



Rui Pedro Fernandes

CONVERSOR RESSONANTE PARA CARREGAMENTO DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

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

Fevereiro de 2015



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



Faculdade de Ciências e Tecnologia 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 Ressonante para Carregamento de Baterias de Veículos Elétricos

Rui Pedro Fernandes

Júri:

Professor Doutor António José Ribeiro Ferreira (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Pedro Manuel Soares Moura (Vogal)

Coimbra, Fevereiro de 2015

Agradecimentos

Quero deixar algumas palavras de agradecimento e carinho a todas as pessoas que me apoiaram ao longo destes anos de curso e, acima de tudo, durante o desenvolvimento desta dissertação.

Em primeiro lugar, agradeço o apoio incondicional dos meus pais e da minha irmã, pois sem eles esta caminhada não teria sido possível.

Agradeço ao meu orientador, Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes, pela orientação, pela disponibilidade e ajuda demonstradas, pelas ideias trocadas e pelo esclarecimento de dúvidas existentes, quando surgiram obstáculos no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a todos os meus colegas do Laboratório de Eletrónica de Potência e do Laboratório de Sistemas Energéticos do Instituto de Telecomunicações pelo companheirismo, constante troca de ideias e ajuda prestada ao longo deste trabalho.

Agradeço também aos meus amigos e colegas que me acompanharam na vida académica durante estes anos, pela amizade e todo o apoio e espero manter essa amizade pela vida fora.

Resumo

A transferência de energia sem contactos desde há vários anos que tem vindo a ser investigada e tem-se tornado atrativa para muitas aplicações, de que é exemplo recente o carregamento de baterias de veículos elétricos. Os sistemas de transferência de energia sem contactos ou *Inductive Power Transfer* (IPT) desenvolvidos são bastante úteis sempre que se deseje realizar uma transferência de energia entre uma fonte e uma carga sem recurso a ligações elétricas, especialmente em locais onde os contactos elétricos podem revelar-se perigosos, de que são exemplo os locais húmidos. Os sistemas IPT permitem também uma transferência de energia bidirecional devido ao acoplamento magnético existente entre os vários componentes deste sistema.

Assim, no âmbito deste trabalho desenvolveu-se um sistema IPT bidirecional constituído por circuitos ressonantes e dois conversores de potência bidirecionais, um ligado à rede e outro ligado às baterias, os quais requerem o desenvolvimento de um método de controlo mais complexo e robusto face ao conversor IPT unidirecional.

Este trabalho começa por apresentar uma análise à literatura existente relativa ao estudo dos conversores ressonantes incluídos em sistemas IPT e ao princípio da ressonância através dos elementos reativos. Seguidamente é apresentada uma análise matemática sobre o funcionamento dos conversores IPT unidirecional e bidirecional, com indicação das principais diferenças existentes entre os dois sistemas. O método de modulação por *phase-shift* aplicado nas tensões geradas pelos conversores é também incluído nesta análise.

Após a apresentação do conversor IPT bidirecional são descritos vários métodos de controlo existentes na literatura, dos quais foi selecionado um que permite um correto funcionamento e uma boa dinâmica para o carregamento de baterias de veículos elétricos.

De seguida procede-se à descrição da implementação em ambiente de simulação do conversor, com referência ao método de controlo adaptado. Posteriormente são analisados resultados para diversas situações de carregamento.

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 na simulação e que permitem demonstrar o bom desempenho do sistema.

Palavras-chave: Sistemas IPT, acoplamento magnético, conversor IPT bidirecional, conversores ressonantes, ressonância, modulação por *phase-shift*.

Abstract

Contactless power transfer has been researched for several years and has become attractive for many applications such as battery charging for electric vehicles. The contactless power transfer systems or Inductive Power Transfer (IPT) developed are quite useful whenever an energy transfer between a source and a load is required without the use of wiring, especially in places where electrical contacts may prove to be dangerous, such as example wet areas. Also, IPT systems allow a bidirectional power transfer due to magnetic coupling existing between the various components of the system.

Thus, in the scope of this work a bidirectional IPT system was developed using resonant circuits and two bidirectional power converters, one connected to the grid and the other connected to the batteries, which require developing a more complex and robust control method compared to the unidirectional IPT converter.

This dissertation starts to present an analysis to the existing literature about the resonant converters study included in IPT systems and the resonance principle through the reactive elements. Then, it is presented a mathematical analysis of the operation of both unidirectional and bidirectional IPT converters, pointing out the main differences between them. The phase-shift modulation method applied on the generated voltages by the converters is also included in this analysis.

After the bidirectional IPT converter presentation, from several control methods presented in literature that are described one is selected, that allows a proper operation and a good dynamic response to the batteries charging of electric vehicles.

Then it proceeds with the implementation's description in simulation environment of the converter, referring to the adapted control method. After that the results are analyzed according to various charging situations.

To validate the simulation results of the converter operation, it was developed a functioning prototype which will also be presented.

Finally, experimental results are analyzed under similar test conditions to those used in the simulation and allow to demonstrate the good performance of the system.

Keywords: IPT systems, magnetic coupling, bidirectional IPT converter, resonant converters, resonance, phase-shift modulation.

Índice

Lista de Figuras	iii
Lista de Tabelas.....	vii
Lista de Abreviaturas e Símbolos.....	ix
Capítulo 1	
Introdução.....	1
1.1 Transformadores sem contactos	1
1.2 Conversores ressonantes	3
1.3 Topologias de compensação	5
1.4 Aplicações.....	6
1.5 Objetivos.....	8
1.6 Estrutura.....	8
Capítulo 2	
Análise e considerações dos sistemas IPT	9
2.1 Conversor IPT unidirecional.....	9
2.2 Análise das topologias ressonantes.....	11
2.2.1 Escolha do condensador C_{pt}	15
2.2.2 Efeito das variáveis k e Q_s	16
2.2.3 Dependência e escolha de cada topologia	16
2.3 Conversor IPT bidirecional.....	17
2.3.1 Análise matemática do conversor	17
2.4 Baterias	22
Capítulo 3	
Métodos de controlo.....	25
3.1 Métodos de controlo existentes	25
3.1.1 Controlo de malha aberta.....	25
3.1.2 Controlo de malha fechada	25
3.2 Método de controlo implementado	26
3.2.1 Controlador de corrente constante	27
3.2.2 Controlador de potência constante	27
3.2.3 Controlador do fluxo de potência	28
Capítulo 4	
Simulação teórica	31

4.1	Análise de resultados	32
4.1.1	Sentido G2V	32
4.1.2	Sentido V2G	36
4.1.3	Resultados adicionais	40
Capítulo 5		
	Trabalho experimental.....	45
5.1	Montagem experimental do conversor IPT bidirecional	45
5.2	Método de controlo implementado	47
5.3	Análise de resultados	49
5.3.1	Sentido G2V	49
5.3.2	Sentido V2G	53
5.3.3	Resultados adicionais	57
Capítulo 6		
	Conclusões e sugestões para trabalhos futuros	59
6.1	Sugestões para trabalhos futuros	60
	Referências Bibliográficas	61
Apêndice A		
	Modelo e parâmetros implementados na simulação teórica.....	65
A.1	Modelo implementado na simulação em <i>Matlab/Simulink</i> ®	65
A.2	Parâmetros usados na simulação em <i>Matlab/Simulink</i> ®.....	71
Apêndice B		
	Modelo de controlo implementado no trabalho experimental	73
B.1	Modelo implementado no DSP da <i>Texas Instruments</i> ®.....	73
Apêndice C		
	Detalhes dos testes experimentais	77
C.1	Componentes utilizados nos testes experimentais	77

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Esquema de um transformador com núcleo de ar num sistema IPT.	2
Figura 1.2 - Esquema equivalente de um transformador com núcleo de ar num sistema IPT.	2
Figura 1.3 - Sistema IPT com compensação nos dois enrolamentos.	3
Figura 2.1 - Sistema IPT simplificado.	9
Figura 2.2 - Conversor IPT unidirecional.	10
Figura 2.3 - Sistema IPT com múltiplas <i>pickups</i>	11
Figura 2.4 - Topologias ressonantes básicas: a) SS, b) SP, c) PS, d) PP.	12
Figura 2.5 - Modelo do acoplamento da indutância mútua.	12
Figura 2.6 - Conversor IPT bidirecional.	17
Figura 2.7 - Modulação de <i>phase-shift</i> das tensões geradas pelas duas pontes completas de IGBT's: a) com φ_p e φ_s iguais a 0° , b) com φ_p e φ_s diferentes de 0°	19
Figura 2.8 - Modelos em regime permanente do conversor IPT bidirecional: a) equivalente de Thévenin, b) equivalente de Norton, c) modelo simplificado.....	20
Figura 2.9 - Esquema equivalente de uma bateria.	22
Figura 3.1 - Diagrama de blocos do controlador de corrente constante.....	27
Figura 3.2 - Diagrama de blocos do controlador de potência constante.	28
Figura 3.3 - Diagrama de blocos do controlo do fluxo de potência.	29
Figura 4.1 - Modelo da simulação teórica implementado em <i>Matlab/Simulink</i> ®.	31
Figura 4.2 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$	33
Figura 4.3 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$	33
Figura 4.4 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 0^\circ$	34
Figura 4.5 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 0^\circ$	35
Figura 4.6 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 90^\circ$	35
Figura 4.7 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 90^\circ$	35
Figura 4.8 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$	37

Figura 4.9 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.	37
Figura 4.10 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = 0^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.	38
Figura 4.11 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = 0^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.	38
Figura 4.12 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.	39
Figura 4.13 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.	39
Figura 4.14 - SOC, tensão média V_{out} , corrente média I_{out} e potência média P_{out} da bateria quando $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.	41
Figura 4.15 - Comportamento do controlador de corrente constante face a uma variação de I_{ref} .	42
Figura 4.16 - Comportamento do controlador de potência constante face a variações de P_{ref} .	42
Figura 5.1 - Implementação da montagem experimental.	45
Figura 5.2 - Esquema da implementação da montagem experimental.	45
Figura 5.3 - DSP F28335 da <i>Texas Instruments</i> ®.	48
Figura 5.4 - Diagrama de blocos do controlo implementado em <i>Matlab/Simulink</i> ® no DSP F28335 da <i>Texas Instruments</i> ®.	48
Figura 5.5 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.	49
Figura 5.6 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.	50
Figura 5.7 - Tensão à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50) e tensão à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50).	50
Figura 5.8 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 0^\circ$.	51
Figura 5.9 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 0^\circ$.	51

Figura 5.10 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 90^\circ$	52
Figura 5.11 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 90^\circ$	52
Figura 5.12 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$	53
Figura 5.13 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$	53
Figura 5.14 - Tensão à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50) e tensão à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50).	54
Figura 5.15 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = 0^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$	54
Figura 5.16 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = 0^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$	55
Figura 5.17 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$	55
Figura 5.18 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$	56
Figura A.1 - Diagrama de blocos da rede elétrica juntamente com o retificador trifásico a diodos e o condensador C_{dc}	65
Figura A.2 - Diagrama de blocos da ponte de IGBT's do lado do primário.	65
Figura A.3 - Diagrama de blocos da ponte de IGBT's do lado do secundário.	65
Figura A.4 - Diagrama de blocos do circuito ressonante.	66
Figura A.5 - Diagrama de blocos do transformador IPT.....	66
Figura A.6 - Diagrama de blocos da carga.	66
Figura A.7 - Diagrama de blocos do banco de baterias utilizado no ensaio V2G.	67

Figura A.8 - Diagrama de blocos da bateria utilizada como carga no ensaio V2G.	67
Figura A.9 - Diagrama de blocos do controlador do fluxo de potência.	67
Figura A.10 - Diagrama de blocos do controlador de corrente constante.	68
Figura A.11 - Diagrama de blocos do controlador de potência constante.	68
Figura B.1 - Diagrama de blocos do controlador do fluxo de potência.	73
Figura B.2 - Diagrama de blocos do controlador de corrente constante.	73
Figura B.3 - Diagrama de blocos do controlador de potência constante.	73
Figura B.4 - Diagrama de blocos do controlo da ponte do lado do primário.	74
Figura B.5 - Diagrama de blocos do controlo da ponte do lado do secundário.	74
Figura C.1 - Autotransformador.	77
Figura C.2 - Retificador trifásico a díodos juntamente com o filtro capacitivo.	77
Figura C.3 - Protótipo do conversor com duas pontes completas de IGBT's.	78
Figura C.4 - Módulo de IGBT's <i>SEMiX</i> ® 202GB066 HDs.	78
Figura C.5 - Medidor LCR.	79
Figura C.6 - Protótipo do transformador IPT com o circuito ressonante (à esquerda) e circuito ressonante em pormenor (à direita).	79
Figura C.7 - Enrolamento primário (à esquerda) e enrolamento secundário (à direita).	80
Figura C.8 - Enrolamento secundário numa posição central (à esquerda) e numa posição lateral (à direita).	80
Figura C.9 - Baterias utilizadas: capacidade 7 Ah (à esquerda) e 12 Ah (à direita).	81
Figura C.10 - Módulos monofásicos de medição e tensão e corrente.	81
Figura C.11 - Ponta de prova de tensão (à esquerda) e de corrente (à direita).	81
Figura C.12 - DSP TI F28335.	82
Figura C.13 - Placa de adaptação.	82
Figura C.14 - <i>Interface</i> com a placa de isolamento e de distribuição dos impulsos para os IGBT's.	82

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Topologias de compensação.	5
Tabela 2.1 - Parâmetros e grandezas importantes relacionados com a compensação no secundário.	14
Tabela 2.2 - Compensação do lado primário.....	15
Tabela 4.1 - Resultados relevantes da simulação teórica com L_{st} numa posição lateral.	40
Tabela 5.1 - Parâmetros do transformador e do circuito ressonante, calculados e medidos.	47
Tabela 5.2 - Resultados relevantes da simulação experimental com L_{st} numa posição lateral.	57
Tabela A.1 - Parâmetros da rede elétrica.	71
Tabela A.2 - Parâmetros do retificador trifásico juntamente com o condensador C_{dc}	71
Tabela A.3 - Parâmetros dos IGBT's.....	71
Tabela A.4 - Parâmetros do transformador e do circuito ressonante.	71
Tabela A.5 - Parâmetros das baterias.	72
Tabela A.6 - Ganhos dos controladores PI.....	72
Tabela C.1 - Parâmetros do transformador.	80

Lista de Abreviaturas e Símbolos

AC	Corrente Alternada (<i>Alternate Current</i>)
CET	Transferência de Energia Sem Contactos (<i>Contactless Energy Transfer</i>)
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
DSP	Processador de Sinal Digital (<i>Digital Signal Processor</i>)
EMI	Interferência Eletromagnética (<i>Electromagnetic Interference</i>)
ESR	Resistência em Série Equivalente (<i>Equivalent Series Resistance</i>)
G2V	Rede-para-o-Veículo (<i>Grid-to-Vehicle</i>)
ICPT	Transferência de Energia Indutivamente Acoplada (<i>Inductively Coupled Power Transfer</i>)
IGBT	Transístor Bipolar de <i>Gate</i> Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
IPT	Transferência de Energia Indutiva (<i>Inductive Power Transfer</i>)
MOSFET	Transístor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	Malha de Captura de Fase (<i>Phase-Locked Loop</i>)
PP	Topologia Paralelo-Paralelo
PS	Topologia Paralelo-Série
SFA	Entrada Forçada de <i>Software</i> (<i>Software Forced Input</i>)
SOC	Estado De Carga (<i>State Of Charge</i>)
SP	Topologia Série-Paralelo
SS	Topologia Série-Série
THD	Distorção Harmónica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
VA	Razão Volt-Ampère
V2G	Veículo-para-a-Rede (<i>Vehicle-to-Grid</i>)
ZCS	Comutação no Zero da Corrente (<i>Zero Current Switching</i>)
ZPA	Ângulo de Fase Zero (<i>Zero Phase Angle</i>)
ZVS	Comutação no Zero da Tensão (<i>Zero Voltage Switching</i>)
C_{dc}	Condensador do barramento DC de entrada (F)
C_f	Condensador do filtro LC (F)
C_{pi}	Condensador ressonante auxiliar do lado primário (F)
C_{pt}	Condensador ressonante do lado primário (F)
C_{ptn}	Condensador ressonante do lado primário normalizado

C_{si}	Condensador ressonante auxiliar do lado secundário (F)
C_{st}	Condensador ressonante do lado secundário (F)
D	Ciclo de trabalho (<i>duty-cycle</i>) (%)
di/dt	Variação da corrente no tempo (A/s)
dv/dt	Variação da tensão no tempo (V/s)
f_r	Frequência de ressonância (Hz)
f_s	Frequência de comutação (Hz)
g	Entreferro (<i>airgap</i>) (cm)
I_{cc}	Corrente de curto-circuito na indutância do enrolamento secundário (A)
I_{in}	Corrente à entrada da ponte inversora (A)
I_L	Corrente na carga (A)
I_M	Corrente de magnetização (A)
I_{out}	Corrente na bateria (A)
I_{pi}	Corrente nos componentes ressonantes auxiliares do lado primário (A)
I_{pt}	Corrente no enrolamento primário do transformador (A)
I_{ref}	Corrente de referência (A)
I_{si}	Corrente nos componentes ressonantes auxiliares do lado secundário (A)
I_{st}	Corrente no enrolamento secundário do transformador (A)
k	Coefficiente de acoplamento magnético
K_i	Ganho integral
K_p	Ganho proporcional
L_a	Indutância equivalente do enrolamento primário do transformador (H)
L_b	Indutância equivalente do enrolamento secundário do transformador (H)
L_f	Indutância do filtro LC (H)
L_{pi}	Indutância ressonante auxiliar do lado primário (H)
L_{pi}'	Indutância ressonante auxiliar equivalente do lado primário (H)
L_{pt}	Indutância do enrolamento primário do transformador (H)
L_{si}	Indutância ressonante auxiliar do lado secundário (H)
L_{si}'	Indutância ressonante auxiliar equivalente do lado secundário (H)
L_{st}	Indutância do enrolamento secundário do transformador (H)
L_t	Indutância total dos enrolamentos do transformador em série (H)
M	Indutância mútua do transformador (H)
n	Número de <i>pickups</i>
N_p	Número de espiras do enrolamento primário
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário

P_{in}	Potência à entrada da ponte inversora (W)
P_o	Potência transferida à carga (W)
\hat{P}_o	Potência máxima transferida à carga (W)
P_{out}	Potência fornecida à bateria (W)
P_{ref}	Potência de referência (W)
Q_s	Fator de qualidade do secundário
R_{int}	Resistência interna da bateria (Ω)
R_L	Resistência de carga (Ω)
R_L'	Resistência de carga refletida no lado primário (Ω)
r_{pi}	Resistência equivalente em série da indutância L_{pi} (Ω)
r_{pt}	Resistência equivalente em série da indutância L_{pt} (Ω)
r_{si}	Resistência equivalente em série da indutância L_{si} (Ω)
r_{st}	Resistência equivalente em série da indutância L_{st} (Ω)
S	Semicondutor no conversor <i>boost</i> do conversor IPT unidirecional
$S_{1...8}$	Semicondutores (IGBT's) das pontes completas numerados de 1 a 8
t_p	Tempo de <i>phase-shift</i> na primeira ponte completa de IGBT's (s)
T_r	Período de ressonância (s)
t_s	Tempo de <i>phase-shift</i> na segunda ponte completa de IGBT's (s)
T_s	Período de amostragem (s)
V_{in}	Tensão à entrada da ponte inversora (V)
V_{int}	Tensão interna da bateria (V)
V_L	Tensão da carga (V)
V_{out}	Tensão aos terminais da bateria (V)
V_{pi}	Tensão à saída da primeira ponte completa de IGBT's (V)
V_{pr}	Tensão induzida no enrolamento primário do transformador (V)
V_{pt}	Tensão no enrolamento primário do transformador (V)
V_{si}	Tensão à entrada da segunda ponte completa de IGBT's (V)
V_{sr}	Tensão induzida no enrolamento secundário do transformador (V)
V_{st}	Tensão no enrolamento secundário do transformador (V)
X_s'	Reatância do secundário refletida no lado primário (Ω)
Z_{in}	Impedância equivalente auxiliar do lado primário (Ω)
Z_{out}	Impedância equivalente auxiliar do lado secundário (Ω)
Z_{pi}	Impedância ressonante auxiliar do lado primário (Ω)
Z_s	Impedância do lado secundário (Ω)
Z_s'	Impedância do lado secundário refletida no lado primário (Ω)

Z_{si}	Impedância ressonante auxiliar do lado secundário (Ω)
Z_t	Impedância total vista pela fonte (Ω)
$Z_{t_série}$	Impedância total vista pela fonte em série (Ω)
$Z_{t_paralelo}$	Impedância total vista pela fonte em paralelo (Ω)
ω_r	Frequência angular de ressonância (rad/s)
φ_p	Ângulo de <i>phase-shift</i> na primeira ponte completa de IGBT's (°)
φ_s	Ângulo de <i>phase-shift</i> na segunda ponte completa de IGBT's (°)
θ	Ângulo de defasamento entre as duas pontes completas de IGBT's (°)
η	Rendimento do conversor (%)

Capítulo 1

Introdução

Muitas vezes na transferência de energia entre dois sistemas elétricos há situações onde a ligação de cabos elétricos se torna inconveniente, por razões de segurança ou até mesmo por ser impossível a ligação entre a fonte e a carga. Assim, torna-se essencial a transferência de energia sem contactos, nomeadamente em aplicações como minas, ambientes subaquáticos, ambientes químicos perigosos, entre outros, onde o perigo de choques elétricos é grande [1].

Desta forma, surgem na literatura diferentes designações para este tipo de transferência de energia, são elas transferência de energia *wireless*, transferência de energia indutiva (IPT) [2], transferência de energia sem contactos (CET) [3] ou, ainda, transferência de energia indutivamente acoplada (ICPT) [4], [5]. Este tipo de transmissão tem como vantagens ser fácil de utilizar e ser segura.

A transferência de energia elétrica de uma fonte de energia para uma carga elétrica, através de um sistema IPT, é feita sem usar condutores, ou seja, realiza-se de forma indutiva e sem contactos por meio de um entreferro relativamente largo. A transferência entre a fonte e a carga é feita usando um transformador, que garante o isolamento galvânico entre as duas partes. Essa transferência obedece às leis de Ampère e de Faraday, também conhecida como lei da indução eletromagnética.

Segundo Ampère, a corrente ao circular num condutor produz um campo magnético em seu redor. Por sua vez, segundo Faraday, através da indução eletromagnética, o fluxo magnético produzido vai induzir uma tensão num circuito fechado que esteja sob a influência do campo magnético.

1.1 Transformadores sem contactos

Uma das principais aplicações da lei de Faraday é o transformador. Todavia, os transformadores usados neste tipo de transferência de energia são diferentes dos convencionais, pois possuem um grande entreferro entre os enrolamentos primário e secundário, o que faz com que tenham indutâncias de fuga elevadas e um acoplamento magnético muito reduzido, que leva a uma elevada corrente de magnetização. Nos sistemas IPT é comum usar-se transformadores com o núcleo de ar, pois além de se tornarem mais leves não têm perdas no núcleo [6]. Além disso, com estes transformadores pode-se obter rendimentos superiores a 95% quando se usam frequências de ressonância até 20 kHz para altas potências (cerca de 200 kW) [4].

Na Figura 1.1 encontra-se representado o esquema típico de um transformador com o núcleo de ar usado em sistemas IPT, correspondente à transferência de energia proveniente de uma fonte de tensão V_{pt} para uma carga R_L . Relativamente ao transformador, L_{pt} e L_{st} representam as indutâncias do enrolamento primário e secundário, respetivamente, e r_{pt} e r_{st} as resistências equivalentes em série (ESR) desses enrolamentos. A indutância mútua entre os enrolamentos é indicada por M . Na Figura 1.2 representa-se o esquema equivalente do transformador onde L_a e L_b representam as indutâncias de fuga do enrolamento primário e secundário e são dadas por (1.1) e (1.2), respetivamente.

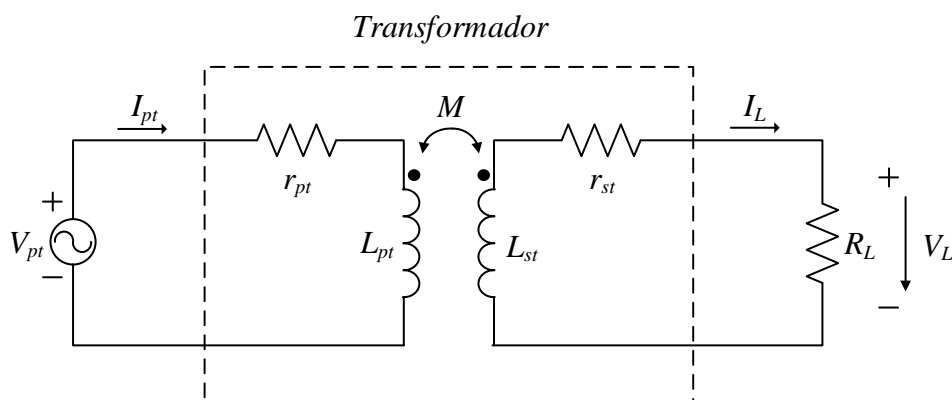


Figura 1.1 - Esquema de um transformador com núcleo de ar num sistema IPT.

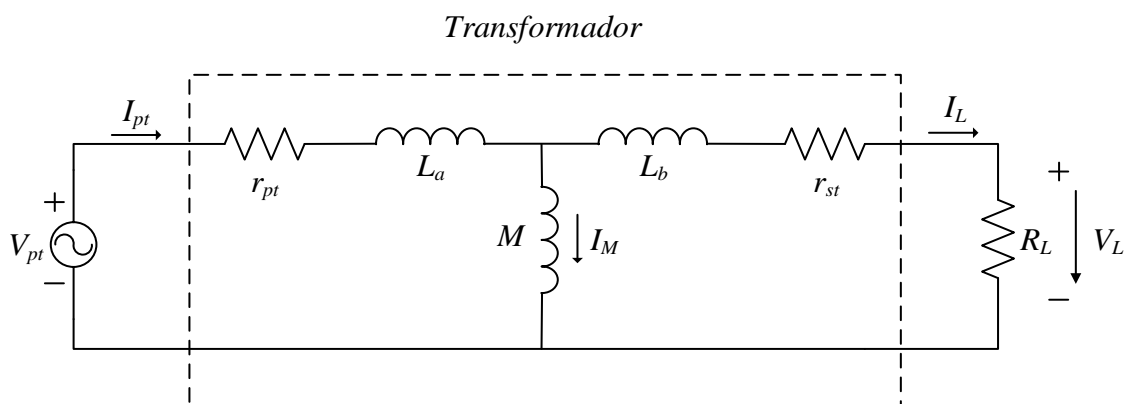


Figura 1.2 - Esquema equivalente de um transformador com núcleo de ar num sistema IPT.

$$L_a = L_{pt} - M \quad (1.1)$$

$$L_b = L_{st} - M \quad (1.2)$$

O ponto crítico deste tipo de transmissão é o seu rendimento, no sentido em que a energia recebida por um sistema secundário tem de ser o mais próxima possível da transmitida, fazendo com que todo o sistema seja economicamente viável, evitando situações em que a energia recebida é demasiado reduzida e possa ser confundida com o ruído existente. Além disso, também é

desejável um fator de potência elevado, que depende fortemente dos parâmetros do transformador e da carga.

Quando a transmissão de energia é feita a altas frequências, de modo a se obter um maior rendimento, 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 com que o rendimento que se consegue obter não seja tão elevado [7]. Para ultrapassar as desvantagens destes sistemas é habitual proceder-se à compensação dos dois enrolamentos do transformador, através do uso dos chamados conversores ressonantes.

1.2 Conversores ressonantes

Os conversores ressonantes têm sido largamente explorados na área da eletrónica de potência, devido à variedade de topologias pelas quais podem ser constituídos e às diversas características que possuem, tais como, comutação suave, operação a alta frequência, alto rendimento e tamanho reduzido. Na Figura 1.3 encontra-se representado um diagrama de blocos de um sistema IPT, em que ambas as compensações, primária e secundária, são constituídas por elementos ressonantes. A fonte de alimentação inclui, geralmente, um inversor monofásico de alta frequência de meia ponte (com dois semicondutores) ou ponte completa (com quatro semicondutores), que irá gerar uma tensão alternada transferida através do conversor ressonante. O conversor ressonante é constituído por uma compensação primária, pelo enrolamento primário e secundário do transformador, e por uma compensação secundária. A energia é, então, transmitida até à carga podendo ser retificada de maneira a obter-se o sinal desejado.

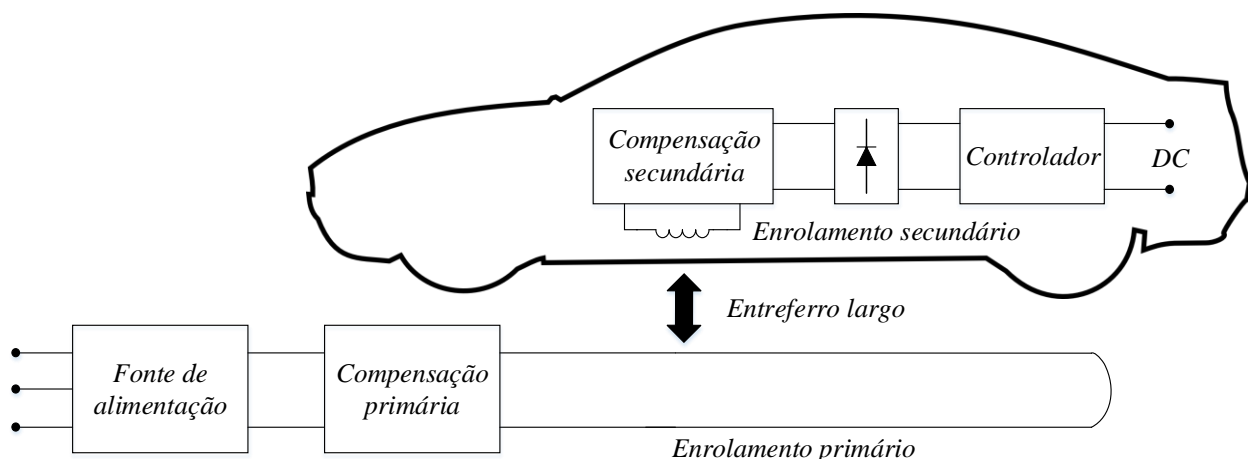


Figura 1.3 - Sistema IPT com compensação nos dois enrolamentos.

O uso de compensação capacitiva nestes conversores permite aumentar a capacidade de transferência de energia, diminuir as perdas e aumentar o rendimento a altas frequências. Os

condensadores são usados no primário e secundário do transformador. No lado primário o propósito consiste na diminuição da razão VA do lado da fonte, para garantir que a tensão e corrente estejam em fase, assegurando que a transferência se faça com um fator de potência unitário. No lado secundário o objetivo é o aumento da capacidade de transferência de energia do transformador [5].

De modo a aumentar e melhorar a capacidade de transferência de energia, independentemente da topologia usada, é necessário que todo o sistema funcione à frequência de ressonância. Quando tal acontece, toda a impedância do conversor ressonante é vista do lado do primário como puramente resistiva. Assim, as perdas são praticamente nulas e consegue-se obter o ponto ótimo na transferência de energia para a carga. Ainda assim, o sistema pode funcionar abaixo e acima da frequência de ressonância, embora com rendimentos mais baixos.

A transferência é feita usando a componente fundamental da frequência de comutação, o que implica que os harmónicos da fonte e da carga pouco contribuem para essa transferência. 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 de ressonância [8].

Entre as vantagens dos conversores ressonantes, uma das principais consiste na redução das perdas de comutação. Com o aumento da frequência de comutação, de modo a reduzir o tamanho, quer do transformador, quer dos elementos reativos, as perdas de comutação aumentam. Estas perdas ocorrem essencialmente na comutação dos semicondutores da ponte inversora. Uma das formas de reduzir essas perdas consiste na comutação no zero da corrente (ZCS) ou na comutação no zero da tensão (ZVS). Isto significa que a comutação dos semicondutores vai ocorrer quando as respetivas formas de onda da corrente ou da tensão atravessam o zero. Outra vantagem está na redução da interferência eletromagnética (EMI) quando usada a comutação ZVS. Essa interferência é causada em grande parte por di/dt e dv/dt elevados, que também provocam *stress* dos componentes, reduzindo a sua vida útil.

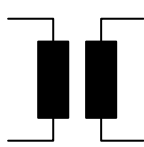
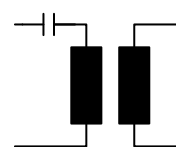
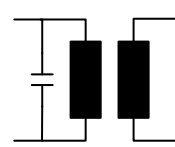
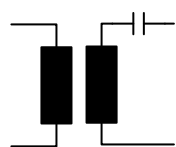
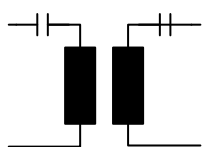
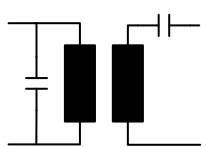
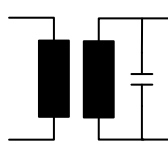
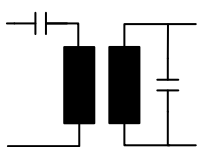
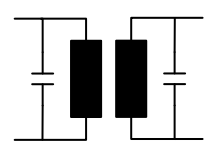
Por outro lado, os conversores ressonantes não devem ser utilizados com alta tensão, pois as capacidades e indutâncias de fugas do transformador podem originar o fenómeno de ressonância diferente daquele para que estão projetados, levando à circulação de correntes elevadas que podem danificar o conversor. O desempenho dos conversores pode ser otimizado mas apenas para um determinado ponto ótimo, ou seja, têm dificuldade em funcionar com grandes variações de tensão de entrada e de carga. Outra desvantagem consiste no aparecimento de correntes significativas que circulam através dos elementos do circuito ressonante, mesmo sem qualquer carga, o que diminui a eficiência do sistema. O facto das ondas de tensão e de corrente obtidas serem quase-sinusoidais

faz com que apareçam picos mais elevados do que em formas de onda retangulares. Estes pontos negativos levam ao aumento das perdas por condução que, no entanto, podem compensar as perdas por comutação. Outro fator importante está na análise complexa quando se deseja controlar conversores ressonantes para vastas gamas de frequência [9].

1.3 Topologias de compensação

As duas topologias básicas na compensação de circuitos ressonantes são a série e a paralela. Na topologia série é colocado um condensador em série com o enrolamento primário e/ou secundário do transformador, enquanto na topologia paralela o condensador é colocado em paralelo com um ou dois desses enrolamentos. Se um dos enrolamentos do transformador não for compensado refere-se como uma topologia não compensada. Deste modo, a Tabela 1.1 classifica os diferentes tipos de compensação usando apenas condensadores.

Tabela 1.1 - Topologias de compensação.

Primário Secundário	Não compensado	Compensação série	Compensação paralela
Não compensado			
Compensação série			
Compensação paralela			

Em relação ao lado primário, a compensação série pode ser útil em aplicações com um enrolamento primário longo que requer uma tensão elevada, já a compensação paralela adequa-se melhor em aplicações com um enrolamento primário muito concentrado onde circulem correntes elevadas. No lado secundário, a compensação série deve ser utilizada com um secundário que tenha características de fonte de tensão e a compensação paralela com um secundário com características de fonte de corrente [10]. A escolha deve ser feita de acordo com a aplicação existente, dependendo de cada caso.

Contudo, apesar das topologias anteriores, também é comum a utilização de bobinas junto dos condensadores, quer em série quer em paralelo. Assim passam a ser usados três ou mais

elementos reativos na compensação, levando a muitas outras topologias diferentes, que se encontram bem descritas em [11]. A análise das topologias mais importantes será feita no subcapítulo 2.2.

1.4 Aplicações

No que diz respeito às aplicações que fazem uso desta tecnologia, têm tido algum destaque algumas aplicações domésticas de baixa potência, como o carregamento de escovas de dentes sem fios ou o carregamento de telemóveis. Muitos estudos têm sido feitos para colmatar as falhas mais comuns nos carregadores de baterias recarregáveis de aparelhos eletrónicos, como os contactos mecânicos [12].

Nestas aplicações é usado o princípio da indução eletromagnética, com transformadores construídos para o efeito. De modo a diminuir as desvantagens associadas às características dos transformadores, incorpora-se com estes várias topologias possíveis de conversores ressonantes que irão incluir as indutâncias de fugas do circuito e garantir a comutação suave.

O carregamento de telemóveis e de outros dispositivos eletrónicos tem tentado seguir um padrão, fundamentalmente através do uso de conectores USB para facilitar a ligação entre os telemóveis e os computadores. Atendendo à tensão de 5 V usada pelos conectores USB e ao facto das baterias de lítio funcionarem com uma tensão de 3.6 V, leva a que os telemóveis tenham conversores próprios. Assim, pode-se constatar que os avanços no carregamento universal podem facilitar o uso de carregadores *wireless* [13].

Outro ramo onde se tem investido fortemente é em implantes biomédicos, englobando dispositivos como *pacemakers*, implantes auditivos, dispositivos de monitorização fisiológica, estimuladores elétricos funcionais, dispositivos de assistência ventricular e corações artificiais. A maioria destes dispositivos funciona através do uso de baterias com ligação percutânea, enfrentando alguns problemas como a energia limitada armazenada nas baterias e as infeções e problemas relacionados com as ligações percutâneas. Assim, a aposta tem sido feita para o funcionamento destes aparelhos ir ao encontro da transferência de energia sem contactos.

O princípio de funcionamento estudado consiste na produção de uma corrente alternada de alta frequência, através de um conversor primário, que circula numa bobina externa que irá gerar um campo eletromagnético. Esse campo irá variar com o tempo, induzindo uma tensão na bobina secundária situada no circuito interno, ou seja, no implante.

Um fator importante a ter em conta é o fraco acoplamento magnético entre as bobinas, que será compensado com o uso de conversores ressonantes. Além disto, têm sido feitos estudos de

forma a manter o acoplamento magnético constante, pois a sua variação pode provocar irritações na pele e lesões [6], [14], [15].

Ainda dentro das aplicações de relativa baixa potência, é de destacar a área da robótica. O facto das baterias existentes nos robots terem de ser removidas para serem recarregadas, até voltarem a ser instaladas, ocupa tempo e causa uma menor eficiência nas operações. Para colmatar estas dificuldades, o objetivo a atingir é o recarregamento de forma autónoma, com a ajuda de um sistema de carregamento de alta densidade de potência sem contactos [16]. A maioria destes sistemas funciona com uma alta frequência (dezenas de kHz) no inversor colocado no lado primário. Essa frequência será selecionada com base no custo do circuito de potência, na quantidade de energia a transferir e na interferência eletromagnética que pode existir na vizinhança. Com base nisto, tem-se tentado atingir o melhor desempenho e configuração destes sistemas neste tipo de aplicações, de modo a fazerem face aos métodos tradicionais de carregamento [17].

Talvez o principal ramo de aplicações deste tipo de tecnologia seja o carregamento de baterias de veículos elétricos. Para melhorar a fiabilidade e resposta destes veículos, importa melhorar o controlo de toda a sua dinâmica, sendo um aspeto fundamental a eletrónica de potência escolhida. Outro fator importante diz respeito ao carregamento das baterias presentes nesses veículos. Dessa forma existem dois tipos de conversores para o carregamento de baterias, incorporados no próprio veículo ou desacoplados deste. No caso de estar a bordo do veículo, o conversor terá de ser pequeno e leve para uma melhor eficiência. Várias topologias têm sido estudadas que vão ao encontro da fiabilidade, custo, volume e peso desejados [18].

Ainda assim, os conversores fora dos veículos são os predominantes, incluídos nos postos de carregamento públicos ou então utilizando a rede elétrica doméstica. Na área dos transportes públicos têm sido estudados sistemas de carregamento sem fios que permitem um carregamento simples e rápido, que se torna útil em autocarros que carreguem várias vezes num curto intervalo de tempo durante um percurso fechado [19], [20]. Muitas vezes, o sistema primário e secundário encontram-se estáticos, ou seja, o veículo possui um sistema secundário a bordo que é carregado, por exemplo num parque de estacionamento, através de um sistema instalado sob a superfície [21]. Em vez disso, o sistema primário também pode formar uma pista que vai ser percorrida pelo sistema secundário, o veículo, permitindo uma transferência de energia móvel.

Para ir ao encontro de um carregamento bidirecional, de maneira a permitir a um utilizador de um veículo armazenar energia e vendê-la à rede posteriormente, têm sido estudados os sistemas *vehicle-to-grid* (V2G) juntamente com os sistemas *grid-to-vehicle* (G2V) [22], [23].

1.5 Objetivos

Esta dissertação tem como principal objetivo estudar e desenvolver um conversor ressonante para carregamento de veículos elétricos.

O estudo começa com a pesquisa bibliográfica referente aos conversores ressonantes incluídos em sistemas IPT com o objetivo de ajudar a perceber o funcionamento de acordo com o princípio da ressonância associado à frequência de operação do conversor. A transferência de energia terá de obedecer à lei de Faraday, visto tratar-se de uma transferência sem contactos através da indução eletromagnética. Outro objetivo importante é provar que a modulação de tensão por *phase-shift* e o comportamento bidirecional tornam o conversor mais dinâmico e vantajoso na sua operação.

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

De seguida será necessário proceder à implementação das estratégias de controlo num DSP para controlar o protótipo a desenvolver e que possibilitam o carregamento de baterias. A validação dos resultados obtidos experimentalmente vai ajudar a validar aqueles obtidos na simulação teórica, para confirmar a fiabilidade do conversor.

Por fim, com base nos resultados 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 seis capítulos. No Capítulo 1 é feita a introdução à transferência de energia indutiva descrevendo o seu princípio de funcionamento, apresentando os principais componentes e algumas das suas aplicações. No fim do Capítulo 1 são propostos os objetivos para esta dissertação. No Capítulo 2 é abordado o conversor IPT unidirecional, para ser posteriormente analisada a topologia adotada: o conversor IPT bidirecional. No Capítulo 3 são referidos os métodos de controlo existentes na literatura, incidindo essencialmente no método de controlo implementado. No Capítulo 4 é descrita a simulação computacional feita com a análise de vários resultados, sendo que no Capítulo 5 é apresentado o trabalho experimental desenvolvido, incluindo a construção do protótipo e a implementação do método de controlo num DSP para permitir analisar os resultados e comparar com os da simulação. No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões desta dissertação e algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Análise e considerações dos sistemas IPT

Um sistema IPT tipicamente envolve duas partes separadas por um entreferro e acopladas magneticamente. Essas partes denominam-se como *track* e *pickup* [22], sendo a primeira o primário do transformador ou um tipo de pista num sistema de transferência longo, enquanto que a *pickup* consiste no secundário, estando geralmente incorporada no próprio veículo elétrico.

Na maior parte dos sistemas IPT cada uma dessas partes possui um controlador que possibilita a transferência de energia do primário para o secundário do conversor. Essa transferência é feita através de um acoplamento magnético fraco, cabendo ao sistema de controle melhorar ao máximo a transferência de energia.

O primário do sistema é alimentado por uma tensão monofásica ou trifásica, proveniente da rede elétrica, de maneira a obter-se uma corrente controlada de alta frequência no enrolamento primário do transformador, através do uso de um inversor colocado entre o retificador ligado à rede e o transformador. A Figura 2.1 mostra um sistema IPT simplificado para alimentar uma carga, como por exemplo, a bateria de um veículo elétrico.

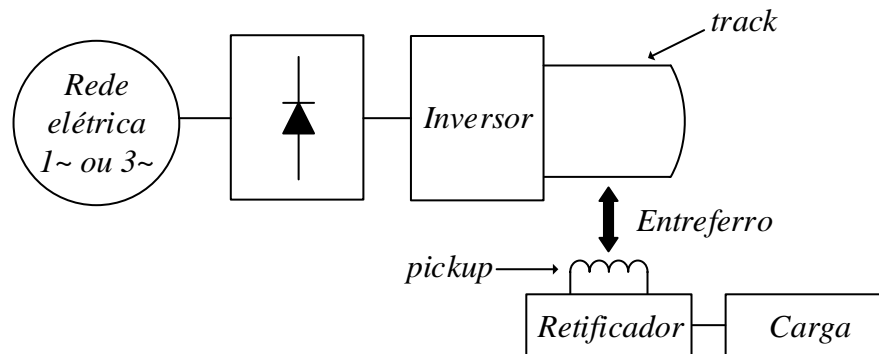


Figura 2.1 - Sistema IPT simplificado.

2.1 Conversor IPT unidirecional

O primeiro conversor IPT explorado no âmbito deste trabalho foi o unidirecional, isto é, aquele que permite que a transferência de energia se efetue apenas numa direção. O principal objetivo deste conversor é produzir uma corrente AC constante (podendo também ser variável, no caso de uma única *pickup*), a uma frequência geralmente compreendida entre os 10 a 40 kHz, designada por frequência de ressonância f_r . Neste conversor, o circuito ressonante ocupa-se de compensar todo o sistema para variações na fonte ou na carga, estando dimensionado para tal à mesma frequência de ressonância. Também do lado do secundário é colocado um circuito

ressonante, de modo a fazer a compensação secundária à mesma frequência de funcionamento do primário, para aumentar o rendimento de todo o sistema (tipicamente entre 85-90% [24]) e a quantidade de energia transferida.

Um dos métodos de controlo do conversor unidirecional consiste no uso de um semiconductor S (Figura 2.2), para fazer o circuito do lado do secundário atuar como um conversor *boost*, controlando a corrente que alimenta a carga através do seu *duty-cycle* D , regulando dessa forma a quantidade de energia fornecida à carga. Nesta situação, a *pickup* funciona como uma fonte de corrente para a carga. Quando o semiconductor está em condução, a carga fica desacoplada de todo o sistema através de um curto-circuito, operando a uma determinada frequência que permita perdas de comutação reduzidas. Por sua vez, quando o semiconductor está ao corte possibilita a máxima transferência de potência, dada por (2.1). As seguintes fórmulas estão descritas em [22].

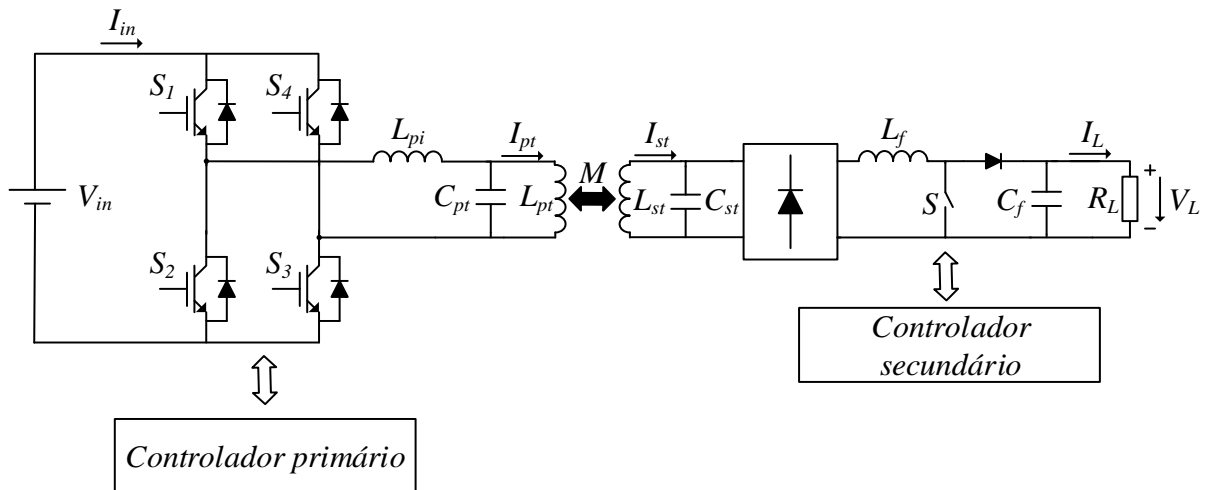


Figura 2.2 - Conversor IPT unidirecional.

$$\hat{P}_o = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{cc} V_L \quad (2.1)$$

Em (2.1), I_{cc} representa a corrente de curto-circuito em L_{st} e é definida pela equação (2.2).

$$I_{cc} = \frac{M}{L_{st}} I_{pt} \quad (2.2)$$

Se se substituir (2.2) em (2.1) obtém-se outra equação para a potência máxima transferida à carga, dada por (2.3).

$$\hat{P}_o = \omega_r \frac{M^2}{L_{st}} I_{pt}^2 Q_s \quad (2.3)$$

Em (2.3), Q_s representa o fator de qualidade do secundário, isto é, a razão entre a potência reativa e ativa.

De maneira a aumentar a potência máxima na *pickup*, a razão M^2/L_{st} deve ser a melhor possível, obtida através do *design* da *pickup*. A frequência pode aumentar mas está limitada pelas perdas de comutação e pelas características dos semicondutores de potência. O fator de qualidade Q_s pode ser elevado para aumentar a potência, mas torna-se indesejável na prática devido às tolerâncias dos componentes e ao excesso de energia reativa que circula no sistema.

No que diz respeito a sistemas IPT com várias *pickups*, por exemplo um sistema de carregamento para vários veículos elétricos, é mais vantajoso ter-se uma corrente constante do lado primário do sistema. Desta forma, cada *pickup* comporta-se como uma fonte de corrente constante para a carga. Na Figura 2.3 pode observar-se um sistema IPT capaz de fornecer energia a vários veículos elétricos.

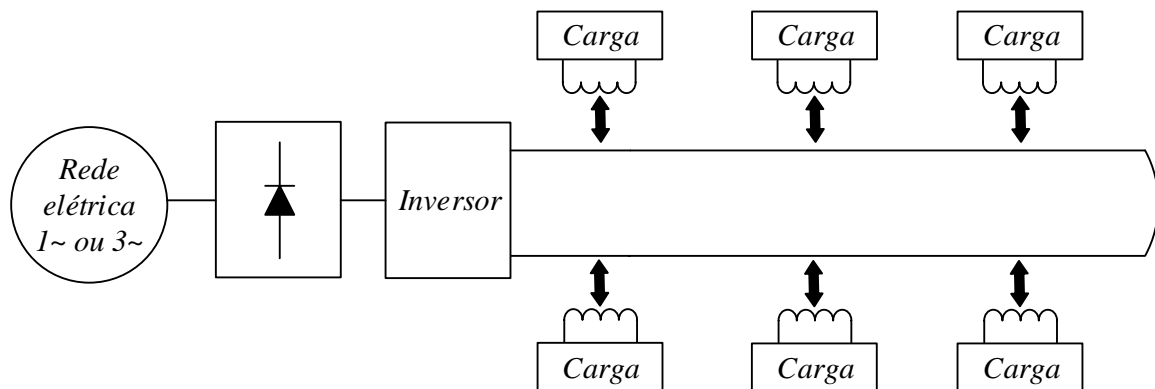


Figura 2.3 - Sistema IPT com múltiplas *pickups*.

2.2 Análise das topologias ressonantes

Um aspeto importante no *design* de um conversor IPT está nas topologias de compensação a usar, como descrito no Capítulo 1. Essas topologias são usadas para reduzir a razão VA do lado do primário, normalmente um enrolamento fixo, e permitir a transferência de energia pelo enrolamento secundário do transformador, fixo ou móvel, a um fator de potência unitário. Os condensadores usados também permitem armazenar e fornecer energia reativa dos dois lados, de maneira a reduzir a quantidade de energia reativa existente no sistema.

Para o melhor funcionamento do sistema é conveniente que as frequências de ressonância ω_r do primário e secundário sejam iguais, dadas por (2.4).

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_{pt}C_{pt}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{st}C_{st}}} \quad (2.4)$$

Deste modo existem quatro topologias que se destacam, são elas a série-série (SS), série-paralelo (SP), paralelo-série (PS) e paralelo-paralelo (PP). As quatro topologias encontram-se representadas na Figura 2.4.

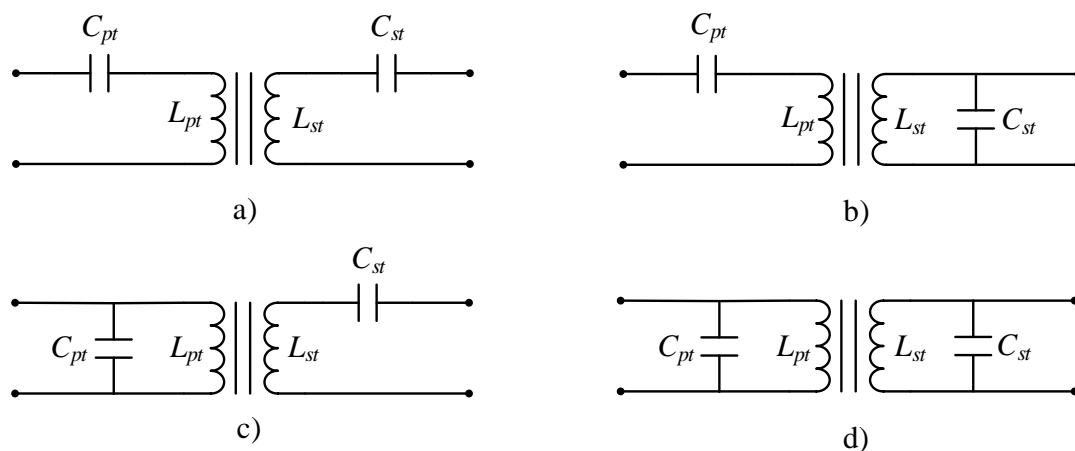


Figura 2.4 - Topologias ressonantes básicas: a) SS, b) SP, c) PS, d) PP.

No entanto, em certas aplicações, a frequência de operação é regulada para estar abaixo ou acima da frequência de ressonância, pois a relação entre a frequência e a potência torna-se aproximadamente linear acima da frequência de ressonância [5]. Apesar disto, a escolha mais lógica é colocar a frequência de operação, imposta pelo inversor, igual ou perto da frequência de ressonância do secundário, de maneira a atingir a máxima transferência de energia e ter-se a tensão e corrente produzidas pela fonte inversora de alta frequência em fase, para se obter a razão VA mínima na fonte. Este fenómeno denomina-se ZPA (*zero phase angle*). Assim, a frequência de operação escolhida para se atingir o fenómeno ZPA no primário deve ser igual à frequência de ressonância ω_r do secundário.

Para ser feita uma melhor análise a cada topologia, é preferível usar o modelo do acoplamento da indutância mútua, representado na Figura 2.5, em que M representa a indutância mútua ou o acoplamento magnético entre os dois enrolamentos, L_{pt} e L_{st} , e que se relaciona com o coeficiente de acoplamento magnético k de acordo com (2.5).

$$M = k\sqrt{L_{pt}L_{st}} \quad (2.5)$$

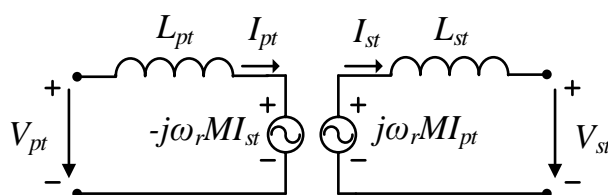


Figura 2.5 - Modelo do acoplamento da indutância mútua.

O coeficiente de acoplamento magnético k entre o primário e secundário dos sistemas IPT tem sido melhorado, para aumentar o rendimento destes sistemas. Em sistemas com uma única *pickup* costuma variar entre 0.05 e 0.35, já para múltiplas *pickups* costuma ser menor do que 0.1 em cada *pickup*, embora o conjunto das várias *pickups* seja equivalente a uma única com um k de 0.5. Ainda assim, é bem menor relativamente ao coeficiente de acoplamento de um transformador tradicional ou de um motor de indução, que costuma ser superior a 0.95 [25].

Como dito anteriormente, as topologias devem estar dimensionadas para a mesma frequência de ressonância. Assim, a indutância do enrolamento secundário fica totalmente compensada pelo condensador colocado nesse lado. Logo, a impedância do secundário vista pelo primário é puramente resistiva e, para as quatro topologias, o valor do condensador colocado no secundário é dado por (2.6). Assim sendo, para a impedância total vista pela fonte ser puramente resistiva, de modo a garantir que a tensão e a corrente produzidas pelo inversor estejam em fase, tem de se ter em conta a escolha do condensador do lado do primário.

$$C_{st} = \frac{1}{\omega_r^2 L_{st}} \quad (2.6)$$

Visto que a impedância do secundário vai depender da topologia escolhida, é possível achar a impedância do secundário refletida no primário, Z_s' , através de (2.7).

$$Z_s' = \frac{\omega_r^2 M^2}{Z_s} \quad (2.7)$$

Assim, chega-se à impedância total Z_t vista pela fonte, com o condensador do primário colocado em série e em paralelo, através de (2.8) e (2.9), respetivamente.

$$Z_{t_série} = \frac{1}{j\omega_r C_{pt}} + j\omega_r L_{pt} + Z_s' \quad (2.8)$$

$$Z_{t_paralelo} = \frac{1}{j\omega_r C_{pt} + \frac{1}{j\omega_r L_{pt} + Z_s'}} \quad (2.9)$$

A corrente que circula no secundário é dada por (2.10) e as tensões em ambos os enrolamentos são dadas por (2.11) e (2.12), respetivamente.

$$I_{st} = \frac{j\omega_r M I_{pt}}{Z_s} \quad (2.10)$$

$$V_{pt} = j\omega_r L_{pt} I_{pt} - j\omega_r M I_{st} \quad (2.11)$$

$$V_{st} = j\omega_r M I_{pt} - j\omega_r L_{st} I_{st} \quad (2.12)$$

Desta forma é possível obter as fórmulas para calcular a impedância do secundário, tensão e corrente da carga, resistência e reatância refletidas no primário e fator de qualidade do secundário, dependendo se a compensação no lado do secundário for feita em série ou paralelo. Tais fórmulas encontram-se descritas na Tabela 2.1 e em [5].

Tabela 2.1 - Parâmetros e grandezas importantes relacionados com a compensação no secundário.

Compensação no secundário	Série	Paralelo
Impedância do secundário Z_s	$j\omega_r L_{st} + \frac{1}{j\omega_r C_{st}} + R_L$	$j\omega_r L_{st} + \frac{1}{j\omega_r C_{st} + \frac{1}{R_L}}$
Tensão na carga V_L	$I_{st} R_L$	V_{st}
Corrente na carga I_L	I_{st}	$\frac{V_{st}}{R_L}$
Resistência refletida de carga R_L'	$\frac{\omega_r^2 M^2}{R_L}$	$\frac{M^2 R_L}{L_{st}^2}$
Reatância refletida do secundário X_s'	0	$-\frac{\omega_r M^2}{L_{st}}$
Fator de qualidade do secundário Q_s	$\frac{\omega_r L_{st}}{R_L}$	$\frac{R_L}{\omega_r L_{st}}$

No caso de o sistema possuir várias *pickups*, estas devem ser idênticas, ou seja, devem ter a impedância do secundário igual para qualquer condição de carga. Nessa situação, a impedância total refletida no primário, contribuída por todos os secundários, é dada por (2.13), sendo n o número de *pickups*.

$$\sum_{i=1}^n Z'_{si} = i \frac{\omega_r^2 M^2}{Z_s} \quad (2.13)$$

De forma semelhante a uma única *pickup*, a indutância mútua M e o coeficiente de acoplamento magnético k equivalentes são dados por (2.14) e (2.15), respetivamente.

$$M_n = \sqrt{n}M \quad (2.14)$$

$$k_n = \sqrt{n}k \quad (2.15)$$

2.2.1 Escolha do condensador C_{pt}

Para validar a operação ZPA no primário, o condensador do lado do primário C_{pt} deve ser selecionado igualando a parte imaginária da impedância total da carga a 0 com a frequência ω_r , de maneira a compensar a indutância do primário e a impedância do secundário refletida no primário. Esse condensador irá depender, além das topologias escolhidas, de k e de Q_s . Para as quatro topologias, o seu valor apresenta-se na Tabela 2.2 e em [5] e, de uma forma geral, pode-se calcular o seu valor normalizado com base em (2.16).

$$C_{ptn} = \frac{C_{pt}}{\frac{L_{st}C_{st}}{L_{pt}}} \quad (2.16)$$

Tabela 2.2 - Compensação do lado primário.

Topologia	C_{pt}	C_{ptn}
SS	$\frac{L_{st}C_{st}}{L_{pt}}$	1
SP	$\frac{L_{st}^2C_{st}}{L_{pt}L_{st} - M^2}$	$\frac{1}{1 - k^2}$
PS	$\frac{\frac{L_{st}C_{st}}{M^4}}{\frac{L_{pt}L_{st}C_{st}R_L}{M^4} + L_{pt}}$	$\frac{1}{k^4Q_s^2 + 1}$
PP	$\frac{(L_{pt}L_{st} - M^2)L_{st}^2C_{st}}{\frac{M^4C_{st}R_L}{L_{st}} + (L_{pt}L_{st} - M^2)^2}$	$\frac{1 - k^2}{k^4Q_s^2 + (1 - k^2)^2}$

2.2.2 Efeito das variáveis k e Q_s

A escolha do condensador C_{pt} está relacionada com k e Q_s , como mostra a Tabela 2.2. Assim, pode concluir-se de acordo com [5], que variando Q_s de 2 a 10, não implica qualquer mudança no condensador C_{pt} para a topologia SS. A topologia SP requer um condensador maior para um melhor acoplamento. A topologia PS necessita de um condensador menor, que varia mais quanto maior for Q_s e melhor for o acoplamento. Já a topologia PP requer um condensador C_{pt} ligeiramente superior para um acoplamento fraco com um baixo fator de qualidade no secundário, contudo, se Q_s e M aumentarem, o condensador terá de ser menor.

Outro fator importante na escolha de C_{pt} é o coeficiente de acoplamento magnético k . À medida que k varia, as características do sistema também variam, à exceção da topologia SS. A teoria para sistemas de fraco acoplamento desenvolvida em [10] só é válida para valores de k inferiores a 0.2, pois para valores superiores com um Q_s de 10, ocorre um desvio no valor do condensador C_{pt} para as topologias PS e PP. Enquanto com um Q_s de 2 apenas ocorrem alterações quando k é superior a 0.5.

Pode-se concluir que as regras para sistemas com acoplamento fraco apenas funcionam para a topologia SS. Para as outras topologias, apenas se Q_s for menor que 2 e se k for menor que 0.2.

2.2.3 Dependência e escolha de cada topologia

Cada topologia tem as suas vantagens e desvantagens. Em relação ao lado primário, uma topologia série depende do acoplamento magnético mas não da carga, enquanto uma topologia paralela depende de ambos.

Relativamente ao lado secundário, com uma topologia série pode-se obter uma fonte de tensão para a carga que reduz os níveis de tensão em aplicações com enrolamentos primários longos. Neste caso, não há nenhuma reatância refletida no primário do conversor, o que permite que a indutância do primário seja independente do acoplamento magnético e da carga, e seja compensada por um condensador em série. Com o secundário a usar uma topologia paralela é possível ter uma fonte de corrente estável para a carga, com uma corrente elevada no primário. Contudo, aparece uma reatância capacitiva refletida no primário, que no entanto, é independente da carga.

Desta forma, na teoria, a melhor topologia seria a SS devido à independência do condensador do primário face ao acoplamento magnético e à carga, visto que as outras três topologias dependem de um ou dois desses fatores. Contudo, o tipo de aplicação é que vai definir qual a melhor topologia a usar.

2.3 Conversor IPT bidirecional

De maneira a permitir um fluxo bidirecional de energia, isto é, que a carga receba e também possa fornecer energia, surgiu o conversor IPT bidirecional. Neste caso, a carga pode ser representada por uma fonte de tensão DC, como por exemplo uma bateria de um veículo elétrico, e fornecer energia para a rede.

Como mencionado no subcapítulo 2.2, para manter uma corrente constante no enrolamento primário do transformador é fundamental que a eletrônica associada ao primário e secundário de um sistema IPT típico seja praticamente idêntica, assegurando que os circuitos ressonantes estejam dimensionados para a mesma frequência de operação, gerada pelo inversor do lado da rede.

Contudo, no caso de um conversor IPT bidirecional com a topologia PP no circuito ressonante (Figura 2.6) existe a necessidade de utilizar conversores controlados de meia ponte ou ponte completa (usando IGBT's ou MOSFET's com díodos em antiparalelo) nos dois lados do sistema. Nesta dissertação foram utilizados IGBT's como semicondutores, e foi adotada a topologia PP para se ter uma fonte de corrente estável para a carga. Estes conversores controlados podem atuar como retificador ou inversor consoante a direção do fluxo de potência que se deseja obter, para facilitar a transferência de energia no sistema. Desta forma, torna-se prioritário controlar o valor eficaz e a fase das tensões geradas por essas pontes controladas, pois são estas duas variáveis que definem a quantidade e direção do fluxo de potência no sistema.

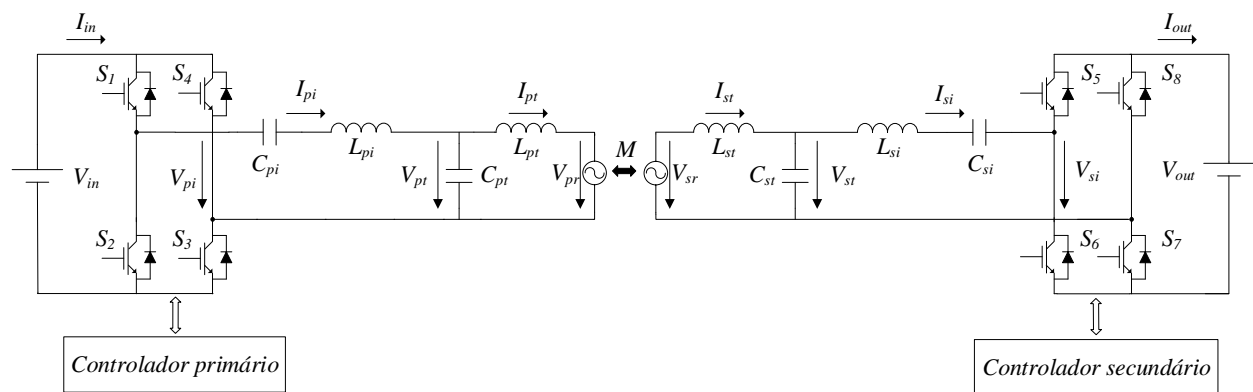


Figura 2.6 - Conversor IPT bidirecional.

2.3.1 Análise matemática do conversor

O conversor IPT bidirecional é bastante complexo e sensível devido à sua natureza e às variações nos seus parâmetros e nas variáveis de controlo [26], o que torna difícil a sua análise. Contudo, será feita de seguida uma análise matemática generalizada deste conversor em regime permanente, bem descrita em [26].

Com base na Figura 2.6, se o conversor controlado do lado primário produzir uma tensão $V_{pi} \perp 0^\circ$, com uma frequência angular ω_r , a corrente I_{pt} no enrolamento primário do transformador L_{pt} manter-se-á constante, através do controlador primário do conversor. Quando se atinge o regime permanente, a corrente I_{pt} que circula pelo enrolamento primário do transformador vai induzir uma tensão V_{sr} no enrolamento secundário L_{st} , dada por (2.17).

$$V_{sr} = j\omega_r M I_{pt} \quad (2.17)$$

Por sua vez, devido à indutância mútua M , também o enrolamento secundário L_{st} vai induzir uma tensão V_{pr} no enrolamento primário L_{pt} , expressa por (2.18).

$$V_{pr} = -j\omega_r M I_{st} \quad (2.18)$$

Logo, a frequência angular de ressonância presente em (2.4) é agora dada por (2.19).

$$\omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_{pt} C_{pt}}} = \frac{1}{\sqrt{\left(L_{pi} - \frac{1}{\omega_r^2 C_{pi}}\right) C_{pt}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{st} C_{st}}} = \frac{1}{\sqrt{\left(L_{si} - \frac{1}{\omega_r^2 C_{si}}\right) C_{st}}} \quad (2.19)$$

De notar que os condensadores C_{pi} e C_{si} , presentes na Figura 2.6, estão incluídos para bloquear a componente DC e reduzir os harmónicos das correntes produzidas pelas duas pontes controladas, I_{pi} e I_{si} [27].

De modo a simplificar a análise do conversor assume-se que os conjuntos série L_{pi} - C_{pi} e L_{si} - C_{si} , representados na Figura 2.6, equivalem a impedâncias de carácter indutivo à frequência angular ω_r , L_{pi}' e L_{si}' , respetivamente. Quando o sistema atinge o regime permanente, os circuitos ressonantes estão sintonizados na mesma frequência de ressonância ω_r , o que implica que $L_{pt} = L_{pi}'$ e $L_{st} = L_{si}'$. As indutâncias equivalentes L_{pi}' e L_{si}' são calculadas por:

$$L_{pi}' = L_{pi} - \frac{1}{\omega_r^2 C_{pi}} \quad (2.20)$$

$$L_{si}' = L_{si} - \frac{1}{\omega_r^2 C_{si}} \quad (2.21)$$

Ambos os conversores de ponte completa produzem uma onda quadrada de tensão modulada em fase, através do *phase-shift*. No caso da Figura 2.7a), os semicondutores de numeração ímpar da primeira ponte, S_1 e S_3 , que se encontram na diagonal (Figura 2.6), vão operar à frequência de comutação f_s com um *duty-cycle* D de 50%, tal como os de numeração par, S_2 e S_4 . Contudo, a

comutação entre os semicondutores ímpares e pares é feita alternadamente, ou seja, atuam em oposição de fase. A onda gerada à saída da ponte é então V_{pi} . De forma idêntica, os semicondutores da segunda ponte S_5 e S_7 comutam alternadamente com S_6 e S_8 , produzindo a onda de tensão V_{si} , embora com um desfasamento de θ face a V_{pi} , neste caso em atraso, para possibilitar a transferência de energia no conversor.

Na Figura 2.7b), em vez de atuarem em oposição de fase, os semicondutores S_2 e S_4 vão comutar com um atraso de φ_p em relação a S_1 e S_3 , produzindo um *phase-shift* e controlando assim o valor eficaz da tensão V_{pi} . Desta forma, é possível constatar que nos intervalos de tempo em que todos os semicondutores estão em condução ou em corte ocorre um curto-circuito na ponte fazendo com que V_{pi} se anule. O mesmo princípio pode ser aplicado na segunda ponte gerando-se a onda de tensão V_{si} representada. Neste caso, o ângulo de atraso entre a comutação do par S_6 e S_8 face ao par S_5 e S_7 é dado por φ_s .

A tensão V_{si} pode estar em avanço ou em atraso de um ângulo θ em relação a V_{pi} , regulando assim a direção do fluxo de energia. Se V_{si} estiver em atraso em relação a V_{pi} , a energia flui no sentido G2V, caso V_{si} esteja em avanço em relação a V_{pi} a direção muda para V2G.

Resumindo, o ângulo φ_p controla o valor eficaz da onda de tensão V_{pi} gerada pela primeira ponte e o ângulo φ_s controla o valor eficaz da onda de tensão V_{si} gerada pela segunda ponte, ambos através da modulação por *phase-shift*. Por sua vez, o ângulo θ regula a direção do fluxo de energia no sistema, isto é, se é G2V ou V2G, através do desfasamento entre as tensões V_{pi} e V_{si} .

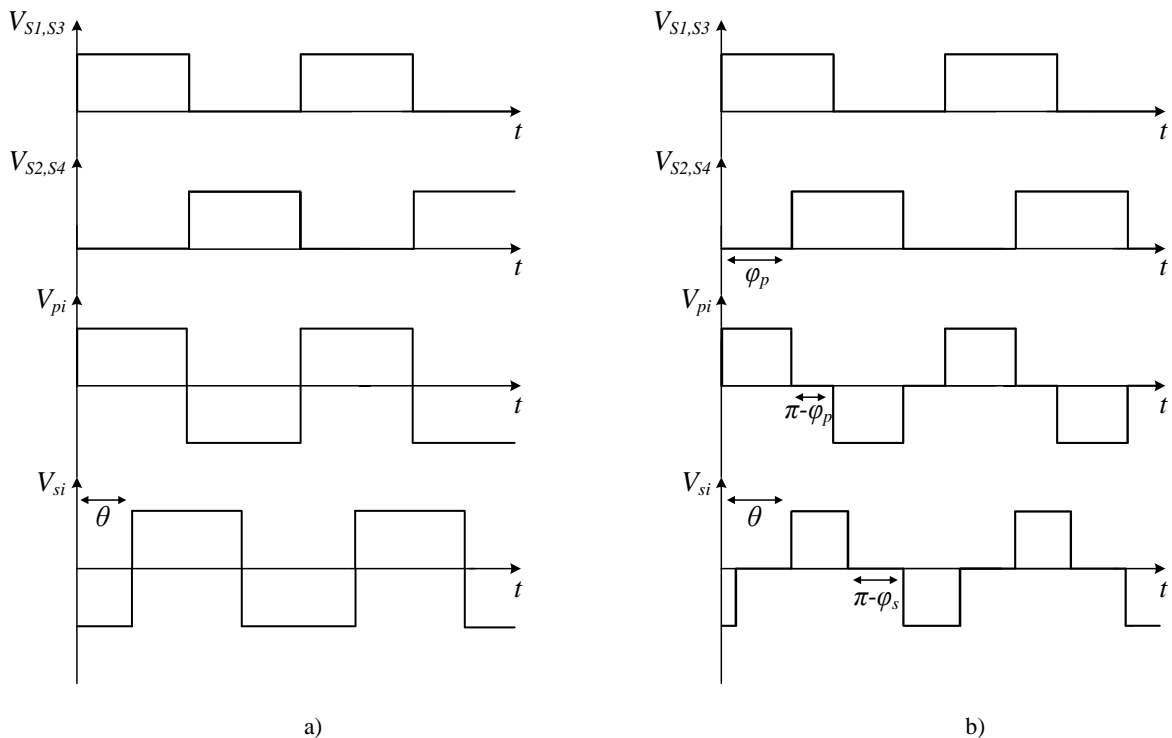


Figura 2.7 - Modulação de *phase-shift* das tensões geradas pelas duas pontes completas de IGBT's: a) com φ_p e φ_s iguais a 0° , b) com φ_p e φ_s diferentes de 0° .

Se a análise do conversor for feita tendo em conta os harmônicos existentes, as tensões V_{pi} e V_{si} serão dadas por (2.22) e (2.23), respetivamente.

$$v_{pi} = V_{in} \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos\left(n\omega_r t + \frac{n\varphi_p}{2}\right) \sin\left(\frac{n\varphi_p}{2}\right) \quad (2.22)$$

$$v_{si} = V_{out} \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos\left(n\omega_r t + n\theta + \frac{n\varphi_p}{2}\right) \sin\left(\frac{n\varphi_s}{2}\right) \quad (2.23)$$

Estudos feitos revelam que quando os ângulos de *phase-shift*, φ_p e φ_s , são iguais a 120° , o THD das tensões V_{pi} e V_{si} será mínimo, pois o 3º harmónico das correntes I_{pi} e I_{si} geradas é reduzido [27].

O sistema da Figura 2.6 pode ainda ser representado em regime permanente, como indicado na Figura 2.8.

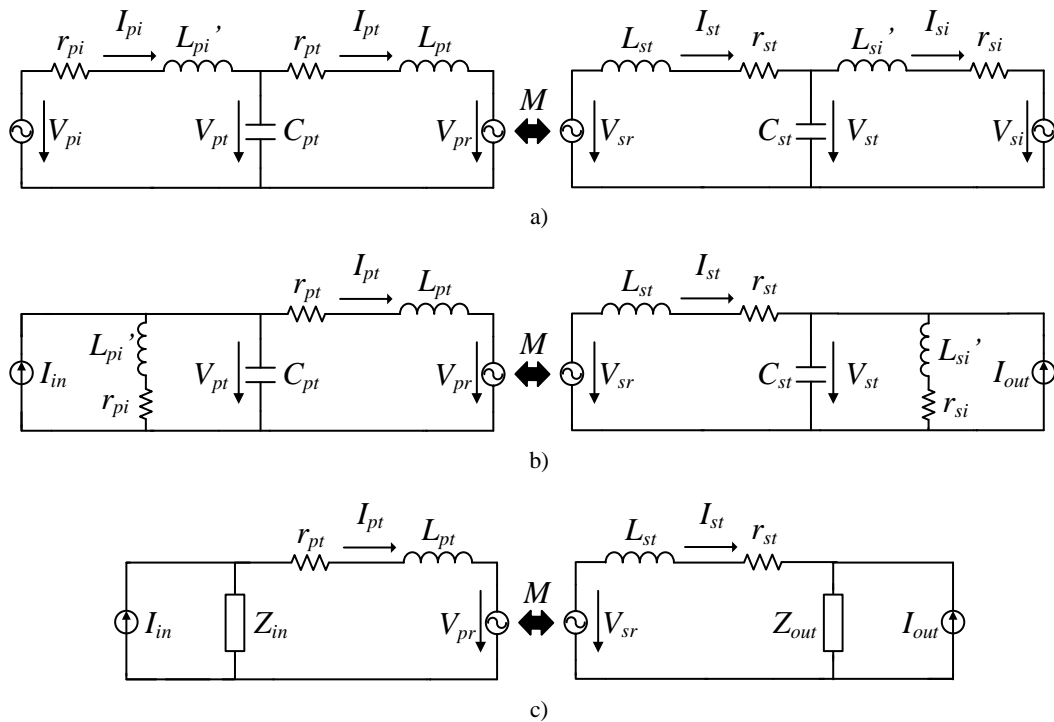


Figura 2.8 - Modelos em regime permanente do conversor IPT bidirecional: a) equivalente de Thévenin, b) equivalente de Norton, c) modelo simplificado.

Nos esquemas equivalentes da Figura 2.8 em regime permanente, tem-se em conta as resistências em série equivalentes (ESR) das indutâncias, desprezando-se as dos condensadores por serem muito pequenas [26]. Estas resistências vão representar perdas por condução no conversor.

Desta forma, na Figura 2.8a) encontra-se representado o equivalente de Thévenin do conversor IPT bidirecional, que pode ser transformado no equivalente de Norton presente na Figura 2.8b). Se se agrupar as ESR r_{pi} e r_{si} com as indutâncias equivalentes L_{pi}' e L_{si}' , dadas anteriormente por (2.20) e (2.21), chega-se às impedâncias dadas por (2.24) e (2.25), respetivamente.

$$Z_{pi} = r_{pi} + j\omega_r L_{pi}' \quad (2.24)$$

$$Z_{si} = r_{si} + j\omega_r L_{si}' \quad (2.25)$$

Assim obtêm-se as correntes I_{in} e I_{out} apresentadas nas seguintes equações.

$$I_{in} = \frac{V_{pi}}{Z_{pi}} \quad (2.26)$$

$$I_{out} = \frac{V_{si}}{Z_{si}} \quad (2.27)$$

Através do paralelo das impedâncias Z_{pi} e Z_{si} com os condensadores C_{pt} e C_{st} , chega-se às impedâncias equivalentes Z_{in} e Z_{out} .

$$Z_{in} = \frac{r_{pi} + j\omega_r L_{pi}}{1 - \omega_r^2 L_{pi} C_{pt} + j\omega_r r_{pi} C_{pt}} \quad (2.28)$$

$$Z_{out} = \frac{r_{si} + j\omega_r L_{si}}{1 - \omega_r^2 L_{si} C_{st} + j\omega_r r_{si} C_{st}} \quad (2.29)$$

Desta forma pode-se obter as equações das correntes I_{pt} e I_{st} .

$$I_{pt} = \frac{1}{Z_{in} + r_{pt} + j\omega_r L_{pt}} (Z_{pi} I_{in} - V_{pr}) \quad (2.30)$$

$$I_{st} = \frac{1}{Z_{out} + r_{st} + j\omega_r L_{st}} (V_{sr} - Z_{si} I_{out}) \quad (2.31)$$

As tensões V_{pr} e V_{sr} , presentes nas equações (2.30) e (2.31), correspondem às tensões induzidas em cada um dos enrolamentos, dadas anteriormente por (2.17) e (2.18).

Se não se considerarem os harmónicos existentes, pode-se chegar à fórmula para a potência de saída P_o , dada por (2.32).

$$P_o = \frac{M}{\omega_r L_{pt} L_{st}} V_{pi} V_{si} \sin(\theta) \sin\left(\frac{\varphi_p}{2}\right) \sin\left(\frac{\varphi_s}{2}\right) \quad (2.32)$$

Em (2.32), V_{pi} e V_{si} representam os valores eficazes da componente fundamental de cada uma das tensões geradas pelas duas pontes completas. Assim, para aumentar o rendimento η do conversor pode-se controlar o valor eficaz das tensões V_{pi} e V_{si} , através dos ângulos φ_p e φ_s , ou variar o ângulo θ entre as duas pontes. De salientar, que quando θ é igual a $\pm 90^\circ$, a potência ativa transferida será máxima e não será produzida qualquer potência reativa, isto se o sistema funcionar à frequência de ressonância ω_r .

Fundamentalmente, o rendimento do conversor será afetado por perdas por comutação e condução nos IGBT's/díodos, perdas por condução nas resistências ESR presentes através do efeito de Joule e perdas no acoplamento magnético existente no transformador.

2.4 Baterias

Atualmente existem vários tipos de baterias que são usadas em veículos elétricos. Os tipos de baterias mais conhecidos são chumbo-ácido, íões de lítio, níquel-cádmio e níquel-hidreto metálico. Os fatores mais importantes a ter em conta na escolha da bateria são o tempo de vida útil, o custo de armazenamento de energia e o desempenho da mesma.

Embora muitas vezes se simplifique o esquema de uma bateria num circuito a uma fonte de tensão contínua, o seu esquema equivalente é o representado na Figura 2.9.

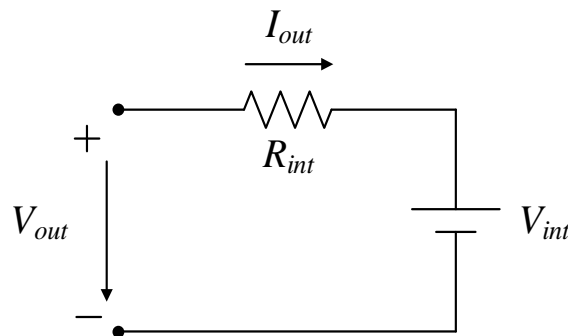


Figura 2.9 - Esquema equivalente de uma bateria.

A bateria, de facto, inclui uma resistência interna R_{int} percorrida por uma corrente I_{out} , sendo V_{out} a tensão aos terminais da bateria e V_{int} a tensão interna da bateria, ou seja, a tensão quando esta se encontra em vazio. Assim, a tensão V_{out} medida aos terminais da bateria é definida por (2.33).

$$V_{out} = R_{int}I_{out} + V_{int} \quad (2.33)$$

Desta forma, a corrente que circula na bateria é dada por (2.34).

$$I_{out} = \frac{V_{out} - V_{int}}{R_{int}} \quad (2.34)$$

Quando V_{out} é superior a V_{int} a bateria está a ser carregada, logo, assume-se que a corrente I_{out} é positiva e a energia flui no sentido G2V. Caso V_{out} seja inferior a V_{int} a bateria encontra-se a descarregar, ou seja, a fornecer energia ao veículo elétrico ou no sentido V2G, sendo I_{out} negativa.

A quantidade de energia armazenada na bateria pode ser quantificada pelo seu estado de carga (SOC) em percentagem, dando aos utilizadores a informação necessária para saberem a energia existente nas baterias dos seus veículos elétricos.

Capítulo 3

Métodos de controlo

De acordo com a literatura atual existem vários métodos para controlar um conversor IPT bidirecional, os quais irão ser descritos de seguida.

Uma das variáveis mais importantes no controlo de um conversor deste tipo é a frequência de comutação. Muitas aplicações não permitem uma variação na frequência optando-se por um controlo de frequência fixa, outras permitem um controlo de frequência variável tendo em conta variações em alguns parâmetros do sistema, tais como a carga e o acoplamento magnético.

3.1 Métodos de controlo existentes

Uma possível classificação dos vários métodos de controlo é feita de seguida, distinguindo-se em controlo de malha aberta e de malha fechada.

Tipicamente, os ângulos de *phase-shift* aplicados são fixos nos sistemas de malha aberta. Nos sistemas de malha fechada, a variável de controlo consiste na frequência de comutação, podendo ser fixa ou variável. Contudo, o controlo também pode ser feito com base na tensão e corrente das baterias, bem como das correntes existentes no transformador.

3.1.1 Controlo de malha aberta

Muitos sistemas funcionam com um sistema relativamente simples, em que a frequência de comutação é fixa. Para se obter o menor THD possível os ângulos de *phase-shift* permanecem constantes, o que torna impossível regular a tensão DC à entrada do inversor e sintonizar o circuito ressonante. Neste caso, o sistema tem de ser sobredimensionado para permitir o mesmo nível máximo de potência ativa, levando a que a potência reativa aumente, o que diminui o rendimento do conversor.

3.1.2 Controlo de malha fechada

- **Controlo de frequência fixa:** Neste tipo de controlo, a frequência de comutação é fixa e é aplicado um *phase-shift* nas pontes do primário e secundário do sistema, de modo a controlar o valor eficaz das tensões geradas. Este controlo é bastante útil em situações em que o posicionamento de ambas as partes do transformador é sempre fixo e estas encontram-se na posição ótima, ou seja, quando se consegue obter o maior rendimento.

Este método de controle é o utilizado nesta dissertação e encontra-se explicado mais detalhadamente no subcapítulo 3.2.

- **Controle de frequência variável:** Na presença de várias *pickups*, o método de controle tem a dificuldade de ter de adequar, continuamente, a frequência de cada uma das *pickups* à nova frequência de operação. Dessa forma, em caso de desalinhamentos no sistema, o controlador do primário varia a frequência para maximizar a potência entregue à carga, pois uma das desvantagens da não correção da frequência consiste na menor indutância mútua no transformador, que leva a um menor fluxo magnético e, por conseguinte, uma menor transferência de energia. Na maioria dos sistemas IPT que usam este tipo de controle são utilizados dois controladores. O controlador primário é encarregue de manter uma corrente constante no enrolamento primário do transformador para qualquer situação de carga. Para o controlador secundário existem várias possibilidades, desde o controle da potência desejada entregue às baterias [22] passando pelo controle que utiliza técnicas de sincronização da frequência com base na potência desejada [24], [28], [29]. Este último é mais complexo pois exige o uso de um enrolamento auxiliar para essa sincronização e um sistema PLL capaz de determinar a frequência de operação do primário. No entanto, também há técnicas que usam apenas um controlador, onde é feita a estimação da tensão aos terminais das baterias [2]. Em ambos os controladores, além da variação da frequência, continua a existir o *phase-shift* para regular o valor eficaz das tensões geradas. Em sistemas de controle mais avançados, a corrente no primário do transformador pode ser controlada indiretamente pela tensão no barramento DC à entrada do inversor, usando para o efeito um conversor controlado que permita a transferência de energia nos dois sentidos entre a rede elétrica e o conversor [30].

3.2 Método de controle implementado

Nesta dissertação foi desenvolvido um método de controle aplicando os conhecimentos estudados em outros métodos, tentando chegar à melhor condição de funcionamento para o conversor IPT bidirecional. Desta forma dividiu-se o sistema de controle em duas partes principais: o controlador de corrente constante e o controlador de potência constante.

3.2.1 Controlador de corrente constante

Partindo do princípio que o conversor está isolado galvanicamente, este pode ser dividido em duas partes como referido anteriormente, um primário/*track* e um secundário/*pickup*. Assim, o controlo do conversor é feito nessas duas partes de forma distinta.

No que diz respeito ao primário, o controlador diz-se de corrente constante, pois como o nome indica, terá como principal função manter o valor eficaz da corrente I_{pt} no enrolamento primário do transformador constante, para qualquer variação de carga existente. O valor eficaz da corrente I_{pt} será comparado com uma corrente de referência definida I_{ref} , cuja diferença passa por um controlador PI (os ganhos encontram-se na Tabela A.6 do Apêndice A). O resultado à saída desse PI corresponde ao ângulo de *phase-shift* φ_p , que a onda de tensão V_{pi} irá ter. Desta forma, por intermédio de um gerador de pulsos à frequência de comutação f_s e com um *duty-cycle* D de 50%, o *driver* dos IGBT's da primeira ponte $S_{1...4}$ (Figura 2.6) vai controlar a comutação destes em função do ângulo φ_p , ou seja, o par de IGBT's S_2 e S_4 vai comutar com um desfasamento igual a φ_p face ao par S_1 e S_3 . De seguida, φ_p é transformado numa constante de tempo t_p , para se obter a onda de tensão V_{pi} desejada, conseguindo desta forma obter-se uma corrente I_{pt} constante e igual à de referência.

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

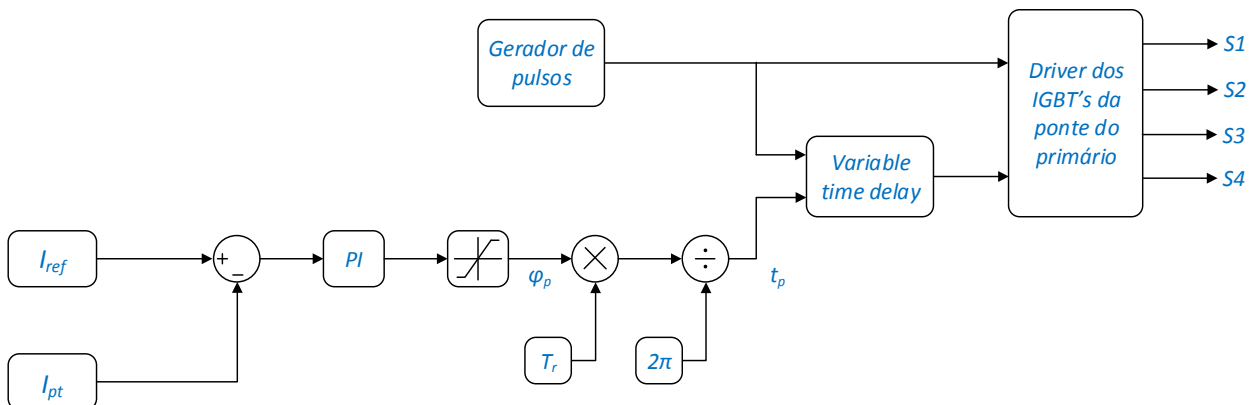


Figura 3.1 - Diagrama de blocos do controlador de corrente constante.

3.2.2 Controlador de potência constante

O secundário do conversor será controlado por um método ligeiramente diferente do descrito anteriormente. Neste caso denominou-se por controlador de potência constante. Pois sabendo que a corrente do enrolamento primário é mantida constante, passa a ser este controlador o responsável por regular a potência entregue à bateria. A potência média entregue à/pela bateria P_{out} será calculada e o objetivo é o de mantê-la constante quando comparada com um valor de referência P_{ref} . De forma idêntica ao controlador de corrente constante, parte-se de um gerador de pulsos à

frequência de comutação f_s com um *duty-cycle* D de 50% e, a partir do controlador de potência constante, um ângulo de *phase-shift* φ_s será produzido, o qual vai ditar o desfasamento na comutação entre os pares de IGBT's S_5, S_7 e S_6, S_8 quando comandados pelo *driver* da segunda ponte. De seguida, φ_s é convertido numa constante de tempo t_s , que irá permitir obter a onda de tensão V_{si} desejada nesta situação.

Na Figura 3.2 está representado o diagrama de blocos do controlador descrito.

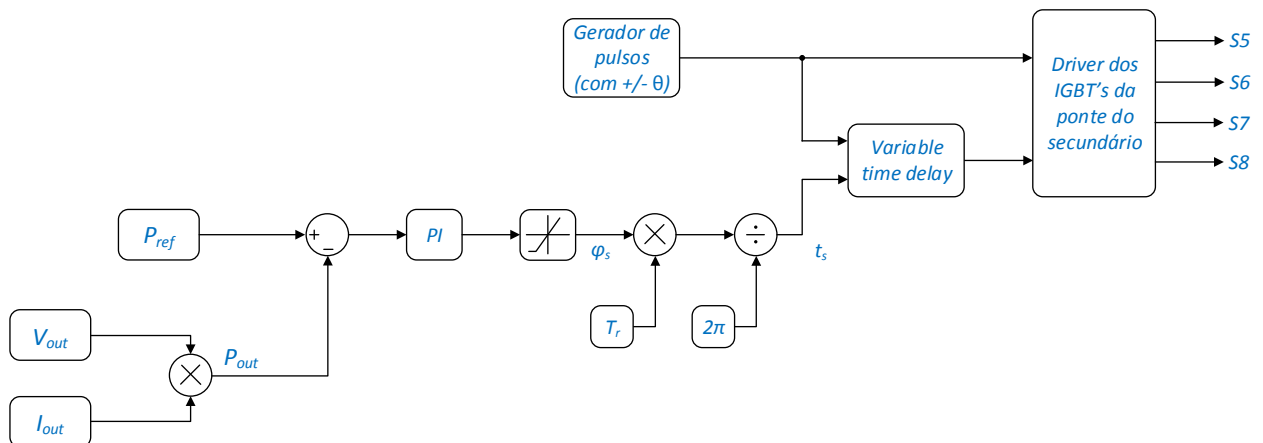


Figura 3.2 - Diagrama de blocos do controlador de potência constante.

3.2.3 Controlador do fluxo de potência

A grande diferença entre os dois controladores usados encontra-se no gerador de pulsos, pois os pulsos gerados para os IGBT's $S_{5...8}$ irão estar desfasados daqueles gerados para os IGBT's $S_{1...4}$. Se esse desfasamento for definido como sendo igual a θ , o fluxo de energia faz-se no sentido G2V quando θ for positivo, ou seja, quando a tensão V_{si} produzida pela ponte de IGBT's $S_{5...8}$ estiver em atraso de um ângulo θ em relação à tensão V_{pi} produzida pela ponte de IGBT's $S_{1...4}$.

No caso de o desfasamento ser negativo, $-\theta$, o fluxo de energia faz-se no sentido V2G, isto é, quando a tensão V_{si} produzida pela ponte de IGBT's $S_{5...8}$ estiver em avanço de um ângulo θ (neste caso definido como $-\theta$) em relação à tensão V_{pi} produzida pela ponte de IGBT's $S_{1...4}$.

A potência ativa transferida no sentido desejado será máxima quando θ for $\pm 90^\circ$, anulando-se a potência reativa. A direção do fluxo de energia é decidida por meio de um controlador anterior ao de corrente constante e de potência constante, designado por controlador do fluxo de potência (Figura 3.3).

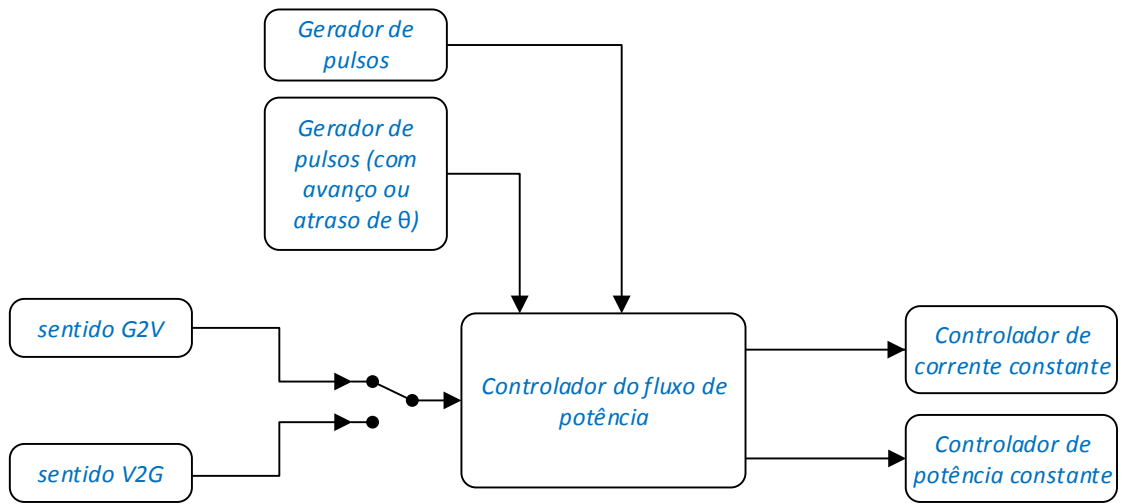


Figura 3.3 - Diagrama de blocos do controlo do fluxo de potência.

Capítulo 4

Simulação teórica

De maneira a ser possível verificar um correto funcionamento dos controladores projetados e do conversor IPT bidirecional, procedeu-se a uma simulação através do *software Matlab/Simulink*®. O modelo implementado está apresentado na Figura 4.1.

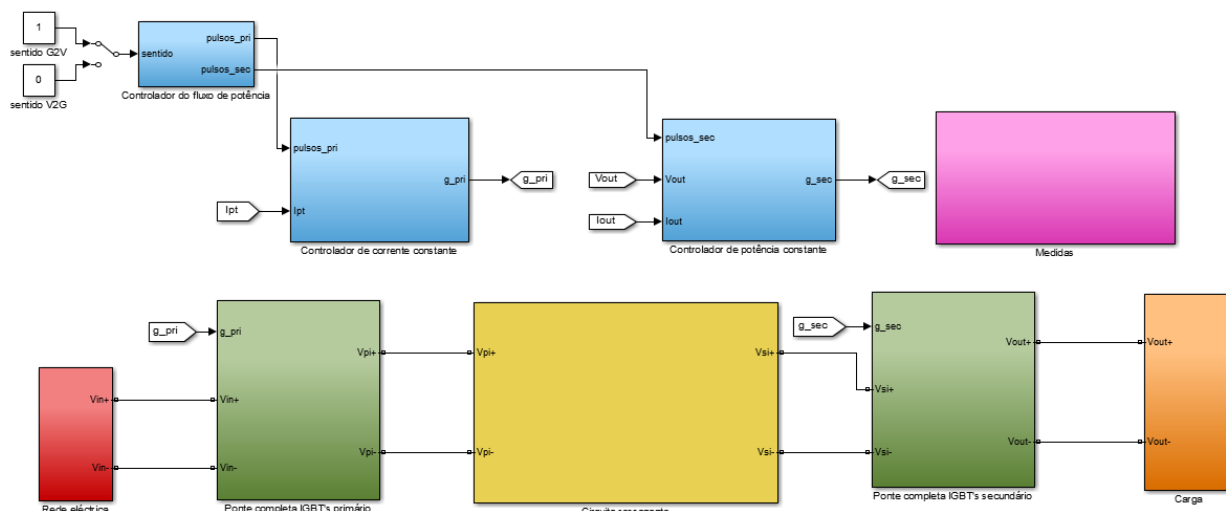


Figura 4.1 - Modelo da simulação teórica implementado em *Matlab/Simulink*®.

Neste modelo está incluído o conversor IPT bidirecional consistindo em duas pontes completas de IGBT's ligadas por intermédio do circuito ressonante para, desta forma, possibilitar a ligação da rede elétrica à carga.

A rede elétrica consiste num sistema de alimentação trifásico com uma tensão eficaz de linha de 71 V a uma frequência de 50 Hz, com uma resistência e indutância internas por fase de $1 \mu\Omega$ e $0.1 \mu\text{H}$, respetivamente, ligada a um retificador trifásico a diodos e um condensador C_{dc} de 1.36 mF para se obter no barramento DC uma tensão retificada V_{in} de cerca de 100 V.

A carga consiste numa bateria do tipo chumbo-ácido com uma tensão nominal de 12 V e uma capacidade de 7 Ah, para ser idêntica à usada no trabalho experimental, assumindo-se um SOC inicial de 50%.

Relativamente às pontes completas incluíram-se módulos de IGBT's com uma resistência interna de $1 \text{ m}\Omega$, uma resistência de *snubber* de $0.1 \text{ M}\Omega$ e um condensador de *snubber* infinito, desprezando quaisquer perdas por comutação existentes.

Os parâmetros do circuito ressonante foram sintonizados para uma frequência de ressonância f_r de 10 kHz e encontram-se na Tabela 5.1 do Capítulo 5. De notar, que nesta simulação foram

incluídas as perdas por efeito de Joule através das ESR, r_{pi} , r_{pt} , r_{si} e r_{st} , das indutâncias existentes no sistema.

Além da parte física do modelo estão presentes os três controladores descritos no subcapítulo 3.2. No modelo implementado foram assumidas três variáveis de controle: I_{pt} , V_{out} e I_{out} , sendo que cada controlador ditava os pulsos para os IGBT's de ambas as pontes, de maneira a controlar corretamente o conversor, fazendo com que estas variáveis de controle fossem ao encontro dos valores de referência desejados.

Nesta simulação foi assumido um período de amostragem T_s de 1 μ s, o que significa que cada variável de controle era lida e controlada a essa periodicidade. Os impulsos foram gerados para os IGBT's a uma frequência de comutação f_s igual a 10 kHz, com um *duty-cycle* D de 50%, cabendo a cada um dos controladores regular o sentido do fluxo de potência e o *phase-shift* em cada ponte, como descrito anteriormente.

Os detalhes da implementação, bem como os parâmetros usados na simulação encontram-se apresentados no Apêndice A.

4.1 Análise de resultados

A análise do comportamento do conversor através da simulação foi efetuada tendo em conta o protótipo construído na prática (apresentado no Capítulo 5), para se poder obter uma melhor comparação com algo concreto. Desta forma analisaram-se vários casos relevantes a nível da simulação.

4.1.1 Sentido G2V

Inicialmente foi assumido um sentido do fluxo de potência G2V com a rede elétrica a carregar uma bateria. O enrolamento secundário foi mantido com um *airgap* fixo g de 3 cm em relação ao primário, optando-se por não variar o *airgap* em altura, pois a indutância mútua fica aproximadamente constante para uma variação do *airgap* de 0 a 6 cm. Contudo, os resultados foram registados tendo em conta uma posição central do enrolamento secundário face ao primário e, também, uma posição lateral (Figura C.8 do Apêndice C). Os respetivos valores de L_t (indutância total em série dos dois enrolamentos), M e k nestas situações encontram-se descritos no subcapítulo 5.1. Todas as formas de onda foram medidas adotando a convenção de correntes e tensões da Figura 2.6.

Como se pode constatar na Figura 4.2, a onda à saída da primeira ponte é quadrada e mantida nos 100 V, a comutação dos IGBT's foi feita com um *duty-cycle* D de 50% a uma frequência de

comutação f_s de 10 kHz. O ângulo de *phase-shift* φ_p é de 0° , desta forma, a corrente no enrolamento primário I_{pt} do transformador foi mantida no máximo possível, cerca de 12 A de valor eficaz.

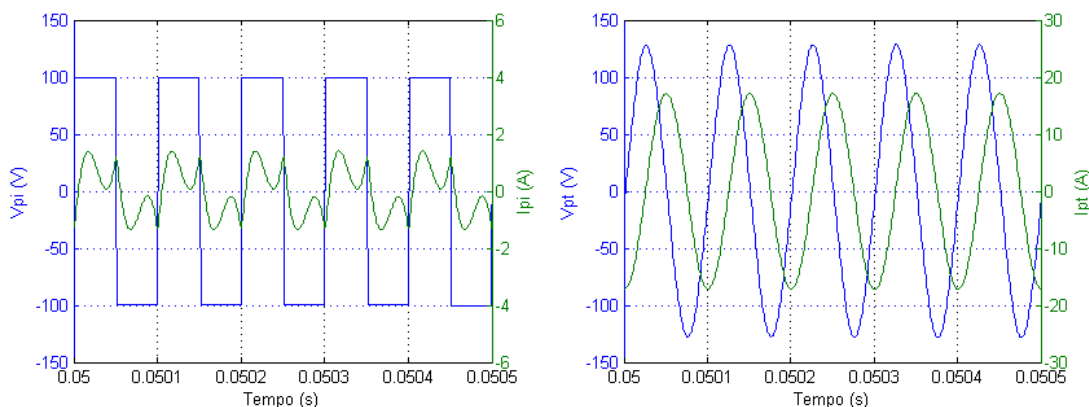


Figura 4.2 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pt} e I_{pt}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.

De notar, que as ondas de tensão e corrente no transformador, V_{pt} e I_{pt} , são puramente sinusoidais, o que implica que o circuito ressonante está corretamente sintonizado para a frequência de ressonância de 10 kHz. Assim, a energia que chega ao primário do transformador é máxima, pois o circuito ressonante comporta-se como um filtro deixando apenas passar a componente fundamental das correntes e tensões geradas.

Em relação ao secundário do conversor (Figura 4.3), o ângulo φ_s também é de 0° e as ondas têm uma forma idêntica às do primário, excetuando a corrente I_{st} que sendo praticamente sinusoidal indica uma saturação da indutância L_{st} para uma corrente de cerca de 5 A de valor de pico, formando-se então uma malha de corrente no paralelo L_{st} - C_{st} . De salientar o pico de tensão da onda V_{st} ser cerca de 18 V, o que implica que na melhor das situações é induzida no enrolamento secundário uma tensão de 4 V, já que à saída encontra-se uma bateria de tensão nominal de 12 V.

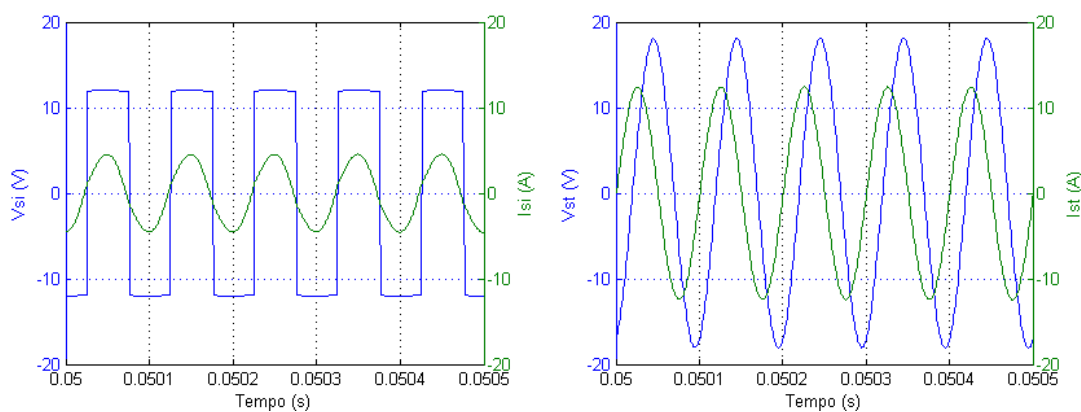


Figura 4.3 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{st} e I_{st}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.

Nesta situação, a rede fornece ao sistema uma potência de 60 W chegando à bateria uma potência média P_{out} de 35 W e uma corrente média I_{out} de 3 A, tendo um rendimento η de cerca de 60%, contando já com as perdas expectáveis de existirem na prática, significando que a maioria das perdas se traduz em perdas de fluxo magnético no transformador, também pelo facto de ser um transformador IPT de baixo acoplamento (k de 0.128, neste caso). Outra grande parte das perdas encontra-se nas resistências ESR do conversor sob o efeito de Joule e, também, perdas de comutação e condução nos IGBT's/díodos, embora mais reduzidas.

Se for aplicado um *phase-shift* apenas à primeira ponte pode observar-se as formas de onda resultantes através da Figura 4.4.

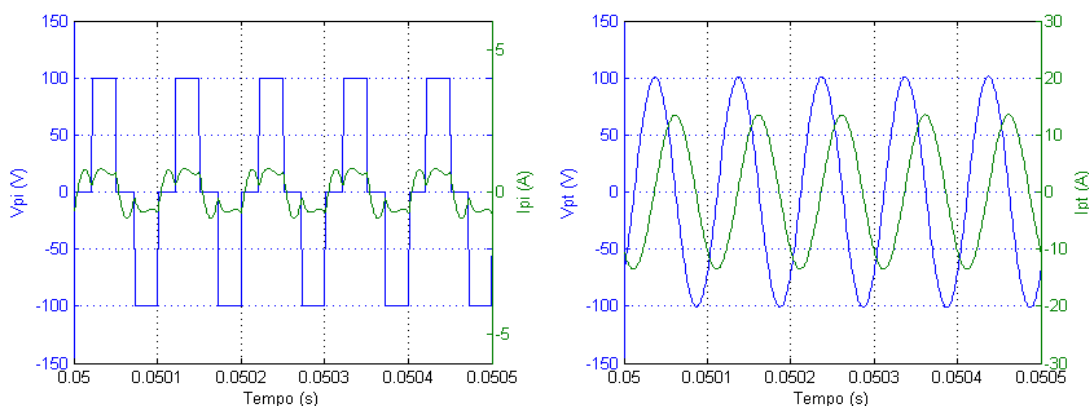


Figura 4.4 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 0^\circ$.

Neste caso, a corrente de referência foi regulada para cerca de 9.5 A de valor eficaz, o que implicou que para I_{pt} igualar esse valor, o controlador de corrente constante aplicasse um *phase-shift* de, aproximadamente, 80° , entre os IGBT's da primeira ponte. Logo, a tensão e a corrente no primário V_{pt} e I_{pt} diminuíram em função desse valor. Dessa forma, a bateria é carregada com uma corrente média I_{out} de cerca de 1.75 A ficando a ser carregada a uma potência P_{out} de 21 W. O controlador de potência constante manteve o ângulo φ_s igual a 0° para carregar a bateria com a máxima potência disponível. As formas de onda do secundário estão representadas na Figura 4.5.

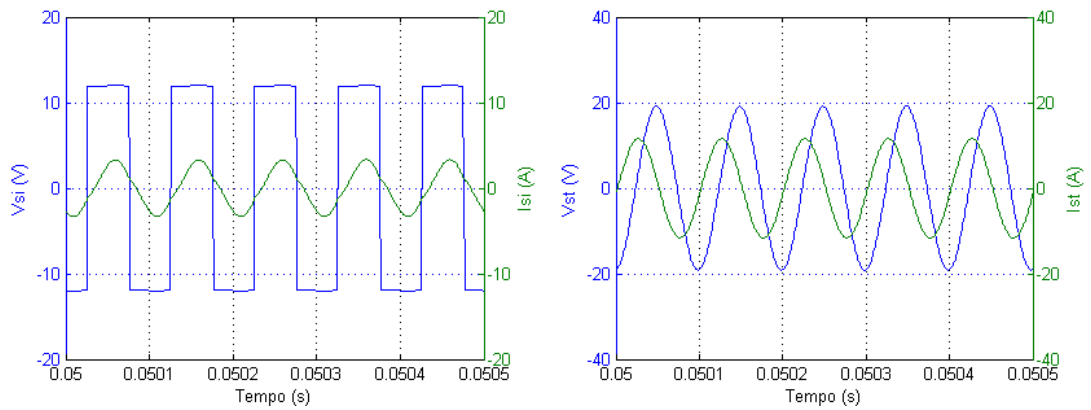


Figura 4.5 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 0^\circ$.

No caso em que se controla as duas pontes em simultâneo manteve-se a corrente de referência do enrolamento primário igual a 9.5 A de valor eficaz ($\varphi_p = 80^\circ$) e reduziu-se a potência de referência entregue à bateria para cerca de 19 W, correspondendo a um ângulo φ_s de 90° . As formas de onda obtidas encontram-se representadas na Figura 4.6 e Figura 4.7.

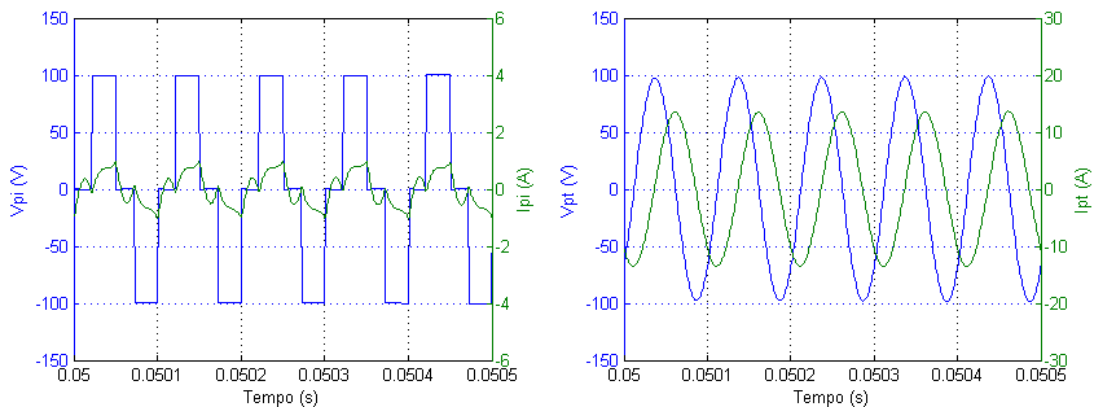


Figura 4.6 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 90^\circ$.

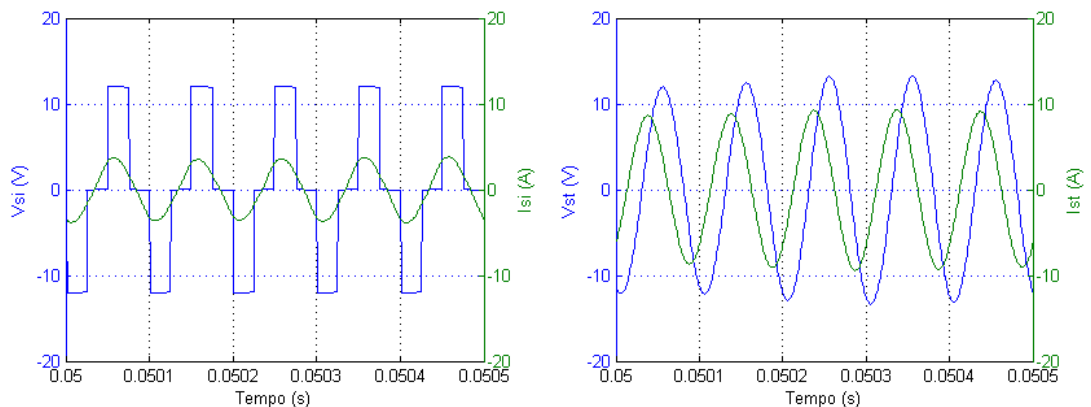


Figura 4.7 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 90^\circ$.

De salientar que em todos os casos acima apresentados, as formas de onda das tensões V_{si} e V_{st} encontram-se em atraso 90° relativamente às tensões V_{pi} e V_{pt} . Esse ângulo de 90° representa o ângulo θ e indica um correto funcionamento do controlador do fluxo de potência, que mantém a transferência de energia da rede para a bateria, ou seja, o sentido G2V. Além disso, os controladores de corrente e potência constante têm um funcionamento correto regulando sempre as variáveis de controlo em função dos valores de referência desejados. A ressonância está presente nas formas de onda de tensão e corrente no transformador, indicando que é transferida a máxima potência ativa disponível no sistema.

4.1.2 Sentido V2G

Como não se enquadrava no âmbito desta dissertação sincronizar o conversor com a rede elétrica, simulou-se a transferência de energia no sentido V2G a partir de um banco de 4 baterias de chumbo-ácido, colocadas em série à saída, a carregar uma bateria do mesmo tipo colocada à entrada, para a transferência ser possível neste sentido. Cada bateria do banco de 4 baterias tem uma tensão nominal de 12 V e capacidade de 7 Ah formando um barramento de tensão de 48 V, mantendo a capacidade de 7 Ah com um SOC inicial de 100%. A bateria utilizada como carga tem uma tensão nominal de 12 V, capacidade de 12 Ah e um SOC inicial de 50%. Da mesma forma que para o sentido G2V analisaram-se resultados em diferentes situações assumindo-se na mesma a convenção de medida de correntes e tensões presente na Figura 2.6.

No caso em que os ângulos φ_p e φ_s foram mantidos iguais a 0° (Figura 4.8 e Figura 4.9), as quatro baterias fornecem uma potência de 116 W sendo que a bateria à entrada é carregada com uma potência de apenas 19 W. Nesta situação, o rendimento máximo η obtido foi cerca de 15%, muito inferior relativamente ao sentido G2V. A explicação para este facto consiste em que na prática, o enrolamento secundário é mais pequeno e induz um fluxo magnético muito menor no enrolamento primário, como seria de esperar. Além disso, nos 97 W de perdas estão incluídas as perdas por efeito de Joule nas ESR presentes nas indutâncias do circuito ressonante, principalmente no enrolamento secundário do transformador devido à passagem de uma corrente I_{st} elevada. Contudo, o importante nesta situação é mostrar o correto funcionamento de todos os controladores. Dessa maneira obtiveram-se as formas de onda seguintes.

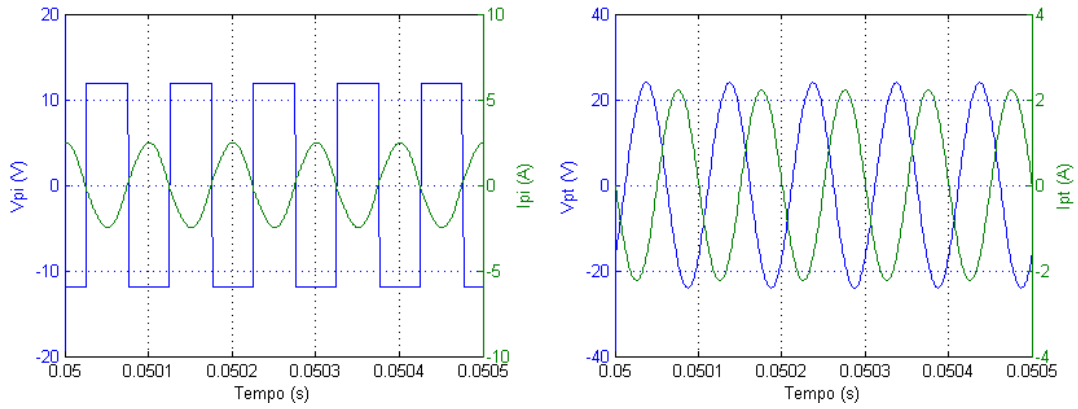


Figura 4.8 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.

Nestas condições, a bateria é carregada com uma corrente média I_{in} de 1.6 A, sendo que o valor eficaz da corrente I_{pt} é de apenas 1.56 A. Por sua vez, a potência de referência que, mantendo a convenção de medida, representa agora a potência P_{out} entregue pelo banco de baterias, foi de 116 W. Como esperado, as tensões V_{si} e V_{st} estão agora em avanço 90° relativamente a V_{pi} e V_{pt} , respetivamente, indicando que o fluxo de potência se transfere no sentido V2G.

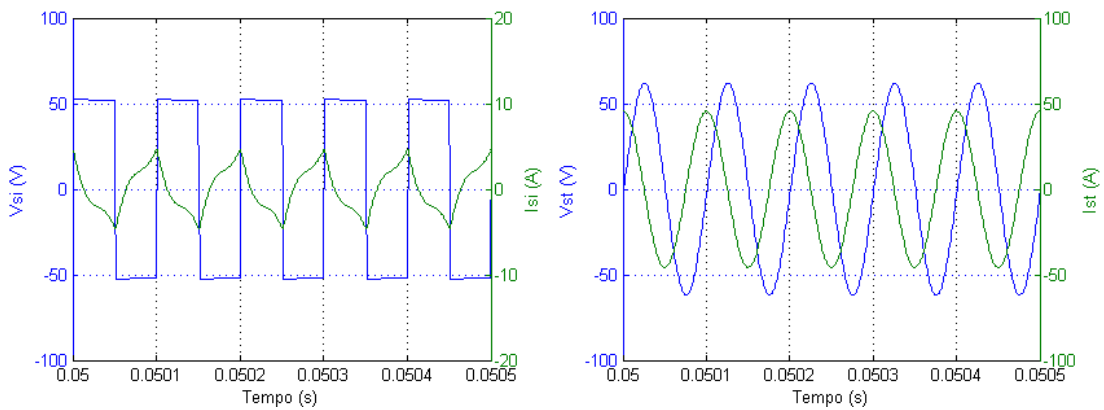


Figura 4.9 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.

Quando a potência P_{out} entregue pelo banco de baterias é reduzida para cerca de 47 W, através da potência de referência, o controlador de potência constante aplica um φ_s de 75° na segunda ponte. Por outro lado, φ_p mantém-se igual a 0° para uma corrente no enrolamento primário de 1.56 A. Nestas condições é entregue à bateria uma potência P_{in} de 14.7 W fazendo com que esta carregue com uma corrente média I_{in} de 1.03 A. As formas de onda deste ensaio encontram-se representadas na Figura 4.10 para a primeira ponte e na Figura 4.11 para a segunda ponte.

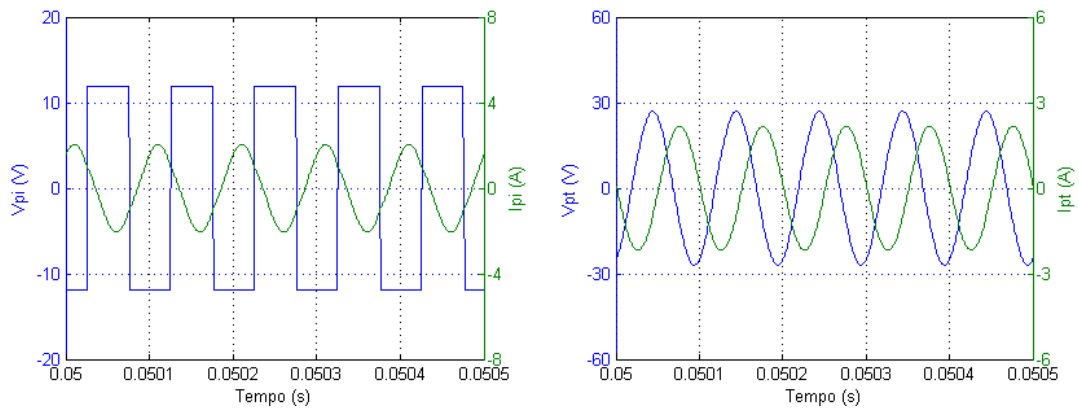


Figura 4.10 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = 0^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.

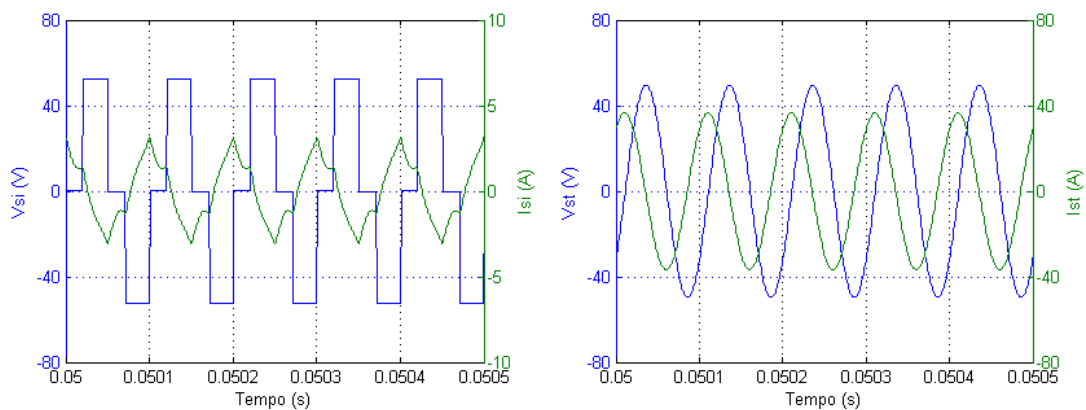


Figura 4.11 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = 0^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.

Nos gráficos acima representados verifica-se que grande parte da corrente circula no transformador, devido à saturação das indutâncias L_{pi} e L_{si} fazendo com que as séries $L_{pi}-C_{pi}$ e $L_{si}-C_{si}$ se apresentem como impedâncias elevadas no circuito.

Na situação em que o controlador de corrente constante atua para reduzir a corrente de referência para 0.85 A de valor eficaz (Figura 4.12), este faz com que os IGBT's da primeira ponte façam um *phase-shift* com um ângulo φ_p de 80° . Nestas condições a bateria é carregada com uma corrente média de 0.96 A recebendo uma potência média de 11.4 W.

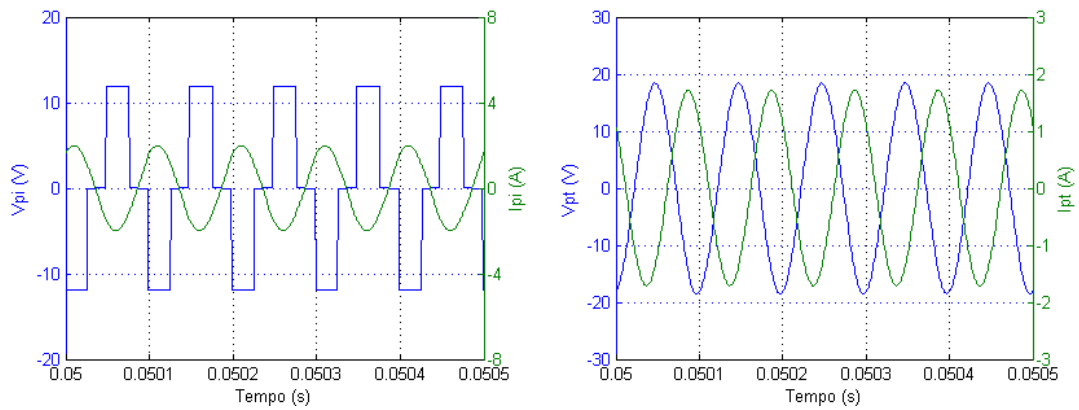


Figura 4.12 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} e I_{pi}) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} e I_{pt}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.

Em relação ao controlador de potência constante, o controlo é mantido, ou seja, mantém constante a potência entregue pelo banco de baterias de 48 V igual a 47 W com um φ_s de 75° (Figura 4.13).

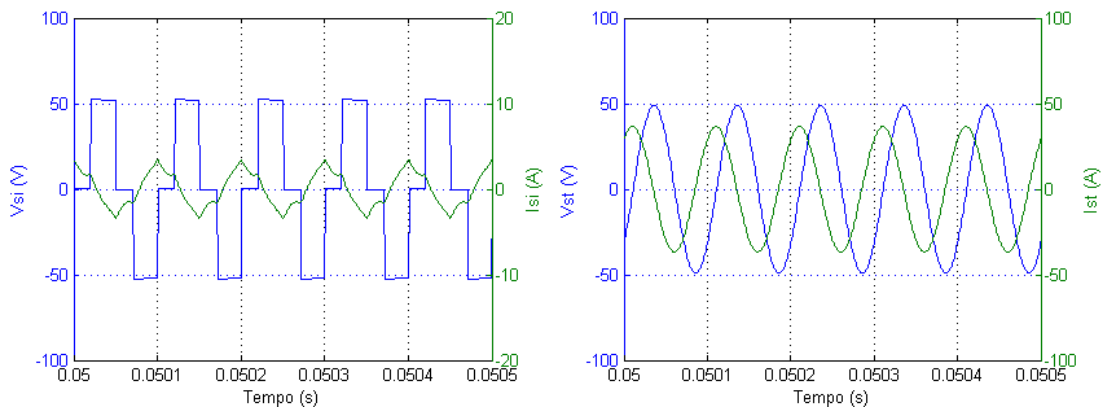


Figura 4.13 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} e I_{si}) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} e I_{st}), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.

De notar que as correntes elevadas existentes no enrolamento secundário L_{st} do transformador devem-se ao facto de este induzir um fluxo magnético muito menor no enrolamento L_{pt} , que agora funciona como enrolamento secundário. Neste caso, L_{st} está colocado no lado do banco de baterias de tensão nominal de 48 V e tem uma indutância muito menor em relação a L_{pt} .

Mais uma vez, na situação em que o sentido do fluxo de potência é V2G, todos os controladores funcionam corretamente no que diz respeito ao controlo da potência entregue pelo banco de baterias e ao controlo da corrente no enrolamento primário do transformador, funcionando agora como enrolamento secundário devido à mudança de direção do fluxo de energia. Pode ser visto que nestas simulações, as ondas de tensão V_{si} e V_{st} estão em avanço um

ângulo θ de 90° face às ondas V_{pi} e V_{pt} , e ambos os controladores aplicam os ângulos de *phase-shift* de acordo com a situação desejada.

4.1.3 Resultados adicionais

Como os resultados registados com o enrolamento L_{st} numa posição lateral face a L_{pt} (Figura C.8 do Apêndice C) foram, em termos de formas de onda, bastante semelhantes aos analisados anteriormente apenas com amplitudes menores, encontram-se resumidos os resultados mais importantes na Tabela 4.1.

Nesta situação a bateria é carregada com correntes mais reduzidas, pois o fluxo magnético diminui bastante. No sentido G2V, P_{out} e I_{out} representam a potência e corrente médias correspondentes à carga do conversor, isto é, à bateria colocada à saída. Em relação ao ensaio V2G, P_{in} e I_{in} representam a potência e corrente médias na bateria de tensão nominal de 12 V que está a ser carregada à entrada do sistema e é utilizada como carga.

Tabela 4.1 - Resultados relevantes da simulação teórica com L_{st} numa posição lateral.

G2V			V2G				
Variável	I_{pt}	P_{out}	I_{out}	Variável	I_{pt}	P_{in}	I_{in}
$\varphi_p=\varphi_s=0^\circ$	12 A	9.35 W	0.79 A	$\varphi_p=\varphi_s=0^\circ$	1.6 A	5.8 W	0.48 A
$\varphi_p=70^\circ, \varphi_s=0^\circ$	10 A	5.8 W	0.49 A	$\varphi_p=0^\circ, \varphi_s=75^\circ$	1.6 A	4.4 W	0.31 A
$\varphi_p=70^\circ, \varphi_s=90^\circ$	10 A	5.4 W	0.45 A	$\varphi_p=80^\circ, \varphi_s=75^\circ$	1 A	3.5 W	0.29 A

Ao longo da simulação teórica, também foram analisadas através de ensaios adicionais, situações relevantes relacionadas com a dinâmica do conversor, que se encontram demonstradas de seguida.

Tal como foi analisado na secção 4.1.1, quando os ângulos de *phase-shift* φ_p e φ_s são iguais a 0° , a bateria é carregada com uma corrente média I_{out} de, aproximadamente, 3 A. Inicialmente assumindo uma tensão nominal de 12 V e um SOC de 50%. Através da Figura 4.14 observa-se que, ao fim de 5 s, o SOC aumenta cerca de 0.05% e a tensão média V_{out} aos terminais da bateria aumenta cerca de 0.4 V, indicando que a bateria está a ser carregada. Nestas condições e, mantendo a corrente média I_{out} fornecida à bateria constante, observa-se que a potência média P_{out} recebida pela bateria também aumenta cerca de 1 W. Embora o tempo analisado nestas condições seja muito pequeno no que diz respeito ao carregamento de uma bateria (5 s), a variação destas grandezas em função do tempo pode ser vista, demonstrando que de facto a bateria está a ser carregada. Em todos os outros casos em que se varia os ângulos φ_p e φ_s , o comportamento destas variáveis é o mesmo,

podendo ter apenas menor declive pois o valor da corrente fornecida à bateria é menor em algumas situações.

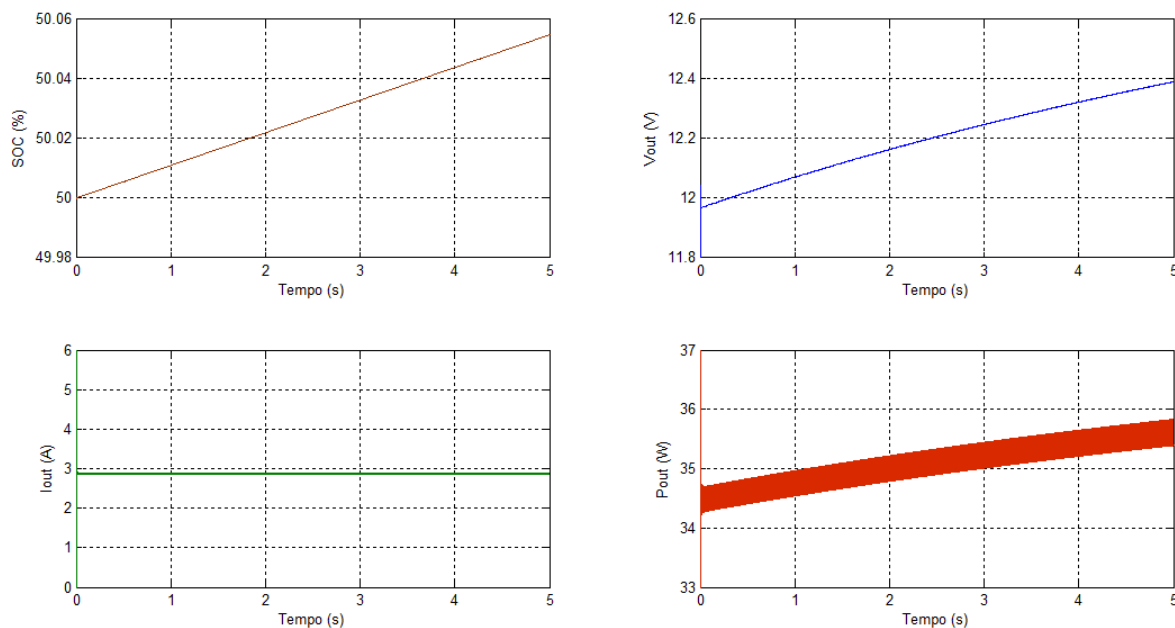


Figura 4.14 - SOC, tensão média V_{out} , corrente média I_{out} e potência média P_{out} da bateria quando $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.

De maneira a comprovar a eficiência dos controladores fizeram-se testes, tendo em conta diferentes variações dos valores de referência das malhas de controlo correspondentes.

No caso do controlador de corrente constante, inicia-se o seu funcionamento de modo a obter uma corrente de referência I_{ref} de 6 A, como pode ser visto na Figura 4.15. O controlador demora cerca de 0.03 s a estabilizar o valor da corrente I_{pi} no enrolamento primário, aplicando um ângulo φ_p de cerca de 122° . Como se pode observar, por volta dos 0.1 s variou-se o valor de I_{ref} , neste caso aumentou-se para 15 A e, após um transitório, o sistema depressa estabiliza o valor da corrente I_{pi} mantendo φ_p igual a 0° . Em ambos os casos, a amplitude da onda de tensão V_{pi} é mantida nos 100 V, variando-se apenas o seu valor eficaz pelo *phase-shift* através do ângulo φ_p . Desta forma, pode-se comprovar a boa fiabilidade do controlador de corrente constante presente no modelo implementado na simulação teórica.

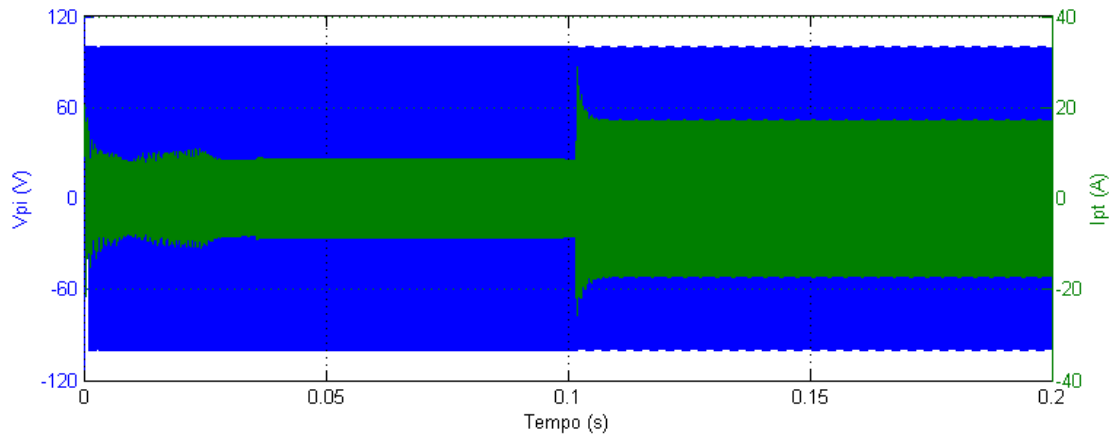


Figura 4.15 - Comportamento do controlador de corrente constante face a uma variação de I_{ref} .

Para o controlador de potência constante realizou-se uma simulação, apresentada na Figura 4.16, em que ao longo de 0.5 s o valor da potência de referência P_{ref} ia sendo alterado, observando-se o comportamento do controlador face a estas variações. Inicialmente, o controlador mantém φ_s igual a 0° para a potência máxima disponível fornecida à bateria, P_{out} , de cerca de 35 W. Perto dos 0.1 s, o valor de P_{ref} foi diminuído para 10 W, logo, o controlador faz com que seja aplicado um ângulo φ_s de 115° à onda de tensão V_{si} . Nos 0.2 s, o valor de P_{ref} é aumentado para 20 W, de maneira a fornecer mais potência à bateria, fazendo com que o ângulo φ_s diminua para 82° . Aos 0.3 s o valor de P_{ref} é novamente diminuído para 5 W, por sua vez, φ_s aumenta para cerca de 136° de modo a diminuir a potência fornecida. Por fim, a potência volta a ser aumentada para o seu máximo, 35 W, e o controlador reage rapidamente para colocar φ_s igual a 0° . A amplitude da onda de tensão V_{si} é mantida com cerca de 12 V variando-se apenas o seu valor eficaz pelo φ_s ao longo do ensaio. A maior ou menor potência entregue à bateria pode ser indiretamente observada pela amplitude da corrente I_{st} no enrolamento secundário do transformador. Em todas estas variações, o controlador reage rapidamente assegurando-se, assim, uma boa dinâmica para uma gama de variações de potência entregue à carga.

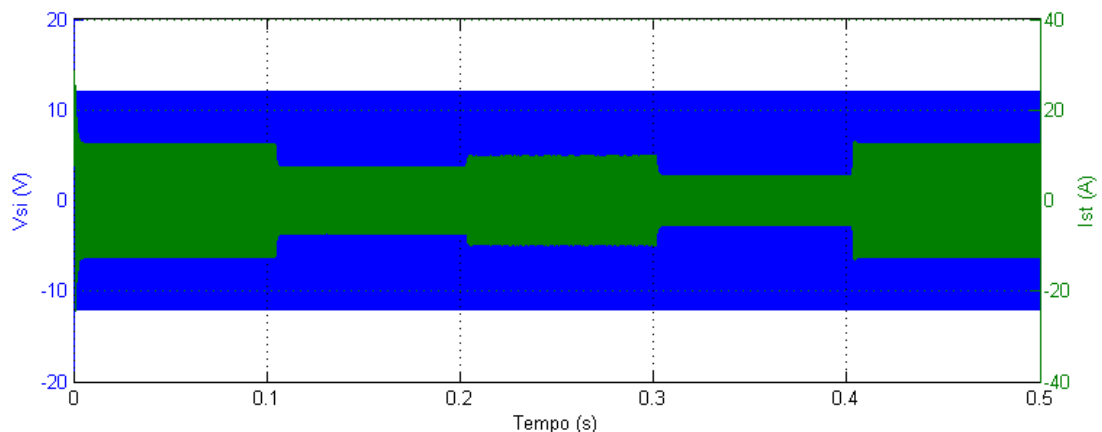


Figura 4.16 - Comportamento do controlador de potência constante face a variações de P_{ref} .

É importante salientar que a dinâmica dos dois controladores é diferente, no que diz respeito ao tipo das variáveis de controle das malhas dos controladores. No controlador de corrente constante, a grandeza a ser controlada consiste na corrente I_{pt} que circula no enrolamento primário do transformador, mais concretamente no seu valor eficaz, enquanto no caso do controlador de potência constante, a variável de controle é a potência média P_{out} entregue à bateria, calculada através do produto dos valores médios da tensão e corrente na bateria, V_{out} e I_{out} , respetivamente. Para um controlo mais eficiente e com uma melhor resposta a variações no valor de referência, é preferível trabalhar com valores médios do que com valores eficazes, o que para qualquer controlador, implica um maior tempo de cálculo e, por conseguinte, um maior tempo de controlo.

Outro fator a ter em consideração é a regulação do *phase-shift* em ambos os controladores. Para o caso de ter de se variar o *phase-shift* em sistemas IPT ao longo do tempo é preferível regular a potência fornecida às baterias através do controlador de potência constante, mantendo o *phase-shift* do controlador de corrente constante o mais fixo possível. Isto é, fazer com que a corrente disponível no enrolamento primário seja constante e a potência fornecida seja apenas controlada através da ponte do secundário.

Capítulo 5

Trabalho experimental

Para se poder obter uma comparação objetiva entre os resultados obtidos na simulação teórica e a realidade, projetou-se e implementou-se na prática um conversor IPT bidirecional. Dessa forma foi possível proceder-se à avaliação do funcionamento do conversor e à análise de resultados em condições idênticas às estudadas na simulação teórica.

5.1 Montagem experimental do conversor IPT bidirecional

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

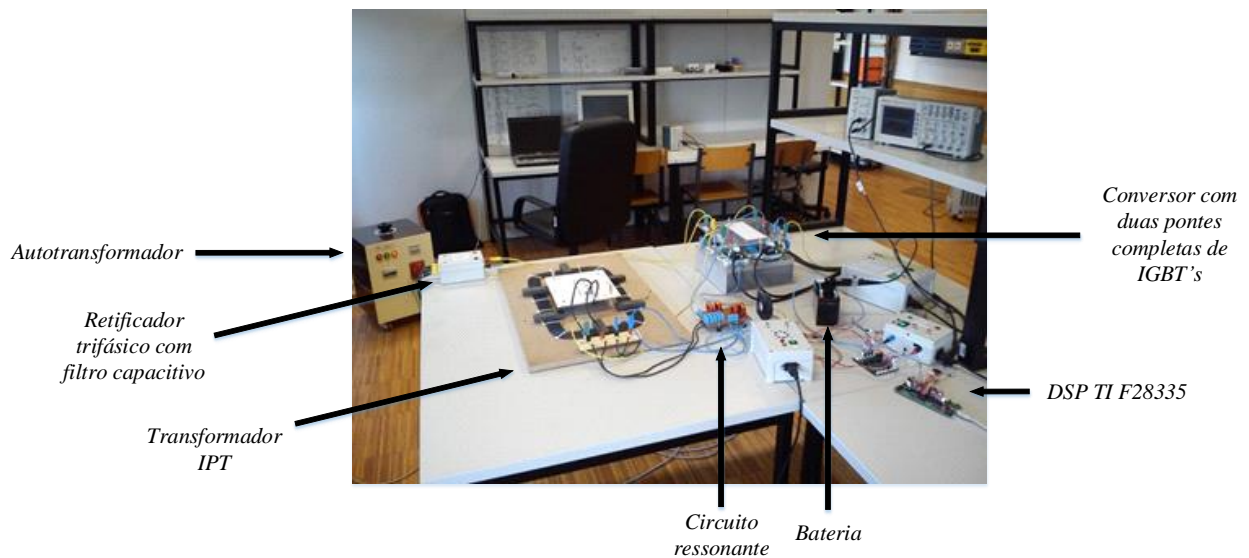


Figura 5.1 - Implementação da montagem experimental.

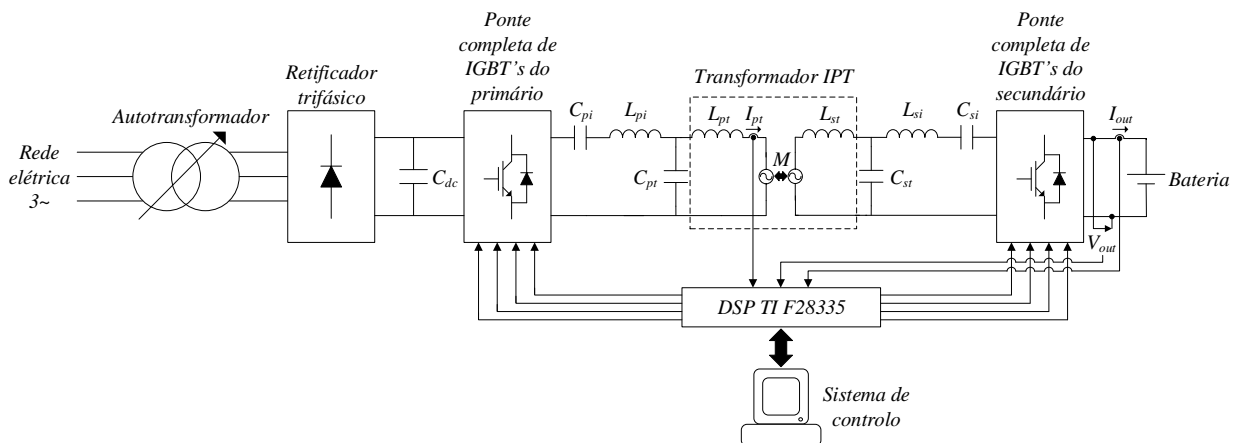


Figura 5.2 - Esquema da implementação da montagem experimental.

No projeto do conversor IPT bidirecional foi estudada a melhor maneira de construir um protótipo capaz de ser utilizado experimentalmente e fornecer resultados coerentes em comparação com a simulação teórica. Para tal foi construído de raiz um conversor com duas pontes completas de IGBT's, um transformador sem contactos e um circuito ressonante sintonizado.

A rede elétrica trifásica foi fornecida por meio de um autotransformador ligado a um retificador trifásico a diodos com um filtro capacitivo, mais concretamente, dois condensadores cada um de 680 μF , de maneira a obter-se uma tensão retificada V_{in} de 100 V no barramento DC à saída do retificador. Como carga foi utilizada uma bateria de chumbo-ácido com uma tensão nominal V_{out} de 12 V e uma capacidade de 7 Ah. Os dois módulos *SEMiX*® 202GB066HDs usados para as duas pontes foram instalados num dissipador de alumínio. A cada um destes módulos que contém dois IGBT's e dois diodos colocados em antiparalelo, foram ainda ligados condensadores de *snubber* de 0.22 μF .

De notar que não havia um estudo pormenorizado dos efeitos do fluxo magnético existente entre os dois enrolamentos do transformador de modo a calcular as suas indutâncias e com elas projetar os circuitos ressonantes. Como tal procedeu-se à construção do transformador através dos enrolamentos L_{pt} e L_{st} , colocando barras de ferrite N87 no enrolamento L_{pt} para aumentar a sua indutância e os seus parâmetros foram obtidos experimentalmente (os detalhes do transformador encontram-se na Tabela C.1 do subapêndice C.1).

Como a frequência de comutação corresponde à frequência de ressonância de 10 kHz, o circuito ressonante foi projetado para essa mesma frequência, partindo dos valores das indutâncias dos enrolamentos L_{pt} e L_{st} , chegando aos valores dos condensadores usados no circuito ressonante usando as fórmulas (2.19), (2.20) e (2.21).

Os ensaios foram realizados considerando um *airgap* fixo g de 3 cm, colocando-se o enrolamento secundário em duas posições correspondentes a uma posição central e outra lateral em relação ao primário. Na prática, através de um medidor LCR mediu-se a indutância de cada enrolamento individualmente e, depois, a indutância total L_t em série dos dois enrolamentos, para se poder calcular a indutância mútua M através de (5.1) e o coeficiente de acoplamento magnético k usando a equação (2.5).

$$M = \frac{L_t - (L_{pt} + L_{st})}{2} \quad (5.1)$$

Com L_{st} numa posição central mediu-se uma indutância L_t de 150.8 μH , sendo M e k iguais a 6.41 μH e 0.128, respetivamente. No caso de L_{st} se encontrar numa posição lateral face a L_{pt} obtiveram-se $L_t = 142 \mu\text{H}$, $M = 2.01 \mu\text{H}$ e $k = 0.04$.

A Tabela 5.1 apresenta os valores dos elementos passivos do circuito ressonante e, também, as diferenças entre os parâmetros calculados (usando um medidor LCR) na projeção do conversor com os medidos na prática.

Tabela 5.1 - Parâmetros do transformador e do circuito ressonante, calculados e medidos.

Parâmetro	Valor calculado	Valor medido
L_{pt}, L_{st}	116.6 μ H, 21.38 μ H	116.6 μ H, 21.38 μ H
L_{pi1}, L_{si1}	579.5 μ H, 585.77 μ H	579.5 μ H, 585.77 μ H
L_{pi2}, L_{si2}	579.96 μ H, 587.47 μ H	579.96 μ H, 587.47 μ H
C_{pt}, C_{st}	2.18 μ F, 11.9 μ F	2.17 μ F, 12.15 μ F
C_{pi}, C_{si}	1.462 μ F, 932 nF	1.47 μ F, 1 μ F
r_{pt}, r_{st}	0.11 Ω , 0.036 Ω	0.11 Ω , 0.036 Ω
r_{pi1}, r_{si1}	1.078 Ω , 1.313 Ω	1.078 Ω , 1.313 Ω
r_{pi2}, r_{si2}	0.833 Ω , 0.944 Ω	0.833 Ω , 0.944 Ω

As grandes diferenças da implementação prática para a teórica, ausentes da Tabela 5.1, estão nas indutâncias L_{pi} e L_{si} , que pelo facto de não ser possível adquirir na prática indutâncias que não saturassem para correntes até cerca de 5 A de valor de pico. Assim, na Tabela 5.1 os valores de L_{pi} e L_{si} medidos não correspondem aos seus valores em funcionamento. Isto significa que nos ensaios experimentais os valores de L_{pi} e L_{si} foram ligeiramente diferentes dos valores expectáveis, logo, as indutâncias saturavam para as correntes I_{pi} e I_{si} que nelas circulavam. Uma forma encontrada de reduzir este fenómeno foi a de colocar duas indutâncias em paralelo no primário e secundário do circuito ressonante, fazendo com que a corrente que circula em cada indutância seja metade. Essas indutâncias estão representadas por $L_{pi1}, L_{pi2}, L_{si1}$ e L_{si2} .

Os componentes utilizados no trabalho experimental encontram-se apresentados em detalhe no Apêndice C.

5.2 Método de controlo implementado

De maneira a ser realizado um controlo idêntico ao implementado na simulação teórica recorreu-se ao DSP TMS320F28335 da *Texas Instruments*® (Figura 5.3), que permite compilar o código implementado diretamente do *software Matlab/Simulink*®. O DSP F28335 possui vantagens fundamentais para permitir implementar o método de controlo desejado.

Os canais ADC de 12 bits permitem ler os sinais medidos, neste caso, as variáveis de controlo. Como os limites de tensão de entrada destes canais são de 0 a 3 V recorreu-se a uma placa de adaptação que transforma os sinais medidos pelos sensores de tensão e corrente de -10 a 10 V para sinais de 0 a 3 V, para não danificar os canais ADC do DSP. Também foram utilizados

4 canais PWM para gerar os impulsos digitais para os IGBT's e um *encoder* hexadecimal que permite iniciar o envio desses impulsos recorrendo exclusivamente ao DSP.

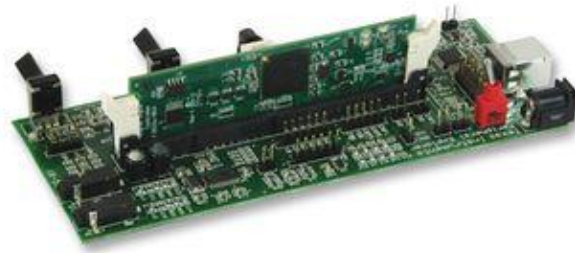


Figura 5.3 - DSP F28335 da *Texas Instruments*®.

O diagrama de blocos do controlo implementado no DSP encontra-se na Figura 5.4.

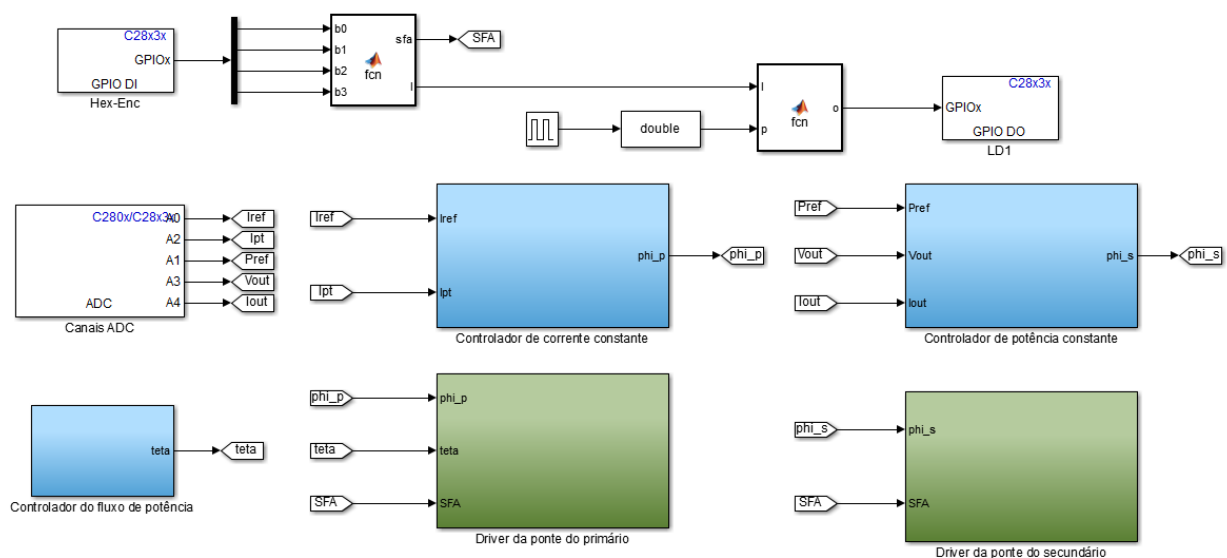


Figura 5.4 - Diagrama de blocos do controlo implementado em *Matlab/Simulink*® no DSP F28335 da *Texas Instruments*®.

Este método de controlo é bastante semelhante ao implementado na simulação teórica, sendo que com o uso do DSP, as variáveis de controlo são adquiridas através dos canais ADC da placa. De seguida, essas variáveis são controladas por controladores idênticos aos descritos anteriormente (subcapítulo 3.2), estando a grande diferença nos ganhos dos controladores PI (presentes na Tabela A.6 do Apêndice A) que tiveram de ser redimensionados de acordo com o protótipo.

Os impulsos que comandam os IGBT's são gerados através dos *drivers* de cada ponte, por meio de 4 canais PWM existentes no DSP, cada um com duas saídas negadas entre si, A e B. As saídas PWM foram implementadas com um período de comutação de 100 μ s, ou seja, uma frequência de comutação f_s de 10 kHz. Assim, quando os 4 bits do *encoder* hexadecimal formavam o número 1 (0001), um sinal SFA (*Software Forced Input*) era enviado aos blocos PWM e ordenava que os impulsos fossem gerados, ou seja, eram ativados através do *software*. O *phase-*

shift em cada ponte é controlado tendo em conta os ângulos φ_p e φ_s provenientes dos controladores e enviados aos blocos PWM. A direção do fluxo de potência é controlada por intermédio do ângulo θ . O sistema de controlo foi implementado com um período de amostragem T_s de 2 μ s, devido a limitações físicas do DSP, o que implicou que fossem lidos apenas 50 pontos em cada 100 (50 μ s em cada 100 μ s), ou seja, metade dos pontos em cada período.

No Apêndice B podem ser vistos os blocos implementados no DSP F28335 da *Texas Instruments*® em detalhe.

5.3 Análise de resultados

Para analisar o funcionamento do conversor implementou-se o protótipo apresentado na Figura 5.1, juntamente com o código presente na Figura 5.4 a partir do DSP F28335 e retiraram-se gráficos relevantes através de um osciloscópio, usando para o efeito sensores de tensão e de corrente. Foram obtidos resultados em condições de funcionamento do sistema semelhantes às descritas no subcapítulo 4.1.

5.3.1 Sentido G2V

Com um sentido do fluxo de potência G2V e um *airgap* g de 3 cm, dispondo os enrolamentos do transformador numa posição central (Figura C.8 do Apêndice C), retiraram-se resultados de acordo com o funcionamento dos controladores.

Na situação em que o barramento DC à entrada mantinha uma tensão retificada V_{in} de cerca de 100 V com uma corrente média I_{in} de cerca de 2.45 A, uma corrente I_{pt} de 13 A de valor eficaz percorria o enrolamento primário do transformador, sendo esta a máxima disponível nestas condições. Isto significa que o controlador de corrente constante mantinha φ_p igual a 0° (Figura 5.5).

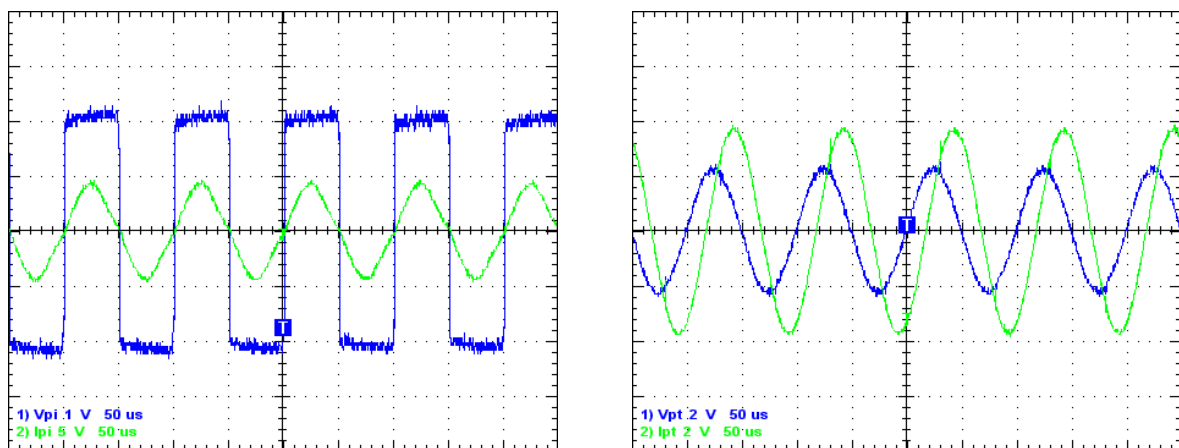


Figura 5.5 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.

Relativamente ao controlador de potência constante, este mantinha uma potência P_{out} entregue à bateria de 14.36 W, correspondente à potência máxima disponível a ser entregue, o que significa que φ_s manteve-se igual a 0° (Figura 5.6). Nestas condições, a bateria é carregada com uma corrente média I_{out} de cerca de 0.96 A.

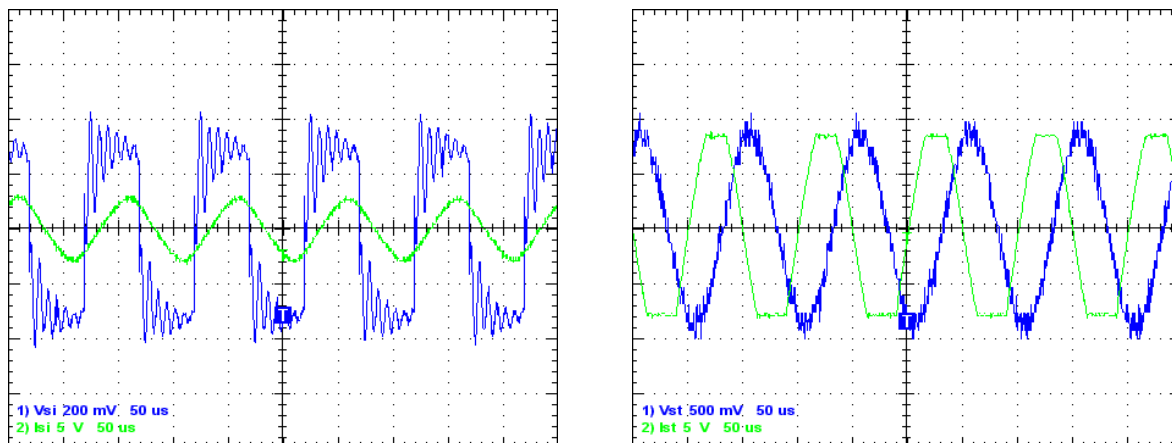


Figura 5.6 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.

O facto da corrente I_{st} aparecer saturada nos picos (Figura 5.6) deve-se aos limites do sensor de corrente utilizado, que apenas permitia medir correntes até 42 A de pico (30 A de valor eficaz). Esta corrente elevada deve-se a uma maior impedância apresentada no conjunto série $L_{si}-C_{si}$ que levou a que a maior parte da corrente circulasse entre o paralelo formado por $L_{st}-C_{st}$. Este acontecimento deve-se à saturação da indutância L_{si} por não ter sido possível adquirir indutâncias com núcleos com uma saturação mais elevada para a corrente I_{si} existente no conversor. Assim, L_{si} tem um valor menor que o esperado, induzindo harmónicos a uma frequência superior à de ressonância. Este facto pode ser observado na Figura 5.7 pela oscilação existente em V_{si} . Também na Figura 5.7 pode ser visto o atraso de V_{si} de, aproximadamente, 90° face a V_{pi} .

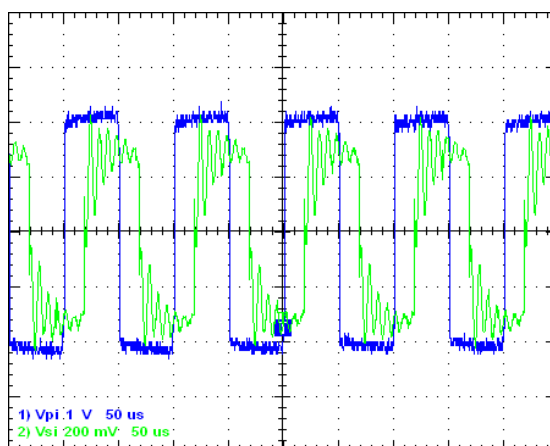


Figura 5.7 - Tensão à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50) e tensão à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50).

Quando o valor de I_{ref} é imposto em 9.5 A de valor eficaz, o controlador de corrente constante faz com que os IGBT's S_2 e S_4 comutem desfasados de S_1 e S_3 de modo a obter-se um ângulo φ_p de, aproximadamente, 80° , como pode ser visto na Figura 5.8. Desta forma, o valor eficaz da corrente I_{pt} iguala o valor de referência desejado.

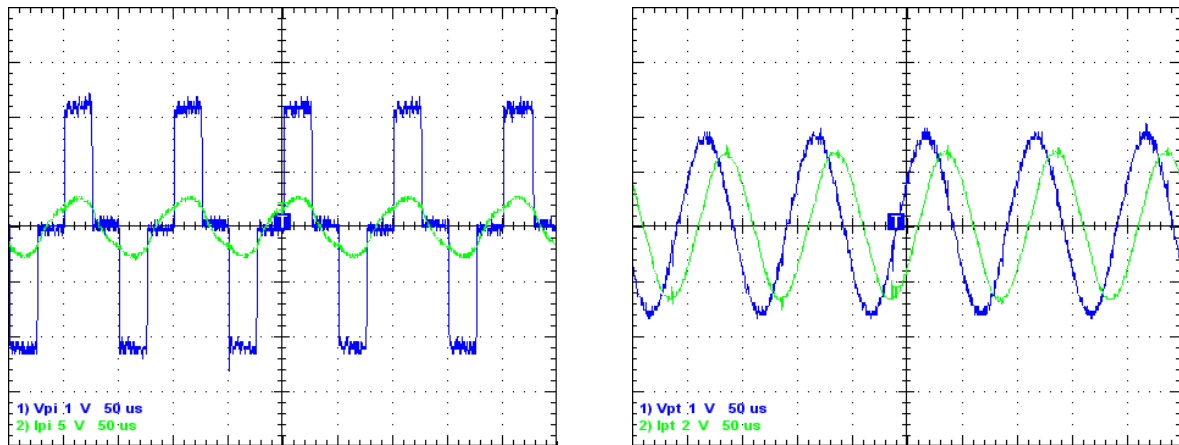


Figura 5.8 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 0^\circ$.

O controlador de potência constante mantém φ_s em 0° fornecendo a potência máxima à bateria disponível nestas condições (Figura 5.9). O par de IGBT's S_5 e S_7 comuta em oposição de fase com o par formado por S_6 e S_8 . Neste caso, a bateria recebe uma potência P_{out} de cerca de 21 W e é carregada com uma corrente média I_{out} de 1.41 A. É importante notar que nesta situação, a corrente que carrega a bateria (1.41 A) é superior àquela da situação anterior (0.96 A), visto que as correntes I_{st} e I_{si} que circulam no conjunto paralelo formado por L_{st} - C_{st} e no conjunto série formada por L_{si} - C_{si} , respetivamente, serem inferiores, fazendo com que L_{si} não sature como na condição anterior e faça chegar à bateria, uma corrente mais elevada.

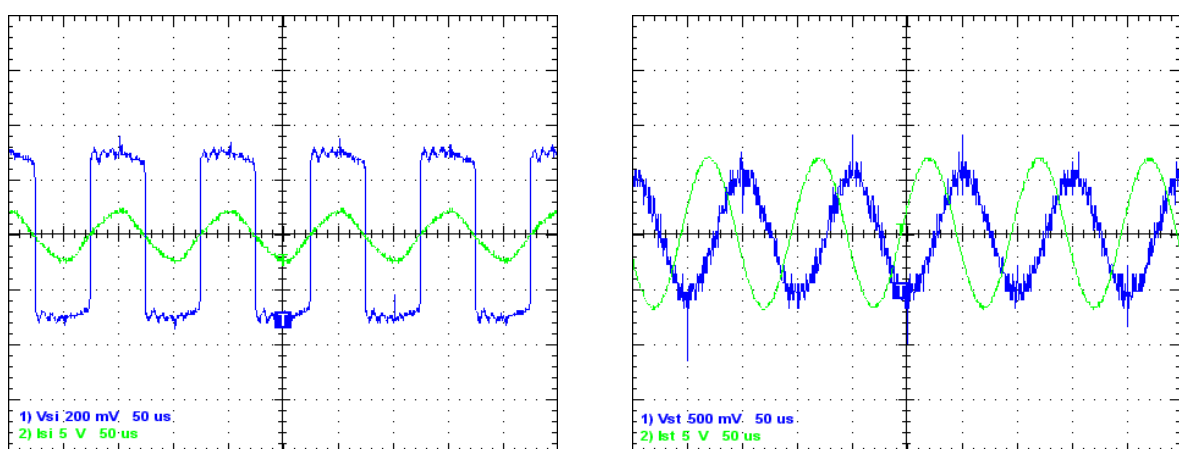


Figura 5.9 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 0^\circ$.

Se o controlador de corrente constante mantiver o valor eficaz da corrente I_{pt} igual a 9.5 A, ou seja, $\varphi_p = 0^\circ$, as formas de onda de V_{pi} , I_{pi} , V_{pt} e I_{pt} (Figura 5.10) mantêm-se idênticas às da Figura 5.8. Por outro lado, o controlador de potência constante atua de maneira a regular a potência de saída P_{out} entregue à bateria para cerca de 16 W, o que implica que o par de IGBT's S_6 e S_8 comute com um ângulo $\varphi_s = 90^\circ$ em relação ao par S_5 e S_7 , obtendo-se as formas de onda presentes na Figura 5.11. Neste caso, a bateria é carregada com uma corrente média I_{out} de cerca de 1.05 A.

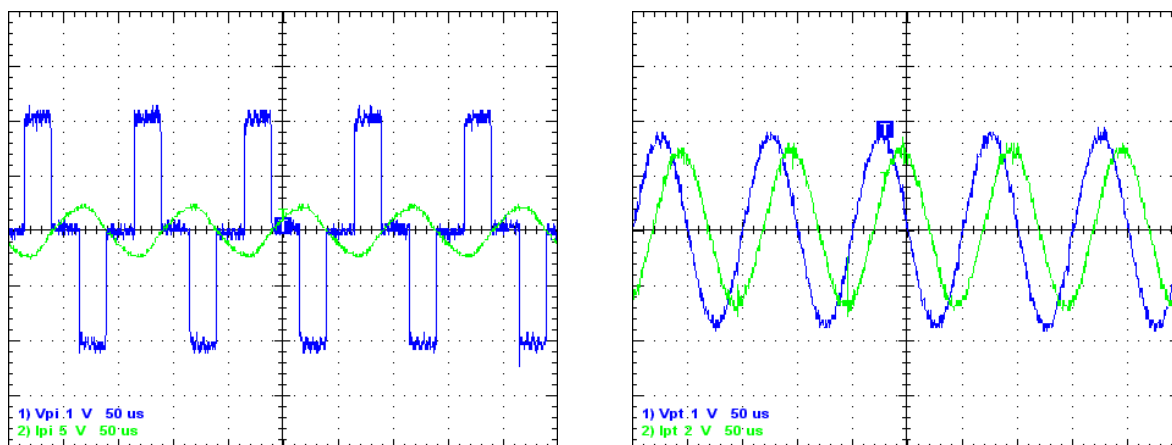


Figura 5.10 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 90^\circ$.

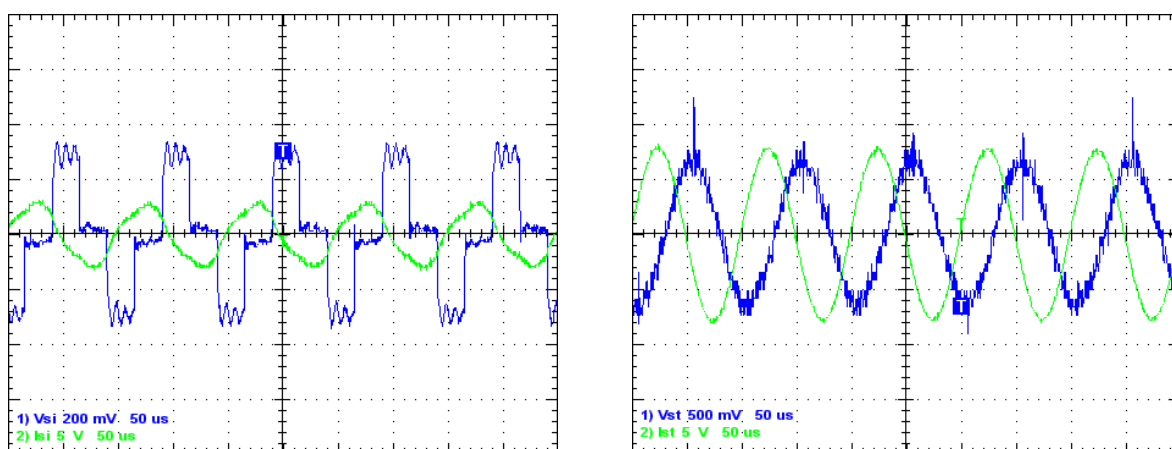


Figura 5.11 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 90^\circ$.

De salientar o correto funcionamento dos controladores implementados na prática. Ambas as malhas de controlo responderam de forma correta ao valor de referência desejado aplicando a modulação de *phase-shift* às ondas de tensão V_{pi} e V_{si} através dos ângulos φ_p e φ_s , respetivamente. Tal como na simulação teórica, as ondas V_{si} e V_{st} encontram-se 90° em atraso relativamente a V_{pi} e V_{pt} , indicando o fluxo de potência no sentido G2V. Desta forma, estes resultados são semelhantes aos apresentados na secção 4.1.1.

5.3.2 Sentido V2G

Nestes ensaios, o fluxo de potência é alterado para ser V2G, mantendo-se o *airgap* igual a 3 cm. De maneira idêntica à simulação teórica foi colocado um banco de baterias em série à saída, para se obter uma tensão nominal de 48 V com uma capacidade de 7 Ah, a carregar uma bateria de tensão nominal de 12 V e uma capacidade de 12 Ah, colocada à entrada do conversor, para, desta forma provar a transferência de energia no sentido contrário.

Na situação em que a comutação dos IGBT's é feita alternadamente nas duas pontes, com φ_p e φ_s iguais a 0° , obteve-se os resultados na Figura 5.12 e Figura 5.13, respetivamente. Neste caso, a corrente de referência I_{ref} mantém-se como sendo aproximadamente 3.2 A e a potência de referência P_{ref} , agora representando a potência fornecida pelo banco de baterias de 48 V, é mantida em cerca de 22 W. O banco de baterias descarrega com uma corrente média I_{out} de 0.92 A, chegando à bateria de 12 V colocada na entrada uma potência P_{in} de 7.14 W com uma corrente média I_{in} de 0.51 A.

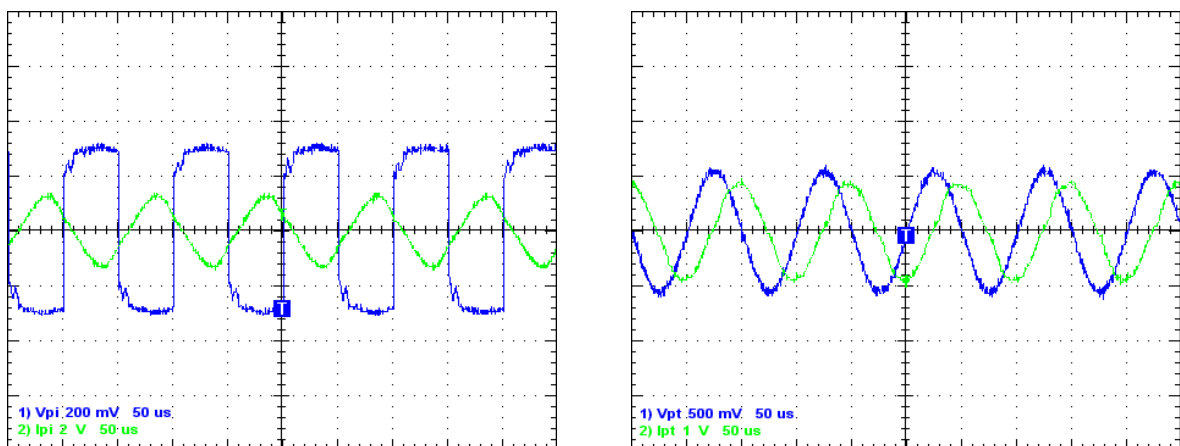


Figura 5.12 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.

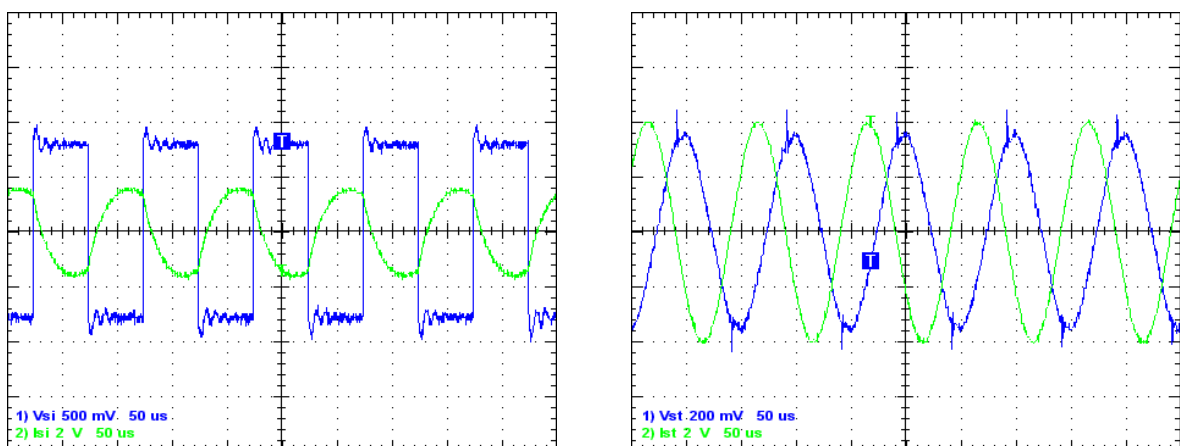


Figura 5.13 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{st} com ganho 50 e I_{st} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = \varphi_s = 0^\circ$.

De notar que o avanço de V_{si} e V_{st} em 90° face a V_{pi} e V_{pt} indica que o sentido do fluxo de potência foi alterado para V2G. O avanço de 90° de V_{si} em relação a V_{pi} observa-se na Figura 5.14.

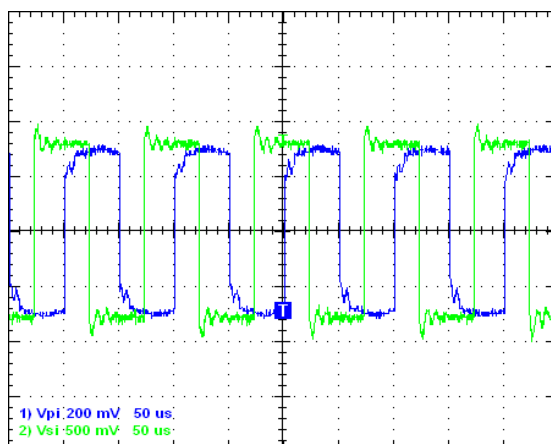


Figura 5.14 - Tensão à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50) e tensão à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50).

Quando o controlador de potência constante atua no sentido de baixar a potência entregue pelo banco de baterias para cerca de 10 W, os IGBT's S_6 e S_8 comutam com um ângulo φ_s de 75° face ao par S_5 e S_7 como está representado na Figura 5.16. Assim, o banco de baterias descarrega com uma corrente média I_{out} de 0.51 A fornecendo à bateria colocada na entrada uma potência e uma corrente médias P_{in} e I_{in} de 3.89 W e 0.298 A, respetivamente. Por sua vez, o controlador de corrente constante mantém a corrente do enrolamento primário I_{pt} nos 3.2 A como se encontra na Figura 5.15, fazendo com que os IGBT's S_1 e S_4 comutem com um φ_p de 0° face a S_2 e S_3 .

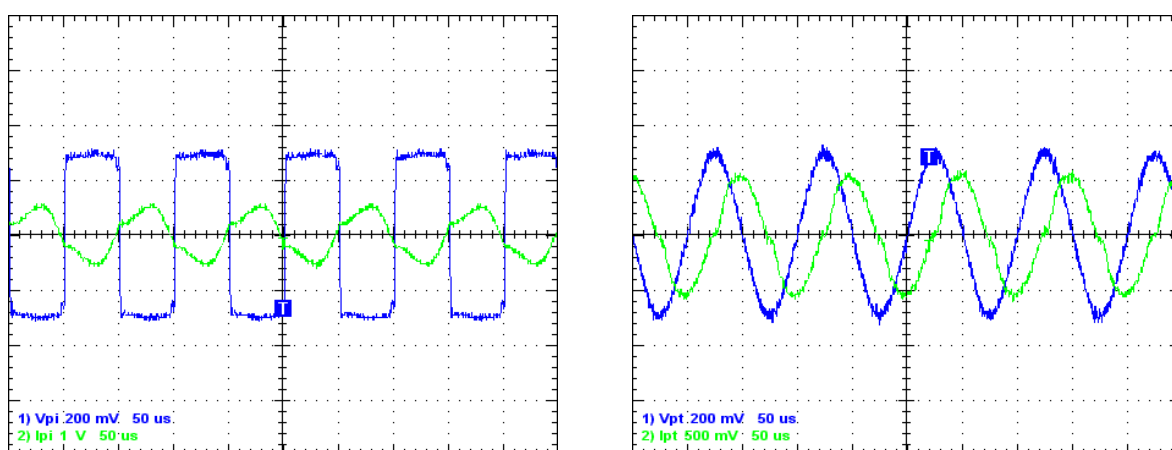


Figura 5.15 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = 0^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.

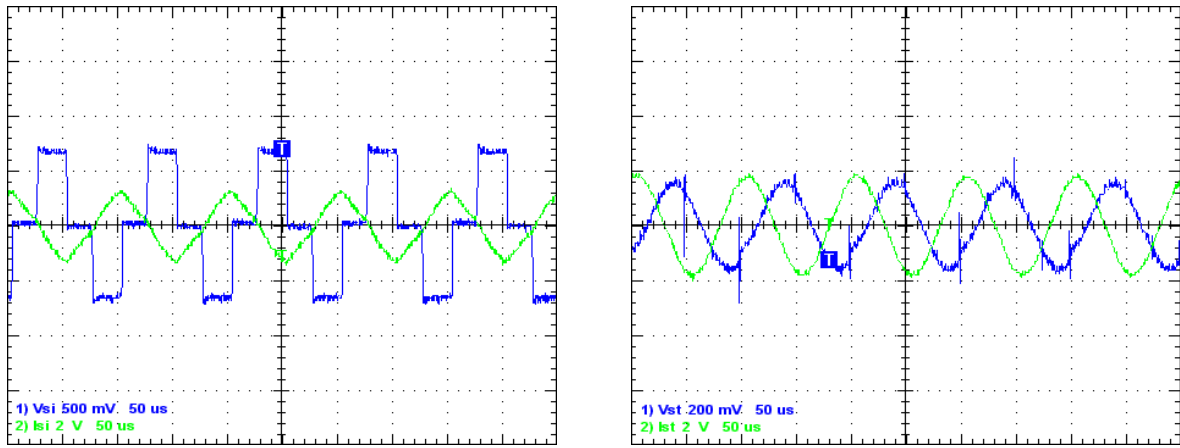


Figura 5.16 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = 0^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.

Com ambos os controladores a atuarem de maneira a ser feito o *phase-shift* em ambas as pontes, obteve-se os resultados da Figura 5.17 e da Figura 5.18. Nesta situação, no controlador de corrente constante reduz-se a corrente de referência para 1.4 A, implicando que para isso os IGBT's da primeira ponte comutem com um φ_p de 80° (Figura 5.17). Assim, apenas chega à bateria uma corrente média I_{in} de 0.306 A correspondendo a uma potência média P_{in} de cerca de 4 W.

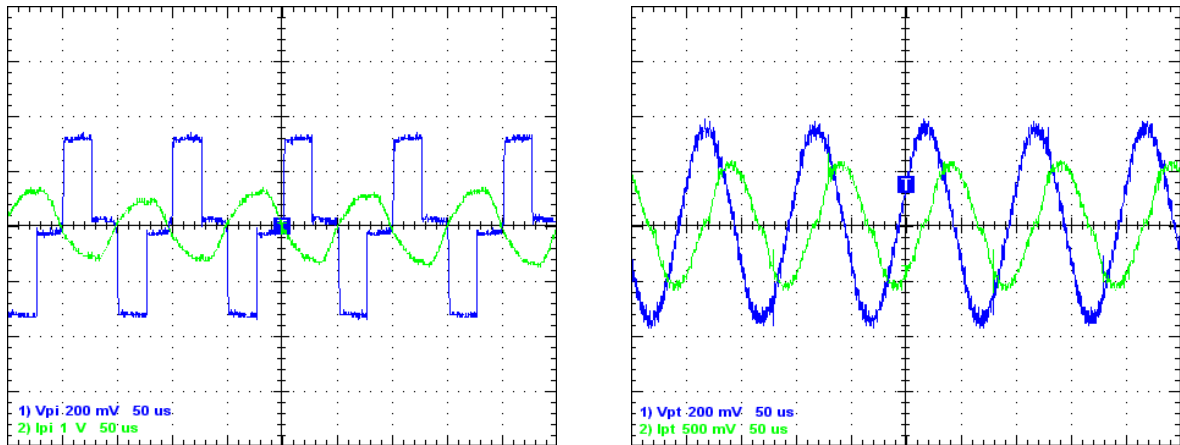


Figura 5.17 - Tensão e corrente à saída da primeira ponte (V_{pi} com ganho 50 e I_{pi} com ganho 1) e no enrolamento primário do transformador (V_{pt} com ganho 65 e I_{pt} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.

Em relação ao controlador de potência constante, este mantém $\varphi_s = 75^\circ$ (Figura 5.18), o que implica que o banco de baterias entregue uma potência média P_{out} de 8.14 W com uma corrente média I_{out} de 0.38 A.

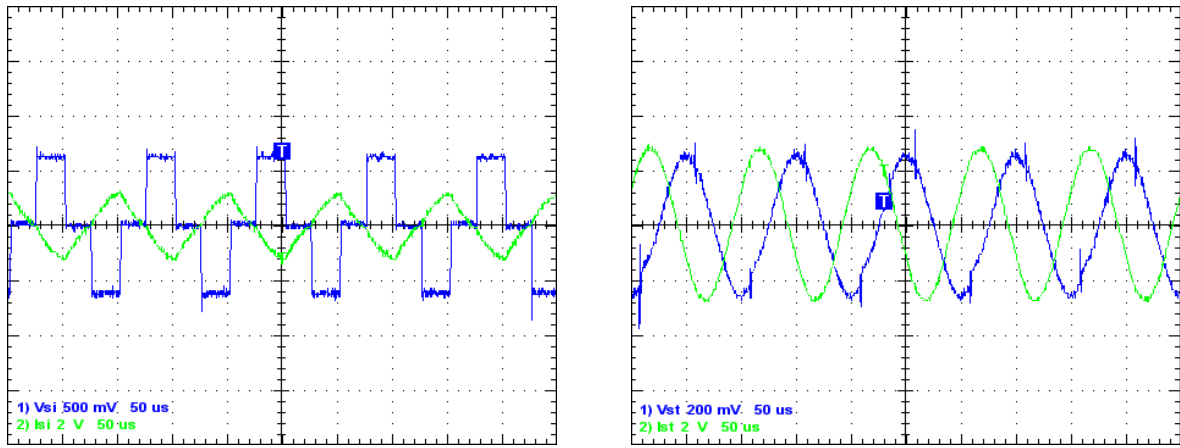


Figura 5.18 - Tensão e corrente à entrada da segunda ponte (V_{si} com ganho 50 e I_{si} com ganho 1) e no enrolamento secundário do transformador (V_{st} com ganho 65 e I_{st} com ganho 5), com $\varphi_p = 80^\circ$ e $\varphi_s = 75^\circ$.

Tal como no sentido G2V, este ensaio mostra que todos os controladores funcionam corretamente. O desfasamento θ entre as duas pontes é mantido nos 90° e o controlador da potência entregue pelo banco de baterias à saída juntamente com o controlador de corrente constante no enrolamento primário do transformador, funcionam para os valores de referência desejados aplicando os ângulos de *phase-shift* φ_p e φ_s de acordo com a situação testada. Assim, estes resultados assemelham-se aos apresentados na secção 4.1.2.

A baixa corrente com que a bateria é carregada deve-se aos ensaios no sentido V2G terem sido feitos com o enrolamento secundário a induzir um fluxo magnético bem mais reduzido no enrolamento primário. Contudo, o mais importante nestes ensaios é a demonstração de um correto funcionamento de todos os controladores nas situações ensaiadas, o que ficou comprovado.

Neste trabalho experimental, o rendimento η do conversor foi inferior ao obtido na simulação teórica (cerca de 60%), considerando todas as perdas o rendimento máximo obtido foi então de cerca de 20 a 30%. Este rendimento é muito baixo mas há que ter em conta tratar-se de um conversor possível de ser dotado de múltiplas *pickups*, isto é, com o recurso a várias *pickups* idênticas, o rendimento iria aumentar consideravelmente em relação ao uso de uma única *pickup*. Face aos sistemas IPT convencionais com os enrolamentos do transformador iguais, é mais do que esperada esta diminuição no rendimento. Tendo em consideração as razões descritas anteriormente, tais como, a saturação das indutâncias L_{pi} e L_{si} , a existência de perdas de condução por efeito de Joule através das resistências r_{pi} , r_{pt} , r_{si} e r_{st} , as perdas de condução e comutação nos IGBT's/díodos presentes nas duas pontes e, acima de tudo, as perdas de fluxo magnético existentes no transformador, devido a ter um acoplamento muito baixo e ter sido projetado sem recorrer a um *software* de elementos finitos. Posto isto é mais do que expectável esta queda no rendimento quando se passa da simulação teórica para o trabalho experimental.

Contudo é importante notar que ainda assim na melhor das hipóteses, a bateria é carregada com uma corrente média de 1.41 A, o que é perfeitamente aceitável para um carregamento considerado normal. O rendimento do conversor podia aumentar se fossem utilizadas mais *pickups*, pois nesse caso, as perdas existentes no fluxo magnético iriam diminuir, já que o fluxo magnético gerado pelo enrolamento primário seria induzido em vários enrolamentos colocados na sua vizinhança.

5.3.3 Resultados adicionais

Mais uma vez os ensaios realizados com o enrolamento L_{st} colocado numa posição lateral face a L_{pt} forneceram resultados com formas de onda idênticas às anteriores (secções 5.3.1 e 5.3.2), contudo, com valores de pico menores, pois o fluxo magnético é menor nessa posição. Assim, os resultados mais relevantes deste ensaio em ambos os sentidos, G2V e V2G, encontram-se na Tabela 5.2, de forma semelhante aos resultados equivalentes obtidos na simulação (secção 4.1.3).

No caso do sentido G2V, P_{out} e I_{out} representam a potência e corrente médias entregues à bateria, que funciona como carga. Em relação ao ensaio com o sentido V2G, P_{in} e I_{in} representam a potência e corrente médias fornecidas à bateria colocada à entrada que, neste caso, funciona como carga do conversor IPT bidirecional.

Tabela 5.2 - Resultados relevantes da simulação experimental com L_{st} numa posição lateral.

G2V				V2G			
Variável	I_{pt}	P_{out}	I_{out}	Variável	I_{pt}	P_{in}	I_{in}
$\varphi_p=\varphi_s=0^\circ$	12.4 A	8.32 W	0.54 A	$\varphi_p=\varphi_s=0^\circ$	1.8 A	10.6 W	0.49 A
$\varphi_p=70^\circ, \varphi_s=0^\circ$	8.8 A	6.75 W	0.38 A	$\varphi_p=0^\circ, \varphi_s=75^\circ$	1.4 A	0.5 W	0.4 A
$\varphi_p=70^\circ, \varphi_s=90^\circ$	8.8 A	4.5 W	0.29 A	$\varphi_p=80^\circ, \varphi_s=75^\circ$	1.4 A	0.4 W	0.29 A

A Tabela 5.2 mostra que o valor da potência recebida ou entregue é menor do que nos ensaios realizados com o enrolamento L_{st} numa posição central. Isto deve-se ao acoplamento magnético existente no transformador ter reduzido bastante, fazendo com que menos energia fosse transferida para qualquer um dos lados.

Capítulo 6

Conclusões e sugestões para trabalhos futuros

A transferência de energia sem contactos tem vindo a desenvolver-se nos últimos anos, para colmatar algumas falhas de segurança ao nível dos contactos eléctricos, por exemplo no carregamento de veículos eléctricos e, também, dos perigos encontrados em determinados ambientes hostis. Além disso é uma área bastante desafiante e com grandes perspectivas futuras.

Esta dissertação teve como principal objetivo a implementação de um conversor ressonante que permitisse carregar baterias de veículos eléctricos usando o método de transferência de energia sem contactos. A implementação deste conversor incluiu a aplicação teórica e prática do princípio da ressonância, no qual todos os elementos reativos existentes no conversor estavam sintonizados para a mesma frequência de ressonância, neste caso de 10 kHz, permitindo apenas a passagem da componente fundamental da corrente, levando a que a maior quantidade de energia fosse transferida no carregamento.

Após o estudo dos conversores IPT existentes optou-se pelo conversor IPT bidirecional, que possibilita uma transferência de energia em ambos os sentidos, isto é, da rede eléctrica para as baterias ou das baterias para a rede eléctrica, permitindo aos utilizadores fornecer serviços à rede, sendo esta a responsável pelo controlo da carga, quando não é necessária energia para deslocar o veículo.

Depois de concluída a análise matemática do conversor procedeu-se a uma simulação teórica em ambiente de simulação computacional o que permitiu observar o comportamento do conversor e a dinâmica dos controladores implementados com diferentes situações de carregamento. Embora não se encontrasse no âmbito desta dissertação a sincronização do conversor com a rede, para o caso em que a carga transferisse energia para a rede, simulou-se este fenómeno colocando um banco de baterias a funcionar como fonte e uma bateria a funcionar como carga, neste caso tendo um papel semelhante ao da rede eléctrica. Este caso comprovou o correto funcionamento do conversor e demonstrou a sua característica bidirecional, pois a transferência de energia ocorreu no sentido desejado, da bateria para a rede. Os controladores também atuaram corretamente através da aplicação da modulação por *phase-shift* da tensão.

Para se comparar os resultados obtidos na teoria com algo mais concreto construiu-se o protótipo que incluiu o conversor, o transformador sem contactos e o circuito ressonante. Através dos testes experimentais, foram retirados e analisados resultados em condições semelhantes às da simulação teórica, que serviram para comprovar o correto funcionamento do método de controlo desenvolvido e do próprio conversor. Embora com algumas diferenças, essencialmente devido à

saturação na prática das indutâncias auxiliares de ressonância, fenómeno este que não se verificou na simulação teórica. Contudo, para uma maior aproximação foram contabilizadas na simulação teórica implementada todas as perdas existentes na prática.

Concluindo, o conversor IPT bidirecional é um sistema bastante eficaz no que diz respeito à transferência de energia sem contactos, possibilitando um bom carregamento de baterias em qualquer aplicação, sobretudo na área dos veículos eléctricos.

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.
- Adaptação do método de controlo implementado no DSP para possibilitar o controlo do conversor com um período de amostragem maior, permitindo ler um maior número de amostras por período.
- 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.
- Expansão deste conversor a múltiplas *pickups*, para estudar o carregamento simultâneo de vários sistemas independentes entre si e apenas dependentes do enrolamento primário existente.
- Sincronização do conversor com a rede eléctrica usando um conversor controlado e implementação de um método de controlo apropriado para essa situação, de modo a manter a tensão no barramento DC à entrada sempre constante qualquer que seja o sentido de transferência de energia.

Referências Bibliográficas

- [1] D. A. G. Pedder, A. D. Brown, and J. A. Skinner, "A contactless electrical energy transmission system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 23-30, 1999.
- [2] U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A single controller for inductive power transfer systems," in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, 2009, pp. 109-113.
- [3] F. F. A. Van der Pijl, J. A. Ferreira, P. Bauer, and H. Polinder, "Design of an Inductive Contactless Power System for Multiple Users," in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, 2006, pp. 1876-1883.
- [4] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart, and J. F. Sanz, "Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 2140-2149, 2009.
- [5] W. Chwei-Sen, O. H. Stielau, and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 1308-1314, 2005.
- [6] C. Fernandez, O. Garcia, R. Prieto, J. A. Cobos, S. Gabriels, and G. Van der Borgh, "Design issues of a core-less transformer for a contact-less application," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, 2002, pp. 339-345 vol.1.
- [7] S. Chopra and P. Bauer, "Analysis and design considerations for a contactless power transfer system," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International*, 2011, pp. 1-6.
- [8] M. Borage, K. V. Nagesh, M. S. Bhatia, and S. Tiwari, "Resonant Immittance Converter Topologies," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 971-978, 2011.
- [9] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Resonant Conversion," in *Fundamentals of Power Electronics*, ed University of Colorado, Boulder, Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2004, pp. 703-755.
- [10] O. H. Stielau and G. A. Covic, "Design of loosely coupled inductive power transfer systems," in *Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on*, 2000, pp. 85-90 vol.1.
- [11] I. Batarseh, "Resonant converter topologies with three and four energy storage elements," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 64-73, 1994.

- [12] K. Chang-Gyun, S. Dong-Hyun, Y. Jung-Sik, P. Jong-Hu, and C. Bo-Hyung, "Design of a contactless battery charger for cellular phone," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*, 2000, pp. 769-773 vol.2.
- [13] L. Olvitz, D. Vinko, and T. Svedek, "Wireless power transfer for mobile phone charging device," in *MIPRO, 2012 Proceedings of the 35th International Convention*, 2012, pp. 141-145.
- [14] S. Ping, A. P. Hu, S. Malpas, and D. Budgett, "A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices," *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 22-29, 2008.
- [15] J. Gyu Bum and B. H. Cho, "An energy transmission system for an artificial heart using leakage inductance compensation of transcutaneous transformer," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 1013-1022, 1998.
- [16] S. C. Mukhopadhyay, G. S. Gupta, and B. J. Lake, "Design of a Contactless Battery Charger for Micro-robots," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2008. IMTC 2008. IEEE*, 2008, pp. 985-990.
- [17] C. Yu-Chen, Y. Chun-Yu, L. Chia-Hsing, C. Shih-Jen, C. Huang-Jen, and L. Yu-Kang, "Design and implementation of a contact-less power charger for robot applications," in *Industrial Informatics (INDIN), 2012 10th IEEE International Conference on*, 2012, pp. 827-832.
- [18] O. Hegazy, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "Design and control of bidirectional DC/AC and DC/DC converters for plug-in hybrid electric vehicles," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1-7.
- [19] K. Kobayashi, T. Pontefract, Y. Kamiya, and Y. Daisho, "Development and performance evaluation of a non-contact rapid charging inductive power supply system for electric micro-bus," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, 2011, pp. 1-6.
- [20] K. Kobayashi, N. Yoshida, Y. Kamiya, Y. Daisho, and S. Takahashi, "Development of a non-contact rapid charging inductive power supply system for electric-driven vehicles," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-6.
- [21] B. Schmuelling, S. G. Cimen, T. Vossagen, and F. Turki, "Layout and operation of a non-contact charging system for electric vehicles," in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 2012, pp. LS4d.4-1-LS4d.4-7.
- [22] U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, "A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 4789-4796, 2011.

- [23] B. Kramer, S. Chakraborty, and B. Kroposki, "A review of plug-in vehicles and vehicle-to-grid capability," in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008, pp. 2278-2283.
- [24] U. K. Madawala, M. Neath, and D. J. Thrimawithana, "A Power&Frequency Controller for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 310-317, 2013.
- [25] M. J. Neath, A. K. Swain, U. K. Madawala, and D. J. Thrimawithana, "An Optimal PID Controller for a Bidirectional Inductive Power Transfer System Using Multiobjective Genetic Algorithm," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 1523-1531, 2014.
- [26] D. J. Thrimawithana and U. K. Madawala, "A Generalized Steady-State Model for Bidirectional IPT Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 4681-4689, 2013.
- [27] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, P. Israelsen, and J. Muhs, "Design of Symmetric Voltage Cancellation Control for LCL converters in Inductive Power Transfer Systems," in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*, 2011, pp. 866-871.
- [28] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, and M. Neath, "A P&Q based synchronization technique for Bi-directional IPT pick-ups," in *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on*, 2011, pp. 40-45.
- [29] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, and M. Neath, "A Synchronization Technique for Bidirectional IPT Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 301-309, 2013.
- [30] D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, and S. Yu, "Design of a bi-directional inverter for a wireless V2G system," in *Sustainable Energy Technologies (ICSET), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, pp. 1-5.

Apêndice A

Modelo e parâmetros implementados na simulação teórica

A.1 Modelo implementado na simulação em *Matlab/Simulink*®

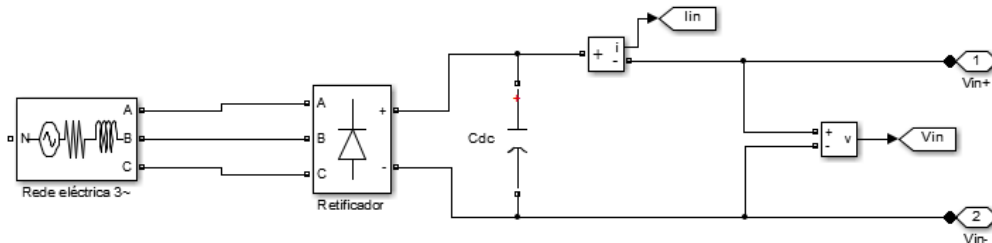


Figura A.1 - Diagrama de blocos da rede elétrica juntamente com o retificador trifásico a diodos e o condensador

Cdc.

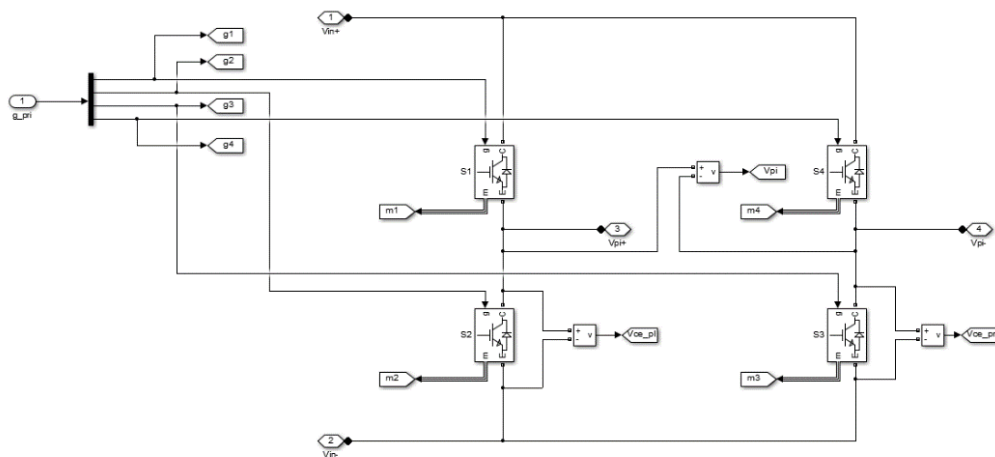


Figura A.2 - Diagrama de blocos da ponte de IGBT's do lado do primário.

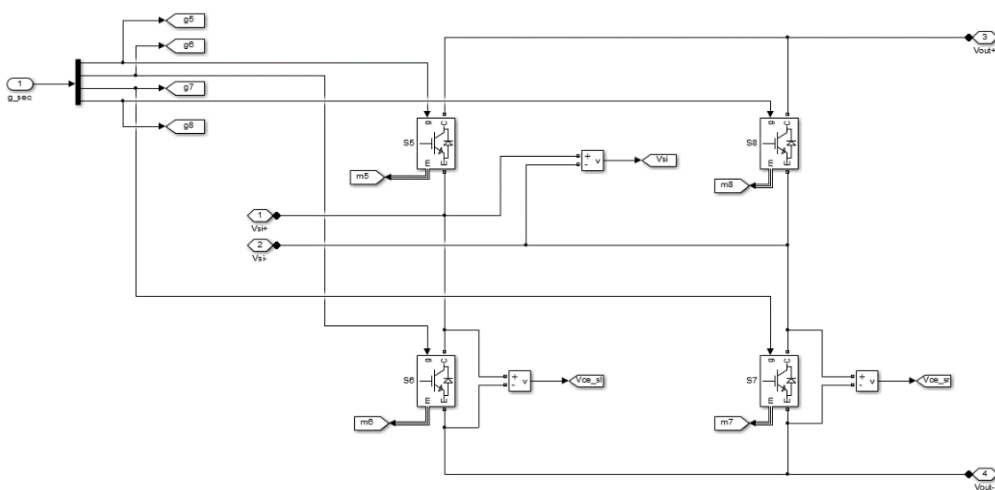


Figura A.3 - Diagrama de blocos da ponte de IGBT's do lado do secundário.

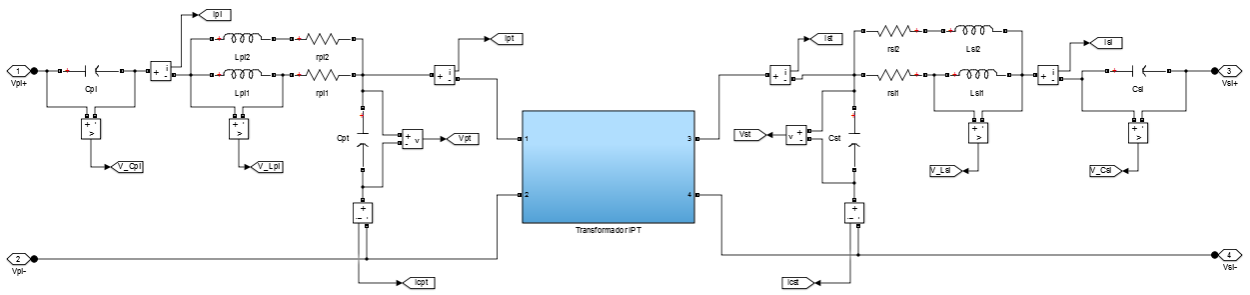


Figura A.4 - Diagrama de blocos do circuito ressonante.

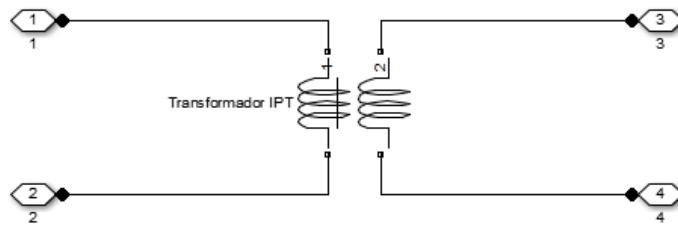


Figura A.5 - Diagrama de blocos do transformador IPT.

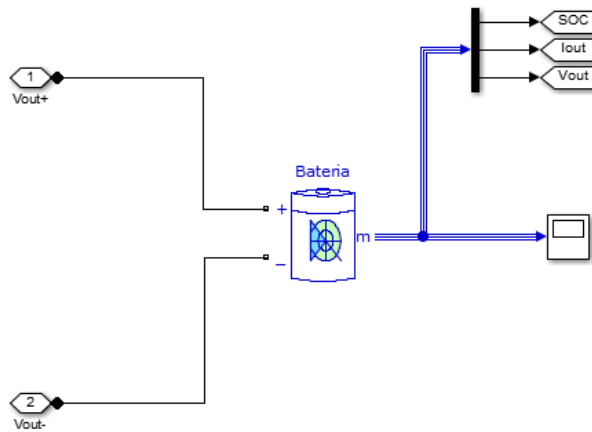


Figura A.6 - Diagrama de blocos da carga.

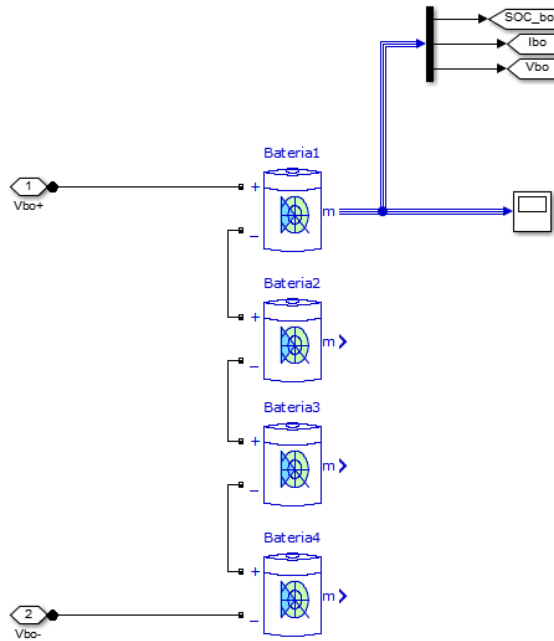


Figura A.7 - Diagrama de blocos do banco de baterias utilizado no ensaio V2G.

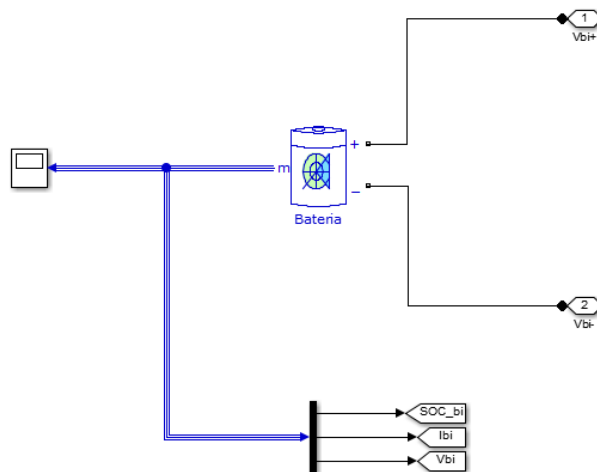


Figura A.8 - Diagrama de blocos da bateria utilizada como carga no ensaio V2G.

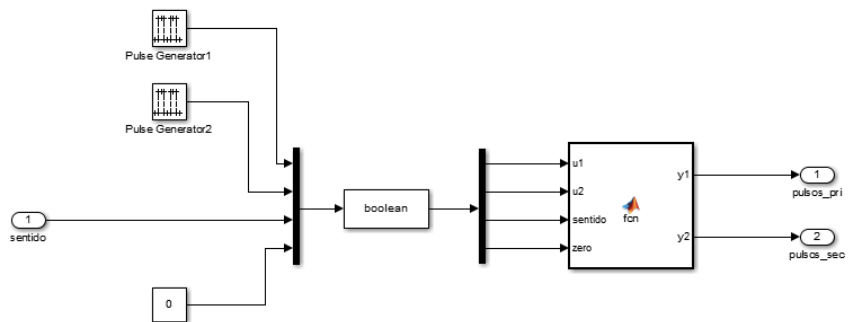


Figura A.9 - Diagrama de blocos do controlador do fluxo de potência.

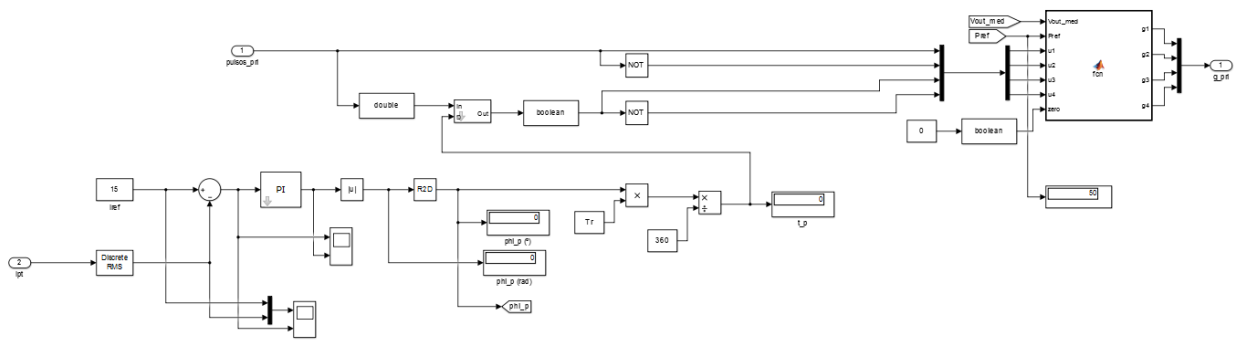


Figura A.10 - Diagrama de blocos do controlador de corrente constante.

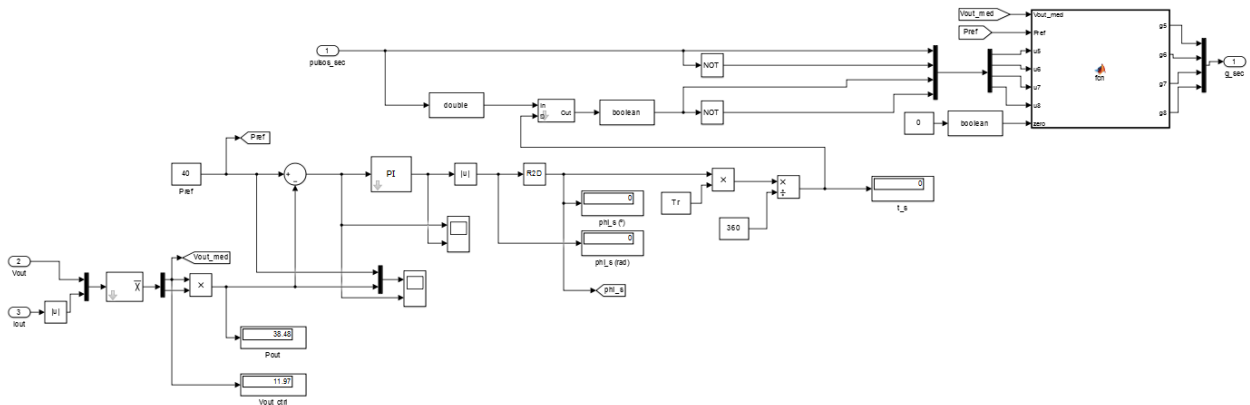


Figura A.11 - Diagrama de blocos do controlador de potência constante.

De seguida está representado um pequeno programa envolvendo todos os parâmetros do sistema, juntamente com as fórmulas usadas para o cálculo dos parâmetros do circuito ressonante a partir dos valores de L_t , L_{pt} e L_{st} .

```
%PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO
```

```
Tr = 1/fr; %período de ressonância
```

```
wr = 2*pi*fr; %frequência de ressonância
```

```
na = Tr/Ts; %número de amostras
```

```
delay = na/4; %desfasamento entre as duas pontes em amostras
```

```
teta = (delay*2*pi)/na; %desfasamento entre as duas pontes em graus
```

```
%PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR
```

```
Lpt = 116.6e-6; %indutância do enrolamento primário
```

```
rpt = 0.1097; %ESR do enrolamento primário
```

```
Lst = 21.38e-6; %indutância do enrolamento secundário
```

```
rst = 0.0355; %ESR do enrolamento secundário
```

```

Lt = 150.8e-6; %indutância total numa posição central (airgap g=3cm)
%Lt = 142e-6; %indutância total numa posição lateral (airgap g=3cm)

```

```

M = (Lt-(Lpt+Lst))/2; %indutância mútua

```

```

k = M/sqrt(Lpt*Lst); %coeficiente de acoplamento magnético

```

```

%PARÂMETROS DO CIRCUITO RESSONANTE

```

```

Lpi1 = 579.5e-6;
rpi1 = 1.078;

```

```

Lpi2 = 579.96e-6;
rpi2 = 0.833;

```

```

Lpii = (Lpi1*Lpi2)/(Lpi1+Lpi2);

```

```

Cpi = 1/(wr^2*(Lpii-Lpt));

```

```

Cpt = 1/(wr^2*Lpt);

```

```

Lsi1 = 585.77e-6;
rsi1 = 1.313;

```

```

Lsi2 = 587.47e-6;
rsi2 = 0.944;

```

```

Lsii = (Lsi1*Lsi2)/(Lsi1+Lsi2);

```

```

Csi = 1/(wr^2*(Lsii-Lst));

```

```

Cst = 1/(wr^2*(Lst));

```

```

%BARRAMENTO DC DE ENTRADA

```

```

Cdc = 1.36e-3;

```

A seguir encontram-se representadas as funções desenvolvidas em cada controlador, para controlar os IGBT's de cada ponte nos modos de carregamento ou não carregamento.

```

%CONTROLADOR DE CORRENTE CONSTANTE

```

```

function [g1,g2,g3,g4] = fcn(Vout_med, Pref, u1, u2, u3, u4, zero)

```

```

if((Vout_med<=13.5)&&(Pref<=0)) %modo de não carregamento

```

```

    g1=u1;
    g2=u2;
    g3=u2;
    g4=u1;

```

```

elseif((Vout_med<=13.5)&&(Pref>0)) %modo de carregamento

```

```

g1=u1;
g2=u2;
g3=u3;
g4=u4;

elseif((Vout_med>13.5)&&(Pref>0)) %modo de não carregamento

g1=zero;
g2=zero;
g3=zero;
g4=zero;

else %modo de não carregamento

g1=zero;
g2=zero;
g3=zero;
g4=zero;

end

end

%CONTROLADOR DE POTÊNCIA CONSTANTE

function [g5,g6,g7,g8] = fcn(Vout_med,Pref,u5,u6,u7,u8,zero)

if((Vout_med<=13.5)&&(Pref<=0)) %modo de não carregamento

g5=u5;
g6=u6;
g7=u6;
g8=u5;

elseif((Vout_med<=13.5)&&(Pref>0)) %modo de carregamento

g5=u5;
g6=u6;
g7=u7;
g8=u8;

elseif((Vout_med>13.5)&&(Pref>0)) %modo de não carregamento

g5=zero;
g6=zero;
g7=zero;
g8=zero;

else %modo de não carregamento

g5=zero;
g6=zero;
g7=zero;
g8=zero;

end

end

```

A.2 Parâmetros usados na simulação em *Matlab/Simulink*®

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

Tabela A.1 - Parâmetros da rede elétrica.

Parâmetro	Valor
Tensão de linha (eficaz)	71 V
Frequência	50 Hz
Resistência	1 $\mu\Omega$
Indutância	0.1 μH

Tabela A.2 - Parâmetros do retificador trifásico juntamente com o condensador C_{dc} .

Parâmetro	Valor
Resistência de <i>snubber</i>	0.1 M Ω
Condensador de <i>snubber</i>	inf
Resistência de condução	1 m Ω
Condensador C_{dc}	1.386 mF

Tabela A.3 - Parâmetros dos IGBT's.

Parâmetro	Valor
Resistência interna	1 m Ω
Resistência de <i>snubber</i>	0.1 M Ω
Condensador de <i>snubber</i>	inf

Tabela A.4 - Parâmetros do transformador e do circuito ressonante.

Parâmetro	Valor calculado
L_{pt}, L_{st}	116.6 μH , 21.38 μH
L_{pi1}, L_{si1}	579.5 μH , 585.77 μH
L_{pi2}, L_{si2}	579.96 μH , 587.47 μH
C_{pt}, C_{st}	2.18 μF , 1.19 μF
C_{pi}, C_{si}	1.462 μF , 932 nF
r_{pt}, r_{st}	0.11 Ω , 0.036 Ω
r_{pi1}, r_{si1}	1.078 Ω , 1.313 Ω
r_{pi2}, r_{si2}	0.833 Ω , 0.944 Ω

Tabela A.5 - Parâmetros das baterias.

Parâmetro	Valor
Tensão nominal	12 V
Capacidade	7/12 Ah
Resistência interna	0.017 Ω

Tabela A.6 - Ganhos dos controladores PI.

Controlador	Parâmetro	Simulação teórica	Trabalho experimental
Controlador de corrente constante	Ganho proporcional K_p	0.5	2
	Ganho integral K_i	100	100
Controlador de potência constante	Ganho proporcional K_p	0.001	0.007
	Ganho integral K_i	100	50

Apêndice B

Modelo de controlo implementado no trabalho experimental

B.1 Modelo implementado no DSP da *Texas Instruments*®

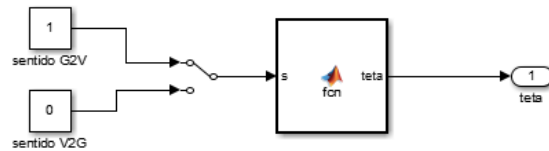


Figura B.1 - Diagrama de blocos do controlador do fluxo de potência.

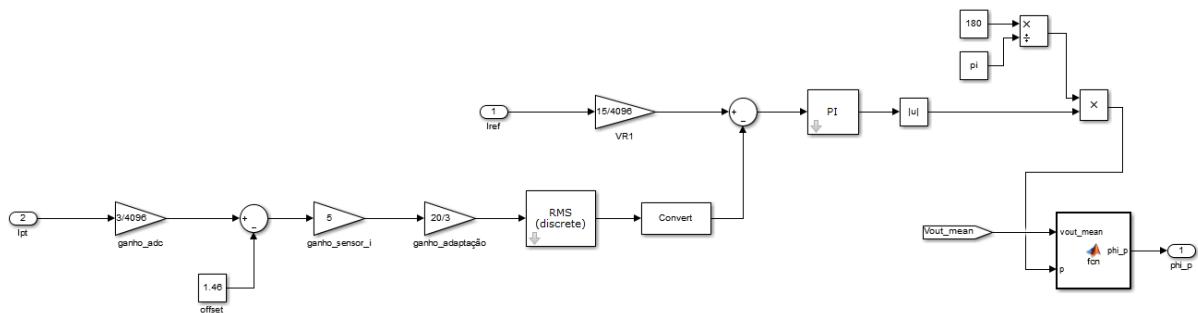


Figura B.2 - Diagrama de blocos do controlador de corrente constante.

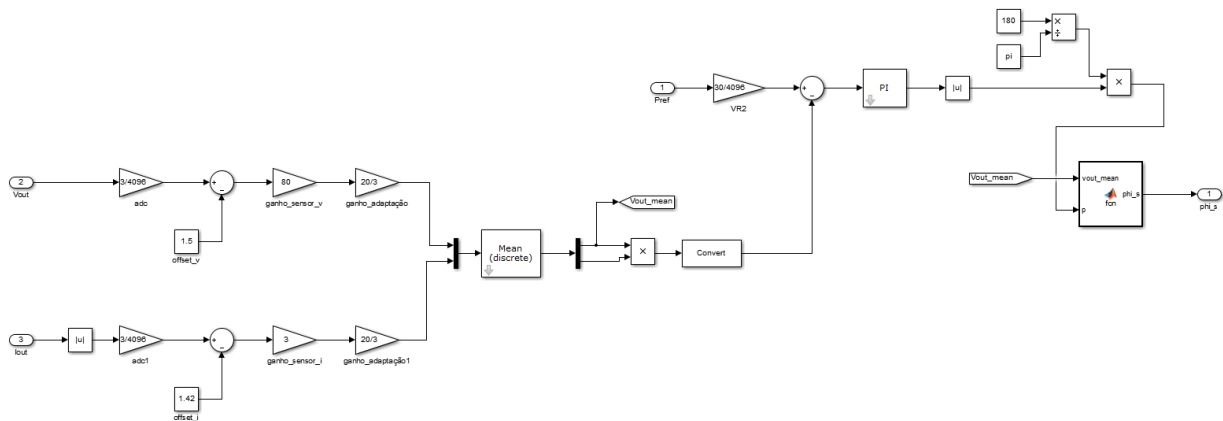


Figura B.3 - Diagrama de blocos do controlador de potência constante.

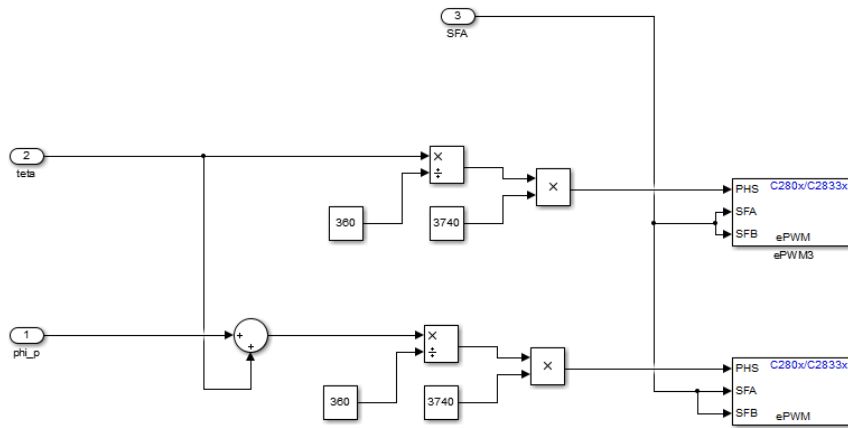


Figura B.4 - Diagrama de blocos do controle da ponte do lado do primário.

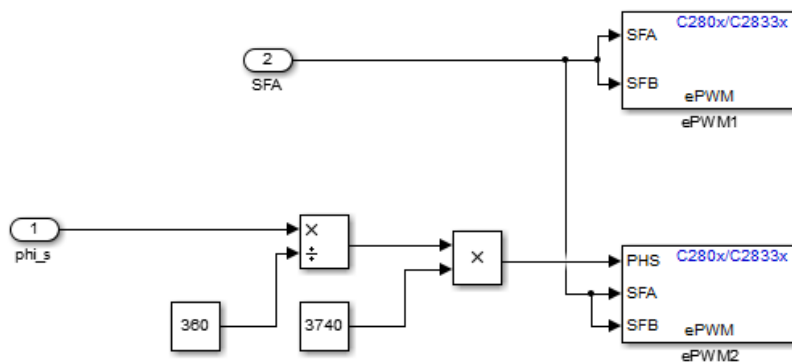


Figura B.5 - Diagrama de blocos do controle da ponte do lado do secundário.

De seguida encontram-se as funções implementadas em cada um dos controladores.

```

%CONTROLADOR DO FLUXO DE POTÊNCIA
function teta = fcn(s)
if(s==1)
    teta=90;
elseif(s==0)
    teta=270;
else
    teta=90;
end
end

```



```
%CONTROLADOR DE CORRENTE CONSTANTE
```

```
function phi_p = fcn(vout_mean,p)
```

```
if(vout_mean<=13.5)
```

```
    phi_p=p;
```

```
else
```

```
    phi_p=180;
```

```
end
```

```
end
```

```
%CONTROLADOR DE POTÊNCIA CONSTANTE
```

```
function phi_s = fcn(vout_mean,p)
```

```
if(vout_mean<=13.5)
```

```
    phi_s=p;
```

```
else
```

```
    phi_s=180;
```

```
end
```

```
end
```


Apêndice C

Detalhes dos testes experimentais

C.1 Componentes utilizados nos testes experimentais

Nesta secção são apresentados os componentes utilizados no trabalho experimental disponíveis no laboratório e, também, detalhes dos protótipos montados para esta dissertação, nomeadamente, o conversor com as pontes completas de IGBT's, o transformador IPT e o circuito ressonante.

De maneira a ligar a rede elétrica trifásica ao barramento DC foi utilizado o autotransformador presente na Figura C.1, ligado ao retificador trifásico a díodos com um filtro capacitivo incluído, designado por C_{dc} (Figura C.2).



Figura C.1 - Autotransformador.



Figura C.2 - Retificador trifásico a díodos juntamente com o filtro capacitivo.

Para se poder implementar duas pontes completas controladas, ou seja, que funcionem como retificador ou inversor, foi implementado o protótipo representado na Figura C.3. 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. Os módulos podem ser vistos em detalhe na Figura C.4. Desta forma, o conversor possui duas pontes completas, cada uma com um barramento DC e outro AC disponíveis.

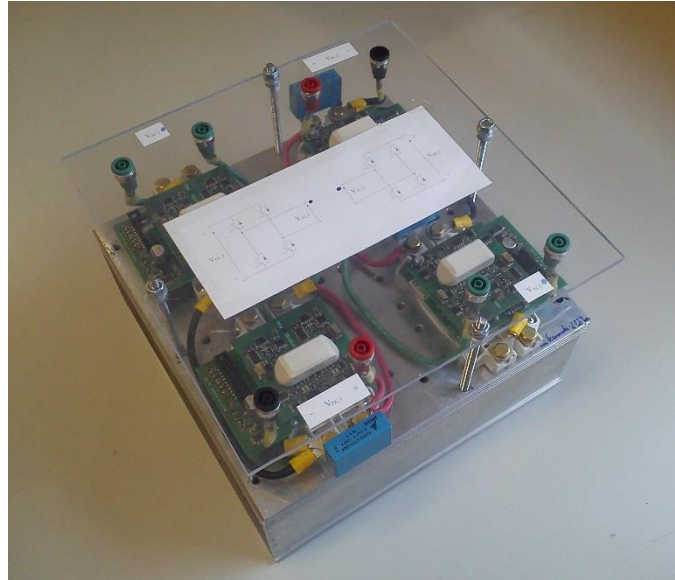


Figura C.3 - Protótipo do conversor com duas pontes completas de IGBT's.

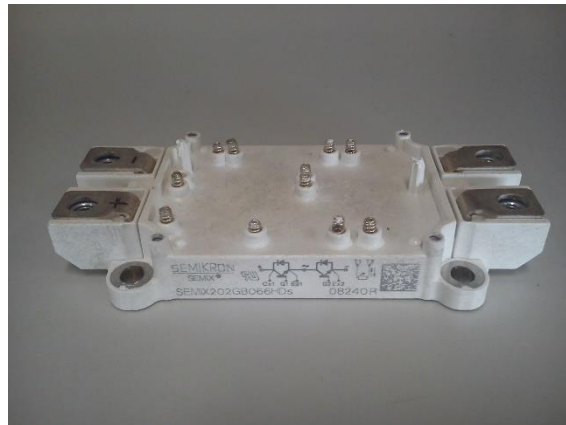


Figura C.4 - Módulo de IGBT's SEMiX® 202GB066 HDs.

Para se poder testar o fenómeno da transferência de energia sem contactos e o fenómeno da ressonância foi projetado um transformador sem contactos, juntamente com um circuito ressonante (Figura C.6). Como referido no subcapítulo 5.1, os componentes passivos do circuito ressonante, bobinas e condensadores, foram dimensionados a partir do valor das indutâncias dos enrolamentos do transformador, medidas por intermédio de um medidor LCR (Figura C.5). Este medidor também serviu para medir o valor das resistências ESR do circuito, que representam perdas por efeito de Joule.

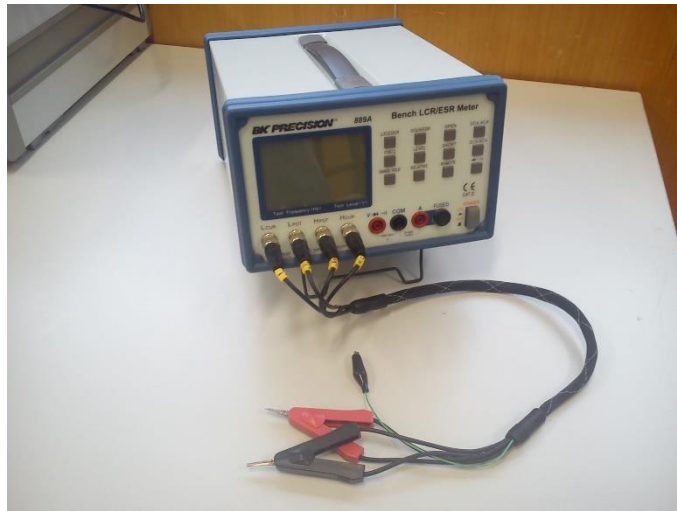


Figura C.5 - Medidor LCR.

Os valores medidos e estimados para os componentes do circuito ressonante encontram-se na Tabela 5.1 do Capítulo 5 e os parâmetros mais relevantes do transformador IPT encontram-se na Tabela C.1.

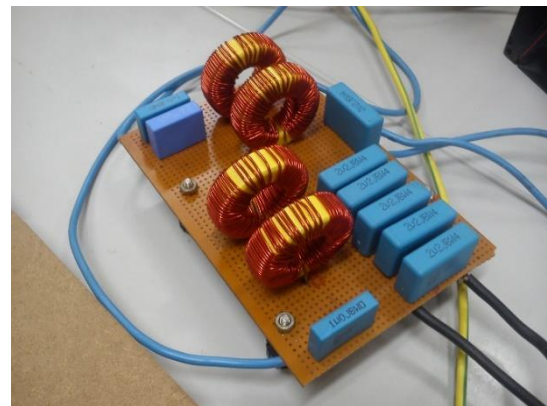
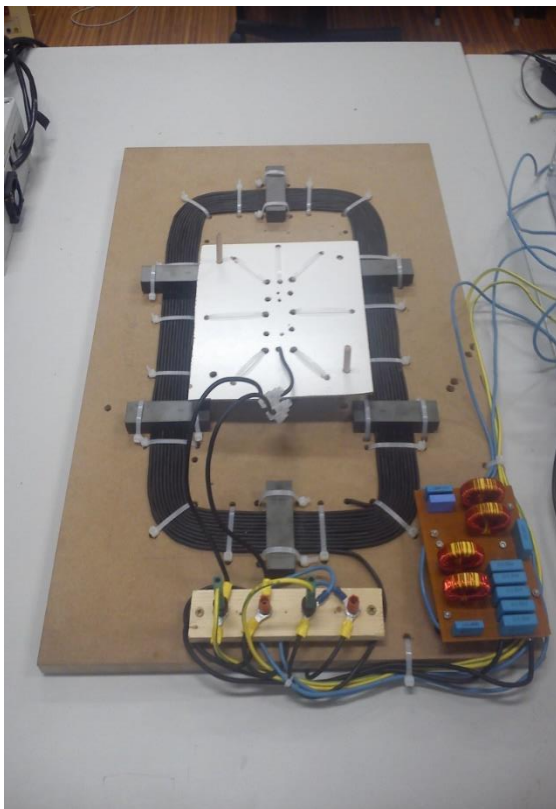


Figura C.6 - Protótipo do transformador IPT com o circuito ressonante (à esquerda) e circuito ressonante em pormenor (à direita).

Tabela C.1 - Parâmetros do transformador.

Parâmetro	Valor
<i>Pad</i> do primário	54.5 x 29.5 cm
Nº de espiras do primário (N_p)	11
Diâmetro do cabo elétrico	2.5 mm
<i>Pad</i> do secundário	17.5 x 9.5 cm
Nº de espiras do secundário (N_s)	11
Diâmetro do cabo elétrico	2.5 mm

Na Figura C.7 podem ser vistos individualmente os enrolamentos do transformador. Na Figura C.8 estão representados os ensaios realizados com o enrolamento secundário colocado numa posição central e lateral face ao enrolamento primário, mantendo o *airgap* g igual a 3 cm.

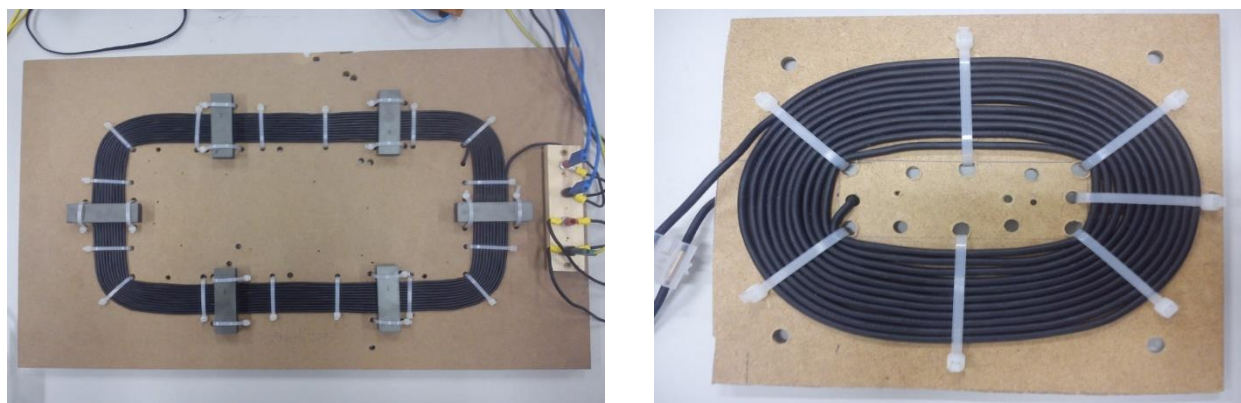


Figura C.7 - Enrolamento primário (à esquerda) e enrolamento secundário (à direita).

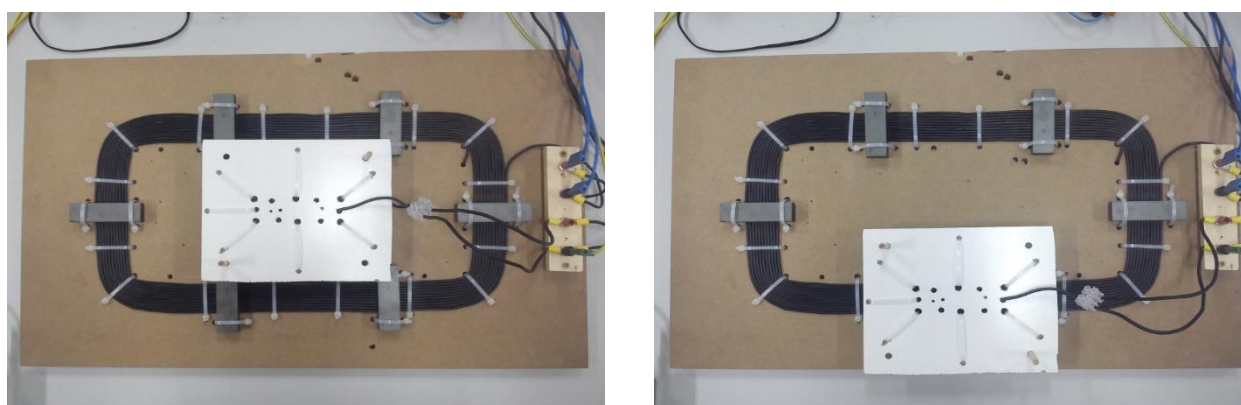


Figura C.8 - Enrolamento secundário numa posição central (à esquerda) e numa posição lateral (à direita).

Como referido anteriormente, as baterias usadas na simulação experimental são do tipo chumbo-ácido com uma tensão nominal de 12 V, sendo que no ensaio G2V foi usada uma bateria com capacidade de 7 Ah, e no ensaio V2G, um banco de 4 baterias de capacidade 7 Ah a carregar uma bateria de capacidade igual a 12 Ah. Ambos os tipos de baterias encontram-se na Figura C.9.



Figura C.9 - Baterias utilizadas: capacidade 7 Ah (à esquerda) e 12 Ah (à direita).

De maneira a adquirir as formas de onda desejadas utilizaram-se módulos monofásicos de medição de tensão e corrente (Figura C.10), pontas de prova de tensão e de corrente (Figura C.11).



Figura C.10 - Módulos monofásicos de medição e tensão e corrente.



Figura C.11 - Ponta de prova de tensão (à esquerda) e de corrente (à direita).

Para ser possível aos canais ADC do DSP (Figura C.12) lerem as variáveis de controlo desejadas, neste caso I_{pt} , V_{out} e I_{out} , os sinais à saída dos módulos de medida tiveram de ser adaptados por intermédio de uma placa de adaptação, ou seja, os sinais medidos são transformados de uma gama de -10 a 10 V para uma de 0 a 3 V e, assim, podem ser lidos pelos canais ADC. A

placa de adaptação encontra-se na Figura C.13 e tem a capacidade de adaptar 3 sinais de corrente e 3 de tensão.

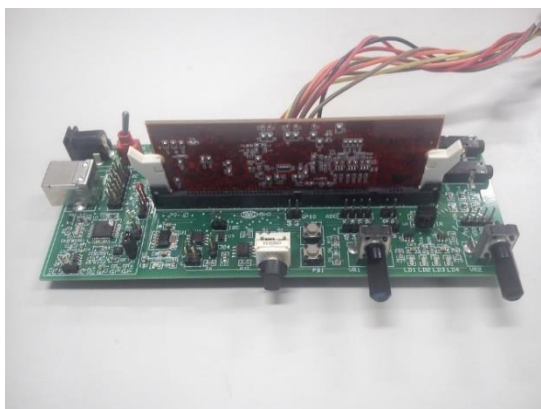


Figura C.12 - DSP TI F28335.

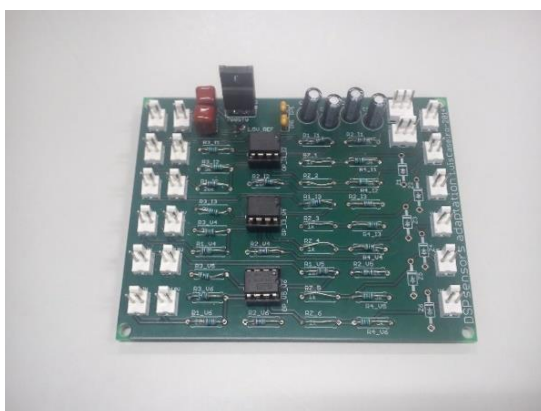


Figura C.13 - Placa de adaptação.

No final do controlo realizado pelo DSP, as saídas digitais PWM passam por uma *interface* consistindo numa placa de isolamento seguida de uma placa onde é feita a distribuição dos impulsos para cada módulo de IGBT's. Essa *interface* encontra-se na Figura C.14.

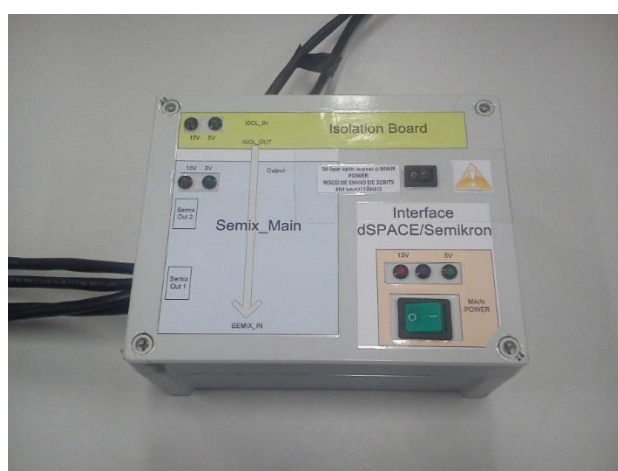


Figura C.14 - Interface com a placa de isolamento e de distribuição dos impulsos para os IGBT's.