo, o Veeco, o primeiro carro elétrico totalmente Português que será comercializado a partir de 2016 e que tem uma autonomia até 400 quilómetros, utiliza baterias LiFePO₄ [33, 34].

As características que estas baterias apresentam são favoráveis a tais aplicações, nomeadamente o facto de esta tecnologia ser segura, durável, de carregamento rápido, densidade elevada, reduzido impacto ambiental, rendimento elevado e com uma taxa de autodescarga reduzida [35].

Comparando com as restantes tecnologias, as baterias LiFePO₄ possuem as seguintes vantagens:

- **Segurança e manuseabilidade** – Não existem riscos de incêndio ou explosão, mesmo em condições de sobrecarga. As baterias são de construção sólida e podem ser operadas em qualquer posição mesmo sujeitas a vibrações. Não libertam gases ou materiais tóxicos, mesmo quando o encapsulamento é danificado;
- **Durabilidade** (nº de ciclos) – Superior a 2000 ciclos completos de carga/descarga;
- **Autodescarga** – Inferior a 1%/mês, é a tecnologia com a menor taxa de autodescarga;
- **Rendimento** – Apresenta o rendimento mais elevado de todas as baterias (> 95%);
- **Manutenção** – Não exige qualquer tipo de manutenção e pode ser armazenada por longos períodos com carga parcial sem risco de se deteriorar;
- **Impacto ambiental** – A tecnologia é ambientalmente segura e as baterias são facilmente recicladas;
- **Taxa de carga e de descarga** – Apresenta uma das maiores taxas de carga e de descarga (cargas e descargas rápidas, com correntes elevadas).

A bateria LiFePO₄, apesar de possuir um custo de investimento elevado, é a bateria que melhor se enquadra no tipo de sistema considerado. Note-se que, apesar do elevado custo de investimento (que tenderá a baixar em virtude da massificação da produção), as baterias LiFePO₄ apresentam um custo estimado por ciclo comparável às baterias de Chumbo-ácidas [32].

Uma bateria recarregável de íões de Lítio, tal como todos os conversores de energia eletroquímicos (baterias), é constituída por um ânodo, um cátodo e um eletrólito. A Figura 2.9 ilustra o princípio de funcionamento de uma célula que compõe uma bateria LiFePO₄. O ânodo é a fonte dos íões positivos de Lítio e o cátodo é o recetor [36].

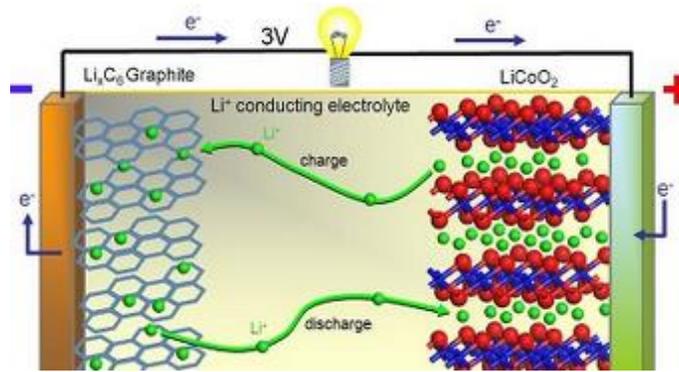
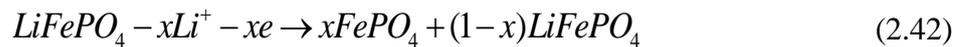
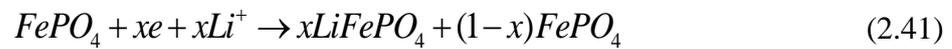


Figura 2.9 - Princípio de funcionamento de uma bateria LiFePO4 [36].

As baterias LiFePO₄, apesar da sua estrutura química bastante compacta, possuem um ciclo de carga/descarga notoriamente bom, sobretudo para baixas densidades de corrente. A reação eletroquímica global de carga e de descarga das baterias LiFePO₄ é dada, respetivamente, pelas equações (2.41) e (2.42) [37].



2.3.2 Esquema elétrico equivalente

Uma bateria não é uma fonte ideal. Na prática, a tensão medida aos terminais de uma bateria não é linear e depende de fatores como o estado de carga da bateria, temperatura ou histórico do regime de carga. Da mesma forma, não é possível eliminar a sua resistência interna ou o seu efeito capacitivo. A aproximação a um modelo elétrico equivalente permite relacionar matematicamente as características dinâmicas com o estado interno da bateria. De facto, a tensão, corrente, temperatura ou outras variáveis externas podem ser utilizadas para conhecer o estado interno da bateria, nomeadamente o seu estado de carga (*State Of Charge* – SOC). O SOC é definido como o rácio entre a capacidade que está na bateria e a capacidade total da bateria, podendo ser expresso pela equação (2.43).

$$SOC = SOC_0 - \int \frac{idt}{Q(i)} \quad (2.43)$$

Onde SOC_0 representa o valor inicial da bateria e $Q(i)$ representa a capacidade da bateria em ampere-hora a uma corrente i (corrente a circular na bateria), sendo negativa na descarga e positiva na carga [38].

Um dos modelos mais utilizados para descrever as características dinâmicas de uma bateria LiFePO₄, é o modelo da Figura 2.10 [39].

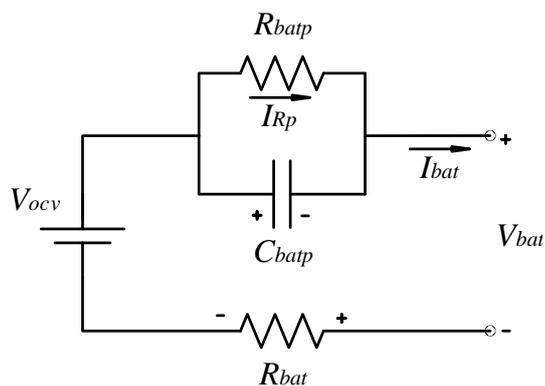


Figura 2.10 - Circuito equivalente de Thevenin de uma bateria.

Este modelo é constituído por uma resistência R_{bat} em série com uma malha RC ($R_{batp}||C_{batp}$). A fonte de tensão V_{ocv} (*Open Circuit Voltage*) que alimenta a malha representa a tensão em circuito aberto da bateria. A resistência série R_{bat} representa a resistência interna da bateria e é a responsável pela queda de tensão que ocorre quando a bateria está em carga. A malha C_{batp} e R_{batp} representa o efeito de polarização da bateria (efeito capacitivo do ânodo e do cátodo) e é a principal causa da perda de capacidade de armazenamento de uma bateria, pois aumenta com o envelhecimento da bateria [40].

Um dos aspetos mais importantes do funcionamento das baterias são as curvas de carregamento e descarregamento, que variam consoante o tipo de bateria. A Figura 2.11 representa a curva de descarregamento de uma bateria LiFePO_4 de 60Ah, idêntica à bateria usada no protótipo desta dissertação.

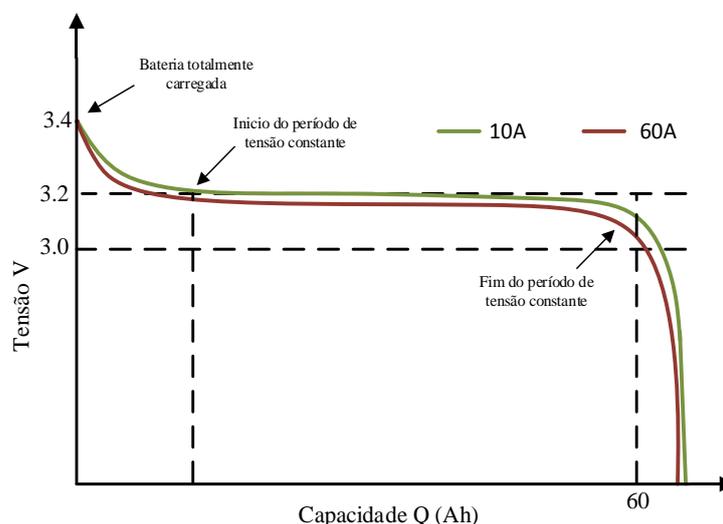


Figura 2.11 - Curvas de descarga de uma bateria do tipo LiFePO_4 de 60Ah, em função de diferentes valores de corrente

Para efetuar a carga da bateria, existem vários métodos de controlo, tais como carregamento por corrente constante, carregamento por tensão constante e carregamento por corrente pulsada. No próximo capítulo todos esses métodos de carga serão analisados.

Capítulo 3

Métodos de controlo do conversor CLLC

3.1 Métodos de controlo existentes

3.1.1 Controlo da tensão AC da malha ressonante

Relativamente ao controlo da tensão de saída dos inversores usados em conversores ressonantes, existem dois tipos de controlo totalmente diferentes, o controlo em *phase-shift* e o controlo em PWM (*pulse width modulation* - modulação por largura de pulso).

No controlo em *phase-shift*, o valor da tensão eficaz de saída está dependente do valor da fonte de entrada DC V_{dc} , enquanto que a sua frequência depende apenas da frequência de comutação f_s . Este tipo de controlo ao funcionar perto da frequência de ressonância f_r consegue alcançar o ZVS e o ZCS sem qualquer tipo de circuito adicional. É um controlo simples, leve e de fácil implementação. Quando se adiciona um atraso a um dos braços da ponte inversora em causa, consegue-se regular a tensão eficaz de saída. Este controlo é explicado em detalhe na secção 3.2. Em contrapartida, um controlo em PWM não consegue alcançar o ZVS ou o ZCS sem necessitar de circuitos adicionais. Isso reduz a fiabilidade e a eficiência do sistema, aumentando custos e o tamanho do conversor [25].

Uma das variáveis mais importantes no controlo de um conversor CLLC bidirecional ressonante é o controlo da frequência f_s . Existem formas de controlo em frequência fixa e frequência variável. Ao utilizar uma frequência f_s variável, consegue-se um ganho variável $[0 \infty]$, porém, só quando $f_r = f_s$ existe a comutação suave em ZVS ou ZCS.

Um controlo em frequência f_s variável é o mais indicado para sistemas IPT (Transferência de Energia Indutiva), pois a sua curva característica do ganho varia muito facilmente com a distância variável do transformador sem fios, sendo necessário alterar a frequência f_s para alcançar um ganho de saída constante.

Com o controlo de frequência fixa, se um CLLC comutar a uma frequência f_s igual à frequência f_r , o conversor opera com um ganho unitário em ZVS e ZCS. Juntando esta característica à vantagem de se usar um transformador com um N fixo, independentemente da carga de saída, a tensão de saída mantém-se constante, utilizando a equação (2.31).

Posto isto, a estratégia de controlo adotada nesta dissertação para o sistema CLLC será em *phase-shift* com frequência f_s fixa.

3.1.2 Métodos de controlo de carregamento de baterias

Existem vários métodos de controlo para carregar baterias, nomeadamente os métodos de carregamento por tensão constante (tipicamente aplicados na carga das baterias de chumbo-ácidas) e por corrente constante (mais utilizados na carga de baterias de iões de Lítio). Contudo, não existem métodos ideais que possam ser aplicados a todos os tipos de baterias. O método de carregamento deve ser selecionado de acordo com o tipo de bateria e segundo as instruções do fabricante. Na Tabela 3.1 apresenta um resumo das vantagens e inconvenientes dos principais métodos de carregamento de baterias.

Método	Vantagens	Desvantagens
Corrente constante (CC)	A limitação de corrente previne correntes elevadas durante a fase inicial de carga;	Possibilidade de sobrecorrentes durante a fase final de carga;
Tensão constante (CV)	O limite de tensão previne sobretensões na fase final de carga;	Durante a fase inicial de carga, a corrente facilmente atinge valores elevados;
Corrente constante/Tensão constante (CC-CV)	Limita a tensão e a corrente;	Tempo de carga muito longo;
Carga por pulsos e método <i>Reflex</i>	Podem reduzir o efeito de polarização prevenindo o aumento da temperatura da bateria;	Sistema de controlo complexo.

Tabela 3.1 - Principais métodos de carregamento de baterias [31].

Tipicamente as baterias de iões de Lítio, e em particular as baterias LiFePO₄, são carregadas de acordo com o método CC-CV [41]. Este método consiste numa primeira fase, em carregar a bateria com uma fonte de corrente constante até que a tensão limite (em carga) da bateria seja atingida. Numa segunda fase, a tensão mantém-se constante e à medida que o estado de carga da bateria aumenta, a corrente diminui progressivamente até um determinado valor (normalmente 1/10 da capacidade estipulada da bateria), a partir do qual se considera que a bateria está totalmente carregada. A principal desvantagem deste método é o tempo de carga [41]. De acordo com a Figura 3.1, cerca de 95% da carga total da bateria deve-se apenas à primeira fase de carga (corrente constante), e os seguintes 5% são devidos a um controlo em tensão constante.

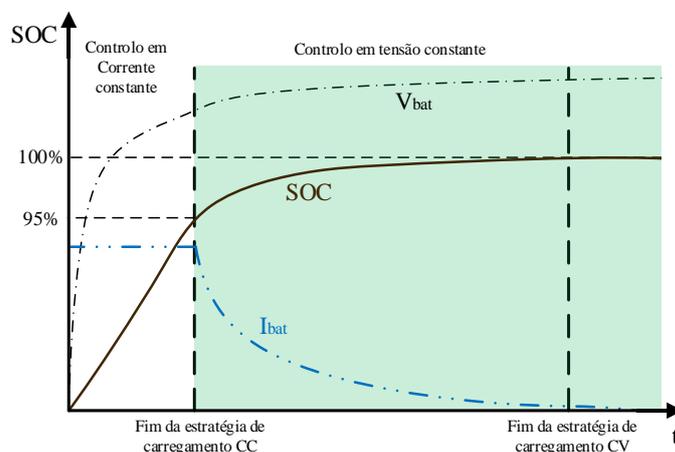


Figura 3.1 - Métodos de carga CC-CV [41].

3.2 Métodos de controlo implementados

3.2.1 Controlo em *phase-shift* com frequência f_s fixa

Com a estratégia de comando em *phase-shift* de onda quadrada, o impulso permanece durante 180° em cada par de semicondutores $[S_1 S_4]$ e $[S_3 S_2]$. Assim, quando $[S_1 S_4]$ recebem impulsos de comando ON, o par $[S_3 S_2]$ recebe impulsos OFF e a tensão na carga é $v_{ac} = V_{dc}$. Contudo, quando $[S_3 S_2]$ recebem impulsos de comando ON, os IGBTs $[S_1 S_4]$ recebem o impulso OFF e a tensão na saída é $v_{ac} = -V_{dc}$ (Figura 3.2 (a)). Se a frequência da tensão de saída pretendida for de 100 kHz, então os interruptores semicondutores irão comutar de estado com uma frequência f_s de 100 kHz.

A alternativa a este comando de 180° é a possibilidade de regular o tempo de condução de cada interruptor, por exemplo ficando apenas pelo 100° . Este controlo possibilita a regulação da tensão eficaz de saída sem necessidade de regular a tensão da fonte DC, desde 0 até V_{dc} , como representado na Figura 3.2 (b).

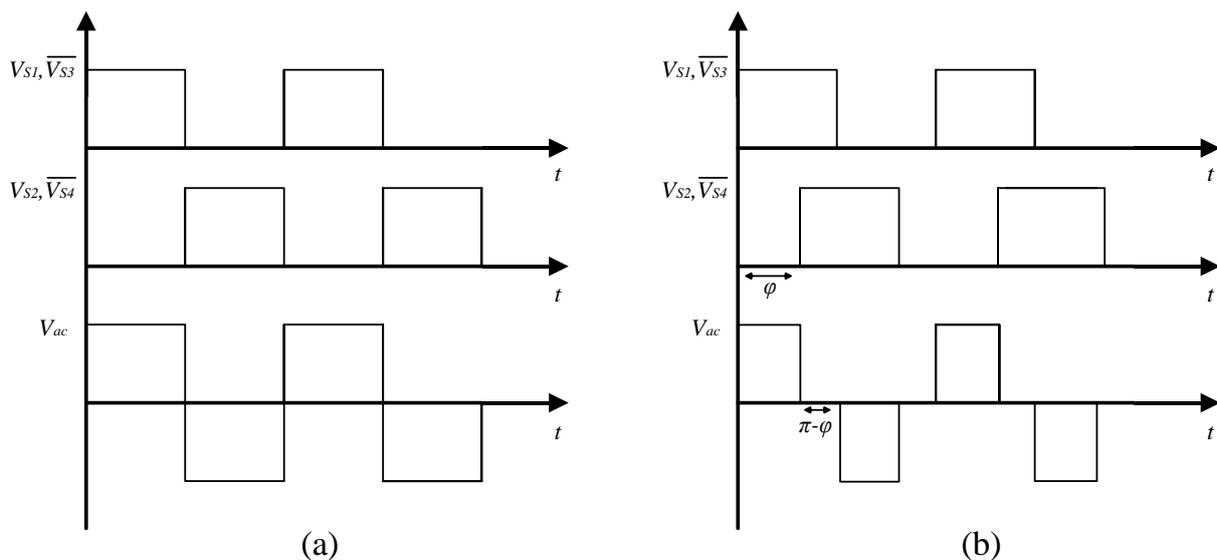


Figura 3.2 - Controlo em *phase-shift* com um $\varphi=180$ (a) e com um $\varphi \neq 180$ (b).

Na Figura 3.2 (b), em vez de atuarem em oposição de fase, os semicondutores S_2 e S_4 vão comutar com um atraso de φ em relação a S_1 e S_3 , originando um momento em que a tensão de saída é zero, controlando assim o valor eficaz da tensão V_{ac} . Desta forma, é possível constatar que quando os semicondutores estão todos em condução ou em corte ocorre um curto-circuito na ponte, fazendo assim com que V_{ac} se anule.

3.2.2 Carga de baterias – Controlo em corrente constante

O controlador diz-se de corrente constante, pois como o nome indica, terá como principal função manter o valor eficaz da corrente I_{bat} constante para qualquer modo de carregamento, até que a bateria esteja pelo menos a 95% da carga total. Nesta dissertação foram definidos três modos de carga, um modo lento, um intermedio e um rápido. O valor médio da corrente I_{bat_med} será comparada com uma corrente de referência I_{ref} , que toma os valores de carregamento rápido, intermedio ou lento, e cuja diferença de ambos segue para um controlador PI (os ganhos encontram-se no Apêndice A). O resultado à saída desse PI corresponde ao ângulo de *phase-shift* φ_I . De seguida, o ângulo φ_I é transformado em radianos e posteriormente numa constante de tempo t_I para ingressar no bloco *variable time delay*. Desta forma, por intermédio de um gerador de pulsos à frequência de comutação f_s com um *duty-cycle* de 50%, os *drivers* dos IGBT's da primeira ponte $S_{A1...4}$ vão controlar a sua comutação em função do ângulo φ_I . Em suma, o par de IGBT's S_{A2} e S_{A4} vai comutar com um desfasamento igual a φ_I face ao par S_{A1} e S_{A3} , conseguindo-se assim obter a onda de tensão V_{acA} que garante uma corrente I_{bat_med} igual à de referência.

Uma carga efetuada com o método CC é significativamente mais rápida. Adicionalmente, este método permite prolongar o tempo de vida útil da bateria, uma vez que o tempo a que esta fica sujeita a tensões elevadas é menor [41].

Na Figura 3.3 está representado o diagrama de blocos do controlador descrito.

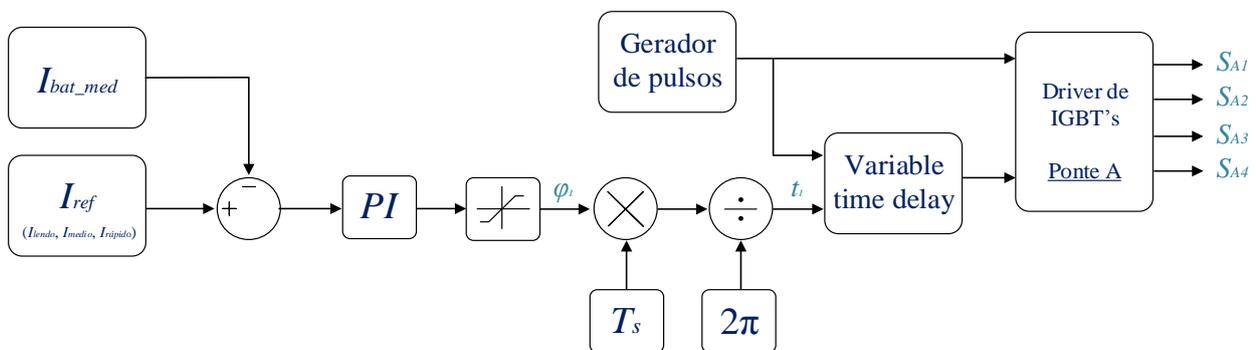


Figura 3.3 - Diagrama de blocos do controlador em corrente constante.

3.2.3 Carga de baterias – Controlo em tensão constante

Ao alcançar os 95% de SOC, as baterias começam a carregar por controlo de tensão constante. Nesta fase, a tensão de referência das baterias V_{ref_bat} deve ser mantida constante, normalmente tomando o valor de tensão máxima suportada pelas baterias (V_{bat_max}), proporcionando uma diminuição gradual à corrente I_{bat} , como representado na Figura 2.9. Quando

a tensão a V_{bat_med} é igual a V_{bat_max} , então as baterias estão totalmente carregadas e o controlo é interrompido.

De forma idêntica ao controlador de corrente constante, parte-se de um gerador de pulsos à frequência f_s com um *duty-cycle* de 50% e, a partir do controlador de tensão constante, um ângulo de *phase-shift* φ_v será produzido. De seguida, φ_v é convertido em radianos e posteriormente numa constante de tempo t_v ao qual vai ditar o desfaseamento na comutação entre os pares de IGBT's $S_{A1...4}$, formando uma onda de tensão V_{acA} que se transformará na tensão V_{bat_med} desejada.

Este controlo também tem a vantagem de atuar como proteção para as baterias. Se por algum instante a tensão V_{dc} ultrapassar o valor referenciado, o controlador não permite que a tensão V_{bat} supere a tensão V_{bat_max} , protegendo assim as baterias de correntes e tensões não expectáveis.

O diagrama de blocos deste controlador encontra-se representado abaixo na Figura 3.4.

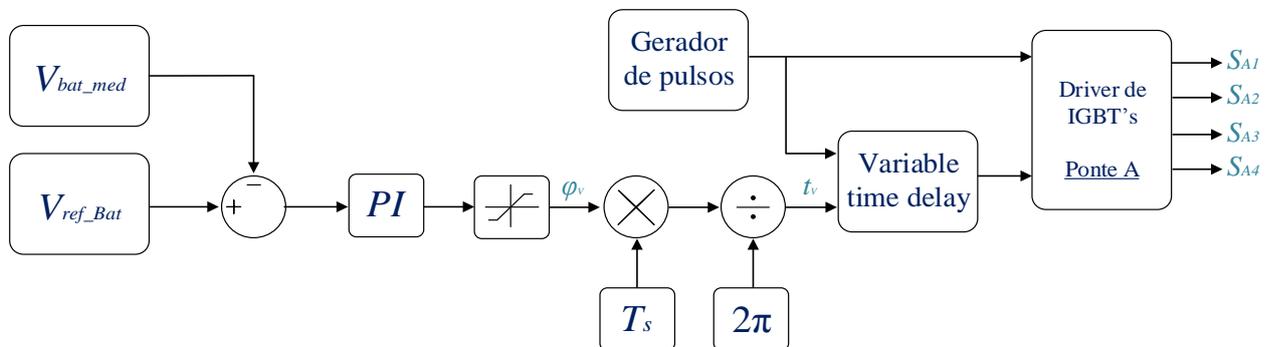


Figura 3.4 - Diagrama de blocos do controlador de tensão constante nas baterias.

3.2.4 Descarga de baterias – Controlo do barramento DC

O controlador do barramento V_{dc} é usado, como o nome indica, para estabilizar a tensão V_{dc_med} para diferentes níveis de carga. De forma idêntica ao controlador de tensão constante, parte-se de um gerador de pulsos à frequência f_s com um *duty-cycle* de 50% e gera-se um ângulo de *phase-shift* φ_{dc} . Posteriormente, o ângulo φ_{dc} é convertido numa constante de tempo t_{dc} o qual vai ditar o desfaseamento na comutação entre os pares de IGBT's $S_{B1...4}$, formando uma onda de tensão V_{acB} que se transformará na tensão V_{dc_med} desejada.

Devido a todas as perdas por efeito de Joule no conversor, mesmo funcionando com uma frequência f_s igual à frequência f_r , o ganho não será unitário, isto porque as quedas de tensão no conversor CLLC impedem que a tensão V_{dc} alcance o máximo teórico. Posto isto, a tensão V_{ref_dc} deve ser igual à tensão V_{dc} para a máxima potência, garantindo assim, que para qualquer potência inferior à potência máxima, o valor de V_{dc} permanece sempre constante, através da estratégia de controlo aqui indicada.

O controlador descrito nesta secção encontra-se representado na Figura 3.5.

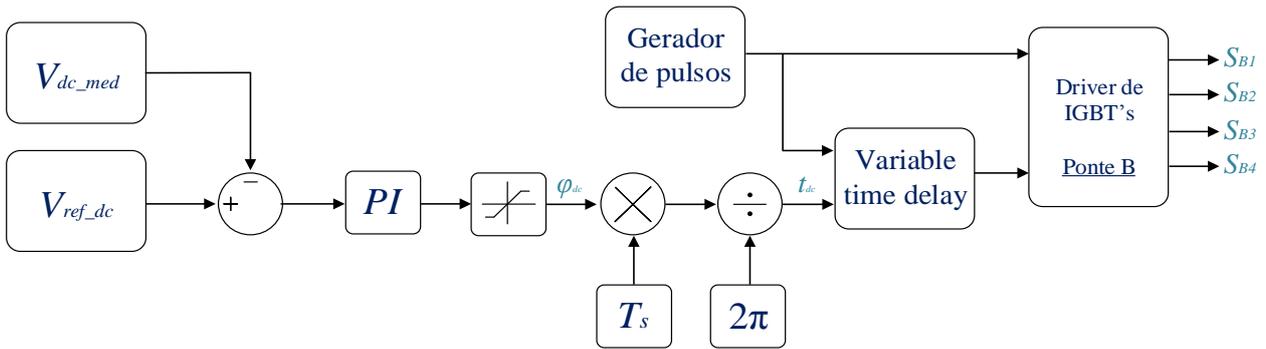


Figura 3.5 - Diagrama de blocos do controlador de tensão constante no barramento V_{dc} .

3.2.5 Controlo em arranque suave

Geralmente os condensadores de saída de um CLLC (C_{dc} e C_{bat}) possuem uma grande capacidade, pois são fundamentais para filtrar todo o *ripple* proveniente das tensões retificadas. Assumindo que os condensadores estão descarregados, durante a fase de arranque gerar-se-á uma elevada corrente que poderá danificar alguns componentes do conversor. Devido a este problema, é necessário que o controlador suavize a corrente de arranque num CLLC [22].

Uma forma de controlar a corrente de arranque é operando a uma frequência f_s em que o ganho seja inferior a 1. Assim, variando frequência f_s gradualmente entre [50 100]% de f_{s_ref} , consegue-se eliminar picos de corrente que possam existir no arranque do sistema. Este controlo utiliza uma rampa cuja amplitude varia entre [0.5 1] num tempo de arranque definido ($t_{arranque}$) e é posteriormente multiplicado pela referência da frequência f_{s_ref} , como representado na Figura 3.6.

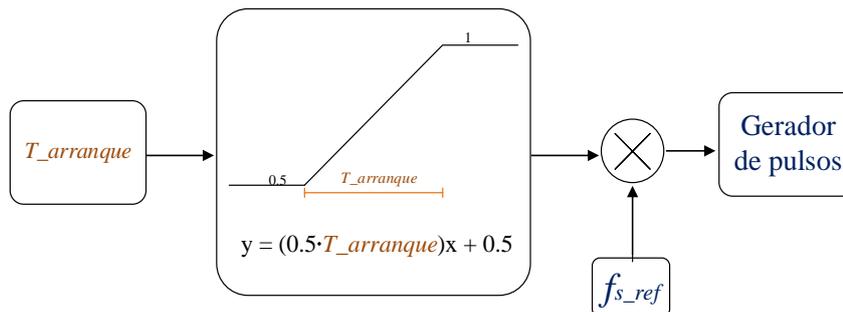


Figura 3.6 - Diagrama de blocos de um arrancador suave.

Capítulo 4

Simulação teórica

De maneira a ser possível verificar um correto funcionamento dos controladores projetados e do conversor CLLC ressonante bidirecional aplicado a um VE real, procedeu-se a uma simulação computacional através do *software Matlab/Simulink*®. O modelo implementado está representado na Figura 4.1 e inclui todas as baterias LifePO₄ existentes no IT (Instituto de Telecomunicações da Universidade de Coimbra), pois futuramente esta simulação será utilizada para desenvolver um veículo elétrico real.

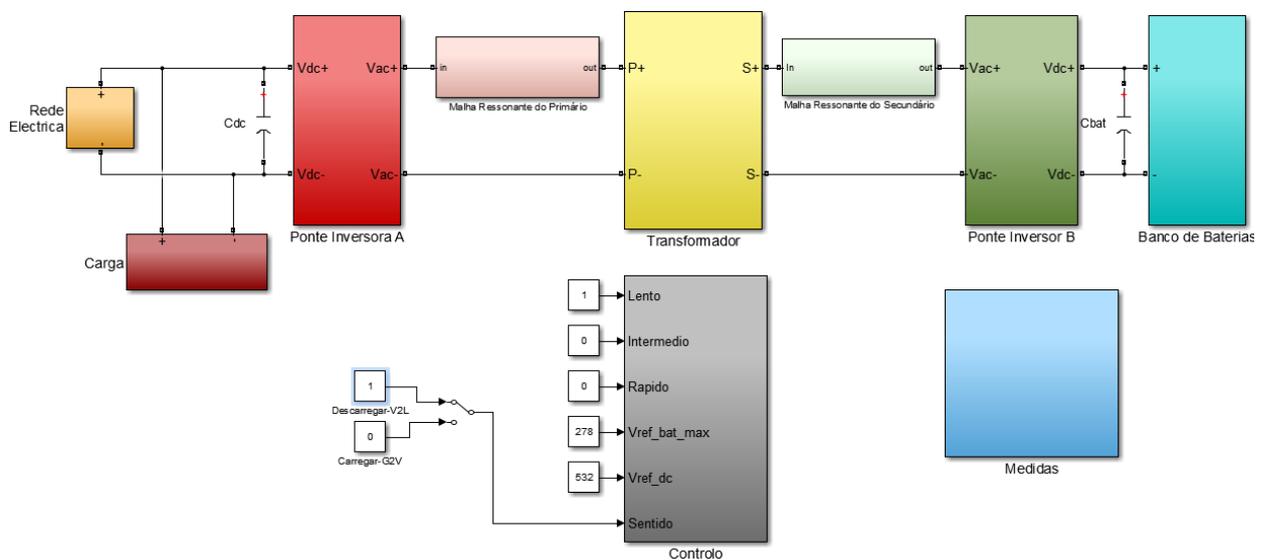


Figura 4.1 - Modelo da simulação teórica implementado em *Matlab/Simulink*®.

Este conversor CLLC bidirecional é constituído por duas pontes completas de IGBT's, ligadas por intermédio do circuito ressonante para, dessa forma, possibilitar o fluxo de energia nos sentidos de carga e descarga das baterias.

A rede eléctrica consiste num sistema de alimentação trifásico com uma tensão eficaz de linha de 396 V e uma frequência de 50 Hz, com uma resistência e indutância internas por fase de 1 $\mu\Omega$ e 0.1 μH respetivamente. A rede eléctrica é ligada diretamente a um retificador monofásico a diodos e a um condensador C_{dc} de 1 mF, obtendo-se à saída um barramento DC com uma tensão retificada V_{dc} de cerca de 560 V.

A carga utilizada consiste numa resistência variável ligada diretamente ao barramento DC, tendo o objetivo de simular uma carga de tração de um VE.

Relativamente às pontes completas, incluíram-se módulos de IGBT's com uma resistência interna de 1 m Ω e uma resistência de *snubber* de 0.1 M Ω , não existindo qualquer *snubbers* no

circuito. Os parâmetros do circuito ressonante foram sintonizados para uma frequência de ressonância f_r de 20 kHz e encontram-se na Tabela A.4 do Apêndice A.

O banco de baterias utilizado na simulação é constituído por 76 baterias do tipo LiFePO₄ com uma tensão nominal de 3.2 V, tensão máxima de 3.65 V e capacidade de 60 Ah (uma bateria tem capacidade para fornecer uma corrente de 60 A durante 1 hora), ligadas em série. Quando foi necessário carregar o banco de baterias, considerou-se três níveis de carga com um valor médio de corrente (I_{ref}) de 5 A, 25 A e 50 A.

O transformador simulado tem uma razão de transformação de dois e pretende ajustar a tensão das baterias para a tensão utilizada no barramento DC, isto é, um $V_{bat_max} \approx 280V$ e um $V_{dc} \approx 560V$. Este possui duas indutâncias de fugas (L_{lkp} e L_{lkp}), uma indutância de magnetização L_m referida ao primário e duas resistências equivalentes R_p e R_s , que representam as resistências dos enrolamentos primário e secundário, respetivamente.

Além da parte física do modelo estão presentes os quatro controladores descritos na secção 3.2. Foram assumidas quatro variáveis de controlo: f_s , V_{dc} , I_{bat} e V_{bat} , sendo que cada controlador gera os pulsos para os IGBT's de ambas as pontes, de forma a encontrarem os valores de referência desejados.

Nesta simulação foi assumido um período de amostragem T_s de 0.5 μs , o que significa que cada variável de controlo era lida e controlada a essa periodicidade. Os impulsos foram gerados para os IGBT's a uma frequência de comutação f_s igual à frequência f_r de 20471 kHz, calculada através da equação (2.15) ou (2.19), com um *duty-cycle* de 50%, cabendo a cada um dos controladores regular o *phase-shift* em cada ponte, como descrito anteriormente.

Para verificar o desempenho do CLLC apresentado nesta secção, serão apresentados os resultados da simulação para diferentes níveis de potência na descarga e para três modos distintos de carregamento de baterias. No Apêndice A.1 podem ser consultados mais detalhes sobre os parâmetros, blocos implementados, e os dados do transformador utilizado na simulação.

4.1 Análise dos resultados

4.1.1 Sentido G2V em corrente contante

Inicialmente foi assumido um sentido do fluxo de potência G2V, com a rede elétrica a carregar as baterias. Considerou-se que o banco de 76 baterias tinha um SOC inicial de 50% e três níveis de carga: um lento (5 A), um intermédio (25 A) e um rápido (50 A).

Como se pode constatar pela Figura 4.2, o conversor a funcionar com uma frequência f_s igual à frequência f_r , comuta em ZVS e ZCS, para um qualquer modo de carregamento. Esta figura é semelhante à Figura 1.5 do primeiro capítulo.

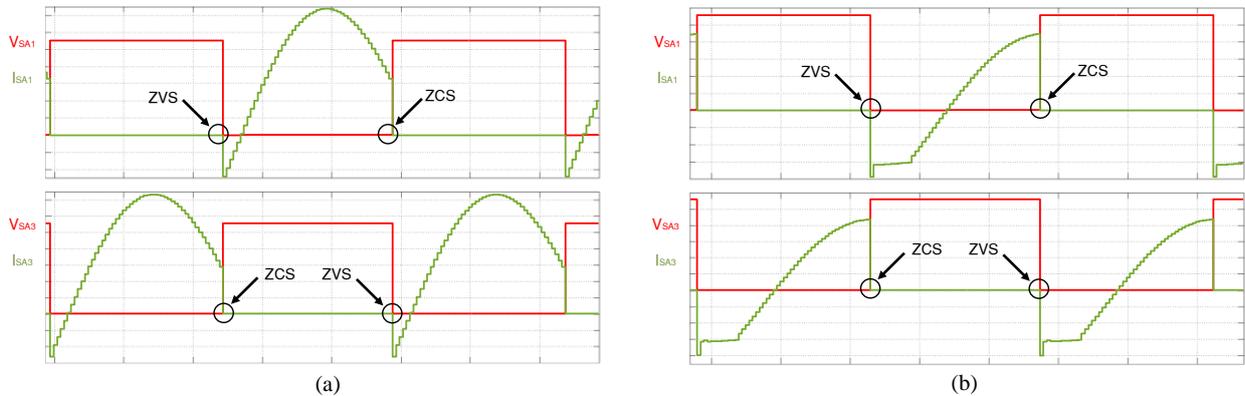


Figura 4.2 - Comutação suave no carregamento de baterias: Carregamento rápido (a) e carregamento lento (b).

Fazendo uma analogia com a Figura 2.8, a Figura 4.3 mostra as formas de onda na malha ressonante simulada para um carregamento rápido e para um carregamento lento.

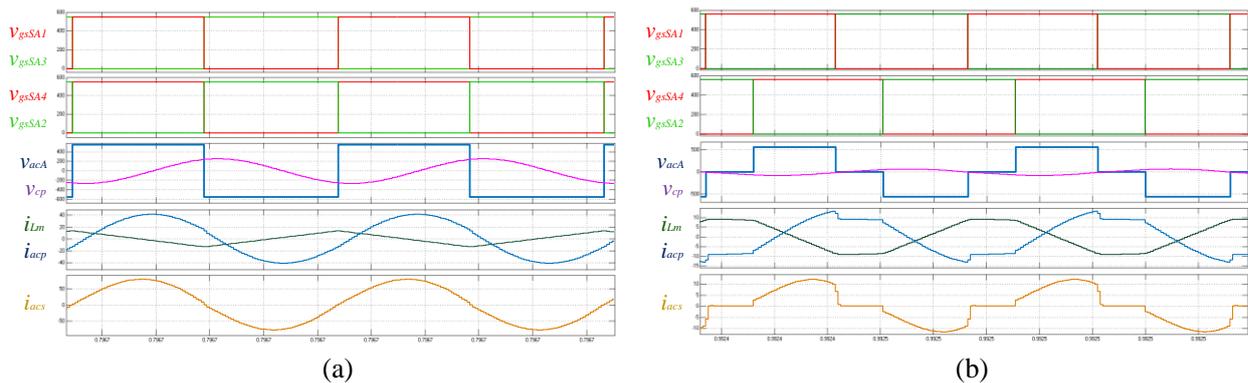


Figura 4.3 - Formas de onda da malha ressonante de um conversor CLLC: Carregamento Rápido (a) e carregamento lento (b).

Para um carregamento rápido, Figura 4.3 (a), a corrente I_{ref} assume o valor de 50 A. Quando a tensão V_{dc} é 560 V, a corrente I_{bat} não necessita de qualquer tipo de controlo em *phase-shift* para alcançar a referência, sendo o ângulo ϕ_i de 180° . Desta forma, a corrente que atravessa a malha ressonante é mantida no máximo possível, cerca de $I_{acp}=25$ A no primário e $I_{acs}=50$ A no secundário. O valor da corrente eficaz de magnetização I_{Lm} é de 7 A e a tensão eficaz aos terminais do condensador V_{cp} é de 165 V. Nestas condições, o rendimento do sistema em modo rápido $\eta_{Ch_rápido}$ é cerca de 97 %. Neste modo de carga, a rede fornece 13.7 kW às baterias.

Num carregamento intermédio, a corrente I_{ref} assume o valor de 25 A. Para uma tensão V_{dc} de 560 V, a corrente I_{bat} necessita de controlo em *phase-shift* de 155° aplicado à ponte A para que corrente I_{bat} seja igual à da referência. O valor da corrente I_{acp} é de 16 A e o valor da corrente I_{acs} é de 25 A. O valor da corrente I_{Lm} é de 7 A e a tensão V_{cp} é cerca de 100 V. A potência transferida para as baterias é cerca de 6.8 kW com um rendimento de $\eta_{Ch_intermédio}$ de 98 %.

Num carregamento lento, Figura 4.3 (b), a corrente I_{ref} assume o valor de 5 A. Para uma tensão V_{dc} de 560 V, a corrente I_{bat} requiere um controlo em *phase-shift* de 108° aplicado à ponte A para que corrente I_{bat} seja igual à de referência. O valor da corrente I_{acp} é de 8 A e o valor da corrente I_{acs} é de 5 A. O valor da corrente I_{Lm} é de 6 A, a tensão V_{cp} é cerca de 46 V, o rendimento em modo lento η_{Ch_lento} é cerca de 98 % e a potência transferida é de 1.4 kW.

A Figura 4.4 mostra a evolução da corrente I_{bat} para os 3 tipos de carregamento anteriormente referidos. Durante intervalo de tempo [0 0.5]s o controlador está a impor um arranque suave até atingir o modo de carregamento rápido, que dura entre [0.5 1]s. No intervalo [1 2]s o conversor está no modo intermédio e no intervalo [2 3]s está no modo lento.

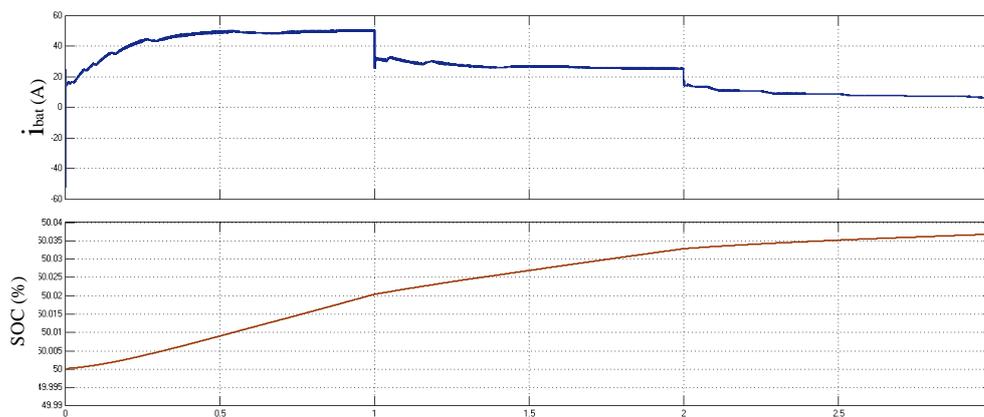


Figura 4.4 - Controlo em corrente constante em modo rápido [0 1], modo médio [1 2] e modo lento [2 3] para carga de baterias.

4.1.2 Sentido G2V em tensão contante

Quando o SOC das baterias passa os 95%, o controlo de carregamento altera-se, passando para tensão constante, como descrito na secção 3.2 e na Figura 3.1. Neste método, a tensão aplicada às baterias é mantida constante, ficando a corrente de carga a decrescer ao longo do processo. A corrente é elevada no início do processo mas vai diminuindo gradualmente até atingir valores muito baixos. Tal facto faz com que tipicamente este controlo seja bastante lento.

Como já referido anteriormente, a tensão máxima suportada pelas baterias utilizadas é de 3.65 V. Como o banco baterias é composto por 76 baterias, a tensão que se deve aplicar é de 278 V. A Figura 4.5 mostra a tensão V_{bat} aplicada, o SOC do banco de baterias e a corrente I_{bat} a baixar muito lentamente. Este controlo tem um rendimento η_{Ch} de 98%.

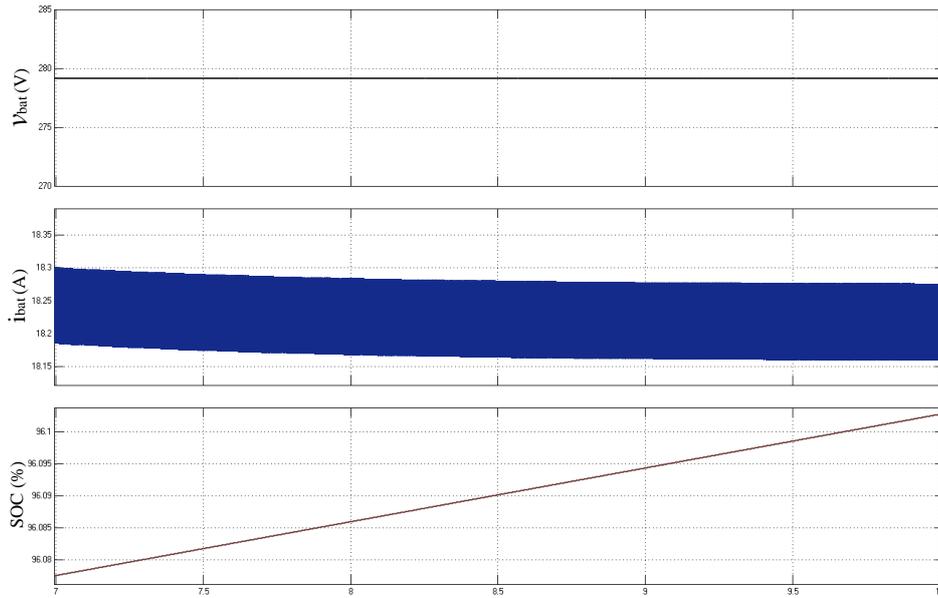


Figura 4.5 - Carga de baterias em tensão constante.

4.1.3 Descarga de baterias para uma carga variável

Na descarga das baterias, considerou-se que o barramento V_{dc} alimentava uma carga resistiva variável, simulando assim a variação da aceleração de um VE ao longo do tempo. Comutando com uma frequência f_s igual à frequência f_r , ZVS e ZCS estiveram sempre presentes para qualquer nível potência, como representa a Figura 4.6.

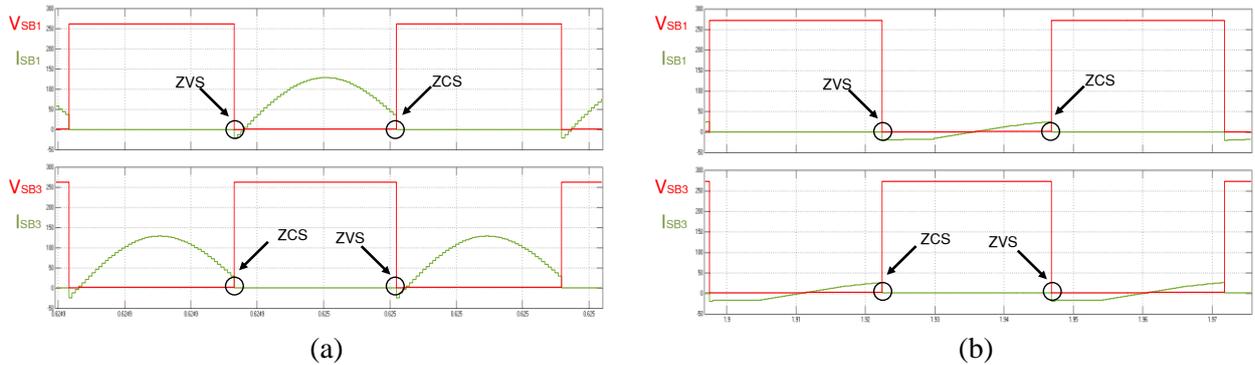


Figura 4.6 - Comutação suave na descarrega de baterias: para uma potência de 22 kW (a) e para uma potência de 1 kW (b).

Recorrendo ao controlo da secção 313.2, a tensão V_{ref_dc} foi fixada em 532 V. Definiu-se o SOC do banco de baterias com o valor de 50% e uma carga máxima de 22 kW, bem como um tempo em arranque suave de 0.15s.

Durante o intervalo de tempo [0 0.3]s o barramento V_{dc} não esteve a alimentar qualquer carga. O condensador C_{dc} que inicialmente estava totalmente descarregado, aumentou gradualmente a sua tensão durante 0.15s até estabilizar nos 532 V. A partir desse momento a tensão V_{dc} ficou preparada para receber qualquer pedido de carga. Durante o intervalo [0.3 0.9]s o

barramento V_{dc} ficou sujeito a várias variações de carga, mantendo-se praticamente constante para todas as diferentes potências, como representa a Figura 4.7.

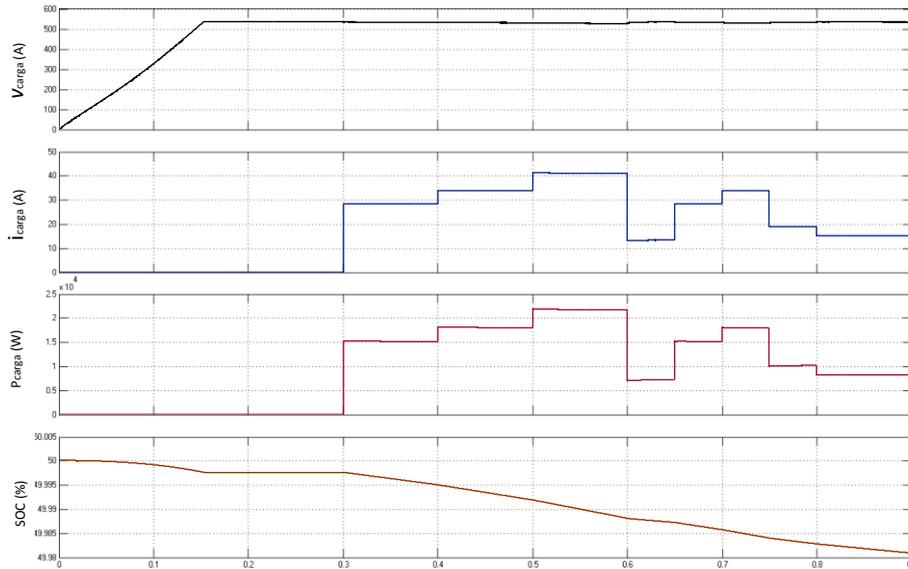


Figura 4.7 - Descarga de Baterias: Variação de cargas resistivas.

Como já referido na secção 3.2, a técnica utilizada de arranque suave é necessária para evitar picos de corrente na malha ressonante nos instantes iniciais do sistema. A Figura 4.8 mostra a tensão V_{acA} e a corrente I_{acp} no momento do arranque. Com esta estratégia, a corrente i_{acp} não ultrapassa os 100 A de pico, no entanto, sem o controlo em arranque suave, a corrente i_{acp} chega até aos 1500A de pico, podendo danificar todos os elementos do conversor.

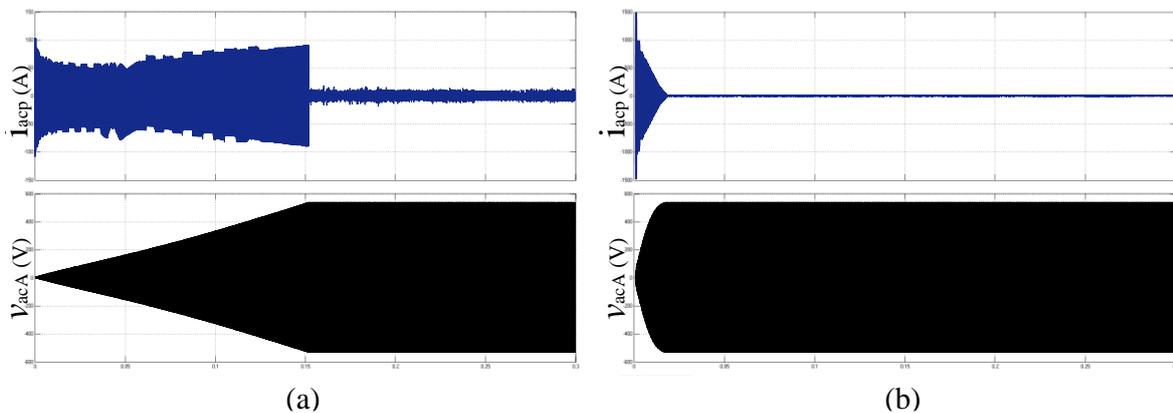


Figura 4.8 - Arranque do conversor: com controlo de arranque suave (a), sem controlo em arranque suave (b).

É mostrado na Figura 4.9 (a) as formas de onda na malha ressonante para uma carga de 22 kW, enquanto que na Figura 4.9 (b) é apresentado essas mesmas ondas para outra carga bastante mais leve (1 kW), fazendo uma analogia à Figura 2.8.

Com o SOC das baterias nos 50% e a tensão V_{bat} nos 270 V, a corrente I_{dc} é de 40 A. Segundo a equação (2.31), a tensão V_{dc} deveria de ser de 540 V, porém, devido às perdas do conversor, a tensão V_{dc} sofre uma queda de tensão, alcançando apenas os 532V. Devido à explicação da secção 3.2, estabelece-se a tensão V_{ref_dc} em 532 V e o ângulo ϕ_{dc} permanece igual a

180°. O valor da corrente eficaz de magnetização I_{Lm} é de 7 A e a tensão eficaz aos terminais do condensador do secundário V_{cs} é de 128 V. O rendimento da descarga de baterias para uma carga máxima de 22 kW η_{Dch_22K} é cerca de 97%.

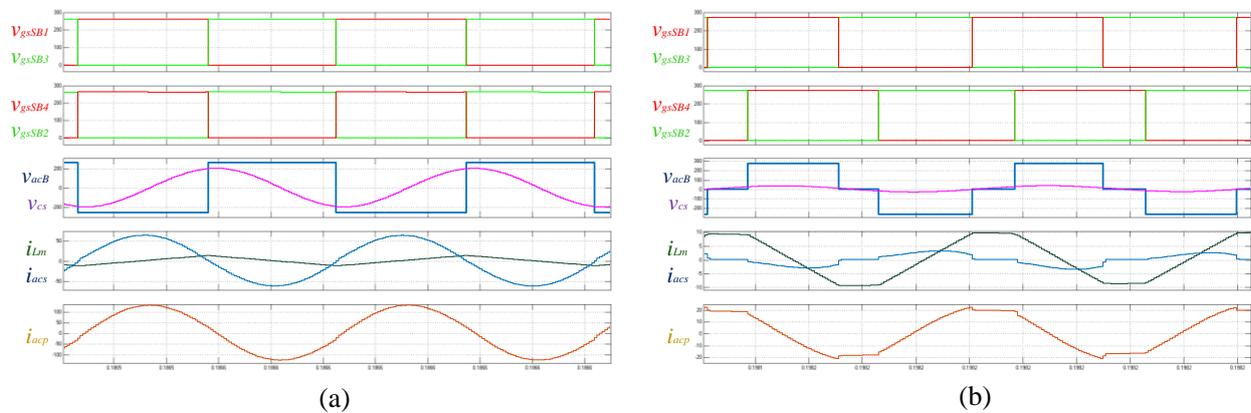


Figura 4.9 - Formas de onda na malha ressonante de um conversor CLLC Bidirecional Ressonante: Descarregamento para uma carga de 22 kW (a) e para uma carga de 1 kW (b).

Na Figura 4.9 (b), a potência entregue á carga é de 1 kW. Para as mesmas condições do parágrafo anterior (SOC=50%), as correntes do barramento V_{dc} vão ser bastantes mais reduzidas ($I_{dc}=1.9A$), levando a menores perdas por efeito de Joule. Aplicando o controlo do barramento DC constante para uma tensão V_{ref_dc} a 532 V, o ângulo de *phase-shift* ϕ_{dc} assume os 110°. O valor da corrente I_{Lm} é de 6 A e a tensão V_{cs} fica nos 20 V. O rendimento da descarga baterias para uma carga de 1 kW η_{Dch_1K} é cerca de 98%.

Depois de analisada a simulação computacional de um conversor CLLC, pode-se concluir que a topologia ressonante e de controlo proposta na dissertação tem uma boa resposta em aplicações de veículos elétricos.

O rendimento do CLLC apresentado neste capítulo é bastante elevado, pois as perdas do conversor são praticamente nulas. As perdas de comutação e de condução dos IGBT's são praticamente insignificantes, as resistências equivalentes da malha ressonantes são praticamente desprezáveis e por último, considera-se que o transformador utiliza enrolamentos do tipo *litz*, o que leva a baixíssimas perdas, uma vez que o efeito pelicular dos enrolamentos é eliminado.

Capítulo 5

Trabalho experimental

Para se poder obter uma comparação objetiva e segura entre os resultados obtidos na simulação teórica e a realidade existente no laboratório, projetou-se e simulou-se um novo conversor CLLC ressonante bidirecional de baixa potência em ambiente *Matlab/Simulink*®, onde se assumiu que se utilizaria 4 baterias do tipo LiFePO₄ com um barramento V_{bat} de 12.8 V, um barramento V_{dc} de 35 V e um transformador de 20 kHz com a razão de transformação de 2 num protótipo experimental. Posteriormente, contruiu-se o transformador e a malha ressonante sintonizada a 20 kHz, sendo os seus valores incorporados na nova simulação teórica. Dessa forma, foi possível avaliar o funcionamento do conversor para valores reais e analisar os resultados em condições práticas. Mais tarde, foi necessário aprender e compreender toda a estrutura de uma FPGA da *National Instruments* em ambiente *Labview*®, pois o microcontrolador inicialmente escolhido não tinha velocidade de processamento suficiente para controlar o CLLC à frequência de 20 kHz. Por fim, montou-se todo o protótipo experimental e retiraram-se dados que ajudaram a entender o conversor aplicado à realidade.

5.1 Montagem experimental

A montagem implementada no trabalho experimental está representada na Figura 5.1 e o correspondente esquema equivalente está representado na Figura 5.2.

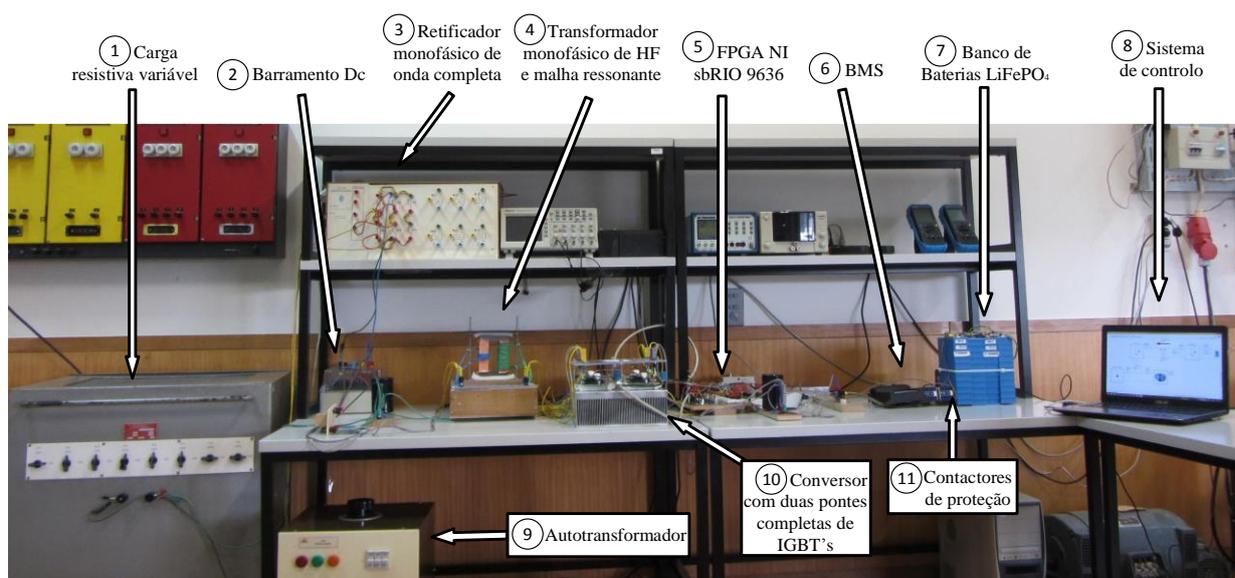


Figura 5.1 - Implementação da montagem experimental.

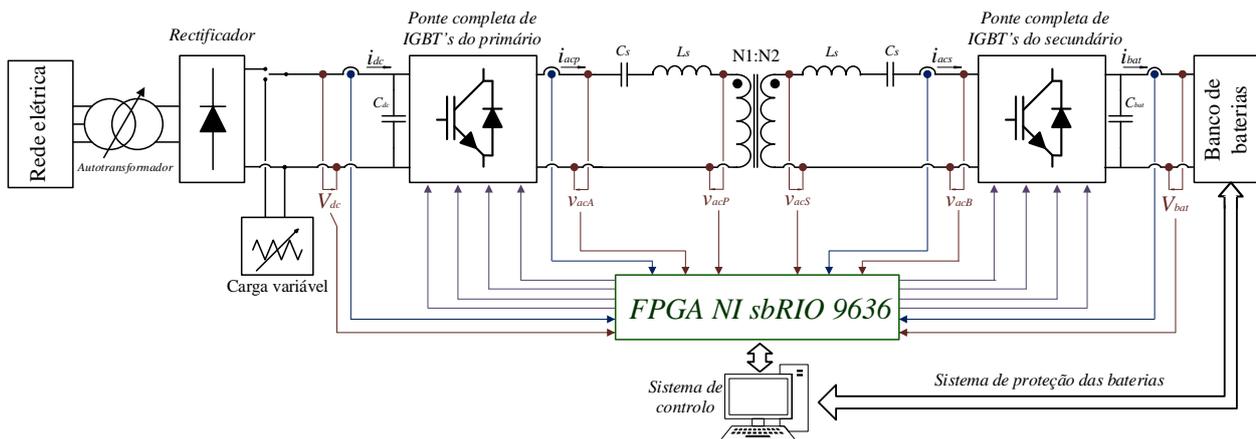


Figura 5.2 - Esquemático da montagem experimental.

O protótipo foi construído totalmente durante a realização deste trabalho, desde o projeto e construção do transformador e malha ressonante, até à montagem das baterias LiFePO₄ e hardware associado, pontes de IGBT's e interface da FPGA.

Durante a fase de projeto do conversor CLLC foi estudada a melhor forma de construir um protótipo capaz de ser utilizado experimentalmente e que fornecesse resultados coerentes em comparação com os obtidos na simulação teórica. Para tal, foi construído de raiz um transformador monofásico de alta frequência e um circuito ressonante CLLC sintonizado.

O transformador foi projetado para uma frequência nominal de 20 kHz e para uma razão de transformação N igual a 2 (Figura 5.1 – 4), com o objetivo de fazer a adaptação entre a tensão V_{dc} e a tensão V_{bat} . É aconselhada a consulta do Apêndice D para mais detalhes acerca do projeto do transformador e dos seus parâmetros

A rede elétrica foi fornecida por meio de um autotransformador (Figura 5.1 – 9) ligado a um retificador monofásico de díodos (Figura 5.1 – 3) com um filtro capacitivo (Figura 5.1 – 2) com o objetivo de gerar uma tensão retificada V_{dc} de 35 V no barramento DC à saída do retificador. Os condensadores utilizados nos dois barramentos DC foram de 22 mF, pois esse material já existia no laboratório e garante que a tensão à saída dos retificadores fica praticamente continua.

Como carga variável (Figura 5.1 – 1), foi utilizado um banco de resistências comutáveis. Ao variar os interruptores ao longo do tempo, conseguiu-se simular um perfil de aceleração de um VE, como representado na Figura 5.11.

Para produzir as duas pontes de IGBT's completas monofásicas, foram usados dois módulos SEMiX® 202GB066HDs instalados num dissipador de alumínio (Figura 5.1 – 10). Cada um destes módulos contém dois IGBT's, dois drivers, dois díodos colocados em antiparalelo e um condensador snubber de 0.22 µF.

A tensão V_{bat} foi criada por um banco de baterias constituído por quatro baterias do tipo LiFePO₄ de 3.2 V e 60 Ah ligadas em série (valor de tensão nominal de 12.8 V) e o seu SOC foi estimado com base no valor da tensão aos terminais do banco de baterias (Figura 5.1 – 7). Junto

com as baterias LiFePO₄, foi montado um sistema BMS (*Battery Management System*) da *123electric*® (Figura 5.1 – 11), sendo neste protótipo utilizado como sistema de equilíbrio e de proteção das baterias. Sempre que a tensão ou temperatura máximas ou mínimas ultrapassassem os limites programados para cada bateria, o BMS acionava um contator que abria o circuito. Por outro lado, sempre que fosse necessário equilibrar a tensão de cada bateria para uma tensão limite programada, um transistor externo ligado pelo BMS dissipava a energia em excesso até que todas as baterias tivessem na tensão pretendida. Para mais informações sobre o BMS utilizado é aconselhado consultar o Apêndice E.

O circuito ressonante foi projetado para uma frequência f_r de 20 kHz (Figura 5.1 – 4). Partindo inicialmente dos valores das indutâncias de magnetização e de fugas do transformador e, utilizando um rácio de indutâncias (k) de 10 e a fórmula (1.2), chegou-se aos valores dos condensadores C_p e C_s usados no circuito.

Comparativamente à simulação do conversor CLLC do capítulo 4, foram introduzidas algumas alterações ao modelo utilizado, devido sobretudo a limitações de carácter prático, nomeadamente às potências utilizadas e à frequência de comutação dos IGBT's. Utilizando as equações (2.15) e (2.19), a frequência f_s aplicada às duas pontes deveria rondar 20 kHz. Contudo, utilizou-se uma frequência f_s de 17 kHz, pois para frequências f_s superiores a 17 kHz, eram geradas interferências eletromagnéticas (EMI) que distorciam bastante as formas de onda esperadas, deixando difícil a sua análise. Este fenómeno acontece devido ao rácio de indutâncias (k) utilizado no conversor [28, 42]. Ao funcionar a essa frequência tem-se a desvantagem de o conversor só comutar em ZCS, pois a resistência DC refletida na malha ressonante AC passa a ser vista como capacitiva.

5.2 Implementação do algoritmo de controlo

De maneira a possibilitar a implementação um algoritmo de controlo idêntico ao usado na simulação teórica, recorreu-se à FPGA sbRIO 9636 da *National Instruments*® (Figura 5.3), que permitiu compilar o código implementado diretamente do software *Labview*. A placa sbRIO 9636 possui vantagens fundamentais que permitem implementar o método de controlo desejado com facilidade. No Anexo 3 estão caracterizados os detalhes que fazem desta placa uma placa apropriada para aplicações que se assemelham ao protótipo desenvolvido.

O algoritmo de controlo implementado em *labview* foi bastante semelhante ao implementado na simulação teórica. As variáveis de controlo foram adquiridas através dos canais ADC da placa e controladas por controladores idênticos aos descritos anteriormente (subcapítulo

3.2). Os novos ganhos dos controladores PI que tiveram de ser redimensionados de acordo com o protótipo e propriedades do *Labview*, estão indicados nas Figuras do Apêndice B.



Figura 5.3 - FPGA sbRIO 9636 da *National Instruments®*

Os impulsos que comandam os IGBT's foram gerados através dos *drivers* de cada ponte, por meio de 8 canais digitais existentes na FPGA. As saídas digitais foram implementadas com uma frequência de comutação f_s de 17 kHz. O *phase-shift* em cada ponte foi controlado tendo em conta os ângulos φ_i , φ_v e φ_{dc} provenientes dos controladores e enviados aos blocos de saída digital.

A direção do fluxo de potência foi controlada internamente por blocos que simulam o VE em condições de carga ou de descarga. O sistema de controlo foi implementado com um período de amostragem máximo, regulado pela quantidade de código utilizado numa compilação em *labview*. Contudo, devido a limitações físicas dos ADC's da placa, os dados foram adquiridos com um T_s de 28 μ s.

No âmbito desta dissertação foi ainda desenvolvido um interface de controlo e monitorização do sistema em tempo real, através da plataforma *Labview*. Através do painel da Figura 5.4 é possível acompanhar o sentido do fluxo de potência, tensões e correntes da malha ressonante em tempo real. No Apêndice B podem ser consultados mais detalhes da implementação prática do protótipo, blocos implementados em *Labview* e características do interface desenvolvido.

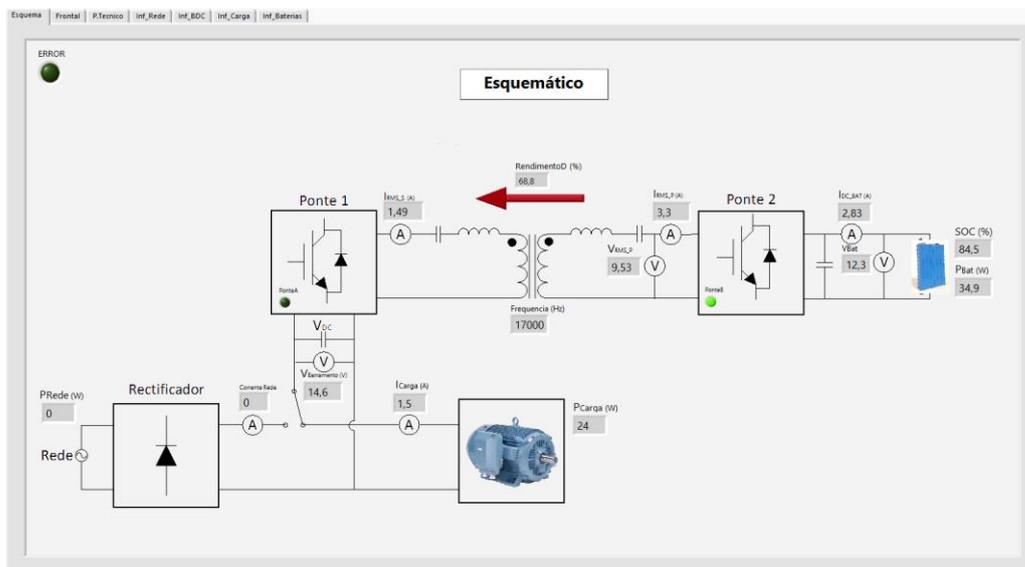


Figura 5.4 - Painel de monitorização em tempo real (*Labview*).

5.3 Análise de resultados

Nesta secção, cada resultado experimental é apresentado juntamente com o resultado teórico correspondente, para assim comprovar que os resultados experimentais adquiridos reagiram conforme o expectável. O Apêndice C apresenta outros resultados experimentais que comprovam e completam os dados expostos neste capítulo.

5.3.1 Sentido G2V em corrente contante

Neste teste foram considerados 3 modos de carga, um rápido, um intermédio e um lento, a variarem num determinado intervalo de tempo. O barramento DC à entrada foi mantido constante com uma tensão retificada V_{dc} de cerca de 35 V e o SOC inicial das baterias foi de 50%.

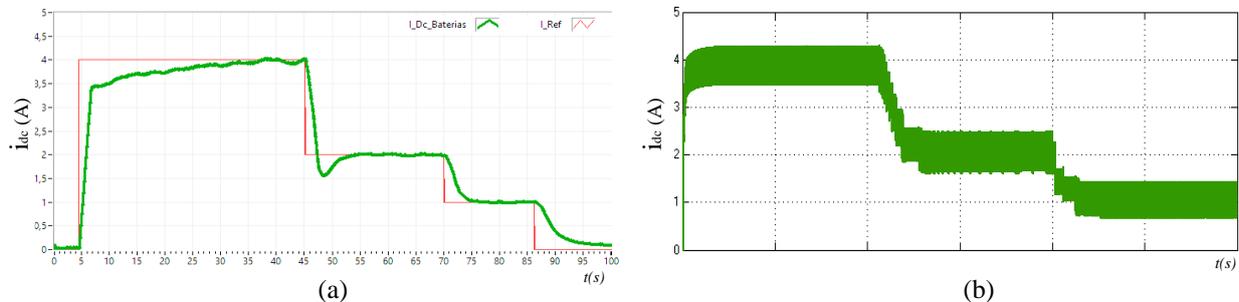


Figura 5.5 - Carga de baterias em corrente constante - I_{bat} para variação dos estados de carga: resultados experimentais (a) e resultados teóricos (b).

Nesta situação, considerou-se que a ponte A funcionava como inversora e a ponte B como retificadora, sendo que a carga equivalente foi vista pela malha ressonante como capacitiva, pois a frequência f_s funcionava abaixo da frequência f_r . A configuração física do conversor neste teste foi idêntica à Figura 2.3 e Figura 2.5 (a).

Para um modo de carga rápido o conversor transferiu uma corrente I_{bat} de 4 A, para um modo de carga intermédia 2 A e para um modo de carga lento 1 A, como representado na Figura 5.5. No Apêndice C encontram-se as restantes formas de onda relativas a esta secção.

Durante o intervalo [5 45]s, o controlador encontrava-se em modo de carregamento rápido, representado pelas formas de onda da malha ressonante na Figura 5.6. Para um V_{dc} de 35V, a ponte A não necessitou de qualquer tipo de controlo para atingir os 4 A, sendo o ângulo de *phase-shift* φ_i igual a 180° . Desta forma, a corrente que atravessava a malha ressonante foi mantida no máximo possível, cerca de 2 A no primário (I_{acp}) e 4 A no secundário (I_{acs}). A rede forneceu cerca de 80 W ao conversor, sendo que só 50 W foram transferidos para as baterias. Assim, o rendimento em modo de carga rápido $\eta_{Ch_rápido}$ foi cerca de 63%. Em relação ao primário, a tensão v_{acA} possuía um THD_r (*Total Harmonic Distortion – Total distorção harmónica*) de 40% e a corrente i_{acp} de 8.5%.

Em relação ao secundário, v_{acB} teve um THD_r de 42% e i_{acs} de 4%. O 3º harmónico da tensão v_{acA} foi o que responsável pela forma ondulada nos topos da tensão e teve um valor de 32%.

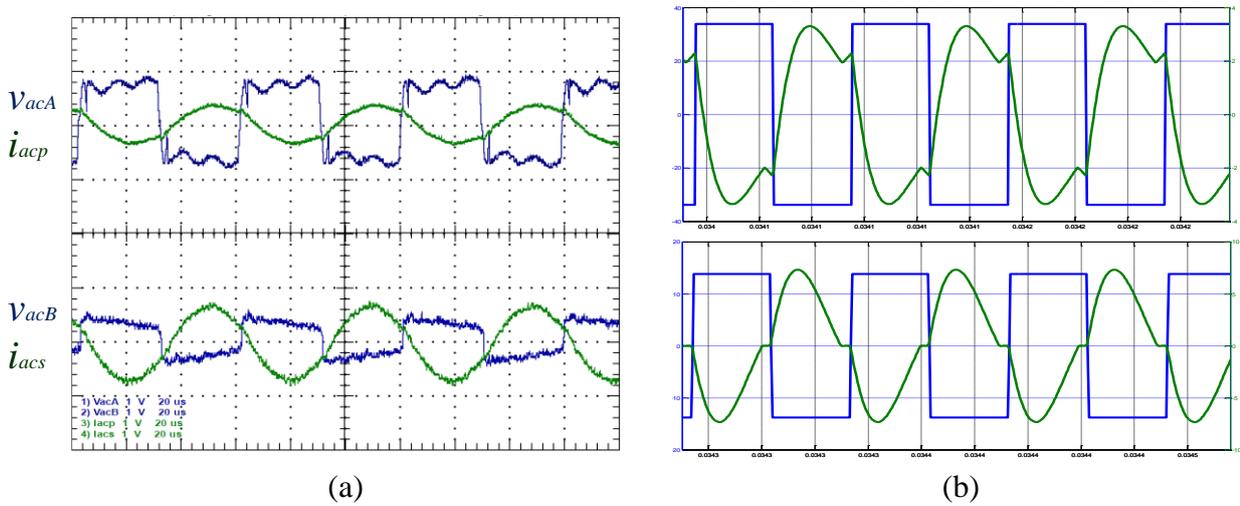


Figura 5.6 - Carga de baterias em corrente constante - Tensões e correntes no primário e secundário da malha ressonante para um carregamento em modo Rápido: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

Durante o intervalo [45 70]s o controlador encontrava-se em modo de carregamento intermédio, assumindo I_{ref} o valor de 2 A. Para um V_{dc} de 35 V, a ponte A necessitou de controlar o *phase-shift* do ângulo ϕ_i em 140° para que corrente I_{bat} fosse igual à de referência. As formas de onda na malha ressonante estão representadas na Figura 5.7, sendo que a corrente I_{acp} foi de 1.4 A e o a corrente I_{acs} foi de 2.6 A. A rede forneceu cerca de 40 W ao conversor mas só 25 W foram transferidos para as baterias. Assim sendo, o rendimento em modo de carga intermédio $\eta_{Ch_intermédio}$ foi de 63%. Em relação ao primário, a tensão v_{acA} teve um THD_r de 24.7% e a corrente i_{acp} de 14%. Em relação ao secundário, v_{acB} teve um THD_r de 38% e a corrente i_{acs} de 13.5%.

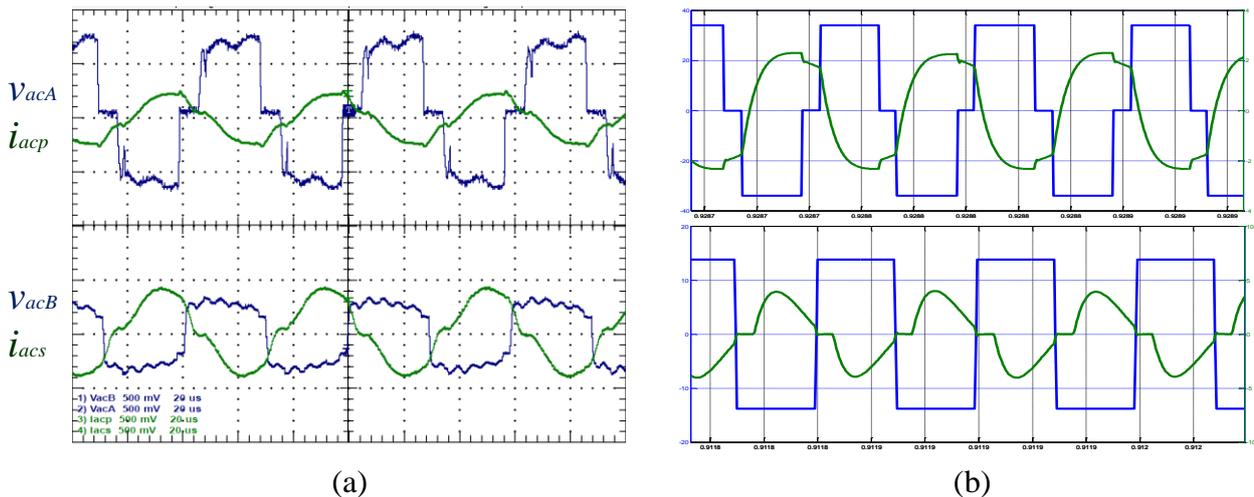


Figura 5.7 - Carga de baterias em corrente constante - Tensões e correntes no primário e secundário da malha ressonante para um carregamento em modo intermedio: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

Para um carregamento em modo lento, intervalo [70 85]s, I_{ref} assumiu o valor de 1 A. Para um V_{dc} de 35 V, a ponte A necessitou de um controlo em *phase-shift* ϕ_i de 105° para que corrente I_{bat} fosse igual à de referência. O valor da corrente I_{acp} foi de 2 A e o valor da corrente I_{acs} foi de 3

A, estando as restantes formas de onda da malha ressoante representadas na Figura 5.8. O rendimento do sistema em modo lento η_{Ch_lento} foi cerca de 50 % e a potência transferida para as baterias foi de 12 W. Em relação aos THD_r, a tensão v_{acA} teve 44.2%, a corrente i_{acp} 16%, a tensão v_{acB} 31.2% e a corrente i_{acs} 17%.

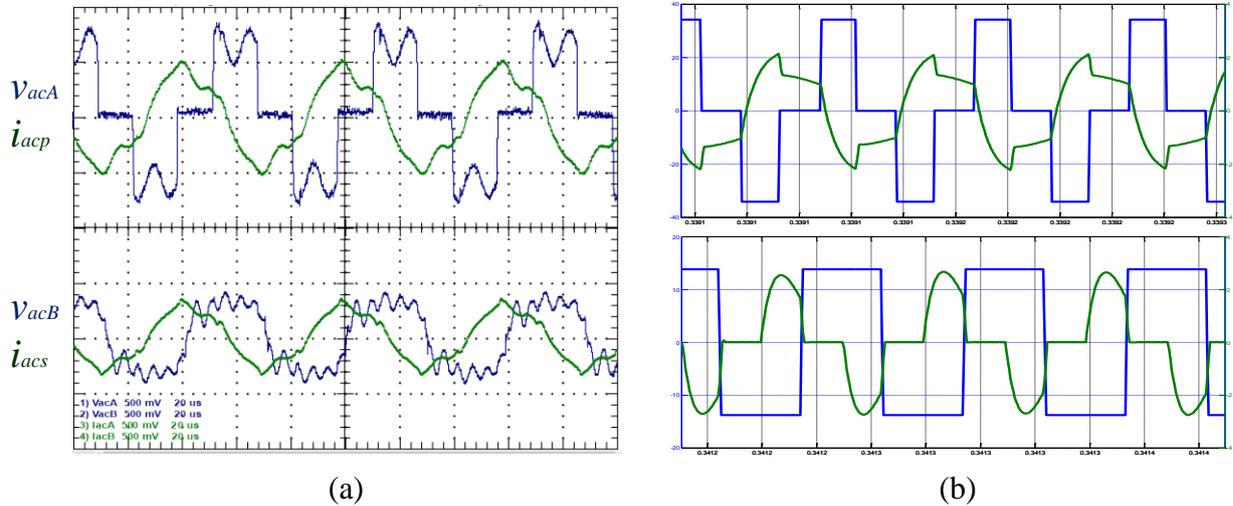


Figura 5.8 - Carga de baterias em corrente constante - Tensões e correntes no primário e secundário da malha ressonante para um carregamento em modo lento: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

Durante o intervalo [85 100]s os conversores foram desligados, deixando de haver qualquer transferência de energia entre a rede e o banco de baterias.

5.3.2 Sentido G2V em tensão constante

Quando o SOC das baterias passou os 95%, o controlo de carregamento alterou-se, passado para tensão constante, como descrito na secção 2.3.

As baterias LiFePO₄ utilizadas neste protótipo permitem uma tensão máxima de 3.65 V. Como o banco de baterias foi composto por 4 baterias, a tensão V_{ref_bat} aplicada às baterias para atingir um SOC de 100% teve de ser 14.6 V. Para um V_{dc} de 35V, a tensão V_{bat} é representada pela Figura 5.9 enquanto que a Figura 5.10 mostra a corrente I_{bat} a baixar gradualmente ao longo do tempo.

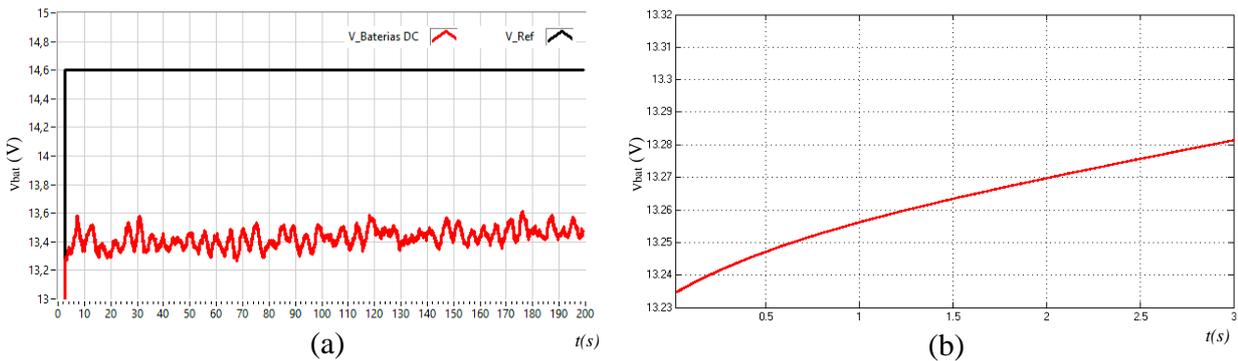


Figura 5.9 - Carga de baterias em tensão constante - Tensão aos terminais do banco de baterias: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

Nestas condições, o sistema teve um rendimento η_{Ch} de 60% e transferiu uma potência máxima de 23W. As formas de onda da malha ressonante são idênticas às formas de onda no modo de carregamento rápido, isto é, ϕ_v de 180°, pois pediu-se ao controlador que aplicasse uma tensão V_{ref_bat} superior à tensão V_{bat} .

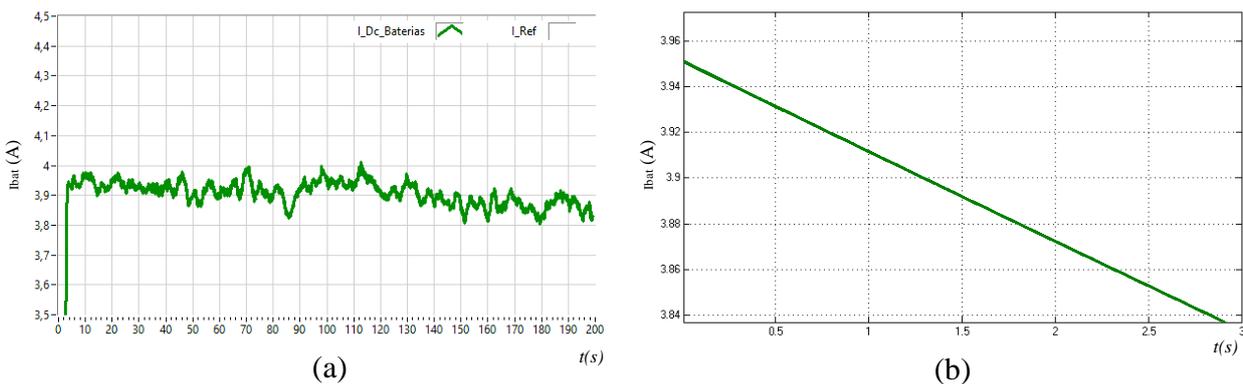


Figura 5.10 - Carga de baterias em tensão constante - Forma de onda da corrente no banco de baterias: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

5.3.3 Descarga de baterias para uma carga variável

Neste ensaio o fluxo de potência foi alterado de modo a alimentar uma carga variável, tendo o controlador o objetivo de manter a tensão V_{dc} em 15 V, independentemente do valor da carga. O valor de 15 V foi escolhido com base da explicação da secção 3.2. A ponte B funcionou como inversor enquanto a ponte A passou a funcionar como retificador, sendo que a configuração adotada foi idêntica à Figura 2.4 e à Figura 2.5 (b). A carga equivalente refletida na malha ressonante continuou a ser vista como capacitiva, pois a frequência f_s continuou a funcionar abaixo da frequência f_r .

Neste teste foram consideradas 3 cargas diferentes. Uma com 8W, outra com 15W e outra com 23W. A variação das cargas ao longo do tempo é indicada na Figura 5.11.

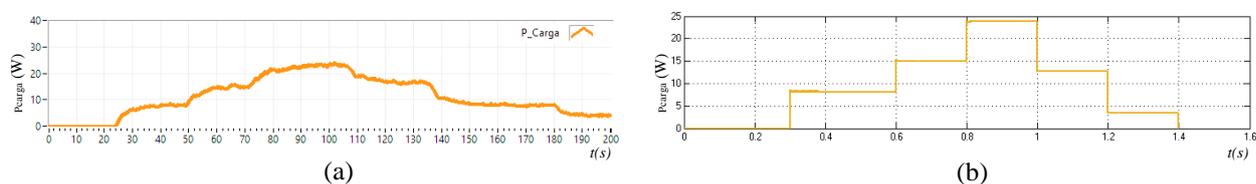


Figura 5.11 - Descarga de baterias - Potencia absorvida pela carga: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

Através do controlo implementado, o barramento V_{dc} manteve-se praticamente constante para todas as variações de carga, como demonstrado na Figura 5.12.

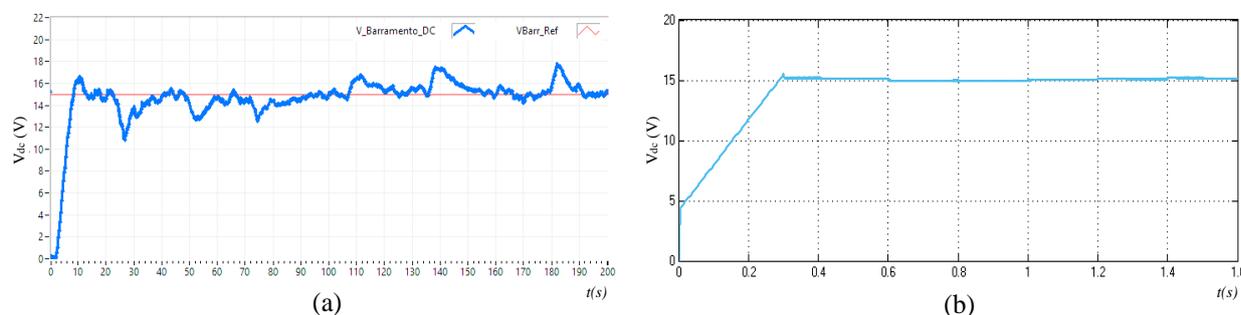


Figura 5.12 - Descarga de baterias - Tensão do barramento V_{dc} para variações de carga: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

Durante o intervalo [70 105]s, o conversor entregou uma potência de 23 W à carga, o que levou a corrente I_{dc} a atingir os 1.5 A. Nesse instante, o SOC das baterias estava pelos 80% e a tensão V_{bat} em 13 V, o que deveria levar a um V_{dc} de 26 V segundo a equação (2.31). Porém, devido às elevadas perdas do conversor, a tensão V_{dc} sofreu uma queda de tensão e adquiriu apenas os 15 V. Devido à tensão V_{ref_dc} ser de 15 V, o ângulo ϕ_{dc} permaneceu nos 180° . O rendimento da descarga das baterias para uma carga máxima de 23 W η_{Dch_23} foi cerca de 55%. Relativamente ao THD_r das formas de onda da malha ressonante (Figura 5.13), a tensão v_{acA} teve 43% e a corrente i_{acs} 4%, a tensão v_{acB} 34.1% e a corrente i_{acs} 3.2%.

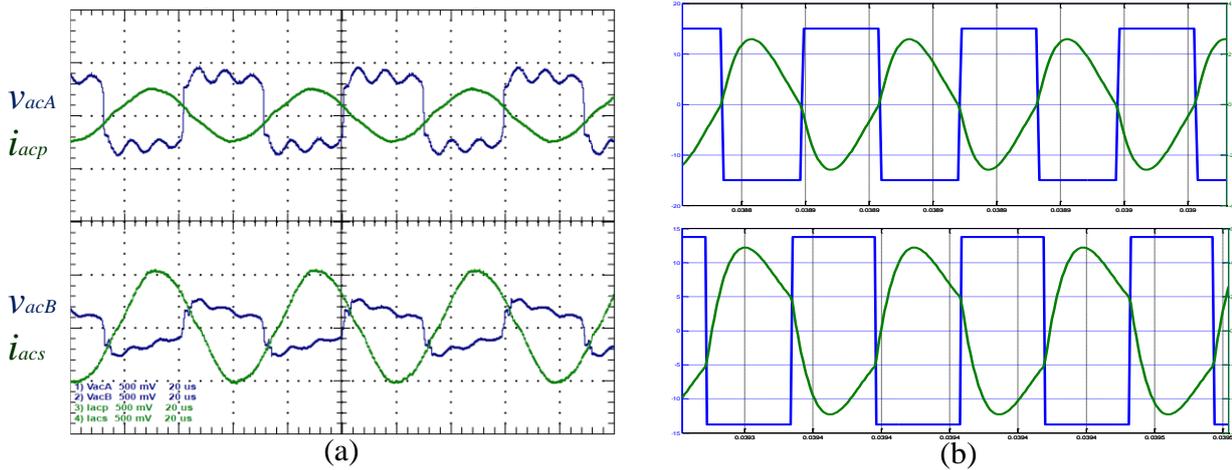


Figura 5.13 - Descarga de baterias para uma carga de 23W: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

Durante o intervalo [25 50]s a potência entregue à carga foi de 8 W. Para as mesmas condições do parágrafo anterior (SOC=80%), a corrente I_{dc} foi igual a 0.5A. Aplicando o controle do barramento DC constante para uma tensão V_{ref_dc} a 15V, o ângulo de *phase-shift* ϕ_{dc} assumiu os 124°. O rendimento do sistema para esta carga η_{Dch_8} foi de 50%. Relativamente ao THD_r das formas de onda da malha ressonante (Figura 5.14), a tensão v_{acA} teve 40.1%, a corrente i_{acs} 18.5%, a tensão v_{acB} 25% e a corrente i_{acs} 12.2%.

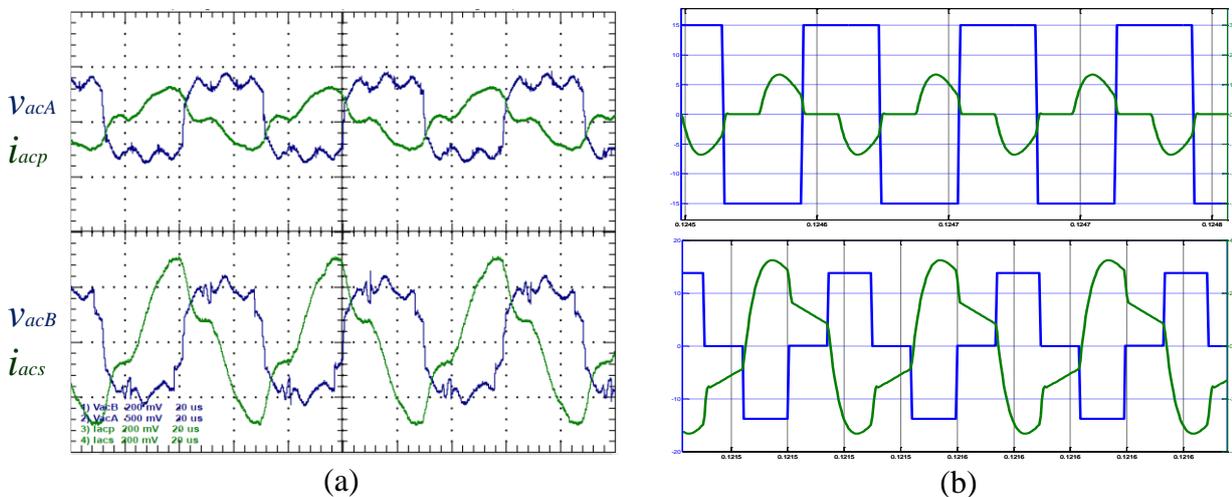


Figura 5.14 - Descarga de baterias para uma carga de 8W: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

5.3.4 Arranque suave

Como já referido na secção 3.2, a técnica utilizada de arranque suave é necessária para evitar picos de corrente na malha ressonante nos instantes iniciais de operação do sistema. Para um arranque do sistema com um $T_{arranque}$ de 0.4s, a Figura 5.15 mostra a tensão v_{acA} e a corrente i_{acp} . Com esta estratégia de controlo, a corrente i_{acp} não atingiu picos indesejados, preservando assim a malha ressonante.

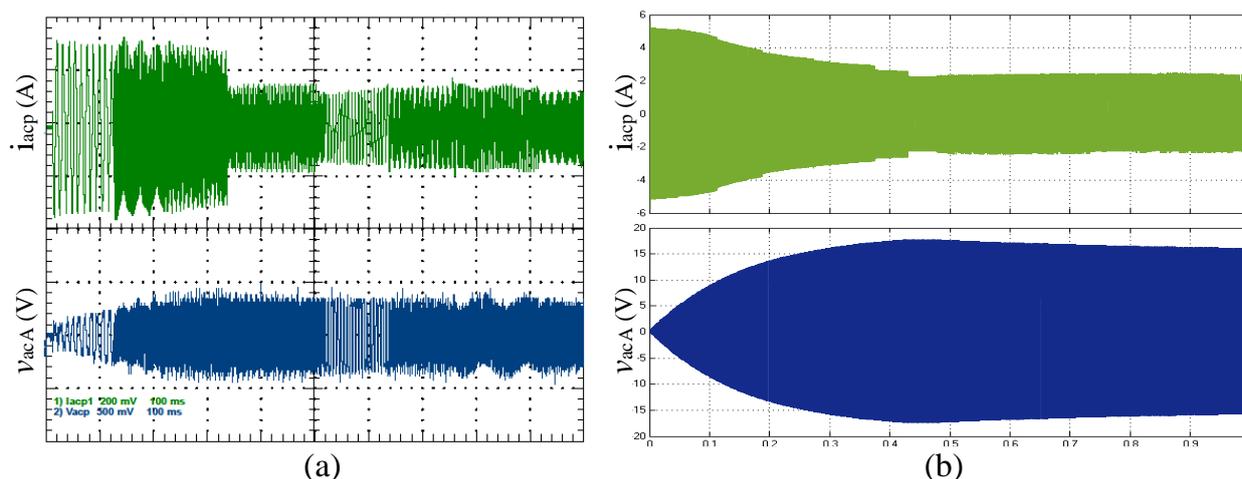


Figura 5.15 - Arranque suave para descarga de baterias: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

5.3.5 Considerações finais

Neste trabalho experimental, o rendimento η do protótipo foi inferior ao obtido na simulação teórica. O rendimento da simulação aproximou-se dos 98%, enquanto o rendimento do trabalho experimental ficou pelos 50% ou 60%. Este rendimento é mais baixo do que o teórico, mas há que ter em conta que se trata de um conversor que utiliza potências nominais muito reduzidas, e onde todas as pequenas perdas têm uma repercussão aceitável. Tendo em consideração as perdas de condução e comutação nos IGBT's/díodos presentes nas duas pontes, as perdas do núcleo do transformador e, acima de tudo, as perdas por efeito de Joule das resistências R_p e R_s dos enrolamentos do transformador, produzidas devido ao efeito pelicular existente, é mais do que expectável esta queda no rendimento.

De salientar o correto funcionamento dos controladores implementados na prática. Todas as formas de onda simuladas estão de acordo os dados práticos, o que leva a concluir que o projeto e o controlo responderam de forma correta ao objetivo inicial proposto, aplicando corretamente a modulação de *phase-shift* às ondas de tensão V_{dc} , I_{bat} e V_{bat} de modo a obter os resultados pretendidos.

Capítulo 6

Conclusões

Os conversores DC-DC hoje em dia têm vindo a assumir cada vez mais importância nos sistemas de eletrónica de potência, nomeadamente nos veículos elétricos, nos sistemas de armazenamento de energia e nos sistemas aeroespaciais, por exemplo. Além disso, é uma área bastante desafiante e com grandes perspetivas futuras.

Esta dissertação teve como principal objetivo a implementação de um conversor ressonante que permitisse carregar e descarregar baterias do tipo LiFePO_4 em veículos elétricos, utilizando um transformador que garantisse o isolamento galvânico. A implementação deste conversor incluiu a aplicação teórica e prática do princípio da ressonância, no qual todos os elementos reativos existentes no conversor devem estar sintonizados para a mesma frequência de ressonância, neste caso de 20 kHz, permitindo apenas a passagem da componente fundamental da corrente, levando a uma maior quantidade de energia transferida.

Optou-se por uma topologia ressonante série (CLLC), em ponte completa, bidirecional e isolada, visto que garante o isolamento galvânico entre o banco de baterias e o barramento DC do VE e possibilita uma maior transferência de potência para os mesmos níveis de tensão, quando comparada com a topologia em meia ponte.

Depois de concluída a análise matemática do conversor, procedeu-se a uma simulação teórica de um conversor aplicado a um veículo elétrico real em ambiente computacional, o que permitiu observar o comportamento do conversor e a dinâmica dos controladores implementados. Simulou-se o conversor num processo de carga de baterias para três níveis de carga distintos e simulou-se a descarga de baterias para uma carga variável. Estes dois casos comprovam o correto funcionamento do conversor e demonstram a sua característica bidirecional, pois a transferência de energia realizou-se nos sentidos desejados, das baterias para a carga e da rede para as baterias. Os controladores também atuaram corretamente através da aplicação da modulação por *phase-shift* da tensão e da corrente.

Para se comparar os resultados obtidos na teoria com algo mais concreto, construiu-se um protótipo de menor escala, devido às limitações existentes no laboratório. O protótipo construído incluiu as pontes de IGBT's, o transformador, o BMS, as baterias LiFePO_4 e o circuito ressonante. Foram retirados resultados experimentais e comparados com uma nova simulação teórica, que comprovam o correto funcionamento do método de controlo desenvolvido e do próprio conversor, embora com algumas diferenças. Essas diferenças prendem-se essencialmente com a dificuldade

em conhecer com precisão os valores de impedância dos elementos reativos do protótipo, o que leva a uma inexata frequência de ressonância.

Concluindo, o conversor CLLC bidirecional é um sistema bastante eficaz no que diz respeito à transferência de energia, possibilitando um fluxo de energia com um rendimento bastante elevado para qualquer um dos sentidos. Deve ser utilizado com tensões e frequências elevadas para se obter o melhor rendimento, menor dimensão e menor custo.

6.1 Sugestões para trabalhos futuros

Para colmatar as limitações existentes ao longo desta dissertação são apresentadas de seguida algumas sugestões de trabalhos a fazer no futuro, com o principal objetivo de melhorar o sistema implementado. Essas sugestões são as seguintes:

- Utilização de semicondutores que permitam o funcionamento a frequências de comutação superiores, como MOSFET's, para desta forma diminuir ainda mais as dimensões dos componentes ressonantes e transformador.
- Otimização do transformador através de um estudo feito num *software* de elementos finitos, capaz de calcular o rendimento do transformador e as perdas de fluxo magnético existentes.
- Adicionar ao controlo a possibilidade de aproveitar a energia proveniente de uma travagem.
- Incorporação das variáveis utilizadas pelo software do BMS no controlo, de modo a aumentar a robustez e fiabilidade do processo.
- Construção e teste de um protótipo para um veículo elétrico real, com níveis de potência da ordem dos valores implementados na simulação;
- Implementação e comparação das estratégias de modulação do conversor, caracterizadas teoricamente na dissertação;
- Desenvolvimento e implementação de algoritmos de diagnóstico de avarias e de tolerância a falhas nos semicondutores e elementos passivos do protótipo desenvolvido;

Referências Bibliográficas

- [1] B. Kramer, S. Chakraborty, and B. Kroposki, "A review of plug-in vehicles and vehicle-to-grid capability," in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)* 2008, pp. 2278-2283.
- [2] M. Madrinha, "Veículos eléctricos: vendas em 2015 já ultrapassam as do ano passado," *Semanário SOL*, 11 de Julho 2015.
- [3] L. Xiaomin, K. L. V. Iyer, K. Mukherjee, and N. C. Kar, "Development of a bi-directional off-board level-3 quick charging station for electric bus," in *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)* 2012, pp. 1-6.
- [4] Y. Wensong, Q. Hao, and L. Jih-Sheng, "Design of High-Efficiency Bidirectional DC-DC Converter and High-Precision Efficiency Measurement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 650-658, 2010.
- [5] A. Emadi, K. Rajashekara, S. S. Williamson, and S. M. Lukic, "Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, pp. 763-770, 2005.
- [6] L. Zhu, "A Novel Soft-Commutating Isolated Boost Full-Bridge ZVS-PWM DC-DC Converter for Bidirectional High Power Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 422-429, 2006.
- [7] S. Chopra and P. Bauer, "Analysis and design considerations for a contactless power transfer system," in *IEEE 3rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2011, pp. 1-6.
- [8] A. K. A. Emadi, Z. Nie, and Y. J. Lee, *Integrated Power Electronic Converters and Digital Control*. University of West Florida, 2009.
- [9] A. S. H. D. Hamid Karshenas, Praveen Jain, Alireza Bakhshai, "Bidirectional DC-DC Converters for Energy Storage Systems," *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*, pp. 161-178, 2011.
- [10] V. V. S. K. Bhajana and S. R. Reddy, "A novel ZVS-ZCS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application," in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems* 2009, pp. 12-17.
- [11] S. Inoue and H. Akagi, "A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 2299-2306, 2007.

- [12] K. Yamamoto, E. Hiraki, T. Tanaka, M. Nakaoka, and T. Mishima, "Bidirectional DC-DC Converter with Full-bridge / Push-pull circuit for Automobile Electric Power Systems," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-5.
- [13] F. A. Himmelstoss, "Analysis and comparison of half-bridge bidirectional DC-DC converters," in *25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 1994, pp. 922-928 vol.2.
- [14] L. Jih-Sheng and D. J. Nelson, "Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 766-777, 2007.
- [15] L. Gang, L. Dan, Z. Jian Qiu, H. Bo, and J. Min Li, "Bidirectional CLLC resonant DC-DC converter with integrated magnetic for OBCM application," in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2015, pp. 946-951.
- [16] V. V. S. K. Bhajana and P. Drabek, "A novel ZVZCS half bridge and full bridge DC-DC converter topologies for traction applications," in *Proceedings of 15th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, 2014, pp. 541-546.
- [17] A. S. Babokany, M. Jabbari, G. Shahgholian, and M. Mahdavian, "A review of bidirectional dual active bridge converter," in *9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2012, pp. 1-4.
- [18] M. Borage, K. V. Nagesh, M. S. Bhatia, and S. Tiwari, "Resonant Immittance Converter Topologies," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 971-978, 2011.
- [19] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. Wright State University, Dayton, Ohio, USA: Wiley, 2008.
- [20] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski, "Resonant Power Converters," vol. Wiley, ed, 2011, p. 632.
- [21] J. H. Jung, H. S. Kim, M. H. Ryu, and J. W. Baek, "Design Methodology of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-Frequency Isolation of DC Distribution Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1741-1755, 2013.
- [22] C. Qichao, W. Jianze, J. Yanchao, and L. Shuang, "Soft starting strategy of bidirectional LLC resonant DC-DC transformer based on phase-shift control," in *IEEE 9th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2014, pp. 318-322.
- [23] C. Wei, R. Ping, and L. Zhengyu, "Snubberless Bidirectional DC-DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 3075-3086, 2010.

- [24] L. Gang, L. Dan, Z. Jian Qiu, and J. Min Li, "High efficiency wide range bidirectional DC/DC converter for OBCM application," in *International Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 2014, pp. 1434-1438.
- [25] Z. U. Zahid, Z. Dalala, and L. Jih-Sheng, "Design and control of bidirectional resonant converter for Vehicle-to-Grid (V2G) applications," in *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2014, pp. 1370-1376.
- [26] R. Myung-Hyo, K. Ho-Sung, B. Ju-Won, K. Heung-Geun, and J. Jee-Hoon, "Effective Test Bed of 380-V DC Distribution System Using Isolated Power Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 4525-4536, 2015.
- [27] H. S. Kim, M. H. Ryu, J. W. Baek, and J. H. Jung, "High-Efficiency Isolated Bidirectional AC-DC Converter for a DC Distribution System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 1642-1654, 2013.
- [28] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*: BH, 2001.
- [29] K. Eun-Soo, L. Seung-Min, P. Jun-Hyoung, N. Young-Jae, X. Han, and K. Young-Soo, "Resonant DC-DC converter for high efficiency bidirectional power conversion," in *28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2013*, pp. 2005-2011.
- [30] M. Pedram, N. Chang, Y. Kim, and Y. Wang, "Hybrid electrical energy storage systems," presented at the Proceedings of the 16th ACM/IEEE international symposium on Low power electronics and design, Austin, Texas, USA, 2010.
- [31] A. C. C. Hua and B. Z. W. Syue, "Charge and discharge characteristics of lead-acid battery and LiFePO₄ battery," in *International Power Electronics Conference (IPEC)*, 2010, pp. 1478-1483.
- [32] K. C. Divya and J. Østergaard, "An overview of Battery energy storage technology for power systems," *Electric Power Systems Research*, vol. 79, pp. 511-520, 2009.
- [33] (2015). *VEECO avança em 2016*. Available: www.e-move.tv
- [34] (2012). *Battery System*. Available: www.veeco.pt
- [35] T. Dong, J. Li, F. Zhao, Y. You, and Q. Jin, "Analysis on the influence of measurement error on state of charge estimation of LiFePO₄ power Battery," in *International Conference on Materials for Renewable Energy & Environment (ICMREE)*, 2011, pp. 644-649.
- [36] Axion, *How cells work*, 2012.
- [37] J. Wang, Z. Sun, and X. Wei, "Desempenho and characteristic research in LiFePO₄ battery for electric vehicle applications," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC) 2009*, pp. 1657-1661.
- [38] T. R. D. Linden, *Handbook of Batteries* 2002.

- [39] M. A. Roscher, J. Assfalg, and O. S. Bohlen, "Detection of Utilizable Capacity Deterioration in Battery Systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, pp. 98-103, 2011.
- [40] K. Jonghoon and B. H. Cho, "State-of-Charge Estimation and State-of-Health Prediction of a Li-Ion Degraded Battery Based on an EKF Combined With a Per-Unit System," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, pp. 4249-4260, 2011.
- [41] S. Thomas, M. Stieneker, and R. W. De Doncker, "Development of a modular high-power converter system for battery energy storage systems," in *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2011, pp. 1-10.
- [42] K. Hirao, M. Okamoto, E. Hiraki, and T. Tanaka, "An isolated bi-directional soft switching DC-DC converter for energy storage system and its voltage stress suppression approach," in *IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2011, pp. 555-560.

Apêndice A

Modelos e parâmetros implementados nas simulações teóricas

A.1 Modelo referente a um veículo elétrico real

A.1.1 Principais diagramas de blocos

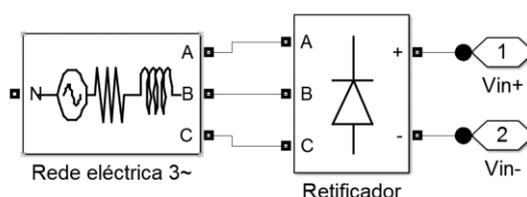


Figura A.1 - Diagrama de blocos da rede elétrica com retificador trifásico.

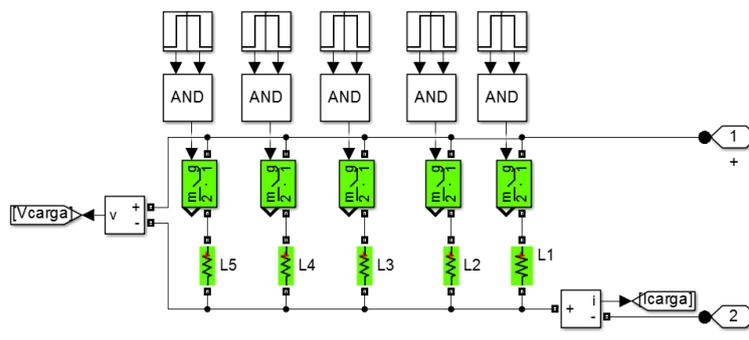


Figura A.2 - Diagrama de blocos da carga resistiva variável.

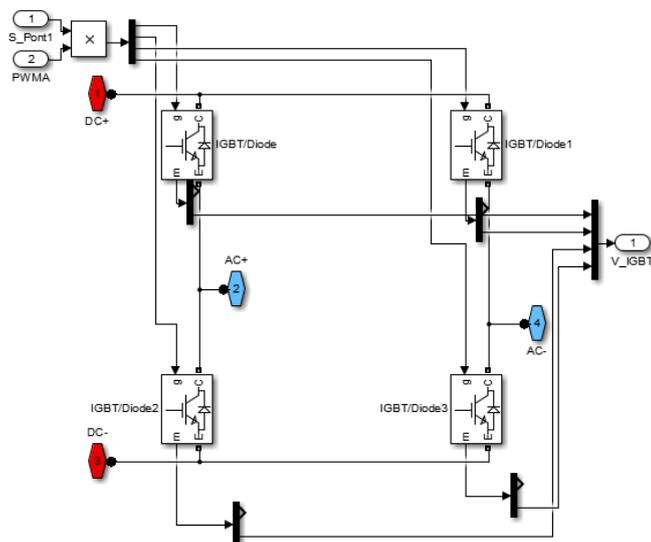


Figura A.3 - Diagrama de blocos para a ponte de IGBT's A e B.

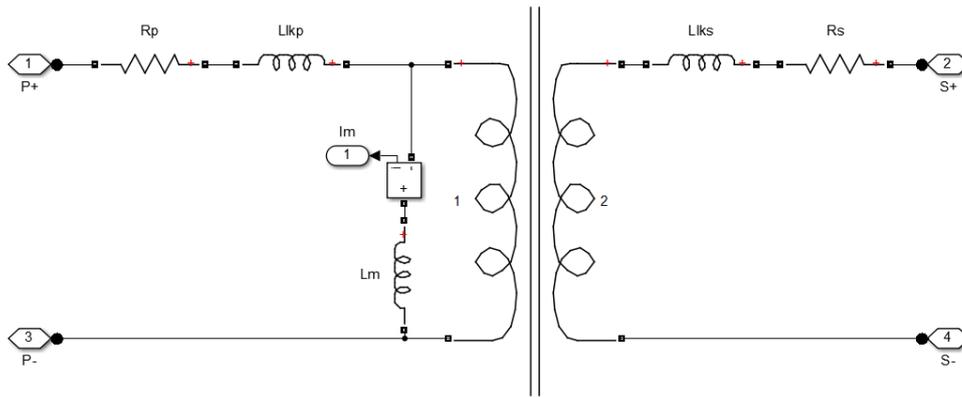


Figura A.4 - Diagrama de blocos do transformador de alta frequência.

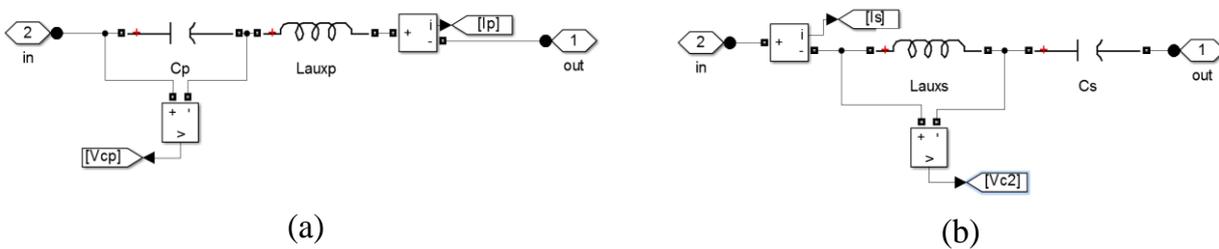


Figura A.5 - Malha ressonante do primário (a) e malha ressonante do secundário (b).

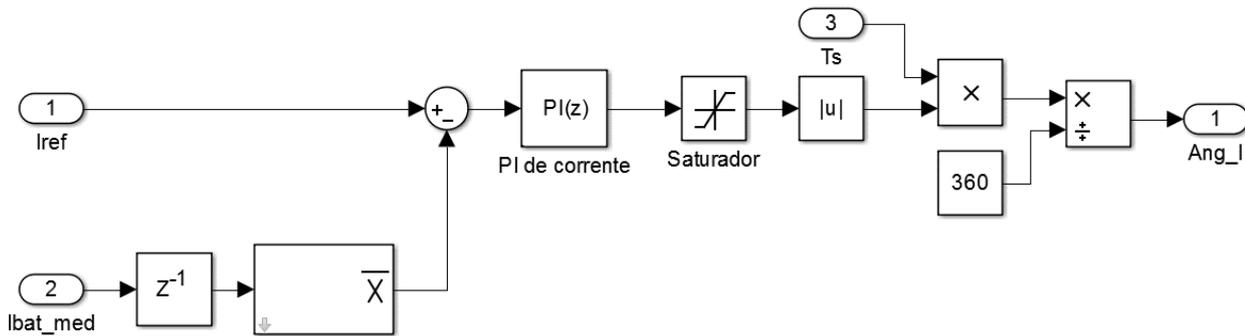


Figura A.6 - Diagrama de blocos do controlador em corrente constante nas baterias.

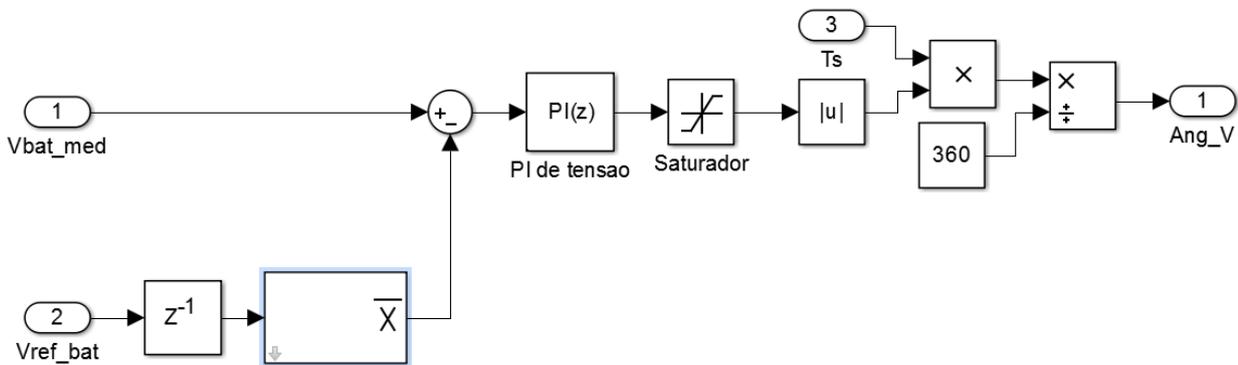


Figura A.7 - Diagrama de blocos do controlador de tensão constante nas baterias.

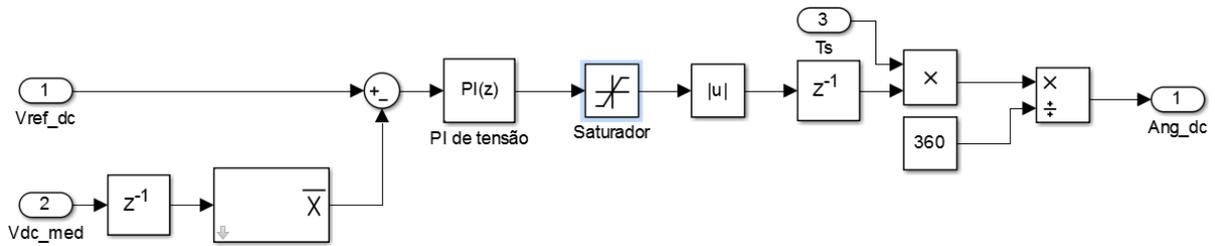


Figura A.8 - Diagrama de blocos do controlador de tensão constante no barramento DC.

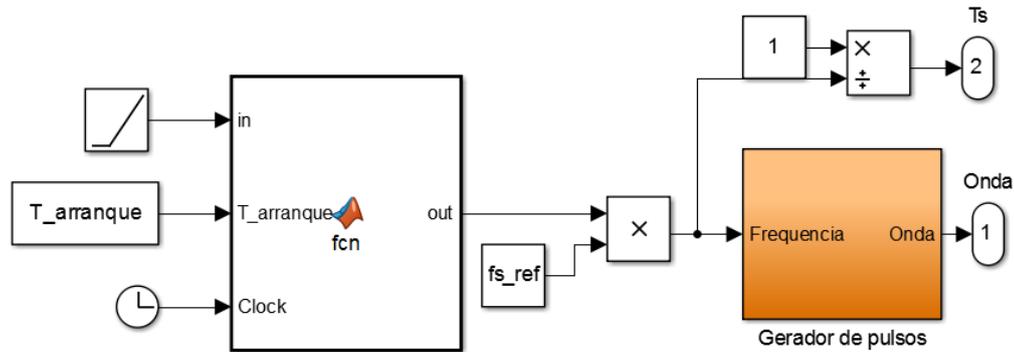


Figura A.9 - Diagrama de blocos do arrancador suave.

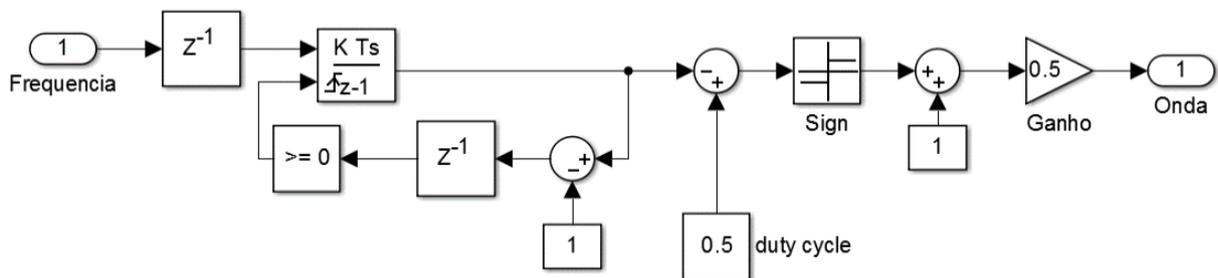


Figura A.10 - Diagrama de blocos do gerador de pulsos com a possibilidade de frequência e *duty-cycle* variáveis.

A.1.2 Parâmetros iniciais do sistema

```

%Parâmetros da simulação
clear all;
f0=20000; %frequência de ressonância
N=2; %razão de transformação
n_pontos=100; %numero de pontos amostrados por período
Ta=1/(f0*n_pontos); %período de amostragem
T_arranque=1;% tempo de arranque em segundos

%Parâmetros do transformador para um CLLC aplicado a um VE
Lm=500e-6;
Rp=0.2;
Rs=0.1;
Llkp=2e-7;
Llks=1e-7;

```

```

%Parâmetros da malha ressonante
Lp=Lm/10; %Rácio de indutâncias
Ls=(Lp/N^2);
Lauxp=(Lp-Llkp);
Lauxs=(Ls-Llks);
Cp=((1/(f0*2*pi))^2)/Lp;
Cs=((1/(f0*2*pi))^2)/Ls;

%Frequência de comutação
LD=Ls+(((Lm/N^2)*(Lp/N^2))/((Lm/N^2)+(Lp/N^2))); %equação (2.19)
CD=(Cp*Cs)/((Cs/N^2)+Cp); %equação (2.20)
fs_ref=1/(2*pi*sqrt(CD*LD)); %equação (2.21)

```

A.1.3 Simulação da curva de ganho

De seguida é apresentado o código desenvolvido que simula as curvas de ganho de um CLLC no sentido de carga e descarga das baterias para diferentes fatores de qualidade.

```

f=20000;
x=(0:0.1:35000);

Lm=500e-6;
Lp=Lm/10;
Cp=((1/(f*2*pi))^2)/Lp;
Ls=(Lp/4);
Cs=((1/(f*2*pi))^2)/Ls;
N=2;

Lch=Lp+((Lm*N^2*Ls)/(Lm+(N^2*Ls)));
Cch=(Cp*(Cs/N^2))/(Cp+(Cs/N^2));
frch=1/(2*pi*sqrt(Lch*Cch));
f0ch=1/(2*pi*sqrt(Lm*Cp));

Ldh=Ls+(((Lm/N^2)*(Lp/N^2))/((Lm/N^2)+(Lp/N^2)));
Cdh=((Cp*N^2)*Cs)/(Cs+(Cp*N^2));
frdh=1/(2*pi*sqrt(Ldh*Cdh));
f0dh=1/(2*pi*sqrt((Lm/(N^2))*Cs));
A=Lp/Lm;
B=(N^2*Ls)/Lm;
%
% Carregar
%
R=0.5;
Rl=((8*R)/(pi^2))*(N^2);
Qch=(2*pi*frch*Lch)/(Rl);
Ql=Qch;

```

```

alfa=1./(2.*pi.*x.*Cs.*Rl);
Gch1=abs(1./(1+A-((f0ch./x).^2)+1i.*alfa.*(B-
A+((f0ch./x).^2))+1i.*(1./N^2).*Qch.*(1+B).*((x./frch)-(frch./x))));
plot(x,Gch1,'y');
xlabel('Frequencia '), ylabel('Ganho');
hold on;

R=0.4;
Rl=((8*R)/(pi^2))*(N^2);
Qch=(2*pi*frch*Lch)/(Rl);
Q2=Qch;
alfa=1./(2.*pi.*x.*Cs.*Rl);
Gch2=abs(1./(1+A-((f0ch./x).^2)+1i.*alfa.*(B-
A+((f0ch./x).^2))+1i.*(1./N^2).*Qch.*(1+B).*((x./frch)-(frch./x))));
plot(x,Gch2,'b');
hold on;

R=0.2;
Rl=((8*R)/(pi^2))*(N^2);
Qch=(2*pi*frch*Lch)/(Rl);
Q3=Qch;
alfa=1./(2.*pi.*x.*Cs.*Rl);
Gch3=abs(1./(1+A-((f0ch./x).^2)+1i.*alfa.*(B-
A+((f0ch./x).^2))+1i.*(1./N^2).*Qch.*(1+B).*((x./frch)-(frch./x))));
plot(x,Gch3,'r');
hold on;

R=0.1;
Rl=((8*R)/(pi^2))*(N^2);
Qch=(2*pi*frch*Lch)/(Rl);
Q4=Qch;
alfa=1./(2.*pi.*x.*Cs.*Rl);
Gch4=abs(1./(1+A-((f0ch./x).^2)+1i.*alfa.*(B-
A+((f0ch./x).^2))+1i.*(1./N^2).*Qch.*(1+B).*((x./frch)-(frch./x))));
plot(x,Gch4,'g');
hold on;

plot(f0ch,(0:0.002:3.5),'k');
grid on;
legend('Q=0.77','Q=89','Q=1.05','Q=1.25')
%
% Descarga
%
R=0.5;
Rl=((8*R)/(pi^2))/(N^2);
Qdh=(2*pi*frdh*Ldh)/(Rl);
Q1=Qdh;
beta=1./(2.*pi.*x.*Cp.*Rl);

```

```

Gdh=abs(1./(1+B-((f0dh./x).^2)+1i.*beta.*(A-
B+((f0dh./x).^2))+1i.*N^2.*Qdh.*(1+A).*(x./frdh)-(frdh./x)));
plot(x,Gdh,'y');
hold on;

R=0.4;
Rl=((8*R)/(pi^2))/(N^2);
Qdh=(2*pi*frdh*Ldh)/(Rl);
Q2=Qdh;
A=Lp/Lm;
B=(N^2*Lv)/Lm;
beta=1./(2.*pi.*x.*Cp.*Rl);
Gdh=abs(1./(1+B-((f0dh./x).^2)+1i.*beta.*(A-
B+((f0dh./x).^2))+1i.*N^2.*Qdh.*(1+A).*(x./frdh)-(frdh./x)));
plot(x,Gdh,'b');
hold on;

R=0.3;
Rl=((8*R)/(pi^2))/(N^2);
Qdh=(2*pi*frdh*Ldh)/(Rl);
Q3=Qdh;
A=Lp/Lm;
B=(N^2*Lv)/Lm;
beta=1./(2.*pi.*x.*Cp.*Rl);
Gdh=abs(1./(1+B-((f0dh./x).^2)+1i.*beta.*(A-
B+((f0dh./x).^2))+1i.*N^2.*Qdh.*(1+A).*(x./frdh)-(frdh./x)));
plot(x,Gdh,'r');
hold on;

R=0.2;
Rl=((8*R)/(pi^2))/(N^2);
Qdh=(2*pi*frdh*Ldh)/(Rl);
Q4=Qdh;
A=Lp/Lm;
B=(N^2*Lv)/Lm;
beta=1./(2.*pi.*x.*Cp.*Rl);
Gdh=abs(1./(1+B-((f0dh./x).^2)+1i.*beta.*(A-
B+((f0dh./x).^2))+1i.*N^2.*Qdh.*(1+A).*(x./frdh)-(frdh./x)));
plot(x,Gdh,'g');
hold on;

xlabel('Frequencia '), ylabel('Ganho');
plot(f0dh,(0:0.002:3.5),'k');
grid on;
legend('Q=0.87','Q=1','Q=1.2','Q=1.5')

```

A.1.4 Parâmetros utilizados nos blocos da simulação

Nesta secção serão apresentados os parâmetros usados na simulação teórica do VE real, bem como o valor dos componentes utilizados.

Tabela A.1 - Parâmetros da rede elétrica

Parâmetro	Valor
Tensão de linha (eficaz)	396 V
Frequência	50 Hz
Resistência	0.1 $\mu\Omega$
Indutância	0.1 m Ω

Tabela A.2 - Parâmetros do retificador e barramento DC

Parâmetro	Valor
Resistência do <i>snubber</i>	0.1 M Ω
Frequência	50 Hz
Condensador C_{dc}	0.22 mF

Tabela A.3 - Parâmetros IGBT's

Parâmetro	Valor
Resistência interna	1 m Ω
Condensador <i>snubber</i>	0 F
Resistência do <i>snubber</i>	inf

Tabela A.4 - Parâmetros do transformador e circuito ressonante

Parâmetro	Valor
L_m, L_{lkp}, L_{lks}	500 μ H, 0.2 μ H, 0.1 μ H
L_{auxp}, L_{auxs}	49.8 μ H, 12.49 μ H
C_p, C_s	1.266 μ F, 5.06 μ F
R_p, R_s	0.2 Ω , 0.1 Ω

Tabela A.5 - Parâmetros das baterias LiFePO₄

Parâmetro	Valor
Tensão nominal	3.2 V
Tensão máxima	3.65 V
Capacidade	60 Ah

Resistência interna	533 $\mu\Omega$
---------------------	-----------------

Tabela A.6 - Ganho dos controladores PI

Controlador	Parâmetro	Valor
Controlo de corrente contante	Ganho proporcional K_p	0.1
	Ganho integral K_i	1
Controlo de tensão constante	Ganho proporcional K_p	1
	Ganho integral K_i	10
Controlo do barramento DC	Ganho proporcional K_p	10
	Ganho integral K_i	50

A.2 Modelo teórico referente à simulação do protótipo

Neste capítulo só serão apresentados os parâmetros relativos à simulação do protótipo com uma potência inferior à utilizada na secção A.1. Todos os diagramas ou esquemas que não são aqui apresentados são iguais aos indicados no subcapítulo anterior.

A.2.1 Parâmetros iniciais do sistema

```

%Parâmetros da simulação
clear all;
f0=20000; %frequência de ressonância
N=2; %razão de transformação
n_pontos=100; %numero de pontos amostrados por período
Ta=1/(f0*n_pontos); %período de amostragem
T_arranque=0.2;% tempo de arranque em segundos

%Parâmetros reais do transformador construído
Lm=242e-6;
Rp=3;
Rs=2;
Llkp=7e-6;
Llks=3.135e-6;

Lp=Lm/10; %Rácio de indutâncias
Ls=(Lp/N^2);
Lauxp=(Lp-Llkp);
Lauxs=(Ls-Llks);
Cp=((1/(f0*2*pi))^2)/Lp;
Cs=((1/(f0*2*pi))^2)/Ls;
LD=Ls+(((Lm/N^2)*(Lp/N^2))/((Lm/N^2)+(Lp/N^2))); %equação (2.19)

```

$$CD = (C_p * C_s) / ((C_s / N^2) + C_p); \text{ \textit{equação (2.20)}}$$

$$f_{s_ref} = 1 / (2 * \pi * \sqrt{CD * LD}); \text{ \textit{equação (2.21)}}$$

A.2.2 Parâmetros utilizados nos blocos da simulação

Tabela A.7 - Parâmetros da rede elétrica

Parâmetro	Valor
Tensão de linha (eficaz)	25 V
Frequência	50 Hz
Resistência	0.1 $\mu\Omega$
Indutância	0.1 m Ω

Tabela A.8 - Parâmetros IGBT's

Parâmetro	Valor
Resistência interna	1 m Ω
Condensador <i>snubber</i>	0
Resistência do <i>snubber</i>	inf
Condensador <i>snubber</i> aos terminais de cada braço	0.22 μ F

Tabela A.9 - Parâmetros do transformador e circuito ressonante

Parâmetro	Valor
L_m, L_{lkp}, L_{lks}	242 μ H, 7 μ H, 3.135 μ H
L_{auxp}, L_{auxs}	17.2 μ H, 2.915 μ H
C_p, C_s	2.62 μ F, 10.467 μ F
R_p, R_s	3 Ω , 2 Ω

Tabela A.10 - Ganhos dos controladores PI

Controlador	Parâmetro	Valor
Controlo de corrente contante	Ganho proporcional K_p	3
	Ganho integral K_i	300
Controlo de tensão constante	Ganho proporcional K_p	1
	Ganho integral K_i	100
Controlo do barramento DC	Ganho proporcional K_p	150
	Ganho integral K_i	300

Apêndice B

Modelos e parâmetros do trabalho experimental

B.1 Arquitetura da *single board* RIO

A arquitetura da *single board RIO* utilizada nesta dissertação é baseada em quatro componentes: um processador principal, uma FPGA (*reconfigurable field-programmable gate array*), módulos de entradas e saídas em hardware e um software que as programas (*Labview*). A combinação destes componentes permite criar um sistema de alto desempenho e controlar sistemas em tempo real. A Figura B.1 representa a arquitetura de uma sbRIO.

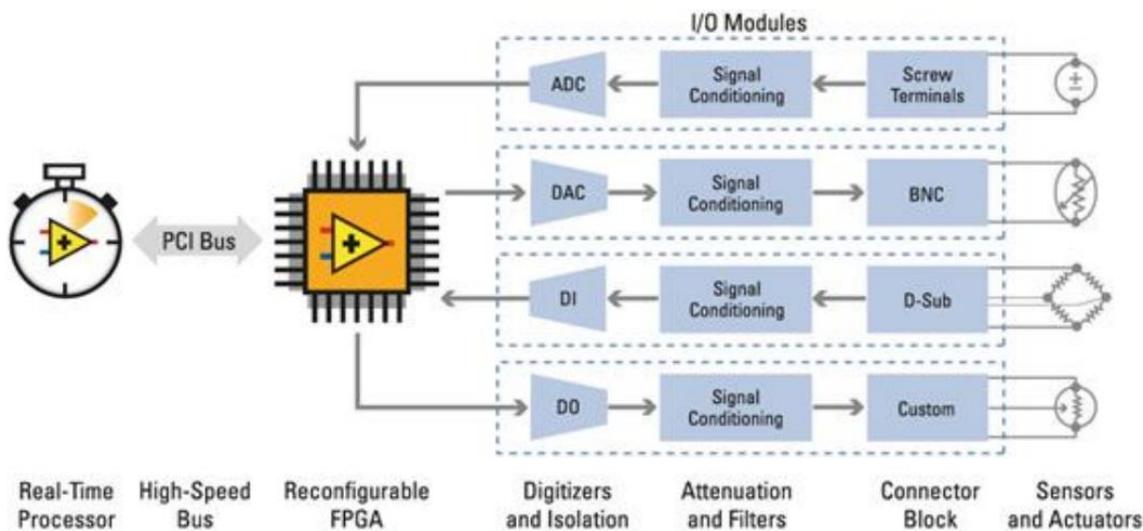


Figura B.1 - Arquitetura de um sistema sbRIO.

O processador principal é utilizado para implementar código que não necessita de comunicar diretamente com outras unidades de processamento, tais como a FPGA ou periféricos. Neste componente é feito todo o tratamento de dados e controlo relacionado com o conversor CLLC. Também é vulgarmente conhecido como *host*.

A FPGA é constituída por chips de silício reprogramáveis que usam blocos lógicos programáveis pré-construídos. Quando se compila um programa na FPGA é criado um arquivo de configuração ou *bitfile* que contém todas as informações sobre como os componentes estão ligados entre si. Para além disso, quando é necessário recompilar um novo código, a FPGA reconfigura-se imediatamente, assumindo uma nova "personalidade".

A FPGA é o componente principal da arquitetura da sbRIO. É utilizada para realizar tarefas com bastante velocidade de processamento e com um elevado desempenho. É conectada diretamente aos módulos de E/S (entradas e saídas em hardware) conseguindo assim uma enorme

velocidade de transferência. A FPGA utilizada é do tipo Xilinx Spartan-6 LX45 e tem uma velocidade de relógio de 400MHz. Mais informações acerca da sbRIO 9636 no Anexo 0.

B.2 Código implementado no *host*

De se seguida é apresentado o código *Labview* de controlo desenvolvido no *host* da sbRIO.

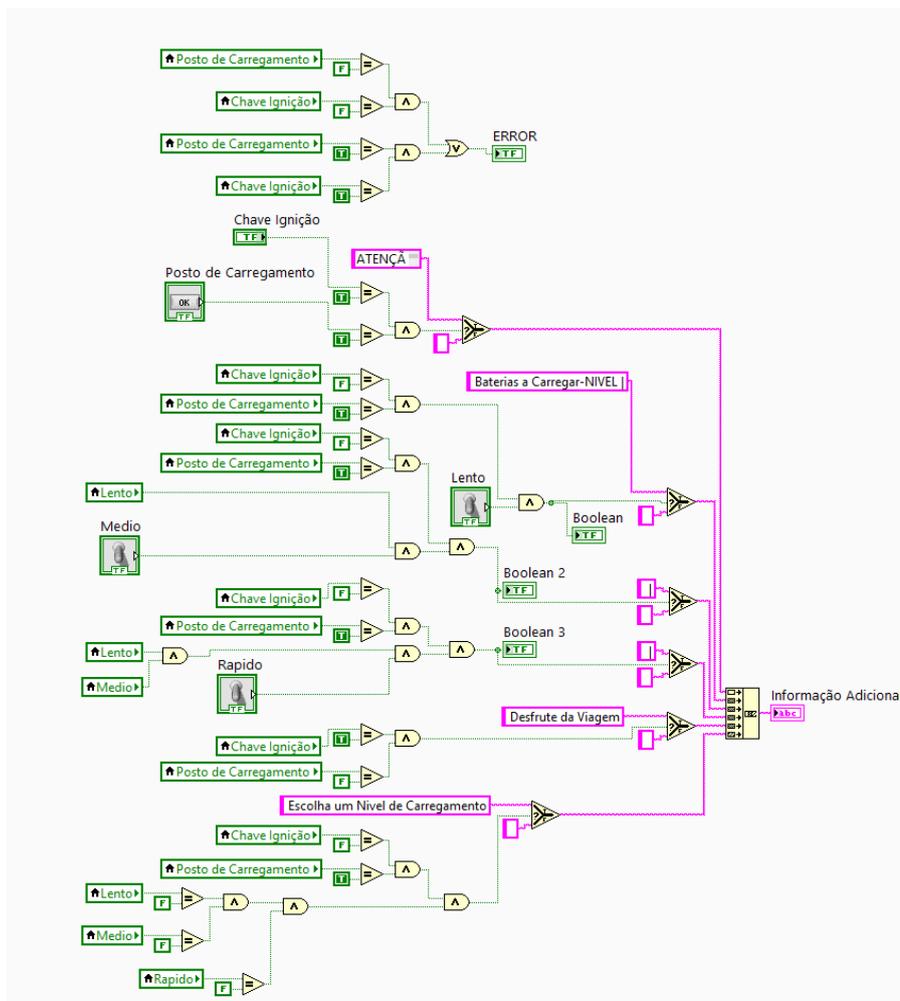


Figura B.2 - Diagrama de blocos que simula a interação do VE com o sistema de carregamento. Toda esta informação é disponível e controlável no painel frontal de informação.

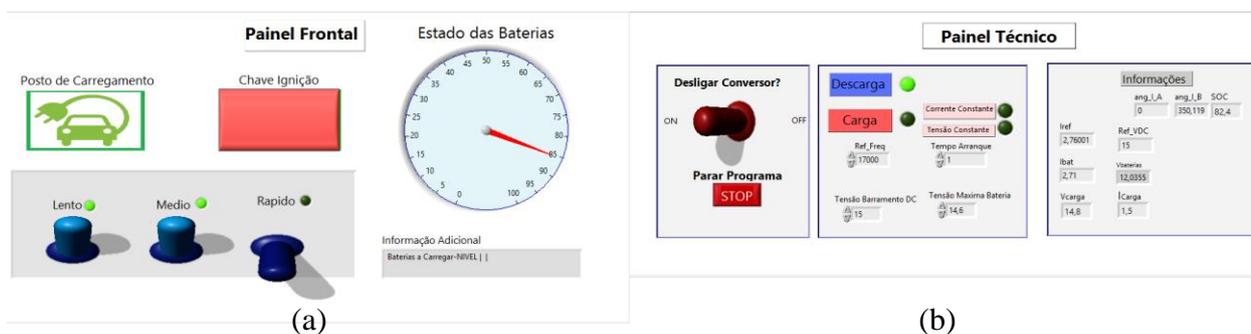


Figura B.3 - Painel frontal de controlo.

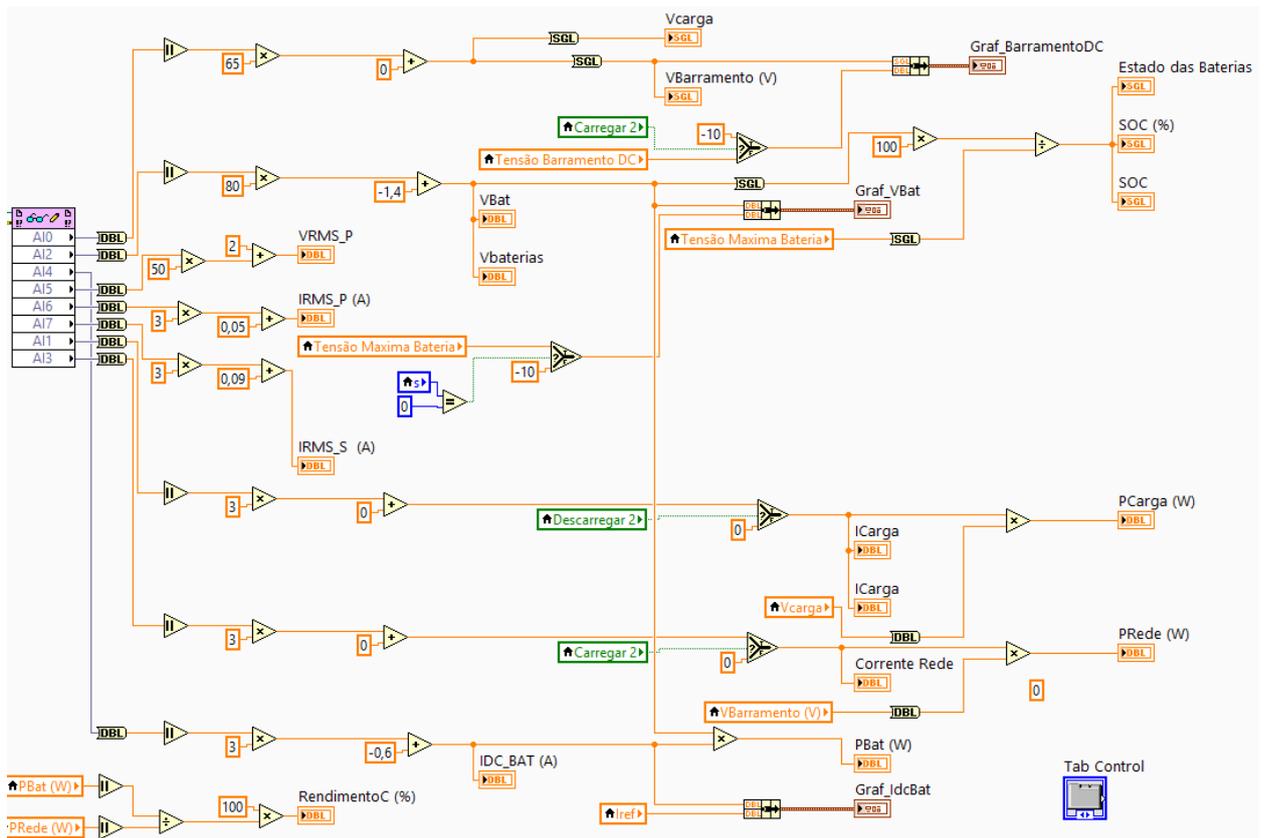


Figura B.4 - Diagrama de blocos das variáveis adquiridas pela FPGA, ganhos e offsets.

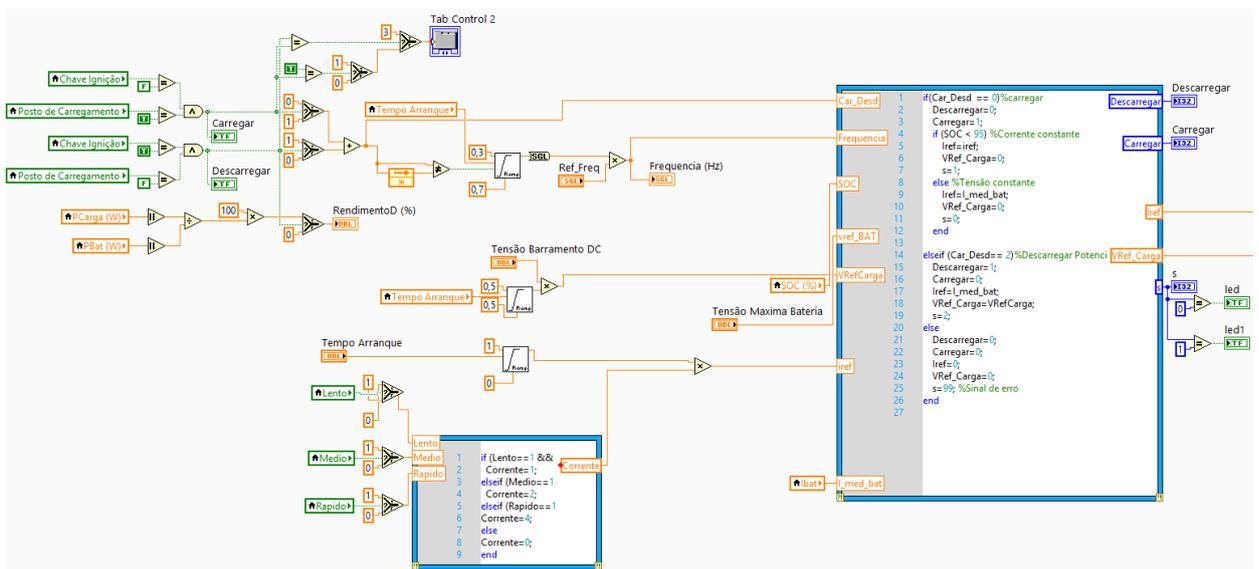


Figura B.5 - Diagrama de blocos do tratamento dos valores de referência e sua seleção para os PI's.

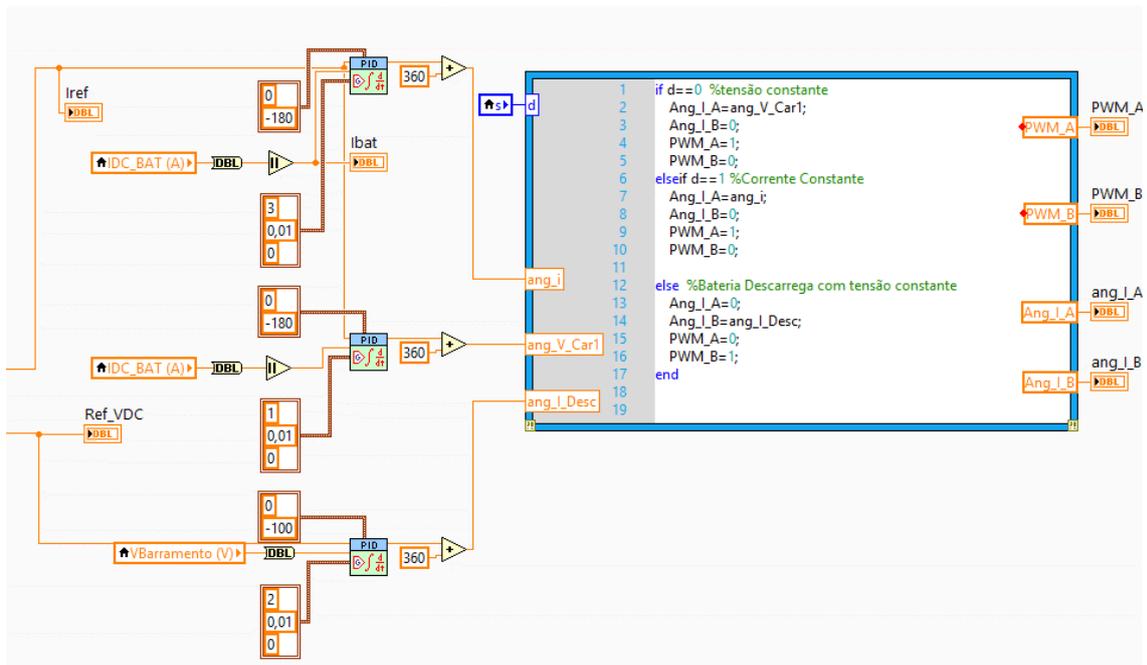


Figura B.6 - Diagrama de blocos dos controladores PI's e respetiva seleção para as pontes de IGBT's.

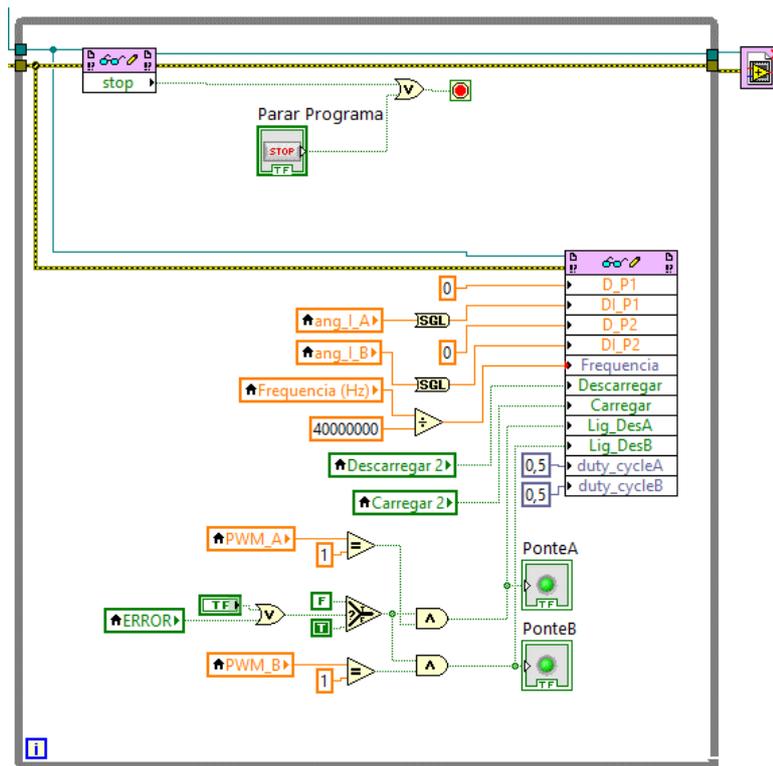


Figura B.7 - Diagrama de blocos dos sinais de controlo a serem enviados para a FPGA.

B.3 Código implementado na FPGA

De seguida é apresentado todo o código implementado na parte da FPGA do sbRIO. O código está preparado para ser utilizado em aplicações com *duty-cycle* variável, frequência variável, ângulo de *phase-shift* variável e ângulo de desfasamento entre as duas pontes variável.

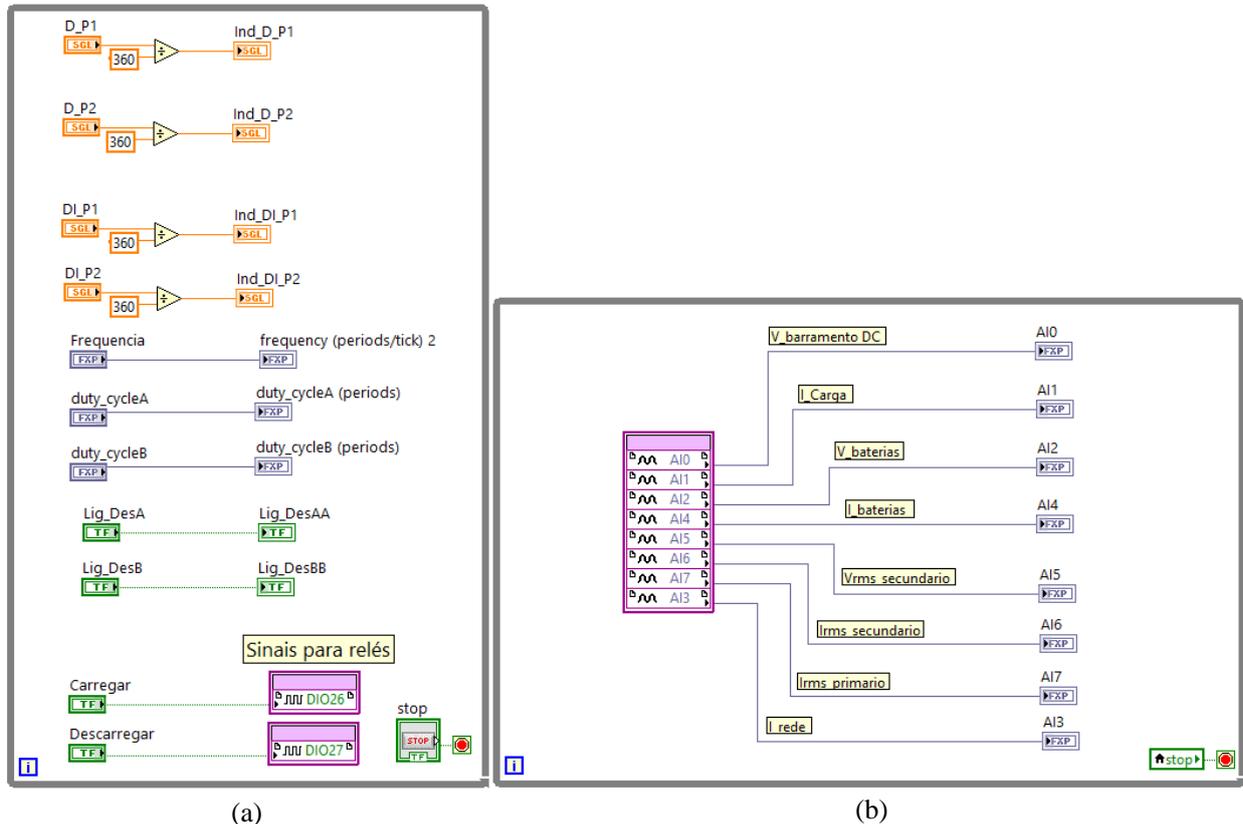


Figura B.8 - Ciclo de aquisição das variáveis provenientes do *host* (a) e ciclo de aquisição de sinais analógicos provenientes dos sensores (b).

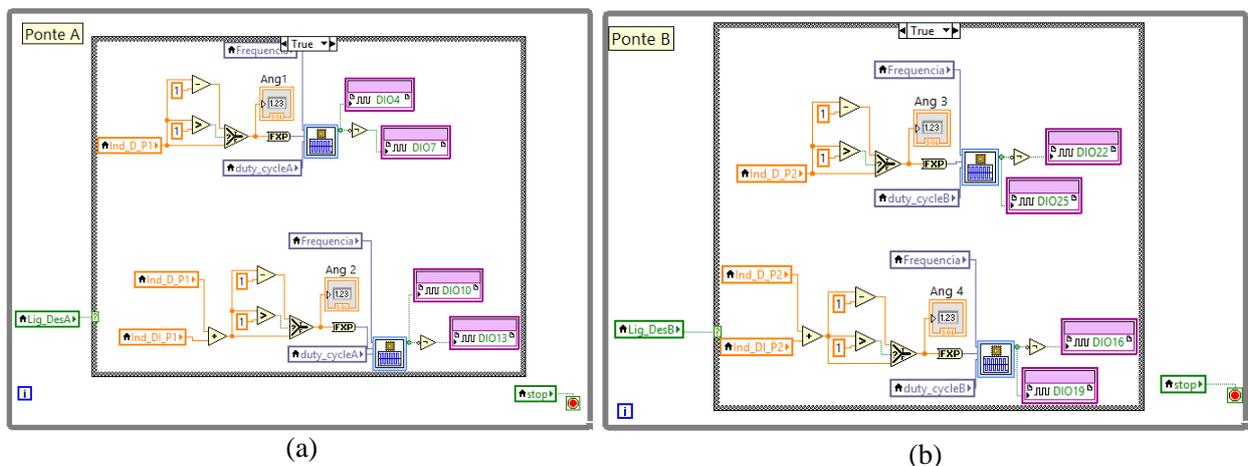


Figura B.9 - Diagrama de blocos do controlo dos sinais para as duas pontes de IGBT's: Ponte A (a) e ponte B (b).

Apêndice C

Outros resultados experimentais

Como forma de completar os resultados do Capítulo 5, nos próximos subcapítulos serão apresentados outros resultados experimentais.

C.1 Sentido G2V em corrente constante

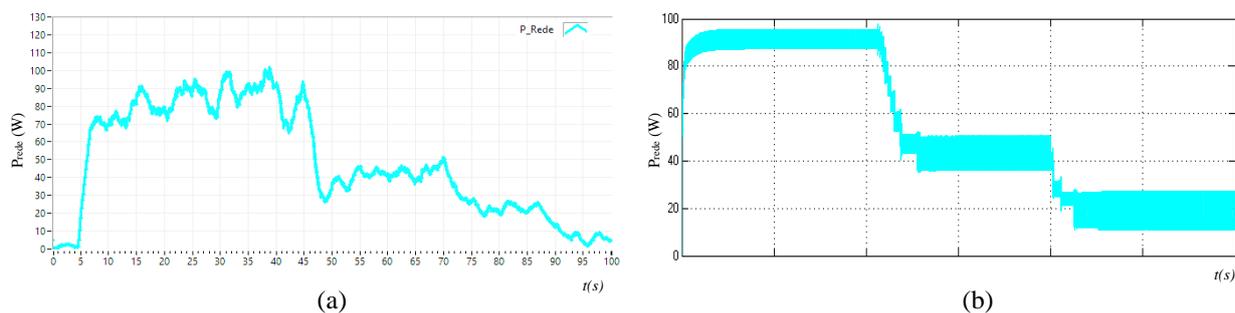


Figura C.1 - Potência da rede para variação dos estados de carga em corrente constante: resultados experimentais (a) e resultados teóricos (b).

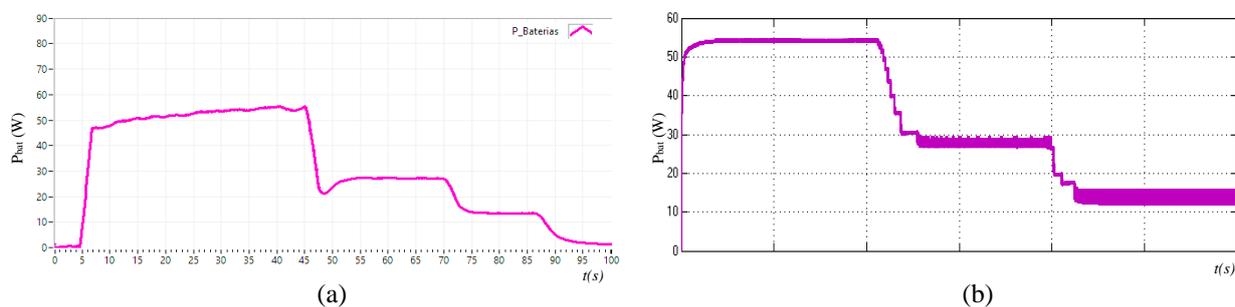


Figura C.2 - Potência das baterias para variação dos estados de carga em corrente constante: resultados experimentais (a) e resultados teóricos (b).

C.2 Descarga de baterias para uma carga variável

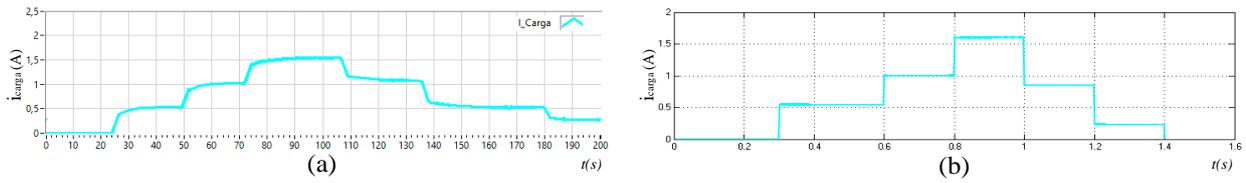


Figura C.3 - Descarga de baterias - Corrente absorvida pela carga: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

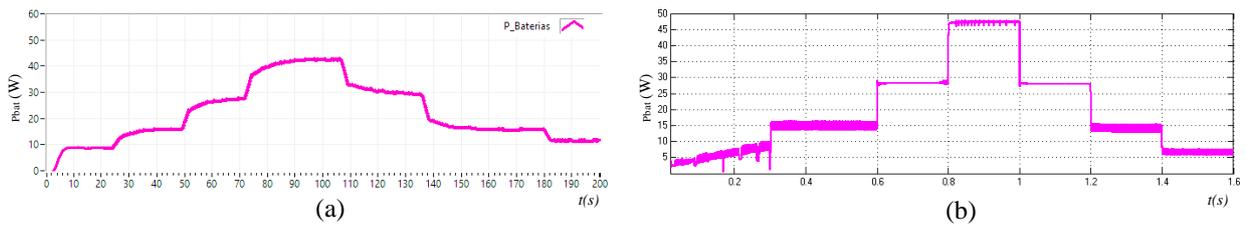


Figura C.4 - Descarga de baterias - Potencia fornecida pelas baterias: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

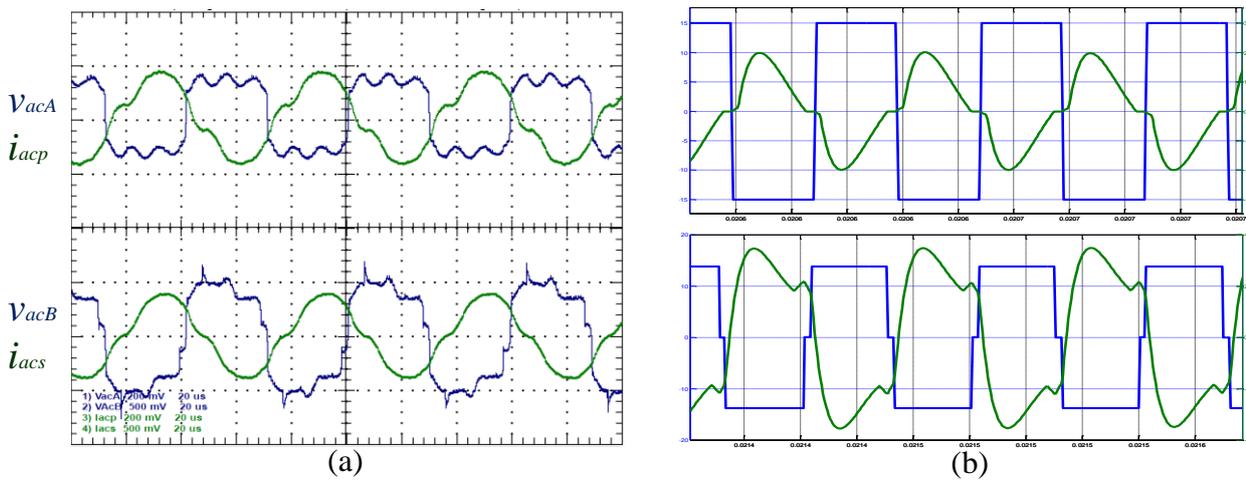


Figura C.5 - Descarga de baterias para uma carga de 15W: resultado experimental (a) e resultado teórico (b).

Apêndice D

Projeto e construção do transformador monofásico

Para o projeto do transformador utilizado no protótipo do CLLC, teve-se em conta a seguinte equação (Lei de Faraday):

$$v = N_e \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{D.1})$$

Onde v é a tensão induzida, N_e é o número de espiras do enrolamento, dt a variação temporal e $d\phi$ a variação do fluxo magnético, que é representada pela seguinte expressão:

$$d\phi = dB \cdot A_c \quad (\text{D.2})$$

Onde B é a densidade de fluxo e a A_c é a área da secção do núcleo magnético utilizado no transformador.

A forma de onda de tensão aplicada aos terminais do transformador num conversor CLLC é quadrada. Tendo em conta que o B varia em função da tensão aplicado aos terminais dos enrolamentos e a Figura D.1, podem-se considerar as seguintes expressões:

$$db = 2B_{\max} \quad (\text{D.3})$$

$$dt = \frac{T_s}{2} \quad (\text{D.4})$$

$$v = V \quad (\text{D.5})$$

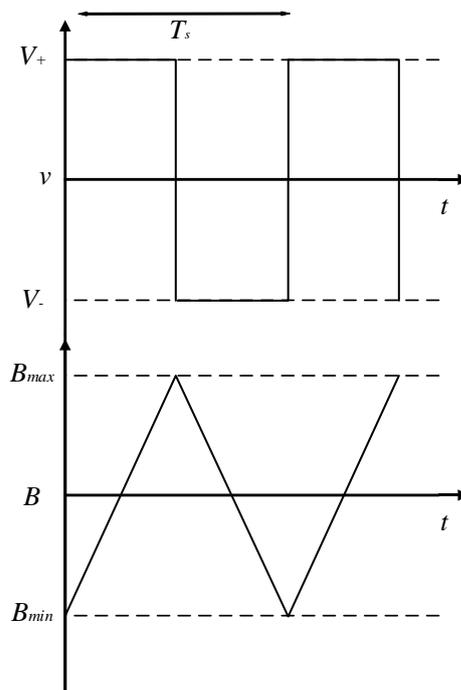


Figura D.1 - Forma de onda do fluxo em função da forma da onda de tensão aplicada a um enrolamento do transformador.

Substituindo as equações (D.2), (D.3), (D.4) e (D.5) em (D.1), obtém-se a seguinte expressão:

$$N_p = \frac{V_{rms}}{K_f f_s A_c B_{max}} \quad (D.6)$$

Como a forma da onda da tensão aplicada aos terminais do transformador é quadrada e o *duty-cycle* é de 50%, o fator de onda K_f assume o valor de 4 e é calculado a partir da seguinte expressão:

$$K_f = \frac{2}{\sqrt{D(1-D)}} \quad (D.7)$$

Através da expressão (D.6) calculou-se o número de espiras do primário e secundário em função das características do material ferromagnético, frequência e amplitude da onda de tensão quadrada aplicada ao transformador. Na Tabela D.1 estão apresentados os valores utilizados na fórmula (D.6).

Tabela D.1 - Valores utilizados no cálculo do número de espiras

Parâmetros	Valor
f_s	20 kHz
A_c	$488 \times 10^{-6} \text{ m}^2$
B_{max}	0.32 T
N_p para 15V	2 espiras
N_s para 35V	4 espiras

O núcleo magnético do transformador é constituído por duas peças em forma de U e é representado pela Figura D.2 (a). As suas dimensões são representadas pela Figura D.2 (b) em milímetros. A ferrite utilizada como núcleo magnético é a 3C94 e algumas das suas particularidades estão representadas no Anexo 1.

Segundo a Tabela D.1 e a fórmula (D.6), o número de espiras a usar para uma tensão do primário de 15 V é de 2e. Porém, construiu-se o transformador com 4 espiras no primário e 8 espiras no secundário, assegurando assim a capacidade do transformador de funcionar a frequências menores do que 20 kHz sem a saturação do núcleo.

Os enrolamentos do transformador foram projetados com um fio de cobre de 4 mm² de secção, permitindo uma corrente máxima de 28 A. Contudo, para o enrolamento secundário de 8 espiras foi utilizado dois fios em paralelo, com o objetivo de reduzir ao máximo a sua resistência interna.

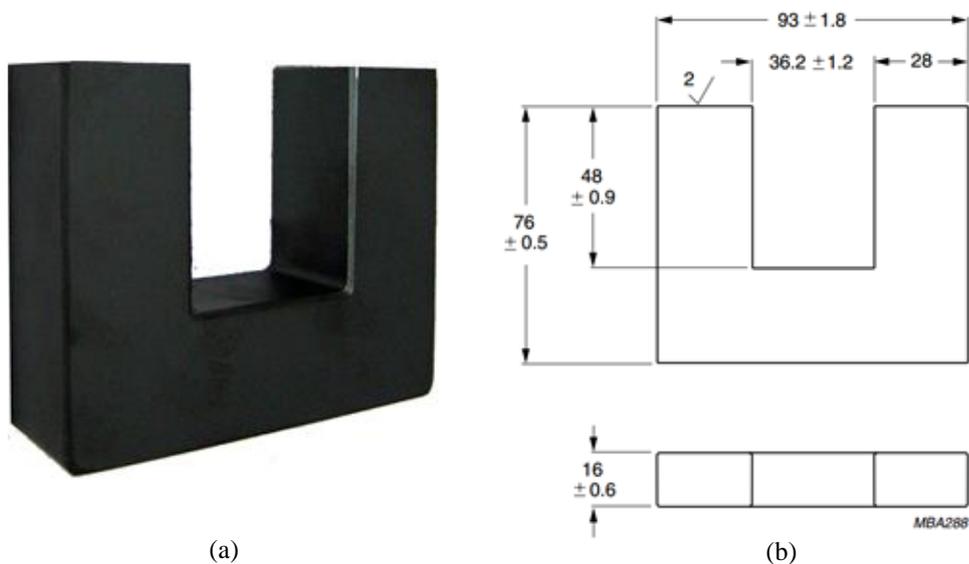


Figura D.2 - Núcleo de ferrite em forma de U utilizado na construção do núcleo do transformador.

Na Figura D.3 pode-se visualizar o aspecto do transformador construído. Toda a sua construção foi feita durante a elaboração da dissertação.

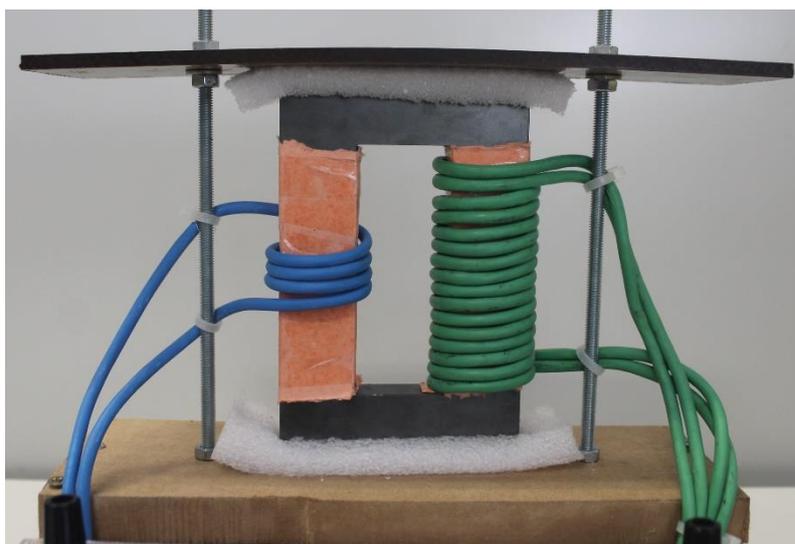


Figura D.3 - Transformador construído. O enrolamento verde representa o primário e o enrolamento azul representa o secundário do conversor.

A medição das indutâncias mútuas e próprias dos enrolamentos foi feito com recurso a um *LCR meter* (Figura D.4). Este equipamento permite medir o valor das indutâncias e das resistências dos enrolamentos para diferentes frequências.



Figura D.4 - LCR meter

Para determinar os valores das indutâncias do transformador realizaram-se os ensaios com as ligações *a* e *b* apresentadas na Figura D.5.

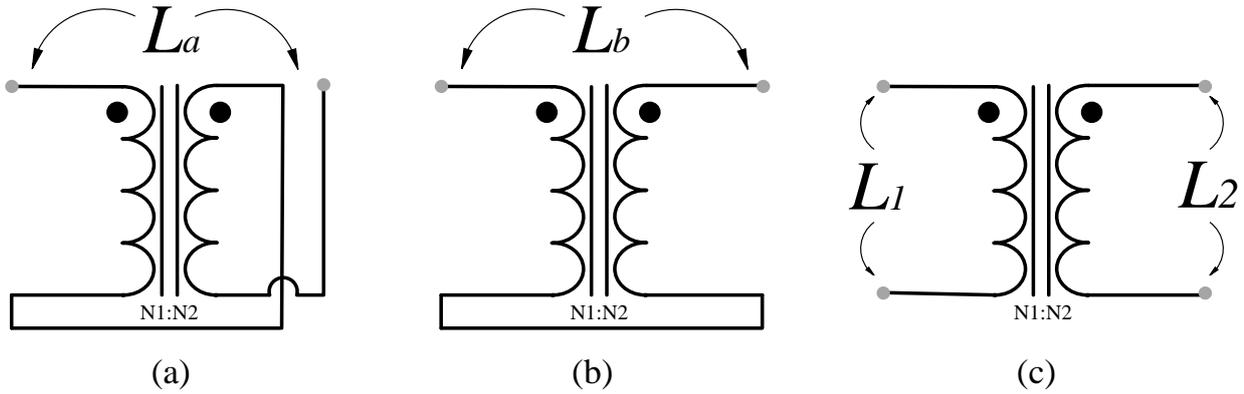


Figura D.5 - Ensaio realizado ao transformador.

Através das equações (D.11), (D.12), (D.13) e (D.14) foi possível calcular as indutâncias L_{lkp} , L_{lks} e L_m do transformador. As indutâncias L_1 e L_2 representam as indutâncias próprias do primário e secundário e M representa a indutância mútua do transformador, calculada através de (D.10).

$$L_a = L_1 + L_2 + 2M \quad (D.8)$$

$$L_b = L_1 + L_2 - 2M \quad (D.9)$$

$$M = \frac{L_a - L_b}{2} \quad (D.10)$$

$$L_{ms} = \frac{N_2}{N_1} M \quad (D.11)$$

$$L_{mp} = \frac{N_1}{N_2} M \quad (D.12)$$

$$L_{lkp} = L_1 - L_m \quad (D.13)$$

$$L_{lks} = L_2 - L_{ms} \quad (D.14)$$

Na Tabela D.2 estão indicados alguns parâmetros do transformador construído.

Tabela D.2 - Parâmetros do transformador construído

Parâmetro	Valor
L_a, L_b	555.7 μ H, 73.52 μ H
L_1, L_2	63.52 μ H, 249.4 μ H
L_{lkp}, L_{lks}, L_m	3.135 μ H, 7.86 μ H, 242 μ H
R_p, R_s	0.058 Ω , 0.26 Ω
N	2

Para provar que o transformador tem uma razão de transformação de dois, fez-se um ensaio a 17 kHz para um carregamento das baterias com corrente constante em modo rápido. Os resultados obtidos e representados na Figura D.6 demonstram esta característica.

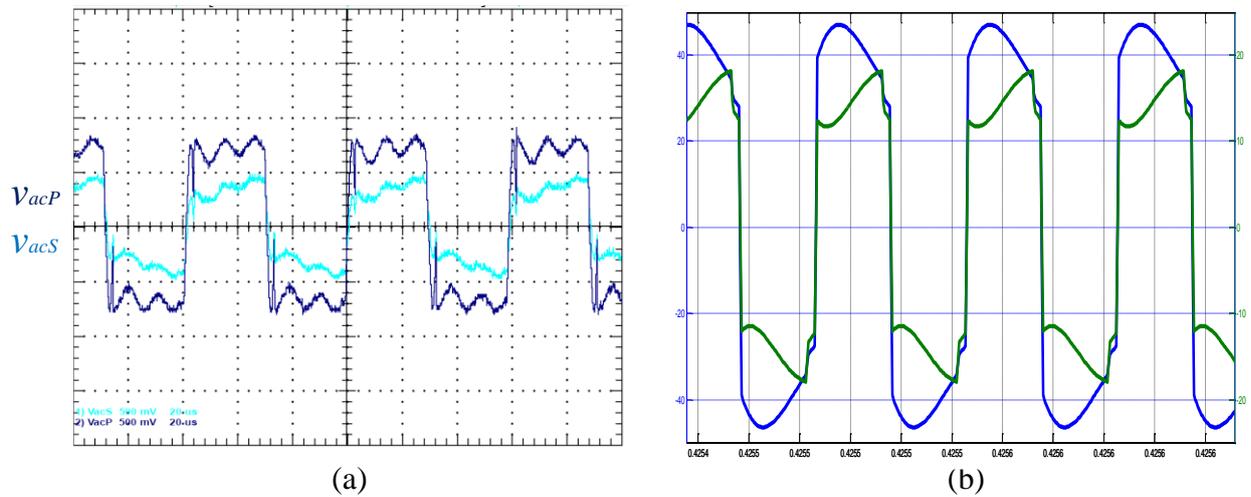


Figura D.6 - Carga de baterias em corrente constante - Formas de onda das tensões aos terminais do transformador para um carregamento em modo Rápido: resultado experimental (a) e resultado teórico (b)

Apêndice E

123electric BMS

As baterias LiFePO_4 são bastante sensíveis e podem facilmente ficar danificadas se algum valor ultrapassar os valores limite de tensão e temperatura. Como forma de proteção, usou-se um BMS (*battery manager system*) da 123electric representado na Figura E.1.

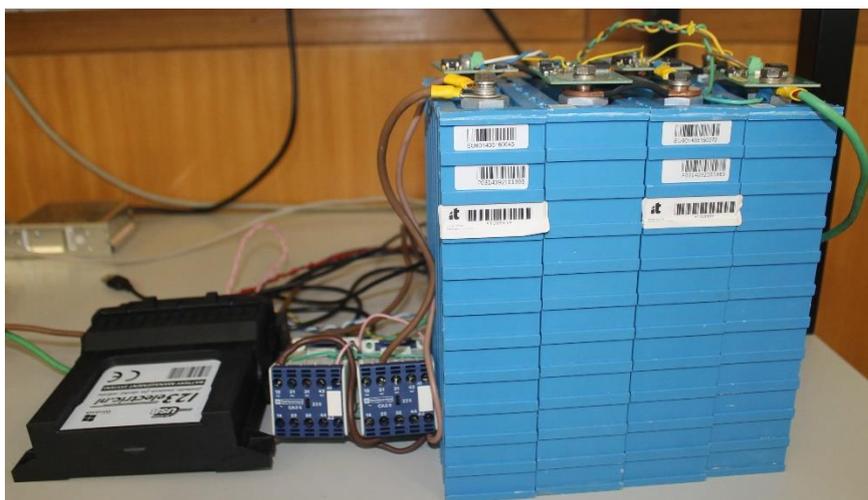


Figura E.1 - Sistema BMS da 123electric utilizado.

O BMS é constituído por um sistema inovador de alta velocidade que reúne informação proveniente de cada célula de bateria (Figura E.2 (a)) e gere-as de maneira a controlar a carga e descarga das baterias, sempre dentro dos limites de tensão e temperatura programados. Sempre que a tensão ou temperatura máxima ou mínima ultrapassam os limites de cada bateria, o BMS acionava um contator que abre o circuito. Por outro lado, sempre que é necessário equilibrar a tensão de cada bateria para uma tensão limite programada, um transístor externo ligado ao BMS dissipa energia em excesso até que todas as baterias tenha na tensão pretendida. O BMS é composto por duas partes, células individuais que acompanham cada bateria e um controlador.

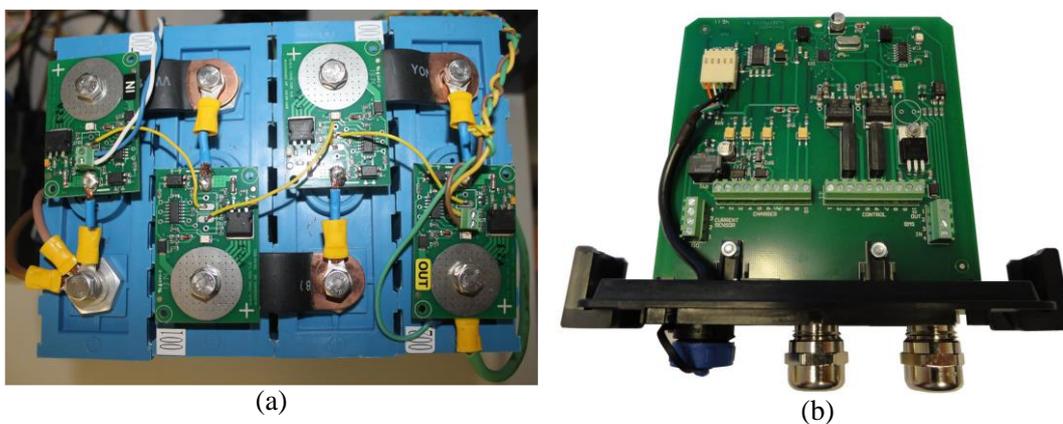


Figura E.2 - Células individuais aplicadas a cada bateria (a) e controlador (b).

O sistema BMS só foi utilizado nesta dissertação como sistema de equilíbrio de tensão e de proteção das baterias. Contudo, todas as ligações necessárias para assegurar o correto funcionamento do sistema foram realizadas durante esta tese, de acordo com o esquema representado na Figura E.3.

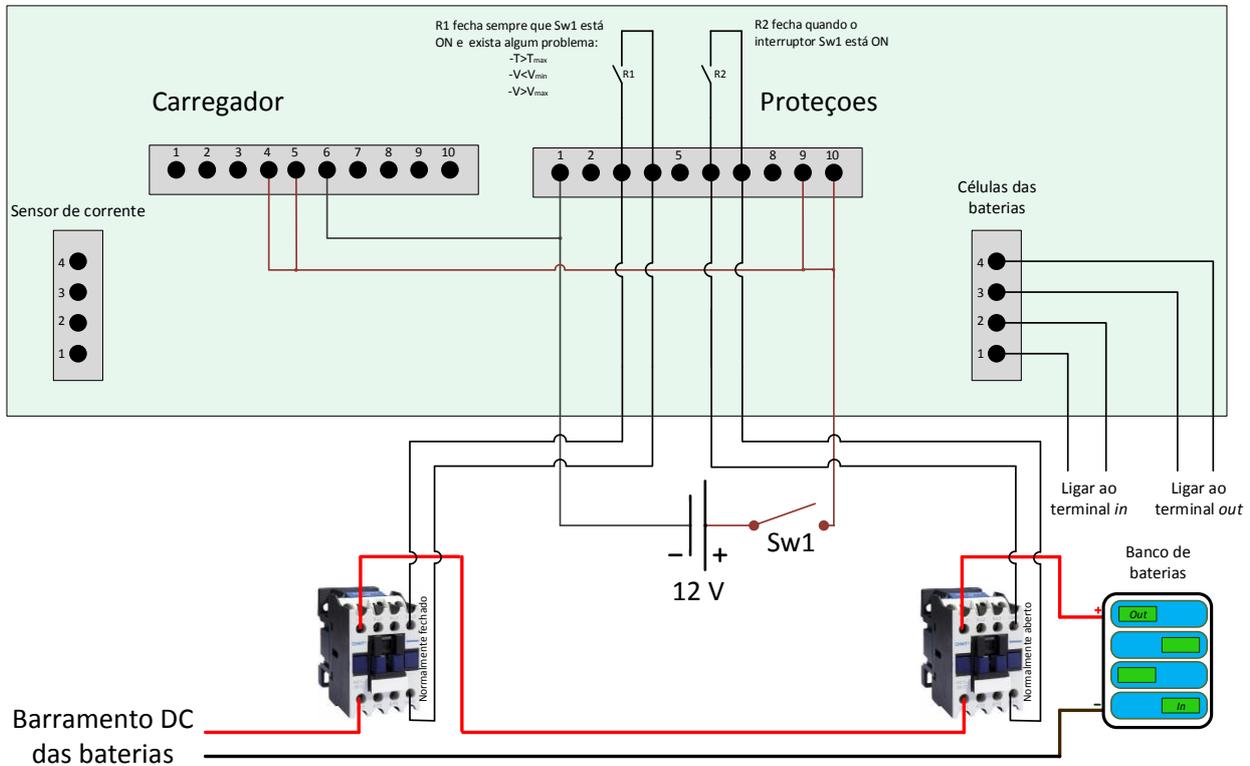


Figura E.3 - Esquema das ligações ao controlador do BMS e contactores de proteção.

A *123electric* disponibiliza um software gratuito que faz todo o interface com o BMS via porta USB do PC. Como o sistema só foi utilizado como sistema de proteção, os dados a atualizar no software são apenas os indicados na Figura E.4.

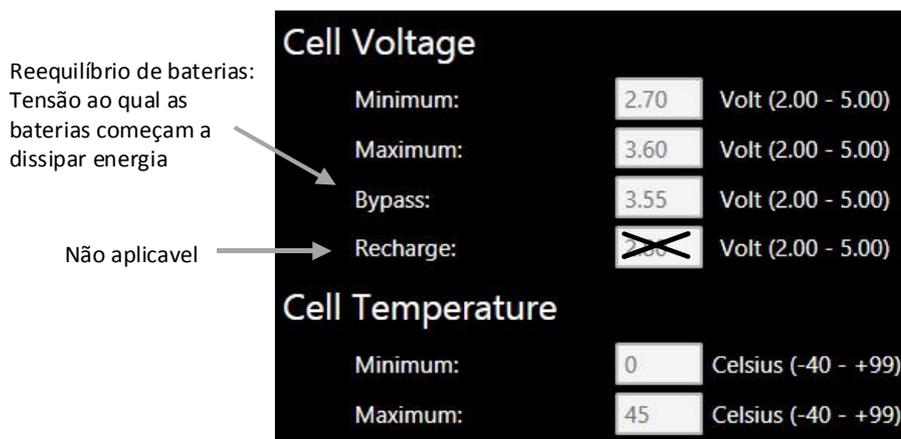


Figura E.4 - Software BMS V1.5.1 - Opções programáveis.

Apêndice F

Detalhes dos testes experimentais

Nesta secção são apresentados os componentes utilizados no trabalho experimental disponíveis nos laboratórios LEP do DEEC e de Sistemas de Energia do IT, bem como os detalhes dos protótipos desenvolvidos para esta dissertação.

De maneira a ligar a rede elétrica trifásica ao barramento DC foi utilizado o autotransformador, ligado a um retificador monofásico a diodos com um filtro capacitivo, designado por C_{dc} (Figura F.1).

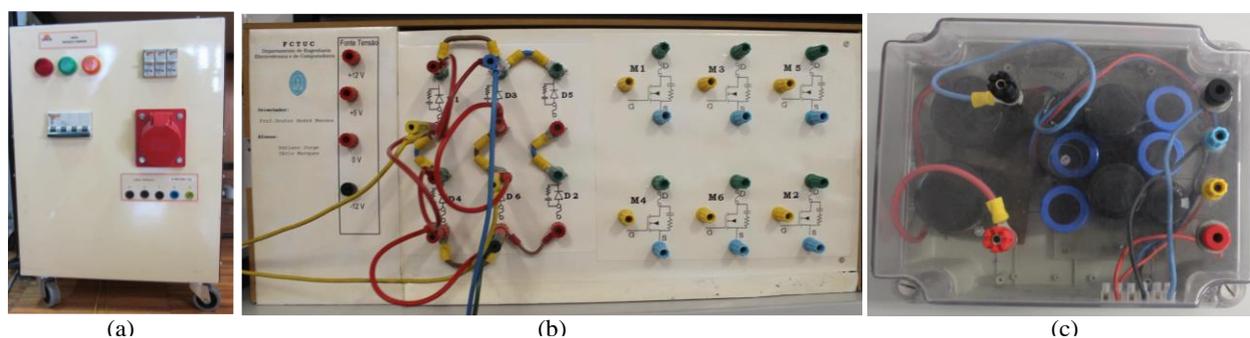


Figura F.1 - Autotransformador (a), Rectificador a diodos (b) e condensador C_{dc} (c).

Para se poder implementar duas pontes completas controladas, ou seja, que funcionem como retificador ou inversor, foi desenvolvido o protótipo representado na Figura F.2. Os módulos de IGBT's foram colocados sobre um dissipador de alumínio, para promover um maior arrefecimento durante o seu funcionamento. Cada módulo contém dois IGBT's, cada um com um condensador de *snubber* de $0.22 \mu\text{F}$, sendo que cada IGBT possui um diodo colocado em antiparalelo.

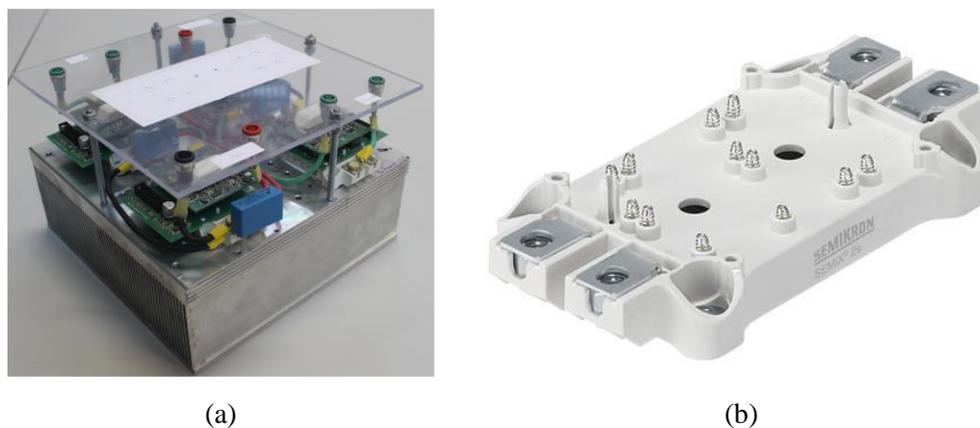


Figura F.2 - Duas pontes de IGBT's (a) e módulo de IGBT's SEMiX® 202GB066 HD (b).

A malha ressonante construída é representada na Figura F.3 e é idêntica à da Figura 2.5 que utiliza os componentes passivos representados na Tabela A.9.

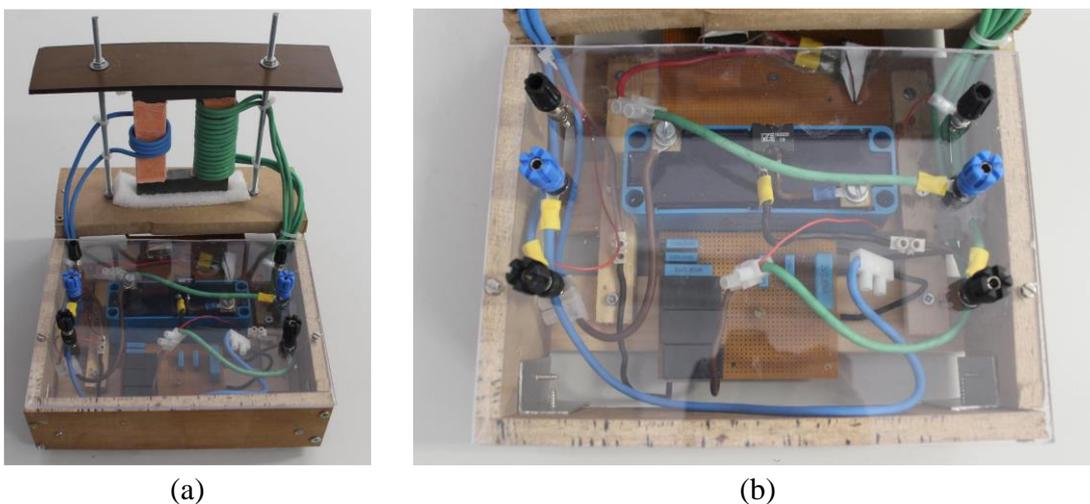


Figura F.3 - Malha ressonante mais transformador (a) e vista em pormenor da malha ressonante (b).

A carga comutável utilizada na fase de descarga das baterias é representada pela Figura F.4



Figura F.4 - Carga resistiva comutável.

De maneira a adquirir as formas de onda desejadas, foram utilizados módulos de medição de tensão e corrente, pontas de prova de tensão e de corrente, representados na Figura F.5.

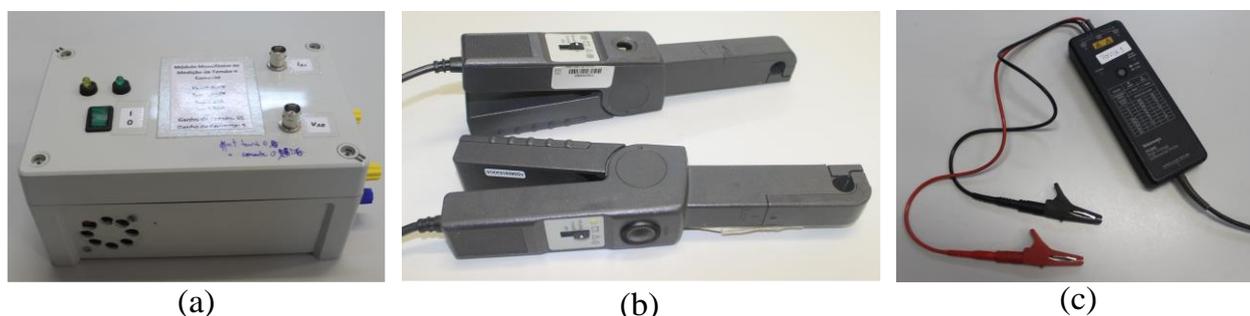


Figura F.5 - Sensores de tensão e corrente (a), ponta de prova de corrente (b) e ponta de prova de tensão (c).

Para garantir que os sinais enviados para os *drivers* estão isolados das saídas digitais da FPGA, utilizou-se um circuito com optoisoladores, representado na Figura F.6.

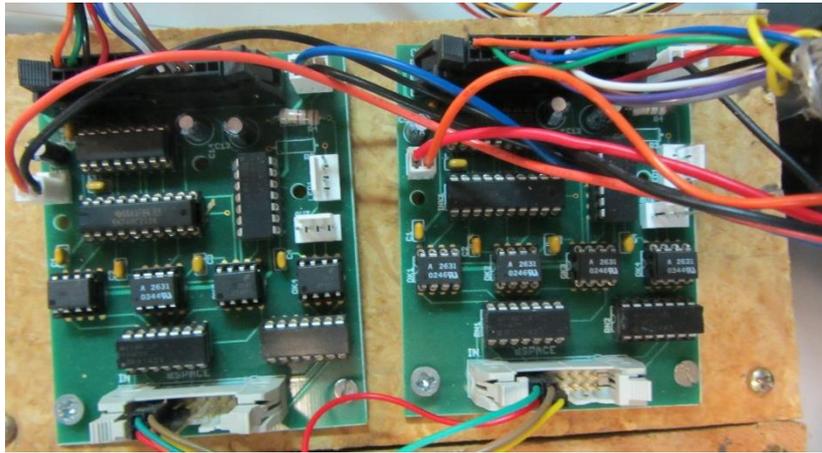
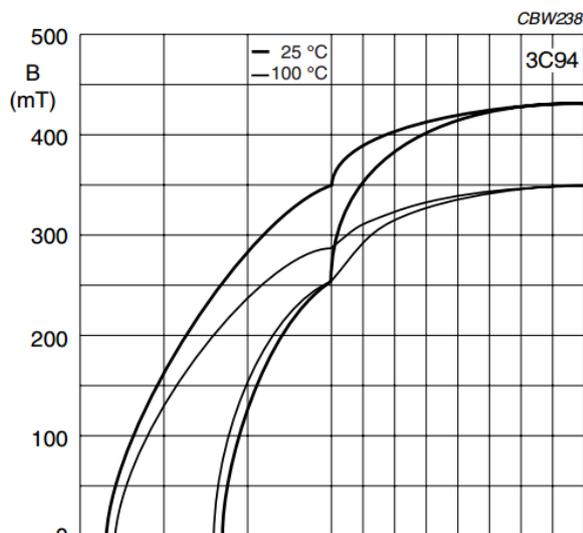


Figura F.6 - Optoisoladores.

Anexo 1

Características gerais da ferrite 3C94 em U



SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ_i	25 °C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT	2300 $\pm 20\%$	
μ_a	100 °C; 25 kHz; 200 mT	5500 $\pm 25\%$	
B	25 °C; 10 kHz; 1200 A/m 100 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 470 ≈ 380	mT
P_V	100 °C; 100 kHz; 100 mT 100 °C; 100 kHz; 200 mT	≈ 50 ≈ 350	kW/m ³
ρ	DC, 25 °C	≈ 5	Ωm
T_C		≥ 220	°C
density		≈ 4800	kg/m ³

Core halves

A_L measured on a combination of 2 U cores.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TYPE NUMBER
3C90	3400 $\pm 25\%$	≈ 2200	U93/76/16-3C90
3C94	3400 $\pm 25\%$	≈ 2200	U93/76/16-3C94

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at	
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C
3C90	≥ 320	≤ 20	≤ 23
3C94	≥ 320	–	≤ 18

U CORES

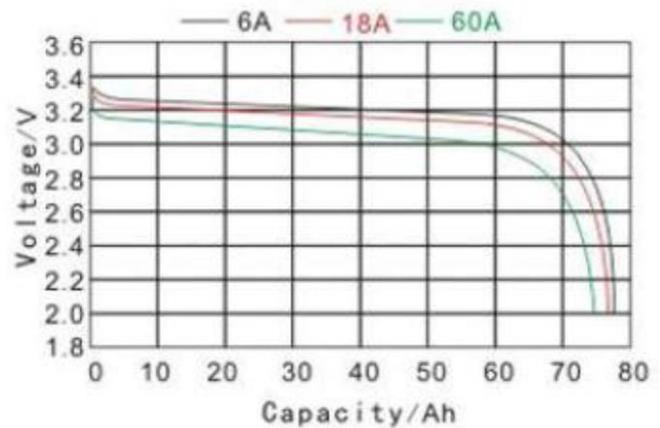
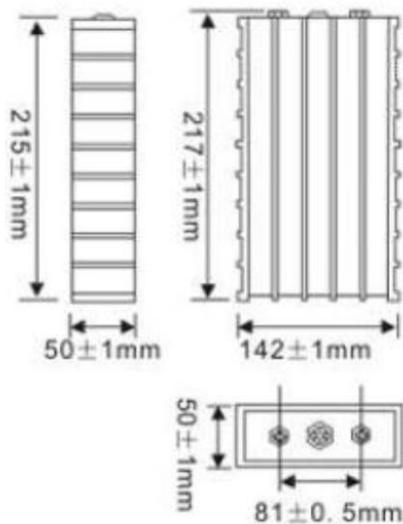
Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.790	mm ⁻¹
V_e	effective volume	159000	mm ³
l_e	effective length	354	mm
A_e	effective area	448	mm ²
m	mass of core half	≈ 400	g

Anexo 2

Caraterísticas gerais das baterias LiFePO₄ utilizadas

Model name	SE60AHA	Alternative product marking CSE60AH
Nominal voltage	3,2 V	Operating voltage under load is 3,0 V
Capacity	60 AH	+/- 5%
Internal impenetrableness	<1 mOhm	1kHz AC
Operating voltage	min 2.6V - max 3,6 V	At 80% DOD
Discharging cut-off voltage	2.5 V	The cells is damaged if voltage drops below this level
Charging cut-off voltage	3,65 V	The cells is damaged if voltage exceeds this level
Recommended charging - discharging Current	18 A	0,3C
Maximum short-time discharging current	600 A	10C period = 10s
Life cycles	2000	0,3C 80% DDC
Operating thermal ambient - charging	0°C ~ 45°C	The battery temperature should not increase this level
Operating thermal ambient - discharging	-20°C ~ 55°C	The battery temperature should not increase this level
Storage thermal Ambient	-20°C ~ 45°C	The battery temperature should not increase this level
Shell Material	Plastic	flame retardants
Dimensions	142 x 50 x 217 mm	Millimeters (tolerance +/- 1 mm)
Weight	2,5 kg	Kilograms (tolerance +/- 100 g)



Anexo 3

Caraterísticas gerais do sbRIO 9636

Comunicação à rede	10BaseT e 100BaseTX Ethernet
Sistema operacional / target	Real-Time
Restrição a substancia perigosas	Sim
FPGA reconfigurável	Spartan-6 LX45
Alimentação	9 V a 30 V
Memória não volátil e do sistema	512 MB e 256 MB
Processador	400 MHz PowerPC
Comprimento e largura	15.4 cm, 10.3 cm
Temperatura de operação	-40 °C a 85 °C
Portas	RS-232 DTE Serial, RS-485 Serial, Embedded CAN, USB Port, SD Port

Entr. analógic.: Quantidade de canais	16
Entr. analógic.: Resolução	16 bits
Entr. analógic.: Amostragem simultânea	Não ⁱ
Entr. analógic.: Faixa máxima de tensão	-10 V a 10 V
Saídas analógic.: Quantidade de canais	4
Saídas analógic.: Resolução	16 bits
Saídas analógic.: Faixa máxima de tensão	-10 V a 10 V

Canais bidirecionais	28
Níveis lógicos	3.3 V

ⁱ A velocidade de aquisição analógica é de 200 kS/s. Contudo, esta velocidade é dividida pelo número de entradas analógicas adquiridas simultaneamente.