

Pedro Miguel Faria Rosa Santos

Sistema de carregamento de baterias sem contacto controlado através de uma bobina variável

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 2016



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



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

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

Sistema de carregamento de baterias sem contacto controlado através de uma bobina variável

Pedro Miguel Faria Rosa Santos

Júri:

Professor Doutor Jaime Batista dos Santos (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professora Doutora Maria do Carmo Raposo de Medeiros (Vogal)

Coimbra, Fevereiro de 2016

Agradecimentos

Esta dissertação é o resultado de muitos conceitos aprendidos ao longo de vários anos de estudo. Anos esses em que tive de trabalhar para atingir os objetivos, ainda que alguns deles me parecessem impossíveis. Anos que me ajudaram a nunca desistir e a crescer, não só, intelectualmente, mas também, como pessoa.

Nada disto teria acontecido sem a ajuda de várias pessoas, e não podia terminar este ciclo sem deixar, a estas, algumas palavras de apreço e gratidão.

Em primeiro lugar, agradecer aos meus Pais e ao meu irmão, pelo apoio incondicional que me deram, sem eles estes agradecimentos não teriam sido escritos.

Depois, agradecer ao meu orientador, Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes, por toda a ajuda que me deu no desenvolvimento deste trabalho e também por todo o conhecimento que me transmitiu para além deste trabalho, que me vai, certamente, ajudar ao longo da minha vida.

Agradecer a todos os meus colegas de laboratório pelo companheirismo, em especial ao Emanuel que me ajudou ao longo do trabalho, principalmente com o uso da FPGA.

Agradecer à minha namorada que sempre me apoiou, não só nos bons momentos, mas principalmente nos momentos menos bons, foi sempre uma ajuda preciosa.

Por fim agradecer a todos os meus amigos, que me acompanharam ao longo do percurso académico. Saídas, jantares, convívios, horas de estudo.....enfim, não esquecerei os momentos bem passados com eles, tal como não os esquecerei a eles.

A todos, muito Obrigado!

Resumo

O carregamento de baterias é um conceito que faz parte do dia-a-dia de qualquer pessoa nos tempos que correm. Atualmente, é impensável para a grande maioria das pessoas, viver sem dispositivos que requerem energia elétrica armazenada, tal como o telemóvel ou o computador portátil. Mas não é só nestes dispositivos eletrónicos que o armazenamento de energia elétrica é importante. No sector dos transportes, os Veículos Elétricos (VE) são cada vez mais uma realidade. No entanto, enfrentam o problema do armazenamento de energia elétrica, que os impede de fazerem viagens de longa distância sem fazer paragens de longa duração, ao contrário de um veículo de combustão.

O carregamento de baterias sem fio poderá ajudar a quebrar algumas barreiras, uma vez que o veículo não precisa da intervenção humana para carregar. Um autocarro citadino, por exemplo, quando faz paragens para troca de passageiros, pode aproveitar para carregar baterias de forma autónoma.

Esta tecnologia, que permite a transferência de energia sem contacto, é denominada de transferência de energia por indução (IPT) e permite a troca de energia através de núcleos de ar com grandes distâncias. No entanto, para que tenham um bom funcionamento, é necessário um controlo rigoroso, de modo a obter bons rendimentos, preservar os materiais envolvidos no processo de carregamento e garantir a segurança das pessoas.

Esta dissertação tem como objetivo avaliar o comportamento de uma bobina variável num sistema IPT, para o controlo da corrente de carga e compensação de eventuais desalinhamentos prejudiciais ao processo de carregamento do veículo.

Inicialmente, é apresentada uma introdução teórica sobre sistemas IPT e o funcionamento de conversores ressonantes, já que estes conseguem aumentar o rendimento deste tipo de sistemas. Ainda na introdução, é descrito o funcionamento de indutâncias variáveis de modo a implementar uma bobina variável.

De seguida, com o objetivo de validar os princípios estudados, recorre-se a uma simulação computacional, variando a bobina em três níveis de indutância diferentes, de modo a analisar o comportamento do sistema e os respetivos resultados, nomeadamente a corrente de carga na bateria. Por fim, o sistema é implementado em laboratório de modo a validar os resultados da simulação computacional para os três níveis de indutância. Adicionalmente, ainda em laboratório, são realizados ensaios para avaliar o desempenho da bobina na compensação de eventuais desalinhamentos.

Após a análise dos diversos resultados, tanto computacionais, como práticos, conclui-se que o controle através da bobina variável permite variar os níveis de corrente de carga, e aumentar o rendimento do sistema na ocorrência de desalinhamentos.

Palavras-chave: Sistemas IPT, bobina variável, conversores ressonantes, indutância variável

Abstract

Battery charging is a common concept in everyday life of most people. Currently, it is unthinkable for the majority of people to live without devices requiring stored energy, such as, phones or laptops. The importance of electrical energy storage is wider than those electronic devices. In the transport sector, the Electric Vehicles are increasingly becoming a reality. However, they face the problem of electricity storage, which prevents them from making long-distance travel without long stops, unlike a combustion vehicle.

Wireless battery charging can help overcoming some drawbacks, since the vehicle does not need any human intervention to charge. A city bus, for example, when stopping to exchange passengers can take advantages of the independent charging. The technology that allows contactless energy transfer, is called inductive power transfer and allows the exchange of energy through air gaps. Nevertheless, a close monitoring of those systems is essential to obtain good yields, preserve the materials involved in the loading process and ensure the safety of people.

This work aims to evaluate the behavior of a variable inductor in an IPT system to control the charging current and compensate for any misalignment harmful to the vehicle charging process.

Initially, it is presented a theoretical introduction to IPT systems and resonant converters, due to its role in increasing the efficiency of such systems. The introduction also includes a description of the operation of variable inductances in order to implement a variable inductor.

Then, it is described the computational simulation, using three different inductance values in order to analyze the behavior of the system, focusing in the load current of the battery. Finally, the system implemented in the laboratory is explained aiming to validate the computational results for the three inductance levels. Additionally, using the same system, it is analyzed the performance of the inductor in compensation for any misalignment, by testing three different misalignments.

After analyzing the results both, computational and practical, it can be concluded that the variable inductor is able to control the system through the variation of the load current and increases the system performance in case of misalignment.

Keywords: IPT system, variable inductor, resonant converters, variable inductance.

“What we usually consider as impossible are simply engineering problems...there’s no law of physics preventing them.”

Michio Kaku

Índice

Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas.....	xvii
Lista de abreviaturas e símbolos	xix
Capítulo 1	1
1.1 Introdução.....	1
1.2 Sistemas de carregamento indutivo	2
1.3 Conversores ressonantes.....	4
1.4 Objetivos.....	7
1.5 Estrutura.....	7
Capítulo 2.....	9
2.1 Introdução.....	9
2.2 Conceitos teóricos.....	9
2.3 Bobina variável.....	11
2.4 Princípio de funcionamento.....	12
2.5 Estrutura e modelação	14
2.6 Métodos de controlo	15
Capítulo 3.....	17
3.1 Considerações gerais	17
3.2 Princípio de funcionamento da configuração adotada.....	22
Capítulo 4.....	27
4.1 Análise de resultados	28
4.1.1 Variar níveis de corrente de carga.....	28
4.1.2 Análise de dados.....	34
4.1.3 Controlador de corrente.....	35

Capítulo 5.....	39
5.1 Montagem experimental do sistema de carregamento indutivo.....	39
5.2 Análise de resultados.....	43
5.2.1 Variar níveis de corrente de carga.....	43
5.2.2 Análise de dados	49
5.2.3 Ajuste de desalinhamentos.....	50
Capítulo 6.....	55
6.1 Conclusões.....	55
6.2 Sugestões para trabalhos futuros	56
Referências Bibliográficas	57
Apêndice A	61
Apêndice B.....	65
Apêndice C.....	71

Lista de Figuras

Figura 1.1: Sistema IPT aplicado a um VE.	2
Figura 1.2: Esquema elétrico equivalente do modelo de acoplamento entre o primário e o secundário.	4
Figura 1.3 : Exemplo de um conversor ressonante sem topologia definida.	5
Figura 1.4: Diferentes topologias de compensação.	7
Figura 2.1: Diferença entre as referidas indutâncias [29].	12
Figura 2.2: Curva de magnetização típica de um material magnético [29].	13
Figura 2.3: Bobina variável controlada por corrente - núcleo tipo E.	13
Figura 2.4: (a) Corrente DC de 1.5 A no enrolamento AC (central) e no enrolamento de polarização não há qualquer corrente. (b) Nenhuma corrente no enrolamento AC e 0.4 A no enrolamento de polarização. (c) Enrolamento de polarização com 25 mA DC e enrolamento AC com uma corrente de 1.3 A DC. (d) Enrolamento de polarização com 0.6 A DC e enrolamento AC com uma corrente de 1.3 A DC [35]	15
Figura 3.1 : Sistema IPT dividido, à esquerda a parte que está no solo à direita o que está no veículo.	17
Figura 3.2: circuito equivalente no lado secundário do sistema.	18
Figura 3.3: Impedância vista pela fonte.	19
Figura 3.4: Topologias ressonantes básicas: a) SS. b) SP. c) PS. d) PP.	20
Figura 3.5: Sistema IPT adotado.	22
Figura 3.6: Circuito com a fonte de alimentação simplificada.	23
Figura 3.7 : Circuito com fonte de alimentação e carga simplificados.	24
Figura 3.8 : Partes do circuito a simplificar.	25
Figura 4.1: Modelo da simulação teórica implementado em <i>Matlab/Simulink</i> ®.	27
Figura 4.2: Tensão e corrente à saída do inversor (v_p e i_p) e no enrolamento primário do transformador (v_{pt} e i_p).	29
Figura 4.3: Tensão e corrente à entrada do retificador (v_s e i_s) e no enrolamento secundário do transformador (v_{st} e i_s).	30
Figura 4.4: Tensão e corrente à saída da fonte (v_{dc} e i_{dc}) e na bateria (v_{bat} e i_{bat}).	30
Figura 4.5: Tensão e corrente à saída do inversor (v_p e i_p) e no enrolamento primário do transformador (v_{pt} e i_p).	31
Figura 4.6: Tensão e corrente à entrada do retificador (v_s e i_s) e no enrolamento secundário do transformador (v_{st} e i_s).	31

Figura 4.7: Tensão e corrente à saída da fonte (v_{dc} e i_{dc}) e a bateria (v_{bat} e i_{bat}).....	32
Figura 4.8: Tensão e corrente à saída do inversor (v_p e i_p) e no enrolamento primário do transformador (v_{pt} e i_p).	32
Figura 4.9: Tensão e corrente à entrada do retificador (v_s e i_s) e no enrolamento secundário do transformador (v_{st} e i_s).....	33
Figura 4.10: Tensão e corrente à saída da fonte (v_{dc} e i_{dc}) e na bateria (v_{bat} e i_{bat}).....	33
Figura 4.11: Estado de carga para L_{var} de 47 μ H.	35
Figura 4.12: Estado de carga para L_{var} de 77 μ H.	35
Figura 4.13: Estado de carga para L_{var} de 117 μ H	35
Figura 4.14 : Diagrama de blocos do controlador de corrente.....	36
Figura 4.15: Diagrama de blocos da bobina variável.....	36
Figura 4.16 : Corrente na bateria (i_{bat}) e valores da bobina variável (L_{var}).....	37
Figura 4.17: Potência Ativa (p) versus potência reativa (q) à saída do inversor.	37
Figura 5.1: Implementação da montagem experimental: 1-Fonte de alimentação, 2-Bateria, 3-Transformador IPT, 4- Bobina variável.	39
Figura 5.2: Implementação da montagem experimental em detalhe: 1-Bateria, 2-Braço IGBT's, 3-FPGA, 4-Condensadores do circuito ressonante, 5-Ponte díodos	40
Figura 5.3: Esquema da montagem experimental.....	40
Figura 5.4 : Bobina Variável.....	42
Figura 5.5 : Esquema correspondente a uma das duas placas da bobina.	42
Figura 5.6 : Esquema de ligações da Bobina variável.	42
Figura 5.7 - a) tensão v_p (1) e corrente i_p (4) à saída do inversor com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{pt} (1) e corrente i_p (4) no enrolamento primário e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).	44
Figura 5.8 : a) tensão v_s (1) e corrente i_s (4) à entrada do retificador com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{st} (1) e corrente i_s (4) no enrolamento secundário e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).	44
Figura 5.9 : a) tensão v_{dc} (1) e corrente i_{dc} (4) à saída da fonte com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{bat} (1) e corrente i_{bat} (4) na bateria e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).	45
Figura 5.10 : a) tensão v_p (1) e corrente i_p (4) à saída do inversor com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{pt} (1) e corrente i_p (4) no enrolamento primário e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).	46

Figura 5.11 : a) tensão v_s (1) e corrente i_s (4) à entrada do retificador com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{st} (1) e corrente i_s (4) no enrolamento secundário e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).	47
Figura 5.12 : a) tensão v_{dc} (1) e corrente i_{dc} (4) à saída da fonte com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{bat} (1) e corrente i_{bat} (4) na bateria e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).	47
Figura 5.13 : a) tensão v_p (1) e corrente i_p (4) à saída do inversor com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{pr} (1) e corrente i_p (4) no enrolamento primário e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).	48
Figura 5.14 : a) tensão v_s (1) e corrente i_s (4) à entrada do retificador com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{st} (1) e corrente i_s (4) no enrolamento secundário e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).	48
Figura 5.15 : a) tensão v_{dc} (1) e corrente i_{dc} (4) à saída da fonte com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{bat} (1) e corrente i_{bat} (4) na bateria e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).	49
Figura 5.16: Ponto ótimo de funcionamento, sem desalinhamento: (1) - tensão v_p , (4) - corrente i_p , (2) - tensão v_{bat} , (3) - corrente i_{bat}	51
Figura 5.17 : a) Sistema com um desalinhamento de 26%, b) Sistema ajustado ao seu ponto ótimo.	51
Figura 5.18 : Ponto ótimo de funcionamento, sem desalinhamento: (1) - tensão v_p , (4) - corrente i_p , (2) - tensão v_{bat} , (3) - corrente i_{bat}	52
Figura 5.19 : a) Sistema com um desalinhamento de 32%; b) Sistema ajustado ao seu ponto ótimo.	52
Figura 5.20 : Ponto ótimo de funcionamento, sem desalinhamento: (1) - tensão v_p , (4) - corrente i_p , (2) - tensão v_{bat} , (3) - corrente i_{bat}	53
Figura 5.21 : a) Sistema com um desalinhamento de 43%; b) Sistema ajustado ao seu ponto ótimo.	54
Figura B.1 : Diagrama de blocos da fonte.	65
Figura B.2 : Diagrama de blocos do gerador de sinais para controlar os semicondutores.	65
Figura B.3 : Diagrama de blocos do inversor.	66
Figura B.4 : Diagrama de blocos do circuito ressonante com bobina normal/ bobina variável.	66
Figura B.5 : Diagrama de blocos do Transformador IPT.	66
Figura B.6 : Diagrama de blocos do retificador de onda completa.	67
Figura B.7 : Diagrama de blocos da carga, com Condensador em paralelo C_r para atenuar o ripple.	67

Figura B.8 : Diagrama de blocos da Bobina variável.	68
Figura B.9 : Diagrama de blocos do controlador de corrente.	68
Figura C.1: Fonte de alimentação DC.....	71
Figura C.2 : SEMiX® 202GB066HDs.	71
Figura C.3 : Braço de IGBT's.....	72
Figura C.4 : single board RIO 9636.....	72
Figura C.5 : Optoísolador.....	72
Figura C.6 : Enrolamento primário e secundário do transformador IPT.	73
Figura C.7 : Estrutura do enrolamento visto de cima	73
Figura C.8 : Sensor de tensão.....	73
Figura C.9 : Sensores de corrente.	73
Figura C.10 : Osciloscópio.....	73
Figura C.11 : Medidor LCR.....	74
Figura C.12 : Retificador.	74
Figura C.13 : Bateria utilizada 12V 12AH.	74
Figura C.14 : Ensaio auxiliar para calcular M.	75
Figura C.15 : Arquitetura da Single-Board RIO.....	76

Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Expressões de cálculo do valor do condensador C_p para as várias topologias.....	21
Tabela 4.1: Potências ao longo do circuito para os diferentes níveis de Lvar.	34
Tabela 5.1: Potências ao longo do circuito para os diferentes níveis de Lvar.	49
Tabela B.1 : Parâmetros da fonte de alta frequência.....	68
Tabela B.2 : Parâmetros do transformador IPT e circuito ressonante.....	69
Tabela B.3 : Parâmetros de indutância e resistência para simular a Bobina variável.	69
Tabela B.4 : Parâmetros dos díodos da ponte retificadora.	69
Tabela B.5 : Parâmetros da bateria.....	69
Tabela B.6 : Ganhos do controlador PI.....	70
Tabela C.1 : Parâmetros do sistema implementado na prática.....	76

Lista de abreviaturas e símbolos

C_p	Condensador ressonante lado primário.
C_s	Condensador ressonante lado secundário.
B	Densidade de fluxo magnético.
D	Ciclo de trabalho (<i>duty-cycle</i>).
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>).
di/dt	Varição da corrente no tempo (A/s).
dv/dt	Varição da tensão no tempo (V/s).
ESR	Resistência em Série Equivalente (<i>Equivalent Series Resistance</i>).
F	Força magnetomotriz.
f_r	Frequência de ressonância (Hz).
f_s	Frequência de comutação dos IGBT's.
H	Intensidade do campo magnético.
I_{bat}	Valor médio da corrente de carga da bateria.
i_{bat}	Valor instantâneo da corrente de carga da bateria.
I_{dc}	Valor médio da corrente da fonte DC.
i_{dc}	Valor instantâneo da corrente da fonte DC.
$IGBT$	Transístor Bipolar de Gate Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>).
I_p	Valor eficaz da corrente do primário.
\bar{I}_p	Fasor da corrente do primário.
i_p	Valor instantâneo da corrente do primário.
IPT	Transferência de energia por indução (<i>Inductive power transfer</i>).
I_s	Valor eficaz da corrente do secundário.
\bar{I}_s	Fasor da corrente do secundário.
i_s	Valor instantâneo da corrente do secundário.
i_{s1}	Componente fundamental da corrente do secundário.
k	Fator de acoplamento.
L_{fp}	Indutância de fugas do enrolamento primário.
L_{fs}	Indutância de fugas do enrolamento secundário.
L_p	Indutância própria do enrolamento primário.

L_s	Indutância própria do enrolamento secundário.
L_{var}	Indutância da bobina variável.
LVI	Indutância Variável Linear (<i>Linear Variable Inductor</i>).
M	Indutância mútua.
MDF	Placa de fibra de madeira de média densidade (<i>Medium Density Fiberboard</i>).
N	Número de espiras.
P_{in}	Potência à entrada do braço inversor.
p_n	Potência do harmônico de ordem n.
P_{out}	Potência fornecida à bateria.
\mathfrak{R}	Relutância.
R_{load}	Resistência equivalente da carga.
R_p	Resistência do enrolamento primário.
R_s	Resistência do enrolamento secundário.
SOC	Estado de carga (<i>State Of Charge</i>).
SS	Topologia Série-Série.
T_s	Período de amostragem.
V_{bat}	Valor médio da tensão aos terminais da bateria.
V_{dc}	Valor médio da tensão da fonte DC.
VE	Veículo elétrico.
VI	Indutância Variável (<i>Variable Inductor</i>).
$\overline{V_p}$	Fasor da tensão à saída do inversor.
v_p	Valor instantâneo da tensão à saída do inversor.
v_{p1}	Componente fundamental da tensão à saída do inversor.
V_{p1}	Valor eficaz da componente fundamental da tensão à saída do inversor.
$\overline{V_{pr}}$	Fasor da tensão induzida no enrolamento primário.
V_{pr}	Valor eficaz da tensão induzida no enrolamento primário.
V_{pt}	Valor eficaz da tensão no enrolamento primário do transformador.
v_s	Valor instantâneo da tensão à entrada do retificador.
v_{s1}	Componente fundamental da tensão à entrada do retificador.
$\overline{V_{sr}}$	Fasor da tensão induzida no enrolamento secundário.
V_{sr}	Valor eficaz da tensão induzida no enrolamento secundário.

V_{st}	Valor eficaz da tensão no enrolamento secundário do transformador.
ZCS	Comutação no Zero da Corrente (<i>Zero Current Switching</i>).
Z_{fonte}	Impedância aos terminais da fonte de alta frequência.
Z_r	Impedância equivalente refletida.
Z_s	Impedância do enrolamento secundário.
ZVS	Comutação no Zero da Tensão (<i>Zero Voltage Switching</i>).
Φ	Fluxo Magnético.
ψ	Fluxo Concatenado.
ω_r	Frequência de ressonância (rad/s).
μ	Permeabilidade magnética do material.

Capítulo 1

Estado da Arte

1.1 Introdução

No passado dia 12/12/2015 foi aprovado um acordo histórico para conter o aquecimento global. Representantes de 195 países aceitaram um novo tratado internacional, que envolverá todas as nações com o intuito de haver um esforço coletivo para que a subida da temperatura do planeta não passe de 1.5° [1].

É do senso comum que o uso de combustíveis fósseis é a principal fonte de emissão de dióxido de carbono, que à escala global constitui um dos principais gases de efeito de estufa. Os transportes integram um dos sectores que envolve queima de combustíveis fósseis, sendo que a maioria da energia por eles consumida provém de combustíveis à base de petróleo, em grande parte, gasolina e gasóleo [2].

Os veículos elétricos (VEs) encontram aqui uma oportunidade de se afirmarem no mercado internacional, já que não emitem, diretamente, qualquer tipo de poluição ambiental. No entanto, existem vários aspetos que dificultam a expansão dos mesmos, tais como, o elevado custo de aquisição e a baixa autonomia. De facto, apesar dos esforços que se têm vindo a fazer ao longo dos últimos anos, o aspeto mais negativo dos VEs é o armazenamento de energia em baterias, já que estas têm pouca autonomia, possuem tempos de carga demasiado elevados e tempo de vida útil reduzido, fazendo com que algumas marcas as aluguem ao proprietário do VE.

A transferência de energia “*wireless*” traz vantagens aos VEs, uma vez que não necessita de ligação de cabos, o que possibilita o carregamento de um veículo enquanto está parado, no caso dos autocarros citadinos que fazem inúmeras paragens durante o seu circuito diário, por exemplo. Todavia, não é apenas quando o VE está parado que este tipo de carregamento pode ser vantajoso. O governo Britânico, em colaboração com a *Highways England* (o departamento responsável pelas estradas britânicas), encontra-se a testar esta tecnologia em autoestradas com o intuito de permitir que os VEs carreguem as respetivas baterias enquanto são conduzidos[3, 4].

1.2 Sistemas de carregamento indutivo

A transferência de energia por indução (IPT) é uma tecnologia emergente que cria novas possibilidades para o carregamento de baterias. No entanto, a complexidade do seu controle e a sua baixa eficiência são fatores que dificultam a sua implementação [5].

No passado, os sistemas IPT têm sido usados com sucesso em aplicações biomédicas e de instrumentação [6-9], na movimentação de materiais nas indústrias [10, 11] e atualmente estão a ser integrados no carregamento de baterias dos veículos elétricos (VE) [12-16].

Estes sistemas são desenvolvidos com o intuito de transferir potência para a carga por meio de um enrolamento primário acoplado magneticamente com um enrolamento secundário, através de um núcleo de ar (Figura 1.1). No fundo, os princípios de funcionamento de tais sistemas são, em grande parte, idênticos aos muito utilizados transformadores e motores de indução (sistemas eletromecânicos), onde a indutância de fugas é muito mais baixa que a indutância mútua. Devido, não só ao isolamento elétrico, mas também à ausência de contacto mecânico entre fonte e carga, os sistemas IPT não necessitam de grandes custos de manutenção, são bastante fiáveis e seguros, e têm a capacidade de operar tanto em ambientes “limpos” como em ambientes mais poluídos [17].

Normalmente os sistemas IPT contêm uma larga distância entre os enrolamentos primário e secundário [18, 19], o que os diferencia dos transformadores convencionais, que possuem um bom acoplamento entre enrolamentos. Devido a essa distância entre enrolamentos, os sistemas IPT têm uma indutância de fugas considerável. Os enrolamentos primário e secundário são separados por um entreferro, reduzindo consideravelmente o fluxo de magnetização. Desta forma, é necessário um circuito de compensação para as indutâncias de fugas e uma elevada corrente de magnetização.

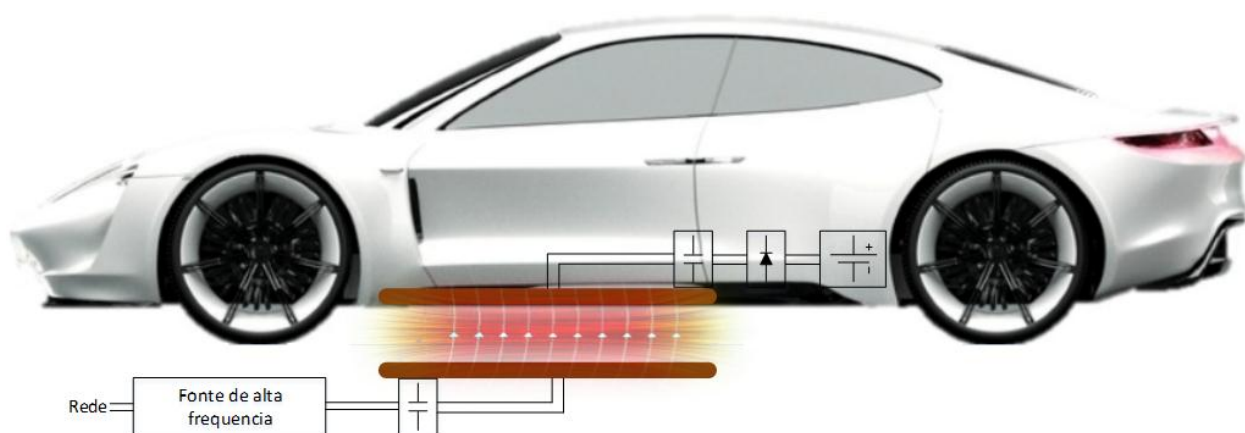


Figura 1.1: Sistema IPT aplicado a um VE.

Como já referido anteriormente, o funcionamento destes sistemas é muito semelhante aos transformadores convencionais. Circulando uma corrente sinusoidal i_p no enrolamento primário a uma frequência ω é criado um campo magnético variável (Lei de Ampère), campo esse que induz uma força eletromotriz no enrolamento secundário (Lei de Faraday), criando então uma diferença de potencial v_s aos terminais do enrolamento secundário. De igual modo, com uma carga no secundário, existe uma corrente neste, com uma dada frequência angular ω e um determinado valor eficaz I_s , originando uma diferença de potencial v_p no enrolamento primário (Figura 1.2).

Nesta dissertação, são utilizadas várias vezes as letras p e s em subscrito, que significam primário e secundário respetivamente. Ao longo da mesma, é necessário diferenciar o tipo de valor de grandezas como corrente ou tensão. É definido que um valor eficaz é representado por letra maiúscula, um valor instantâneo por letra minúscula e um valor fasorial é representado com um traço por cima da variável em questão.

Através de (1.1) e (1.2) é possível obter os valores de \bar{V}_{pr} e \bar{V}_{sr} , onde M corresponde à indutância mútua entre os enrolamentos primário e secundário.

Existem vários parâmetros que influenciam M , tais como, o valor do entreferro entre o primário e o secundário, o número de espiras dos enrolamentos e o valor do desalinhamento horizontal entre primário e o secundário. O fator de acoplamento k é um parâmetro que se relaciona com a indutância mútua e as indutâncias próprias dos enrolamentos primário e secundário (1.3). Tomando valores entre 0 e 1, através deste parâmetro quantifica-se o nível de acoplamento entre dois enrolamentos.

$$\bar{V}_{sr} = j\omega M \bar{I}_p. \quad (1.1)$$

$$\bar{V}_{pr} = j\omega M \bar{I}_s. \quad (1.2)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{(L_p L_s)}}. \quad (1.3)$$

Perante sistemas com um elevado entreferro (100-250 mm), e com desalinhamentos na horizontal (+/-200 mm) [16], o valor de M é muito inferior ao valor das indutâncias próprias do primário (L_p) e secundário (L_s), o que origina um fator de acoplamento com valores compreendidos entre 0 e 0.5, ao contrário dos 0.95 e 0.98 de um transformador convencional. Sistemas com fatores de acoplamento entre 0 e 0.2 são muitas vezes designados de sistemas com fraco acoplamento.

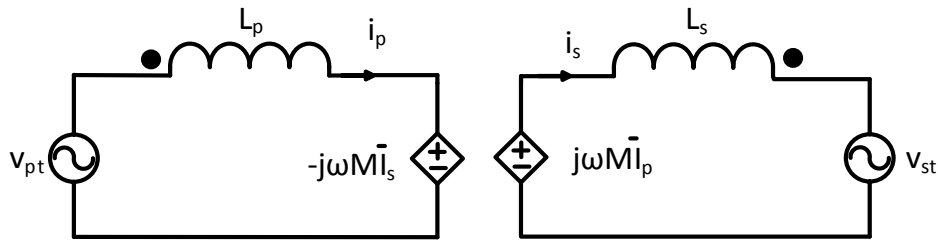


Figura 1.2: Esquema elétrico equivalente do modelo de acoplamento entre o primário e o secundário.

Como é possível ver em (1.1) e (1.2), com baixos valores de M obtém-se tensões \bar{V}_{pr} e \bar{V}_{sr} baixas, o que pode ser contrariado utilizando fontes de alimentação comutadas a frequências elevadas (10-50 kHz). Com o objetivo de melhorar o campo magnético, são utilizados materiais com elevada permeabilidade no núcleo do primário e do secundário, melhorando assim o parâmetro M . Ainda assim o seu reduzido valor origina elevados valores de indutância de fugas tanto do primário L_{fp} como do secundário L_{fs} . Estas indutâncias de fugas podem ser obtidas pelas equações (1.4) e (1.5) e podem ser compensadas utilizando conversores ressonantes [12].

$$L_{fp} = L_p(1 - k). \quad (1.4)$$

$$L_{fs} = L_s(1 - k). \quad (1.5)$$

1.3 Conversores ressonantes

Os conversores ressonantes têm sido fortes candidatos em muitas aplicações de eletrônica de potência devido às suas variadas capacidades, entre elas, a comutação suave, a operação em alta frequência, o elevado rendimento e o tamanho reduzido[20].

Um conversor ressonante (Figura 1.3) é constituído por uma fonte de alta frequência e um circuito ressonante. A fonte de alta frequência, tanto pode ser um inversor de ponte completa, constituído por quatro semicondutores (conversor DC-AC), como um inversor de meia ponte, constituído por dois semicondutores (conversor DC-DC). O circuito ressonante é constituído por dois enrolamentos, primário e secundário do transformador, e pelas respetivas compensações, primária e secundária, realizadas por condensadores que podem ocupar qualquer posição de Z na

Figura 1.3.

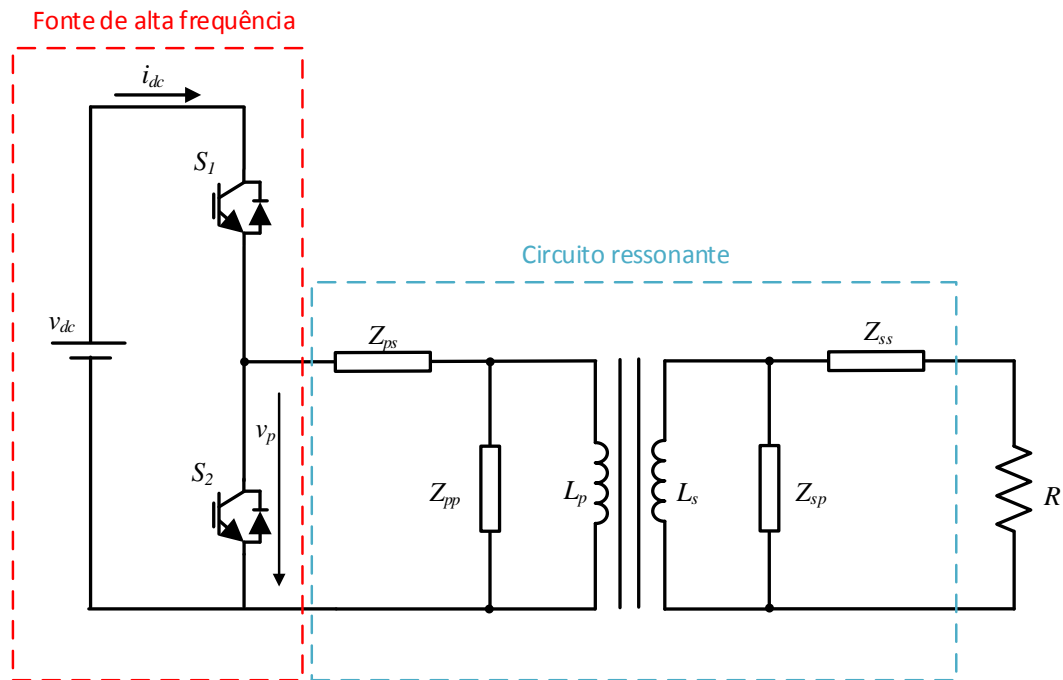


Figura 1.3 : Exemplo de um conversor ressonante sem topologia definida.

A compensação não é um conceito novo, sendo utilizada em sistemas de energia elétrica para correção do fator de potência ou compensação das linhas de transmissão. No entanto, a componente reativa nestes casos costuma ser inferior à componente ativa, enquanto que nos sistemas IPT o nível de compensação pode ultrapassar 50 vezes o valor da componente ativa a enviar pelo primário do transformador [21].

A compensação capacitiva permite aumentar a capacidade de transferência de energia, diminuir perdas e aumentar o rendimento a altas frequências.

O enrolamento primário, normalmente, é compensado de modo a reduzir ao máximo o consumo de energia reativa por parte do sistema, o que permite reduzir a potência nominal (aparente) da fonte. Quando perfeitamente compensado, a fonte fornece uma tensão em fase com a corrente, o que faz com que a transferência de energia do primário para o secundário ocorra com um fator de potência unitário. No lado do secundário, a compensação aumenta a capacidade de transferência de energia do transformador [14].

Para aumentar e melhorar a capacidade de transferência de energia, independentemente da topologia usada, é necessário que todo o sistema funcione à frequência de ressonância f_r . Caso isto se verifique, toda a impedância do conversor ressonante perante o lado primário é puramente resistiva e, por conseguinte, as perdas são praticamente nulas. Este é o ponto ótimo de transferência de energia para a carga. O sistema pode funcionar tanto abaixo como acima da frequência de ressonância, com o revés de baixar o rendimento do mesmo. A transferência de energia é feita usando apenas a componente fundamental da frequência de comutação do inversor f_s , o que implica que os harmónicos da fonte DC e da carga sejam eliminados. Assim, o conversor ressonante tanto

atua como um filtro passa-baixo ou como passa-banda, isolando a entrada e a saída dos harmônicos à frequência de ressonância f_r [20].

Uma das vantagens do inversor trabalhar com frequência de comutação f_s elevada é a redução do tamanho do transformador e dos elementos reativos, no entanto, com esse aumento, as perdas por comutação ocorrentes nos semicondutores do inversor tornam-se mais significativas. Ao trabalhar com conversores ressonantes pode reduzir-se as perdas por comutação, caso se comute no zero da corrente (ZCS) ou no zero da tensão (ZVS), chamada comutação suave ou *soft-switching*. Então, para que haja comutação suave, no momento da comutação dos semicondutores, as formas de onda da corrente ou da tensão têm de estar em zero. Esta técnica reduz também a interferência eletromagnética (EMI), provocada por elevados di/dt e dv/dt que causam *stress* nos componentes e, por sua vez, reduzem o tempo de vida útil dos mesmos [22].

Existem dois tipos de compensação, a série e a paralela. Observando a Figura 1.3, ao colocar um condensador em Z_{ps} e deixar Z_{pp} em circuito aberto, obtém-se a compensação série no primário. Da mesma forma, a compensação série no secundário pode ser obtida colocando um condensador em Z_{ss} e manter Z_{sp} em circuito aberto. Já na compensação paralela do primário, é colocado um condensador em Z_{pp} , ficando Z_{ps} em curto-circuito. De igual modo, a compensação paralela do secundário obtém-se colocando um condensador em Z_{sp} e deixando um curto-circuito em Z_{ss} . Existe ainda a possibilidade de não compensar, ou compensar apenas um enrolamento do transformador, secundário ou primário, resultando então em 9 topologias distintas (Figura 1.4).

A escolha da topologia mais adequada depende de cada caso. No lado do primário, a compensação série pode revelar-se interessante em aplicações com um enrolamento primário longo, que requer uma tensão elevada; por sua vez, a compensação paralela pode ser útil em casos onde o enrolamento primário é concentrado e circulem correntes elevadas. Quanto ao lado do secundário, a compensação série deve ser adotada quando este possui características de uma fonte de tensão; por outro lado, quando possui características de uma fonte de corrente deve optar-se pela compensação paralela [21].

Primário / Secundário	Sem compensação	Compensação série	Compensação paralela
Sem compensação			
Compensação série			
Compensação paralela			

Figura 1.4: Diferentes topologias de compensação.

Existe ainda a possibilidade de agregar vários elementos reativos, não só condensadores, mas também bobinas, e assim obter várias topologias de compensação para além das referidas [23].

1.4 Objetivos

O objetivo desta dissertação é avaliar e implementar um sistema de carregamento indutivo, com a adição de uma bobina variável, com intuito de esta, não só controlar a corrente nas baterias, mas também compensar eventuais desalinhamentos entre primário e secundário do transformador.

1.5 Estrutura

Esta dissertação está dividida em 6 capítulos. No Capítulo 1 é feita uma introdução aos sistemas de carregamento indutivo, aos circuitos ressonantes e suas topologias e por fim são apresentados os objetivos para esta dissertação. No Capítulo 2 analisa-se a bobina variável e outros métodos de controlo existentes na literatura. No Capítulo 3 é feita uma análise matemática ao sistema utilizado. No Capítulo 4 apresenta-se uma simulação computacional, sendo analisados os vários resultados obtidos. No Capítulo 5 apresentam-se os resultados do trabalho experimental desenvolvido, fazendo a comparação desses resultados com os resultados obtidos na simulação computacional. Por fim, no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões desta dissertação e algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Indutância Variável

2.1 Introdução

O conceito de indutância variável (VI) remonta à década de 1930, onde a variação era realizada mecanicamente, mudando o número de espiras do enrolamento ou o tamanho do entreferro [24]. Mais tarde, na década de 60, com a grande evolução dos componentes eletrônicos, começaram a surgir versões mais sofisticadas utilizando semicondutores, inicialmente tirístores, para substituir as interfaces mecânicas [25, 26]. Apenas em 1987 surge a proposta da indutância controlável quase-linear [27], considerada primeira grande indutância variável, controlada por um desvio do enrolamento, que posteriormente seria melhorado e levando assim a uma outra invenção: a indutância variável linear (LVI). Mais tarde, em 1994, é proposta uma indutância variável controlada por corrente para circuitos ressonantes de alta frequência, de forma a realizar o objetivo principal de uma bobina típica de ressonância em inversores de alta frequência. Esta técnica poderia aumentar a faixa de operação ZVS, reduzindo, assim, o ciclo de trabalho e as perdas por comutação [28]. Este dispositivo, a indutância variável (VI) ou bobina variável, assemelha-se a um reator saturável ou amplificador magnético ou mesmo a um transformador.

Muito resumidamente, a bobina variável consiste na montagem de núcleos magnéticos e de dois enrolamentos, um enrolamento principal onde circula corrente AC e um enrolamento adicional percorrido por uma corrente DC, responsável pelo controle do fluxo de potência no enrolamento principal.

2.2 Conceitos teóricos

Antes de avançar para a análise da bobina variável, devem ser tidas em conta algumas teorias clássicas do eletromagnetismo.

Começando pela Lei de Gauss na sua forma geral, apresentada na equação (2.1), estabelece que o valor (escalar) do fluxo magnético ϕ que atravessa uma superfície está relacionado com a densidade de fluxo magnético:

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}, \quad (2.1)$$

onde o vetor \vec{B} é a densidade de fluxo magnético da superfície e $d\vec{S}$ é a área da superfície.

Caso a densidade de fluxo seja uniforme e perpendicular a toda uma superfície A , a equação (2.1) pode ser escrita como apresentado na equação (2.2):

$$\phi = BA, \quad (2.2)$$

onde B é a densidade de fluxo magnético. O próximo passo é o de relacionar o fluxo concatenado total ψ com a densidade de fluxo magnético ϕ . Para tal é necessário recorrer à Lei de Faraday descrita na equação (2.3) que diz que o fluxo magnético variável no tempo $\phi(t)$ ao atravessar um enrolamento provoca nesse mesmo enrolamento uma tensão induzida $v_i(t)$:

$$v_i(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}. \quad (2.3)$$

Se o enrolamento tem várias espiras N idênticas, e se o fluxo varia de igual forma através de cada espira, deve ser utilizado o conceito de fluxo concatenado total ψ . Basicamente, o fluxo concatenado é N vezes maiores que o fluxo que atravessa uma única espira, como é visível na equação (2.4):

$$\psi = N\phi. \quad (2.4)$$

Então (2.3) pode ser redefinida da forma descrita pela equação (2.5):

$$v_i(t) = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\psi(t)}{dt}. \quad (2.5)$$

É importante realçar que na equação (2.5) a resistência DC do enrolamento é desprezada, caso contrário, a soma do termo $R \cdot i(t)$ teria de ser incluído no lado direito da equação.

Falando agora de intensidade de campo magnético H , é preciso recorrer à denominada Lei de Ampère, apresentada na equação (2.6), que diz: para qualquer enrolamento composto por um trajeto em anel fechado com um comprimento l , a soma (integral) dos comprimentos dos elementos vezes o vetor intensidade do campo magnético é igual à corrente que flui através desse trajeto a multiplicar pelo número de espiras do enrolamento:

$$\oint_l \vec{H} \times \vec{dl} = Ni. \quad (2.6)$$

De notar que o termo Ni é muitas vezes denominado de força magnetomotriz (*mmf*) e é representado por \mathcal{F} . Outra forma comum de declarar a Lei de Ampere é apresentada na equação (2.7):

$$\oint_l \vec{B} \cdot \vec{dl} = \mu i, \quad (2.7)$$

onde μ é a permeabilidade do material. Rearranjando (2.6) e (2.7) consegue-se encontrar a relação entre B e H que resulta na equação (2.8):

$$B = \mu H. \quad (2.8)$$

O fluxo produzido num material magnético por uma mmf depende, naturalmente, das características do material que é denominada de relutância \mathfrak{R} . Essencialmente a relutância é uma resistência magnética, ou seja, em analogia com um circuito elétrico, onde a resistência se opõe à passagem da corrente elétrica, num circuito magnético a relutância é uma medida de oposição ao fluxo. A definição matemática geral de relutância, considerando-se um material homogéneo, deriva da definição de força magnetomotriz segundo a equação (2.9):

$$\mathfrak{R} = \frac{\mathcal{F}}{\phi} = \frac{Hl}{BA} = \frac{l}{\mu A}, \quad (2.9)$$

em que l e A são o comprimento do percurso magnético e de secção transversal do material, respetivamente, e μ a permeabilidade do material. Olhando para a definição anterior de relutância é visível que este parâmetro é altamente dependente do tipo do material e da sua forma / dimensão.

2.3 Bobina variável

Uma bobina é um dispositivo elétrico passivo que armazena energia na forma de campo magnético, caracterizando-se por ter uma indutância que pode ser denominada de indutância própria, e normalmente é expressa em Henry [H]. Por outras palavras, a indutância pode ser definida como a propriedade de uma bobina em que uma variação de corrente "induz" uma tensão, também conhecida como força eletromotriz (fem). Quando a tensão é induzida no próprio condutor denomina-se de tensão autoinduzida, por outro lado, quando é induzida em bobinas adjacentes designa-se tensão induzida mútua[29].

No entanto, quando se referem as curvas de magnetização, ou curvas $B(H)$, de um material específico, a indutância pode ser definida como indutância secante (*secant inductance*) ou indutância diferencial (*differential inductance*). A equação (2.10) define a indutância secante, que é apenas válida para materiais com permeabilidade constante (curva $B(H)$ linear), o ar. Em materiais cujo a curva $B(H)$ é não linear, ou seja, materiais ferromagnéticos, surge a indutância diferencial que é definida como sendo a razão entre a variação do fluxo magnético $\phi(t)$ e a variação da corrente no enrolamento $i(t)$, vezes o número de espiras do enrolamento N (equação (2.11))[30].

$$L = N \frac{\phi(t)}{i(t)} = \frac{\psi(t)}{i(t)}. \quad (2.10)$$

$$L_{dif} = \frac{d\psi(t)}{di(t)}. \quad (2.11)$$

O gráfico da Figura 2.1 ajuda a ter uma melhor perceção da diferença entre ambas as indutâncias em cima referidas.

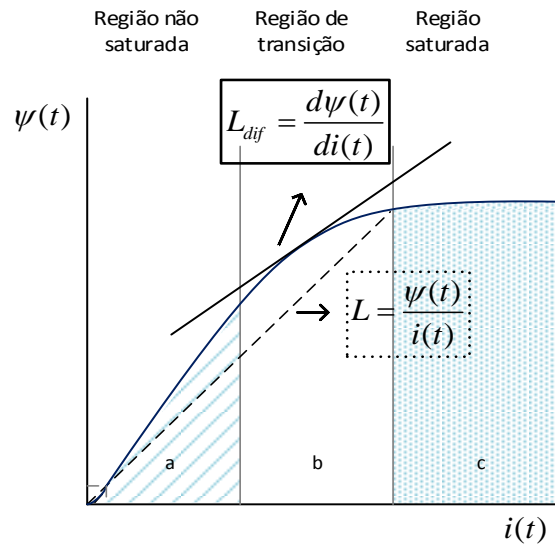


Figura 2.1: Diferença entre as referidas indutâncias [29].

2.4 Princípio de funcionamento

O princípio de funcionamento da bobina variável pode ser explicado recorrendo aos transformadores. Um núcleo sem entreferro entra em saturação quando uma fraca corrente DC flui num enrolamento de um transformador [30]. De forma muito semelhante, a corrente que flui no enrolamento DC da bobina variável provoca a saturação do seu núcleo, alterando a indutância do enrolamento AC, de forma a permitir o controlo do fluxo de potência nesse enrolamento.

Na literatura, existem artigos e patentes que mostram várias estruturas de bobinas variáveis, variando o tipo de estrutura do núcleo e a organização dos enrolamentos. Relativamente ao núcleo, geralmente, a bobina é projetada de modo a funcionar no joelho ou na região de transição, ou seja, da região não saturada para a região saturada da curva de magnetização (Figura 2.2).

Na Figura 2.3 está representada uma bobina variável, implementada num núcleo do tipo E com entreferro. Este entreferro é importante para manter uma baixa permeabilidade, de modo a que o núcleo não sature rapidamente. O enrolamento principal é colocado na coluna central do núcleo e os enrolamentos de controlo são colocados nas colunas exteriores, esquerda e direita. Estes últimos são ligados em série com polaridades opostas, com o intuito de anular as tensões induzidas pelo enrolamento principal [30, 31].

O princípio de funcionamento é o seguinte: devido ao entreferro na coluna do meio, o fluxo de corrente alternada fluirá através dessa mesma coluna e depois divide-se para as colunas esquerda e direita de acordo com a relutância de cada caminho. Uma injeção de corrente de controlo DC, crescente, tende a aumentar a densidade de fluxo do trajeto DC, aumentando por sua vez a relutância global do núcleo. É apenas necessária uma pequena quantidade de corrente DC

para alterar a permeabilidade efetiva alcançada pelo enrolamento da coluna central, modificando assim o seu valor de indutância [30, 31].

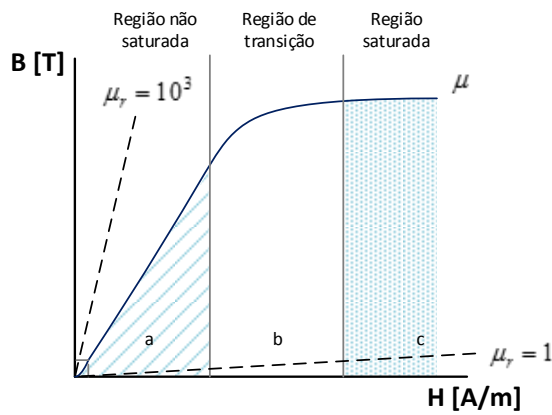


Figura 2.2: Curva de magnetização típica de um material magnético [29].

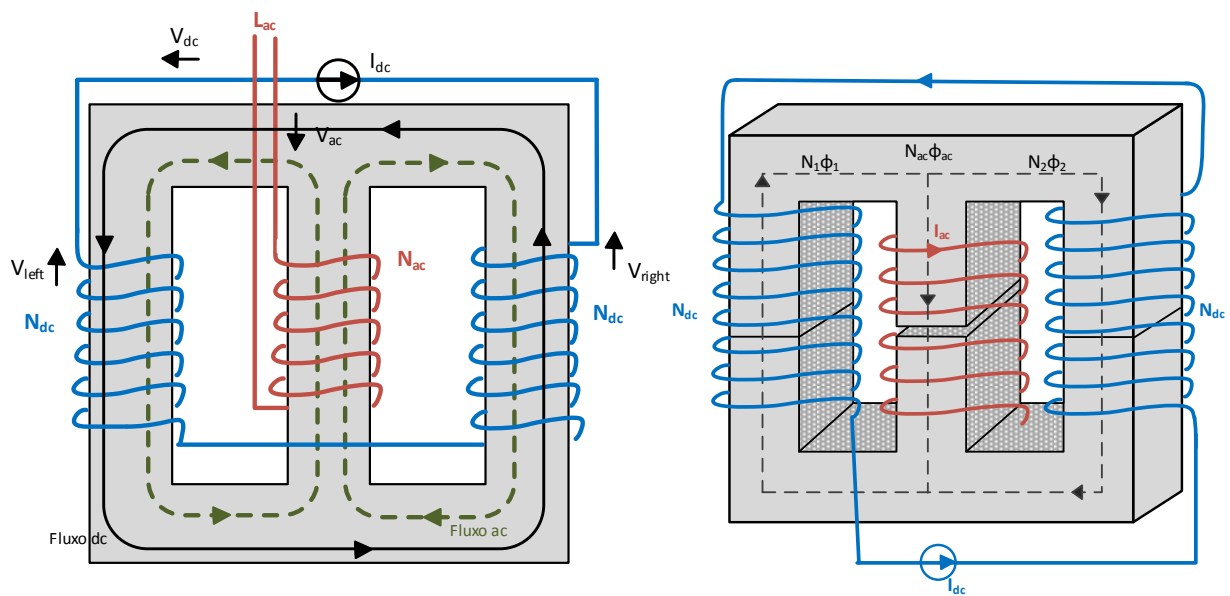


Figura 2.3: Bobina variável controlada por corrente - núcleo tipo E.

2.5 Estrutura e modelação

Reguladores magnéticos podem ser construídos de várias formas e topologias dependendo dos núcleos disponíveis.

A modelação é essencial para compreender as bobinas variáveis e representa uma ferramenta extremamente útil para quem pretende projetá-las e desenvolvê-las. Normalmente, na literatura, existem três abordagens distintas para a modelagem de dispositivos magnéticos complexos:

- Software de análise de elementos finitos: fornece a melhor precisão possível, mas exige um enorme esforço e tempo dedicado à análise computação [32].
- Modelo do condensador girante (*gyrator-capacitor model*): é considerado dos métodos mais eficazes mas raramente é usado [33].
- Modelo de relutância magnética: a abordagem mais típica [34].

Para dar uma ideia acerca da densidade de fluxo e sua direção numa bobina variável, algumas ilustrações obtidas através do Flux, um software de análise de elementos finitos, podem ser vistas na Figura 2.4. Neste exemplo temos um núcleo do tipo EFD 25 duplo, com um entreferro na coluna central de 0.6 mm. O enrolamento AC é formado por fio de cobre de secção transversal de 0.63 mm, dando 35 voltas à coluna central. Os enrolamentos de polarização são ligados em série em cada uma das colunas laterais, e cada um deles consiste num fio de cobre com 71 voltas e secção transversal de 0.315mm.

Na Figura 2.4 (a), é ilustrada a distribuição da densidade de fluxo no núcleo quando este possui apenas o enrolamento AC, com uma corrente contínua de 1.5 A. Neste caso, existe uma distribuição quase uniforme de fluxo em qualquer zona do núcleo. Na Figura 2.4(b) é ilustrada a distribuição da densidade de fluxo, devido à corrente contínua que flui através dos enrolamentos de polarização, e, especificamente, é perceptível que a densidade do fluxo através da coluna central é muito mais baixa em comparação com as colunas exteriores, e conclui-se também que uma corrente de polarização DC relativamente baixa (0.4 A) é suficiente para saturar os núcleos (as setas amarelas na Figura 2.4 indicam que os núcleos estão saturadas nas respetivas áreas). Tanto na Figura 2.4 (c) como na Figura 2.4 (d) é perceptível o impacto do fornecimento de ambos os enrolamentos ao mesmo tempo com corrente contínua, que basicamente mostra a saturação da coluna do lado direito.

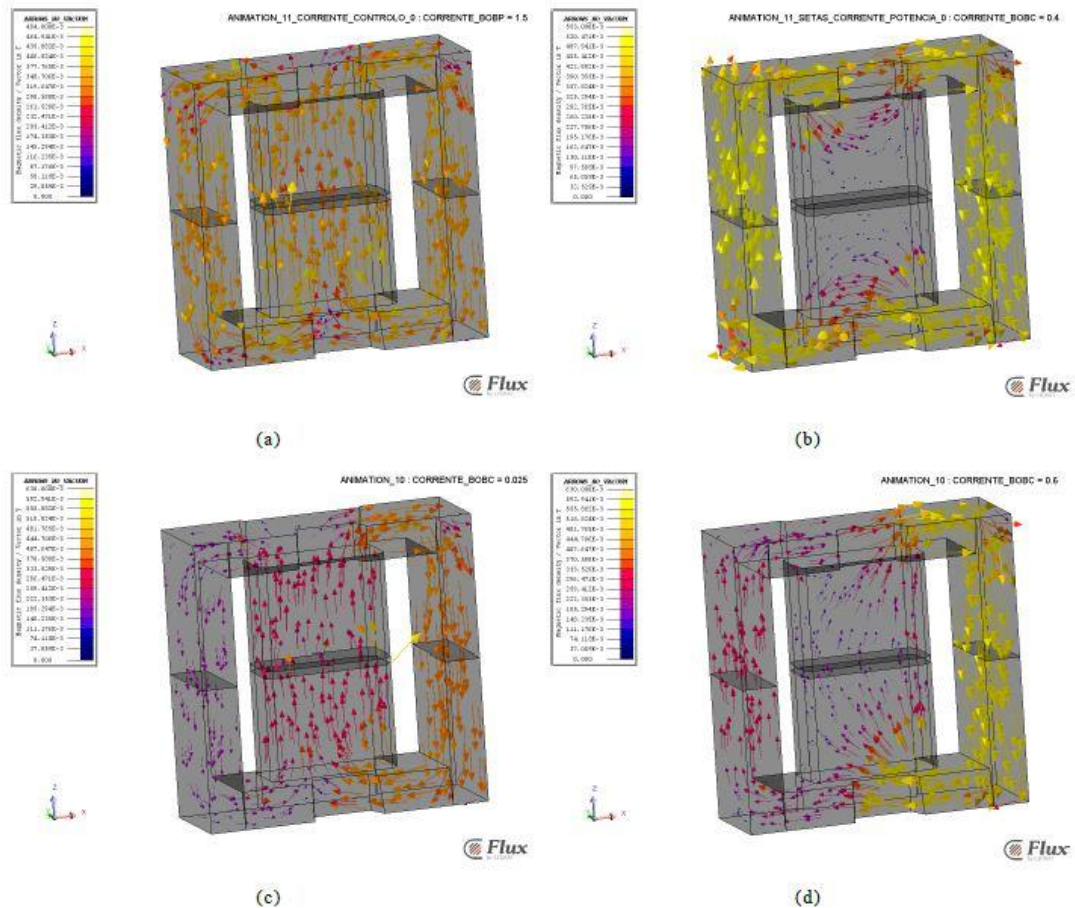


Figura 2.4: (a) Corrente DC de 1.5 A no enrolamento AC (central) e no enrolamento de polarização não há qualquer corrente. (b) Nenhuma corrente no enrolamento AC e 0.4 A no enrolamento de polarização. (c) Enrolamento de polarização com 25 mA DC e enrolamento AC com uma corrente de 1.3 A DC. (d) Enrolamento de polarização com 0.6 A DC e enrolamento AC com uma corrente de 1.3 A DC [35].

2.6 Métodos de controlo de corrente

Existem vários fatores a ter em conta no controlo de conversores ressonantes, o que torna esta fase do projeto um pouco sensível, pois o ajuste de um parâmetro pode causar efeitos indesejados no sistema, e fazer com que haja redução da fiabilidade e eficiência do mesmo.

A frequência de comutação f_s é uma das variáveis a ter em conta no tipo de controlo, pois caso seja variável, permite ajustar alguns parâmetros do sistema, tais como a carga e o acoplamento magnético. No entanto, existem muitas aplicações em que essa frequência f_s é fixa.

O controlo pode ser feito com base em algumas variáveis distintas do sistema, como por exemplo, tensão e corrente nas baterias, correntes ou tensões no transformador ou ajustar o circuito ressonante.

De acordo com a literatura atual, existem vários métodos de controlo de um sistema IPT, destacando-se essencialmente três, apresentados de seguida:

- PWM (*pulse width modulation* - modelação por largura de pulso) [36] - Com este método a gama de tensão de saída é pequena e é obtida à custa da diminuição da eficiência do conversor. Além disso, os métodos baseados nesta técnica podem causar aumento de perdas por comutação e condução, devido à sua operação em *hard-switching* (comutação fora do zero da corrente (ZCS) e fora do zero da tensão (ZVS)), e ainda geram grandes picos de corrente, que são uma fonte de EMI, diminuindo assim o rendimento do sistema.
- Variando simplesmente a frequência de comutação f_s [37] - Este método enfrenta as mesmas desvantagens do referido acima.
- Controlo em *phase-shift* [38] – Este tipo de controlo, ao contrário dos anteriores, ao funcionar perto da frequência de ressonância f_r consegue alcançar o *soft-switching* sem qualquer tipo de circuito adicional, o que origina melhores rendimentos.

No entanto, o método de controlo utilizado nesta dissertação não assenta em nenhum dos métodos referidos acima, baseando-se apenas no uso de uma bobina variável. Esta vai ser colocada no lado primário do sistema, ou seja, no caso de um carregamento de um VE, estaria colocada no solo sem qualquer tipo de contacto com o VE. Ao regular a indutância da bobina obtém-se uma regulação da corrente do primário que por sua vez ajusta a corrente de carga das baterias, ou seja, no lado secundário do sistema, que faz parte do VE.

Capítulo 3

Análise do Sistema IPT adotado

3.1 Considerações gerais

Como já referido no Capítulo 1 desta dissertação, no carregamento de VE o sistema vai estar separado, ou seja, no solo está instalado uma parte do sistema e a restante está presente no veículo. Em consequência, o enrolamento primário irá funcionar como um transmissor e o enrolamento secundário irá funcionar como um recetor.

Para uma melhor perceção da Figura 3.1, que é um esquema mais aproximado da realidade, é feita uma analogia com o circuito da Figura 1.3 do Capítulo 1.

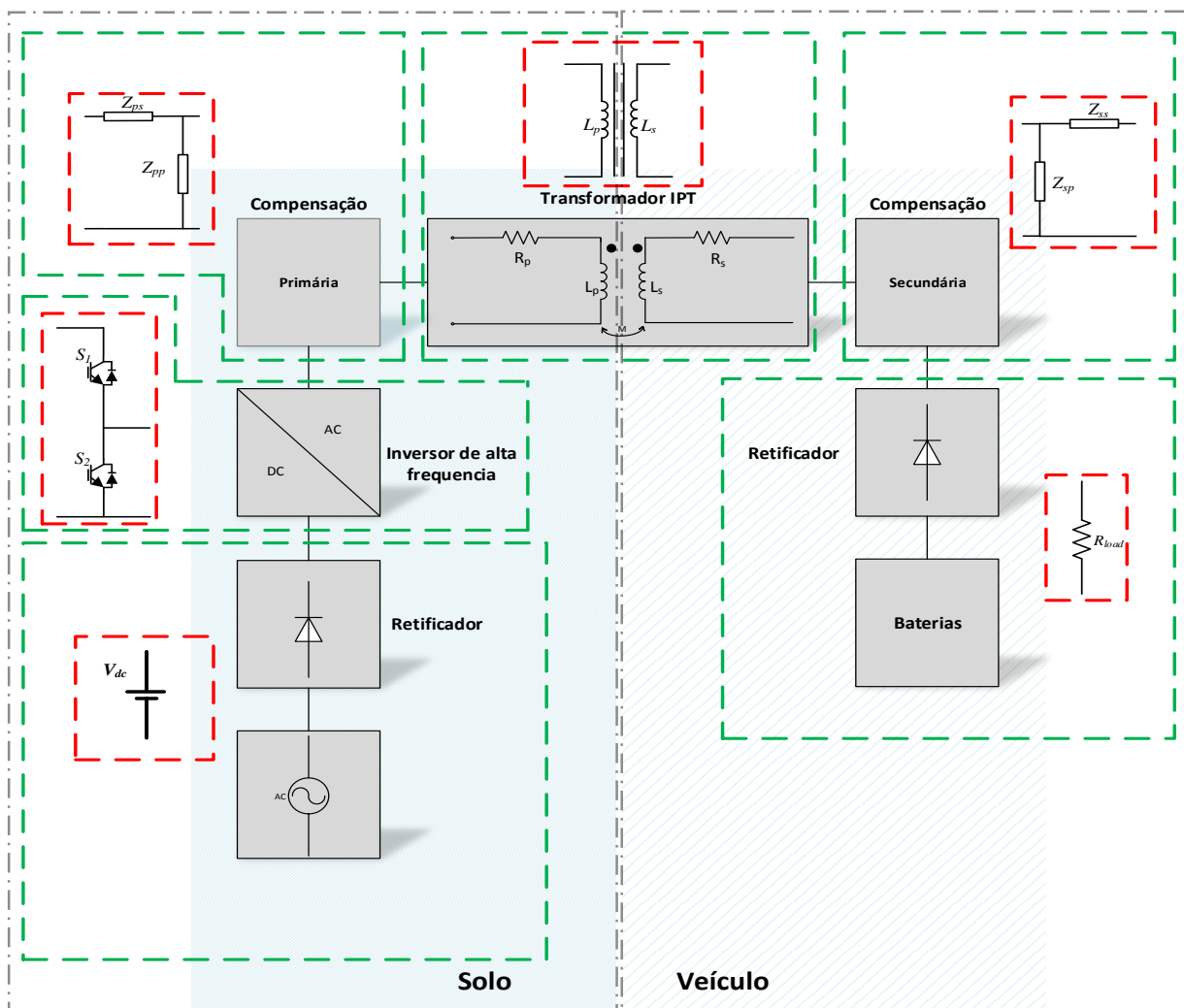


Figura 3.1 : Sistema IPT dividido, à esquerda a parte que está no solo à direita o que está no veículo.

Pode observar-se que as grandes diferenças entre a Figura 3.1 e Figura 1.3 estão na fonte DC e na carga. Normalmente em laboratório, é utilizada uma simples fonte de tensão DC. Na prática, é comum ter uma tensão AC vinda da rede e através de um retificador, obtém-se uma tensão contínua. Por sua vez, no lado do secundário, existe uma ponte retificadora a díodos seguida de uma bateria, que, de modo a simplificar a análise, podem ser convertidos para uma resistência equivalente.

A escolha da configuração de um sistema IPT não é trivial, estando sujeita principalmente ao tipo de aplicação, logo não há nenhuma configuração específica para este tipo de sistemas. No entanto, é possível que possa haver mais que uma configuração apropriada à mesma aplicação. Começando então por analisar o circuito equivalente no lado secundário do sistema (Figura 3.2), em que L_s corresponde à indutância do enrolamento secundário, R_s à resistência do enrolamento secundário e R_{load} corresponde à resistência equivalente da carga:

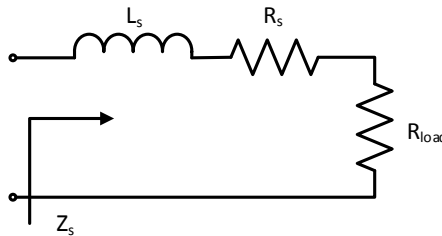


Figura 3.2: circuito equivalente no lado secundário do sistema.

A impedância do secundário Z_s é calculada segundo a equação (3.1)

$$Z_s = j\omega L_s + R_s + R_{load}. \quad (3.1)$$

O efeito da carga do secundário no primário é dado por uma impedância equivalente refletida Z_r [39], que depende da indutância mútua M e da frequência de operação ω , sendo dada pela equação (3.2):

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s}. \quad (3.2)$$

Ao multiplicar a impedância refletida Z_r pelo quadrado da corrente do primário I_p obtém-se a potência transferida (3.3). Teoricamente, não existe limite na capacidade de transferência de energia do primário para o secundário se o sistema funcionar à frequência de ressonância do secundário, determinada por (3.4) [39].

$$P_{out} = R_e \{Z_r\} I_p^2. \quad (3.3)$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_s L_s}}. \quad (3.4)$$

O valor de impedância aos terminais da fonte de tensão Z_{fonte} perante o sistema depende da impedância refletida Z_r , da resistência R_p e da indutância do enrolamento primário L_p (Figura 3.3), sendo dada pelas equações (3.5), (3.6) e (3.7).

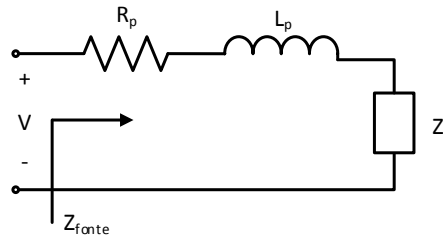


Figura 3.3: Impedância vista pela fonte.

$$Z_{fonte} = R_p + j\omega L_p + Z_r. \quad (3.5)$$

$$Z_{fonte} = R_p + j\omega L_p + \frac{(\omega M)^2}{Z_s}. \quad (3.6)$$

$$Z_{fonte} = R_p + j\omega L_p + \frac{(\omega M)^2}{j\omega L_s + R_s + R_{load}}. \quad (3.7)$$

Analisando a equação (3.7), pode ver-se que, de facto, a impedância equivalente de todo o sistema tem características de uma carga indutiva. Infelizmente, quanto mais indutivo é o Z_{fonte} , menor é a capacidade de transferência de potência do sistema. Isto deve-se ao baixo fator de potência.

No entanto, tal como já foi referido nesta dissertação a capacidade de transferência de potência pode ser melhorada através da ligação de dois condensadores, um no lado primário C_p , outro no lado secundário C_s do transformador. Esta técnica origina uma compensação capacitiva que aumenta a potência transmitida.

Com a aplicação deste método o fator de potência vai ser compensado a um certo ponto em que Z_{fonte} se torne puramente resistivo, ponto esse que garante uma maior transferência de potência [14]. No entanto, esta condição só se verifica a uma determinada frequência ω denominada de frequência de ressonância ω_r .

Ambos os condensadores têm funções distintas, se por um lado C_s se destina à compensação do lado secundário e melhora a transferência de potência para a carga, por outro o condensador colocado no lado primário C_p destina-se à redução do consumo de energia reativa por parte do sistema de forma a conduzir o fator de potência à unidade. Isto é muito importante, na medida em que esta compensação de toda a indutância refletida do circuito força o *zero-phase-angle* (diferença de fase entre tensão e corrente da fonte de alimentação ser zero) [14].

Anteriormente nesta dissertação estão referidas as nove topologias de compensação possíveis, e até foi mencionado que podem existir mais, no entanto existem quatro que se destacam: série- série (SS), série -paralelo (SP), paralelo- série (PS) e paralelo-paralelo (PP), apresentadas na Figura 3.4.

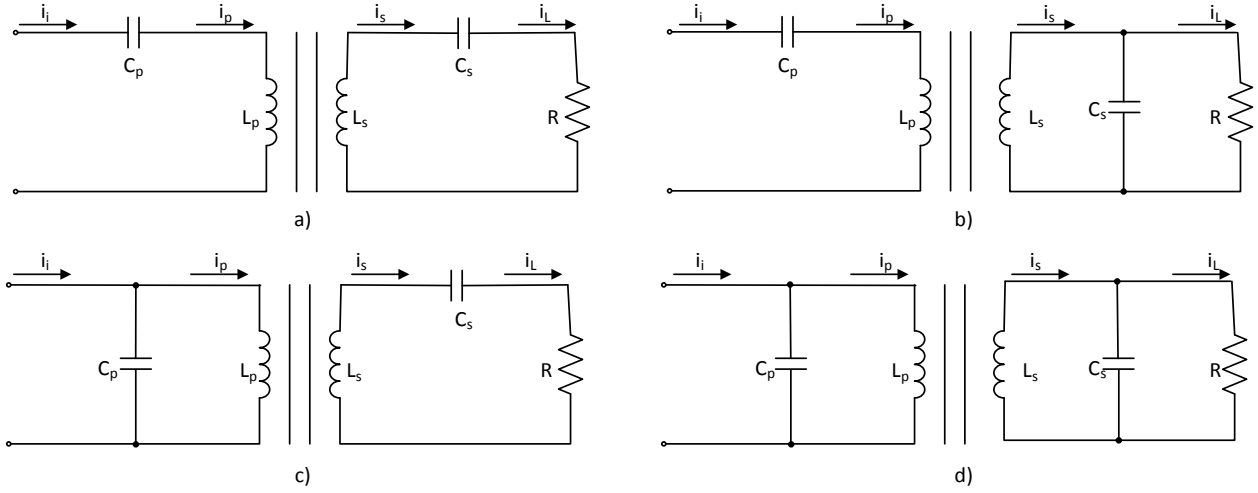


Figura 3.4: Topologias ressonantes básicas: a) SS. b) SP. c) PS. d) PP.

Após a introdução dos condensadores, as equações de Z_s e Z_{fonte} descritas neste capítulo, terão naturalmente de ser ajustadas de acordo com a topologia usada.

Para as topologias S (3.8) e P (3.9) no secundário:

$$Z_s = j\omega L_s + R_s + R_{load} + \frac{1}{j\omega C_s}. \quad (3.8)$$

$$Z_s = j\omega L_s + R_s + \frac{1}{j\omega C_s + \frac{1}{R_{load}}}. \quad (3.9)$$

No lado do primário consoante a topologia S (3.10) ou P (3.11):

$$Z_{fonte} = R_p + j\omega L_p + Z_r + \frac{1}{j\omega C_p}. \quad (3.10)$$

$$Z_{fonte} = \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + R_p + Z_r}}. \quad (3.11)$$

Para calcular os valores dos condensadores, é necessário obedecer à teoria da ressonância, ou seja, é necessário que a parte imaginária seja nula.

Na compensação do secundário, o valor obtido para o condensador C_s vai ser igual tanto para a topologia série como para a paralela e é dado pelas equações (3.12) e (3.13) [40].

$$j\omega L_s - \frac{1}{j\omega C_s} = 0. \quad (3.12)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega_r^2 L_s}. \quad (3.13)$$

No lado do primário o valor de C_p terá de obedecer à Tabela 3.1. As deduções das fórmulas podem ser consultadas no Apêndice A.

Topologia	Valor Cp
SS	$C_p = \frac{1}{\omega^2 L_p}$
SP	$C_p = \frac{1}{\omega^2 (L_p - \frac{M^2}{L_s})}$
PS	$C_p = \frac{L_p}{(\frac{\omega^2 M^2}{R})^2 + \omega^2 L_p^2}$
PP	$C_p = \frac{L_p - \frac{M^2}{L_s}}{(\frac{M^2 (R_s + R_{load})}{L_s^2}) + \omega^2 (L_p - \frac{M^2}{L_s})^2}$

Tabela 3.1: Expressões de cálculo do valor do condensador C_p para as várias topologias.

Cada topologia tem as suas vantagens e desvantagens. A topologia SS implementada no trabalho tem várias vantagens: impedância do secundário Z_s refletida para o lado primário à frequência de ressonância vai possuir apenas uma componente resistiva, a compensação do lado primário C_p será independente da carga, fazendo desta topologia uma boa topologia para cargas variáveis.

Esta topologia permite a circulação de correntes elevadas no circuito, de modo a obter carregamentos mais rápidos [40], sendo portanto a configuração escolhida para implementar nesta dissertação.

3.2 Princípio de funcionamento da configuração adotada

O sistema IPT é bastante complexo e sensível devido à sua natureza e às variações nos seus parâmetros.

Na Figura 3.5 está presente o sistema IPT adotado, em que as resistências dos enrolamentos primário e secundário foram desprezados, de modo a facilitar a sua análise. Como se pode verificar, o sistema possui um inversor de meia onda, aproveitando assim o facto do controlo através da bobina variável não necessitar de um inversor em ponte completa.

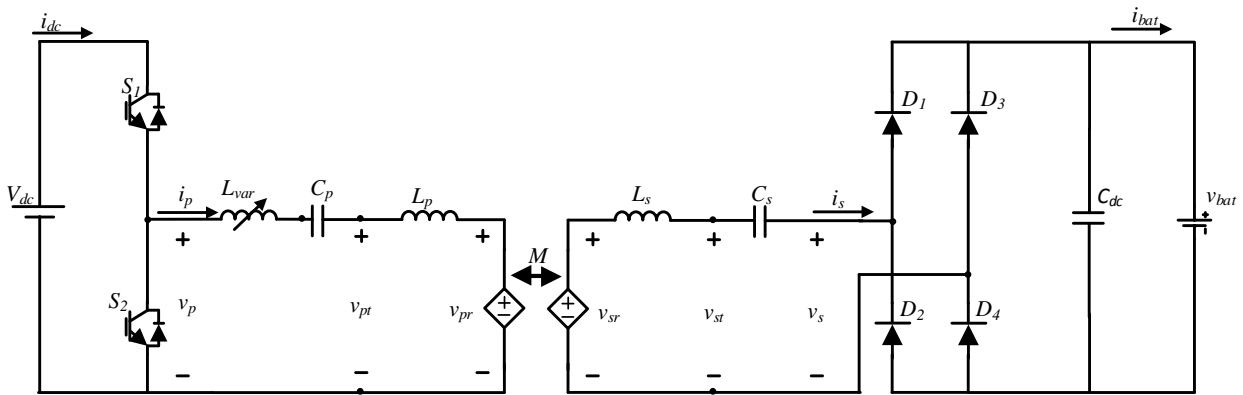


Figura 3.5: Sistema IPT adotado.

Os semicondutores controlados S_1 e S_2 usados no braço inversor são do *tipo Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT's), pois possuem uma boa relação entre frequência de comutação e as correntes/tensões suportadas aos seus terminais [41]. Este inversor tem como objetivo criar uma fonte de tensão em onda quadrada de elevada frequência. Esta tensão v_p pode ser representada matematicamente através da série de Fourier indicada em (3.14):

$$v_p(t) = \frac{V_{dc}}{2} + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{n\pi} \sin(2\pi n f_s t), \quad (3.14)$$

em que V_{dc} representa a tensão da fonte, n o harmónico em análise, f_s a frequência de comutação e t o tempo.

Pode ver-se que $v_p(t)$ é constituído por uma componente contínua seguido de um somatório de vários harmónicos, no entanto, a componente contínua, não interfere nos cálculos pois o condensador C_p filtra essa componente. Por outro lado, para o cálculo de potência ativa p_n obedece-se, à expressão (3.15):

$$P_n = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} v_n i_n \cos(\varphi_n), \quad (3.15)$$

Porém, a corrente i_p é sinusoidal e portanto só possui o harmônico fundamental (harmônico $n=1$), logo todos os outros harmônicos de ordem n diferentes de um não interferem no valor da potência. Como tal, é apenas necessário analisar a componente fundamental da tensão v_p dada por (3.16). O correspondente valor eficaz é obtido por (3.17):

$$v_{p1}(t) = \frac{2}{\pi} V_{dc} \sin(2\pi f_s t). \quad (3.16)$$

$$V_{p1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2V_{dc}}{\pi} \approx 0.45V_{dc}. \quad (3.17)$$

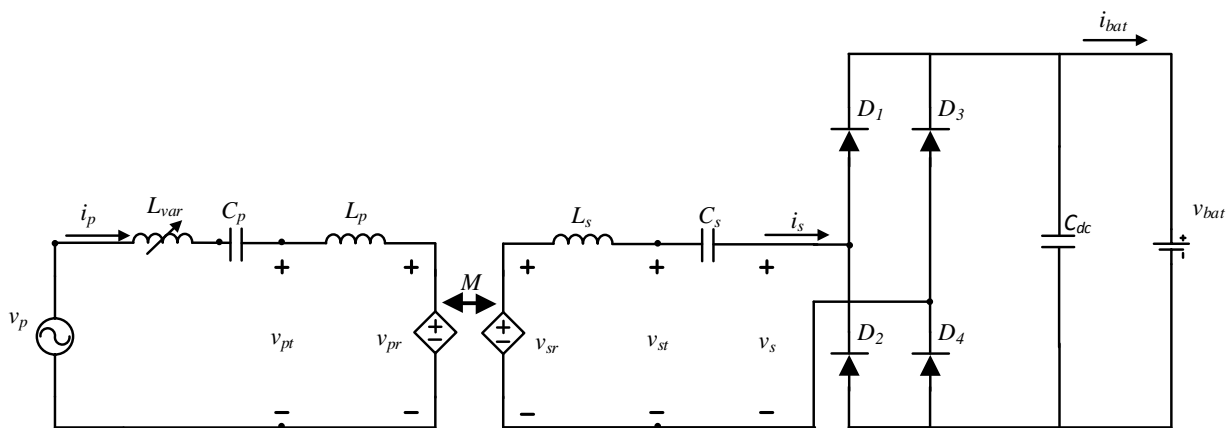


Figura 3.6: Circuito com a fonte de alimentação simplificada.

A equação (3.17) permite simplificar o circuito da Figura 3.5 para o circuito da Figura 3.6.

A Figura 3.8 mostra que é possível fazer também, um raciocínio de modo a simplificar o retificador em conjunto com a carga e assim obter no secundário uma resistência de carga equivalente R_{load} .

Uma vez que a média de $|i_s|$ é a corrente de carga da bateria, I_{bat} , a corrente à entrada do retificador i_s , é obtida através da equação (3.18):

$$i_{s1}(t) = \frac{\pi}{2} I_{bat} \sin(2\pi f_r t). \quad (3.18)$$

À entrada do retificador está uma onda quadrada de tensão v_s , que toma valores apresentados em (3.19):

$$\begin{aligned} v_s &= +V_{bat} \text{ se } \sin(2\pi f_r t) > 0 \\ v_s &= -V_{bat} \text{ se } \sin(2\pi f_r t) < 0 \end{aligned} \quad (3.19)$$

onde V_{bat} é a tensão média à saída do retificador. A componente fundamental de v_s é dada por (3.20):

$$v_{s1}(t) = \frac{4}{\pi} V_{bat} \sin(2\pi f_r t). \quad (3.20)$$

Desde que não haja componentes harmónicas na transferência de energia (sistema a funcionar à frequência de ressonância), pode calcular-se uma resistência equivalente R_{load} dividindo a tensão $v_s(t)$ pela corrente $i_s(t)$, como apresentado em (3.21):

$$R_{load} = \frac{v_{s1}(t)}{i_{s1}(t)} = \frac{\frac{4}{\pi} V_{bat} \sin(2\pi f_r t)}{\frac{\pi}{2} I_{bat} \sin(2\pi f_r t)} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{bat}}{I_{bat}} \quad (3.21)$$

Posto isto, pode observar-se que as partes do circuito representadas na Figura 3.8 foram simplificados, ou seja, o inversor passou a uma fonte de tensão e o retificador em conjunto com a bateria passou a uma resistência como se pode observar na Figura 3.7.

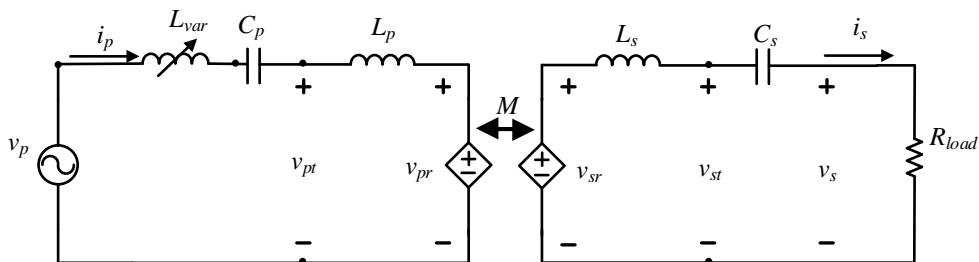


Figura 3.7 : Circuito com fonte de alimentação e carga simplificados.

Ao analisar o circuito equivalente da Figura 3.7, pode ver-se que o fasor da corrente no primário se obtém através da equação (3.22).

$$\bar{I}_p = \frac{\bar{V}_p - \bar{V}_{pr}}{j\omega L_{var} + j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p}}, \quad (3.22)$$

Como se pode verificar, quando há variação de L_{var} , \bar{I}_p vai diminuir, visto que, inicialmente as indutâncias L_{var} e L_p estão em ressonância com C_p e no denominador vai existir apenas uma impedância resistiva (neste caso foi desprezada). Ao aumentar L_{var} , o denominador de (3.22) tem, não só, parte resistiva mas também, reactância indutiva. A diminuição de corrente no primário do transformador leva a que a tensão \bar{V}_{sr} baixe. Recorde-se que, pela equação (1.1) ($\bar{V}_{sr} = j\omega M \bar{I}_p$), \bar{V}_{sr} depende da corrente no primário, por consequência, ao diminuir a tensão \bar{V}_{sr} vai existir também um decréscimo da corrente \bar{I}_s :

$$\bar{I}_s = \frac{\bar{V}_{sr}}{j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_{load}}. \quad (3.23)$$

Desta forma, consegue-se controlar a corrente na carga.

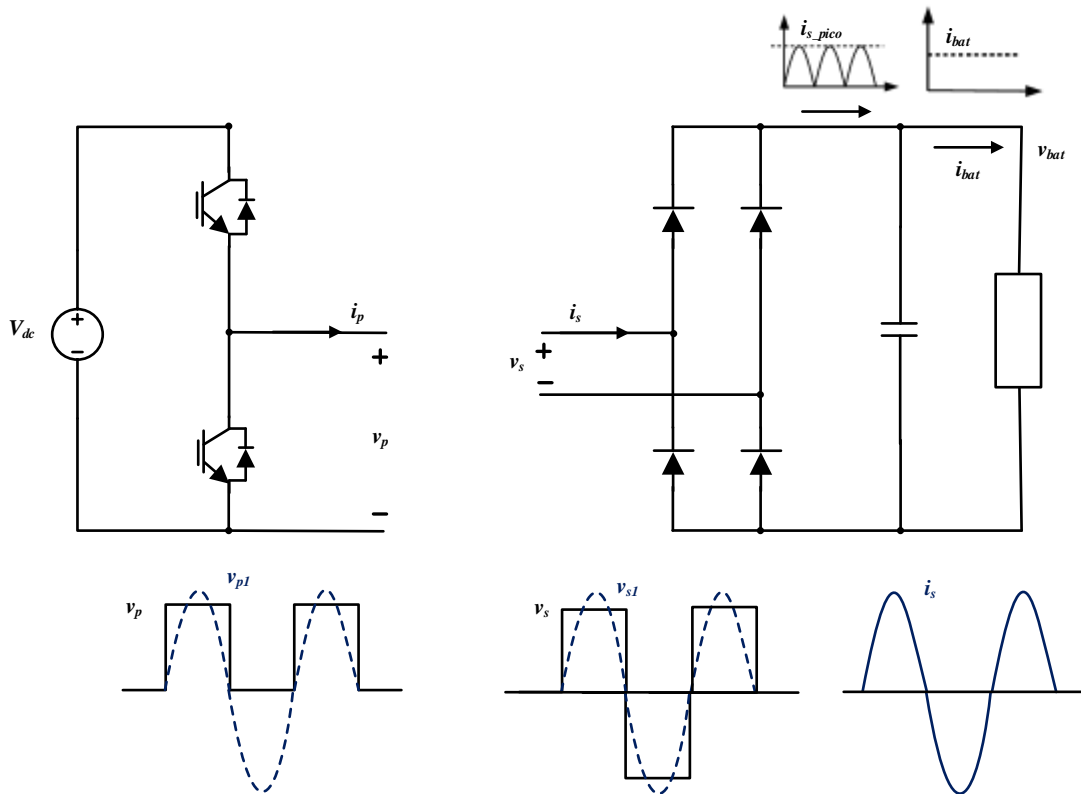


Figura 3.8 : Partes do circuito a simplificar.

Capítulo 4

Simulação computacional

Com o objetivo de avaliar o correto funcionamento do sistema IPT e o controlo da corrente na carga realizado pela bobina variável, neste capítulo é apresentada a simulação realizada através do *software Matlab/Simulink®*, tentando na medida do possível utilizar os mesmos componentes que seriam posteriormente utilizados na fase experimental.

O modelo representado na Figura 4.1, de um modo geral, é constituído por um braço de IGBT's e uma ponte de díodos ligados através de um circuito ressonante de maneira a fazer ligação entre a fonte e a carga.

O barramento DC é gerado por uma fonte de tensão, regulada para fornecer uma tensão V_{dc} de 20 V. De modo a obter uma carga semelhante à utilizada no trabalho experimental, a simulação realizada considera uma bateria do tipo chumbo-ácido com uma tensão nominal de 12 V e uma capacidade de 7 Ah, assumindo-se um estado de carga (SOC) inicial de 80%.

O inversor é formado por um braço, contendo módulos de IGBT's com uma resistência interna de 1 m Ω , uma resistência de *snubber* de 0.1 M Ω e um condensador de *snubber* infinito, desprezando quaisquer perdas por comutação existentes. O retificador é constituído por 4 díodos em ponte, em que cada semicondutor possui uma resistência interna de 1 m Ω , uma resistência de *snubber* de 500 Ω e um condensador *snubber* de 250 nF.

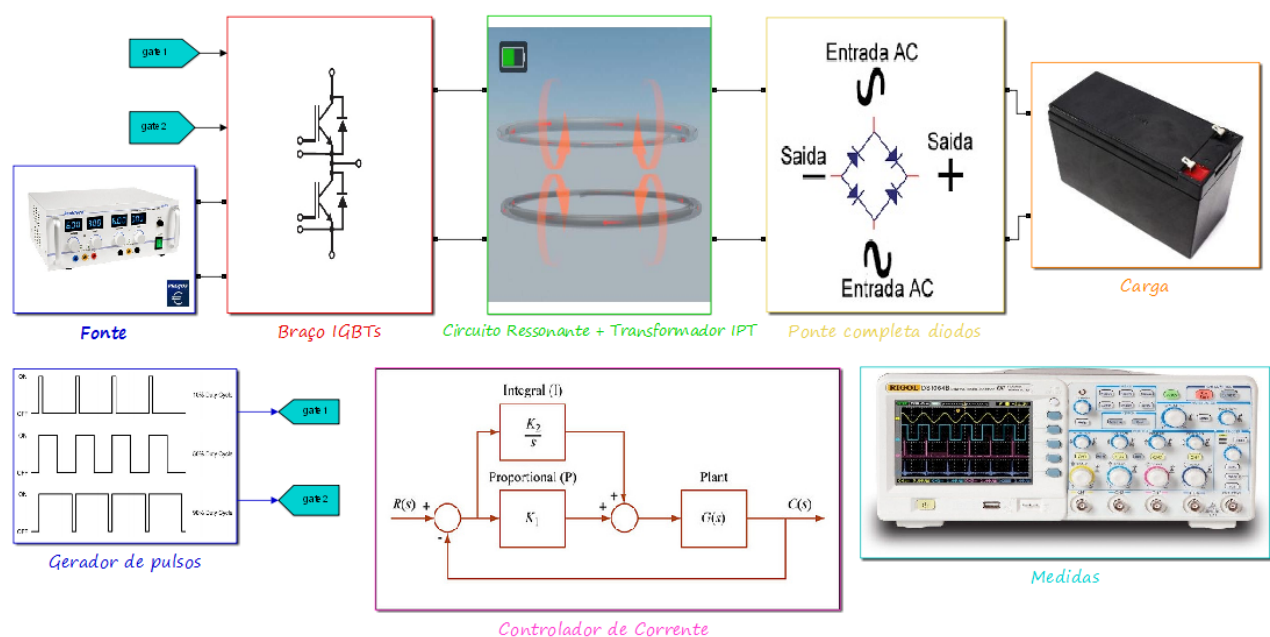


Figura 4.1: Modelo da simulação teórica implementado em *Matlab/Simulink®*

Inicialmente os parâmetros do circuito ressonante foram sintonizados para uma frequência de ressonância f_r de 10 kHz, no entanto com a análise realizada ao material existente no laboratório, nomeadamente os condensadores, essa frequência f_r foi ajustada para valores abaixo com o intuito de aproximar a simulação ao trabalho experimental. Na Tabela B.2, apresentada no Apêndice B, podem ser consultados os valores desses parâmetros. De realçar que na simulação foram consideradas perdas por efeito Joule através das ESR (Resistência em Série Equivalente), R_p e R_s das indutâncias dos enrolamentos do transformador.

Nesta simulação foi assumido um período de amostragem T_s de 2 μ s, isto é, cada variável foi lida a essa periodicidade. Os impulsos para os semicondutores foram gerados a uma frequência de comutação f_s igual a f_r (9.2 kHz), com *duty-cycle* D de 50%.

Para mais detalhes consultar Apêndice B.

4.1 Análise de resultados

Em primeiro lugar é feita uma análise a todo o sistema, de modo a avaliar o funcionamento do sistema de carregamento sem fios, e verificar o seu comportamento com diferentes valores na bobina, analisando gráficos e alguns valores (4.1.1). De seguida, são analisados outros dados, nomeadamente, potências ao longo do sistema dos vários níveis de carga, e os respetivos estados de carga (SOC) da bateria (4.1.2). Por fim, é apresentado um controlador de corrente em malha fechada, que permite ajustar a indutância da bobina L_{var} automaticamente, enquanto a simulação corre, ajudando assim a compreender melhor determinados conceitos do funcionamento do sistema, nomeadamente o consumo de energia reativa (4.1.3).

4.1.1 Variar níveis de corrente de carga

Bobina com valor de 47 μ H

Estes resultados foram obtidos sem variação do entreferro, fixando-se este a uma distância de 150 mm. Não há desalinhamento do enrolamento secundário face ao primário. Os valores usados para o transformador IPT foram medidos através de um LCR, na plataforma que posteriormente seria usada no trabalho experimental, podendo estes serem consultados na Tabela B.2. A comutação dos IGBT's foi feita com um *duty-cycle* D de 50% a uma frequência de comutação f_s de 9.2 kHz. De notar ainda que todas as formas de onda, tensão e corrente, foram obtidas de acordo com a convenção de medida adotada na Figura 5.3.

Na Figura 4.2 podem ser observadas as ondas de tensão e corrente à saída do inversor, sendo que a onda de tensão adquire uma forma quadrada, oscilando entre 0 V e 20 V, tal como seria de esperar pois trata-se de um inversor de meia ponte.

O facto da onda de corrente i_p estar em fase com a onda de tensão v_p significa que o sistema está perante um circuito resistivo, ou seja, um circuito em ressonância, tal como desejado.

Um dos princípios da topologia de compensação SS é o facto das ondas de corrente serem sinusoidais, como se pode observar, tanto na Figura 4.2 como na Figura 4.3.

Um enrolamento é um componente indutivo, desta forma, a corrente está praticamente 90° em atraso relativamente à tensão. É possível verificar na Figura 4.2 e Figura 4.3 que, tanto no enrolamento primário do transformador (v_{pt} e i_p) como no secundário (v_{st} e i_s), existe um desfasamento de praticamente 90° entre as ondas de corrente e tensão.

Outro princípio da topologia de compensação utilizada (SS) é o de que as ondas de tensão possuem uma forma quadrada, ou seja, o secundário tem um comportamento de uma fonte de tensão, devido ao condensador C_s . Na Figura 4.3 é possível verificar que v_s cumpre essa premissa. No caso de utilizar uma outra topologia em que a compensação do lado do secundário fosse feita com o condensador C_s em paralelo, ficaria com uma fonte de corrente, e não de tensão, e as formas de onda iriam estar invertidas, ou seja, a forma de onda da tensão seria sinusoidal e a de corrente quadrada.

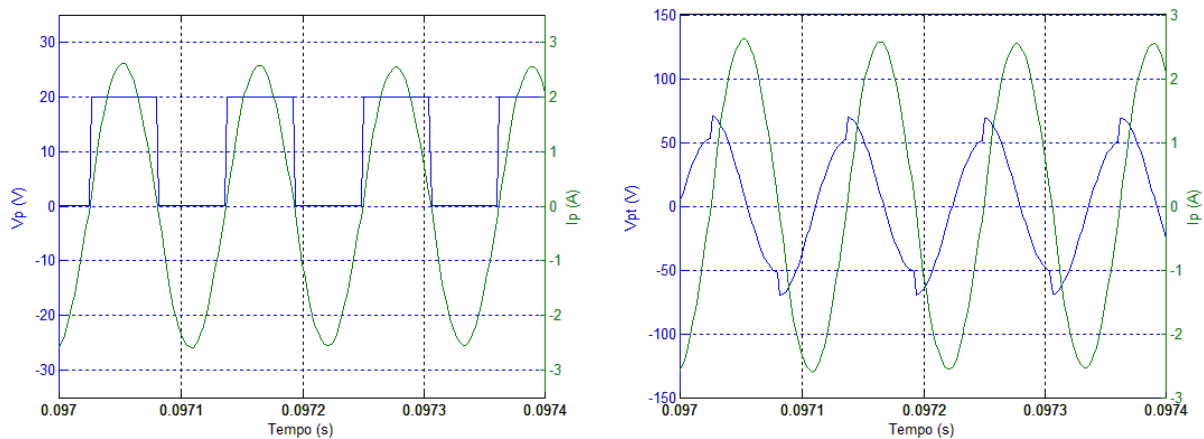


Figura 4.2: Tensão e corrente à saída do inversor (v_p e i_p) e no enrolamento primário do transformador (v_{pt} e i_p).

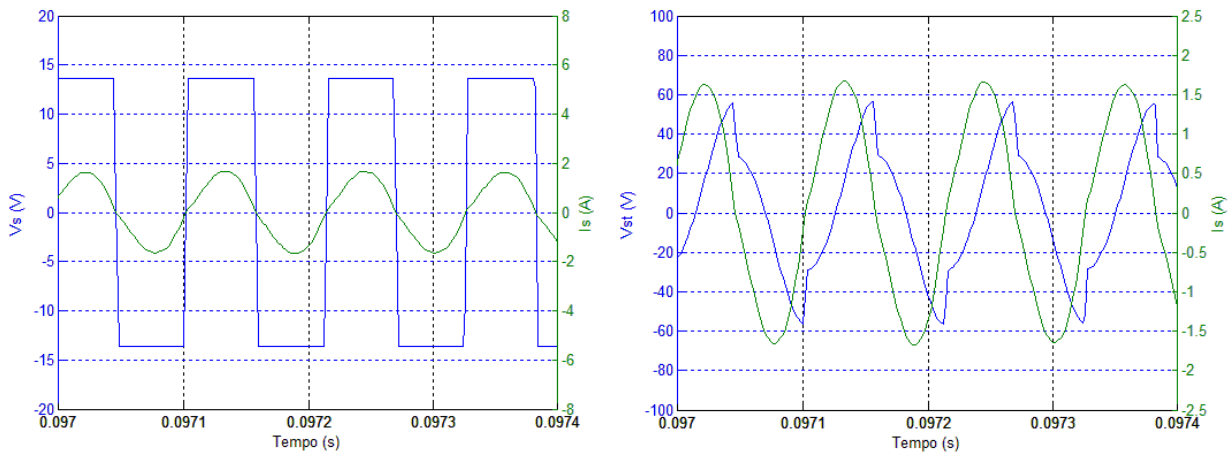


Figura 4.3: Tensão e corrente à entrada do retificador (v_s e i_s) e no enrolamento secundário do transformador (v_{st} e i_{st}).

Analisando a Figura 4.4, é possível verificar que a fonte fornece ao barramento DC uma tensão V_{dc} de 20 V e uma corrente I_{dc} de aproximadamente 0.8 A (valor médio). Já na carga obteve-se uma tensão V_{bat} perto dos 13 V e uma corrente I_{bat} de 1.03 A.

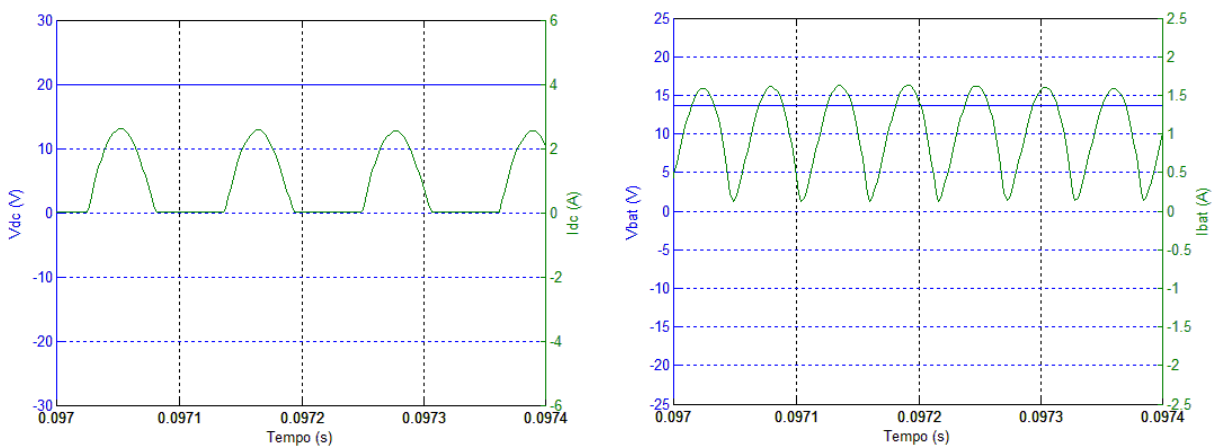


Figura 4.4: Tensão e corrente à saída da fonte (v_{dc} e i_{dc}) e na bateria (v_{bat} e i_{bat}).

Na Tabela 4.1 são apresentadas e analisadas as potências médias ao longo de todo o sistema e para os vários valores da bobina.

Bobina com valor de 77 μH

De seguida, é analisado o comportamento do sistema com a substituição do valor da bobina de 47 μH para uma indutância de 77 μH .

Analisando a Figura 4.5, verifica-se que a corrente à saída do inversor i_p já se encontra com um ligeiro desfasamento em relação à tensão v_p , quer isto dizer que o sistema perante o inversor não é puramente resistivo, tal como esperado. Ainda que não seja muito notório, é possível

observar que em relação ao primeiro caso (L_{var} de 47 μH) a corrente no primário I_p e a tensão no enrolamento primário do transformador V_{pt} estão ligeiramente mais baixas.

Na Figura 4.6 pode novamente verificar-se o ligeiro decréscimo da corrente no lado secundário I_s . Relativamente à tensão na entrada do retificador, permanece uma forma de onda quadrada.

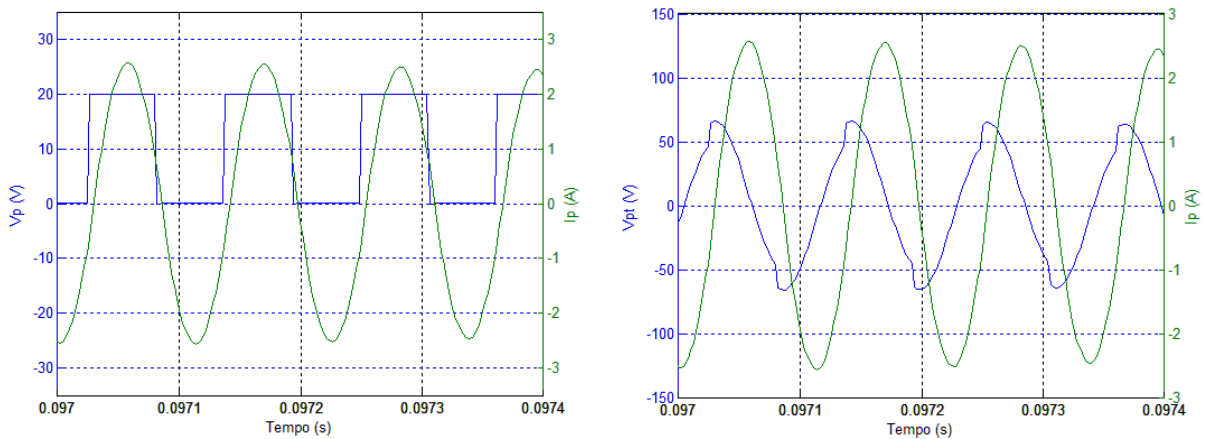


Figura 4.5: Tensão e corrente à saída do inversor (v_p e i_p) e no enrolamento primário do transformador (v_{pt} e i_p).

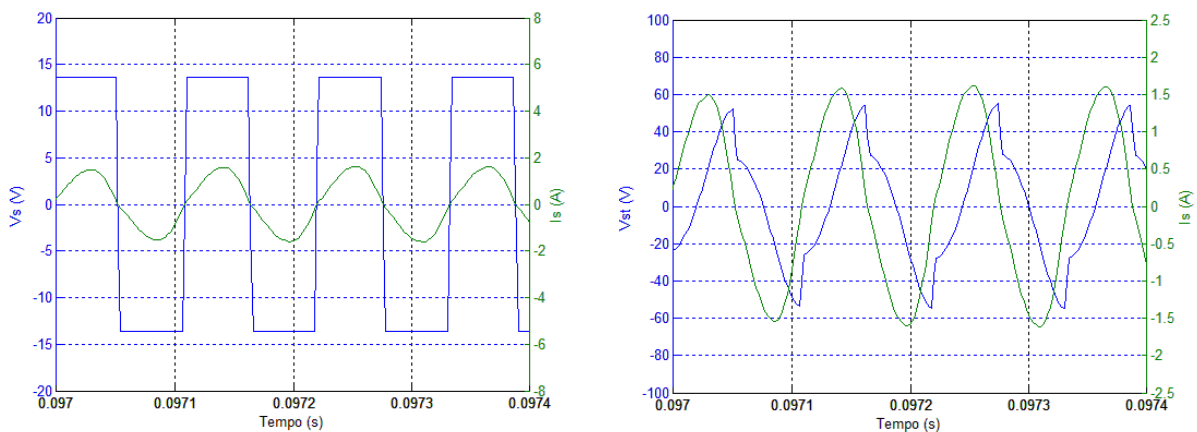


Figura 4.6: Tensão e corrente à entrada do retificador (v_s e i_s) e no enrolamento secundário do transformador (v_{st} e i_s).

Se nas análises anteriores não há uma diferença muito notória no funcionamento do sistema, o mesmo não pode ser dito da Figura 4.7. Ao analisar o que se passa na bateria, apenas se verifica uma pequena redução da corrente na bateria I_{bat} , cerca de 0.95 A (valor médio), que era de facto o desejado, e a tensão média V_{bat} mantém-se novamente perto dos 13V. No entanto, ao analisar a forma de onda da corrente da fonte i_{dc} , verifica-se a existência de uns pequenos picos de corrente negativa. Este é um ponto negativo deste tipo de controlo, como já foi referido nos primeiros capítulos desta dissertação, quando o circuito não está em ressonância, dá-se o fenómeno de *hard-switching*, ou seja, o semiconductor quando comuta de estado a corrente não é nula (ausência de ZCS).

O valor médio de I_{dc} baixa, em relação ao teste anterior, para cerca 0.75 A.

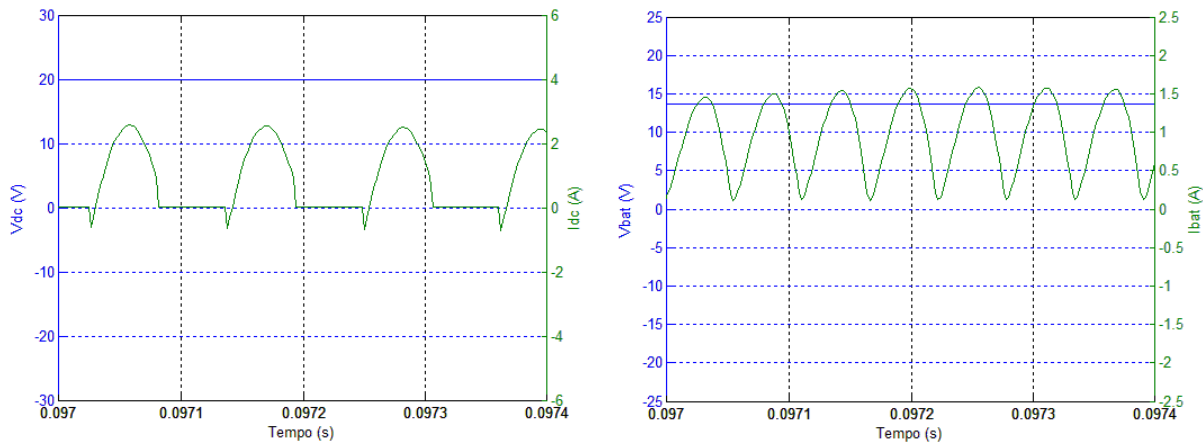


Figura 4.7: Tensão e corrente à saída da fonte (v_{dc} e i_{dc}) e a bateria (v_{bat} e i_{bat}).

Bobina com valor de $117 \mu\text{H}$

Neste último teste de controlo de corrente em ambiente de simulação, é realizada uma variação um pouco maior que a anterior. No teste anterior o aumento de $47 \mu\text{H}$ para $77 \mu\text{H}$ corresponde a $+30 \mu\text{H}$, sendo que neste o aumento é de $+40 \mu\text{H}$, logo a bobina tem uma indutância L_{var} de $117 \mu\text{H}$.

Pode observar-se na Figura 4.8, que o desfasamento entre corrente i_p e tensão v_p , à saída do inversor, aumenta, ficando o sistema ainda mais longe do ponto de funcionamento onde é puramente resistivo (Figura 4.2). As tensões e correntes tanto no enrolamento primário como no secundário voltam a baixar ligeiramente (Figura 4.8 e Figura 4.9).

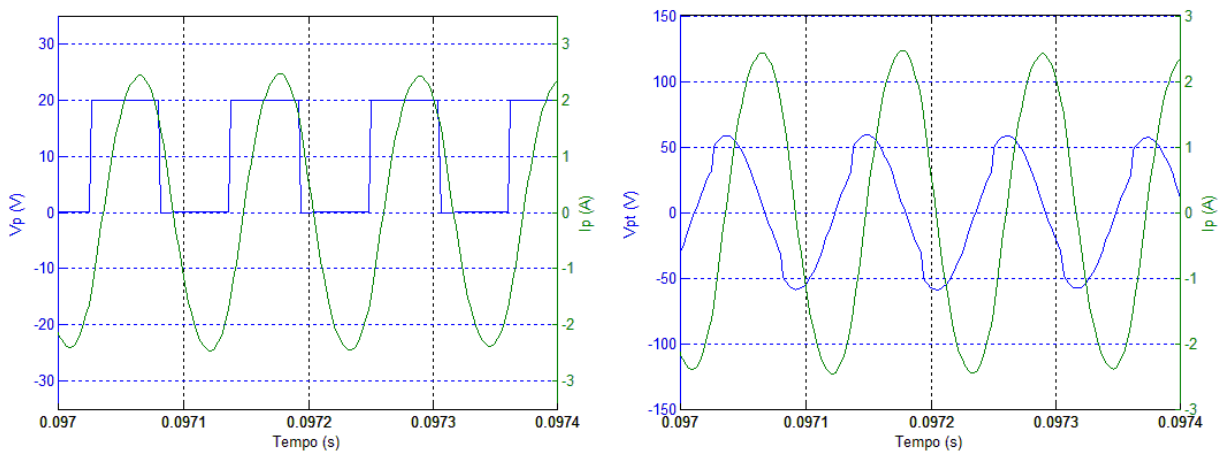


Figura 4.8: Tensão e corrente à saída do inversor (v_p e i_p) e no enrolamento primário do transformador (v_{pt} e i_{pt}).

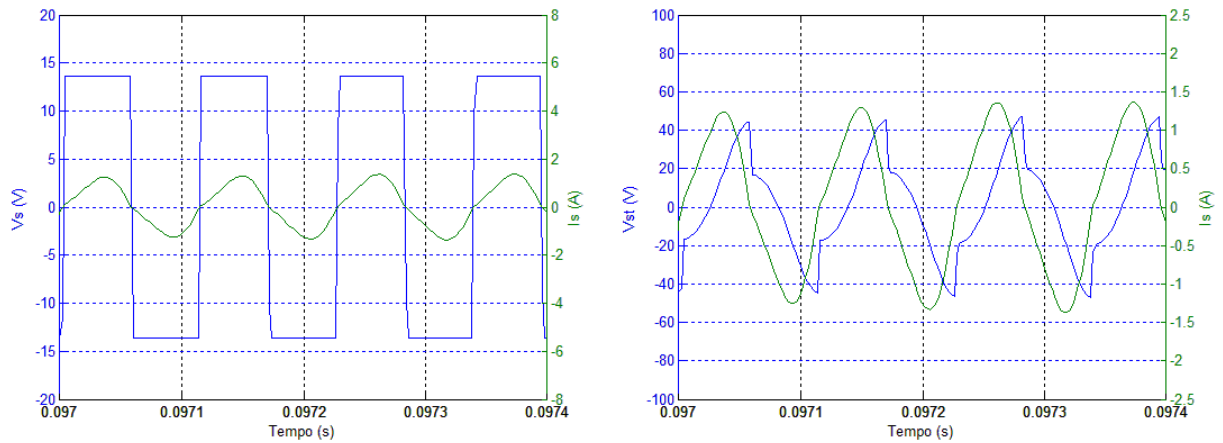


Figura 4.9: Tensão e corrente à entrada do retificador (v_s e i_s) e no enrolamento secundário do transformador (v_{st} e i_{st}).

Ao analisar a Figura 4.10, é visível que os efeitos descritos na análise da Figura 4.7 se mantêm, estando agora ainda mais notórios. O pico negativo da corrente da fonte i_{dc} está bastante mais significativo e neste gráfico é notório que quando a onda está em sentido descendente a corrente passa repentinamente para zero. Este fenómeno surge devido à comutação do semicondutor para o estado *off* ocorrer quando a corrente ainda é positiva, estando novamente na presença do fenómeno de *hard-switching*. O valor médio de I_{dc} volta a baixar e desta vez toma valores de aproximadamente 0.615 A.

Quanto ao pretendido, controlar a corrente na carga, pode observar-se que a corrente na bateria I_{bat} baixa para os 0.765 A. Se no teste anterior (Figura 4.7) a diferença em relação ao primeiro caso não tinha sido muito significativa, agora é clara a diminuição da corrente de carga.

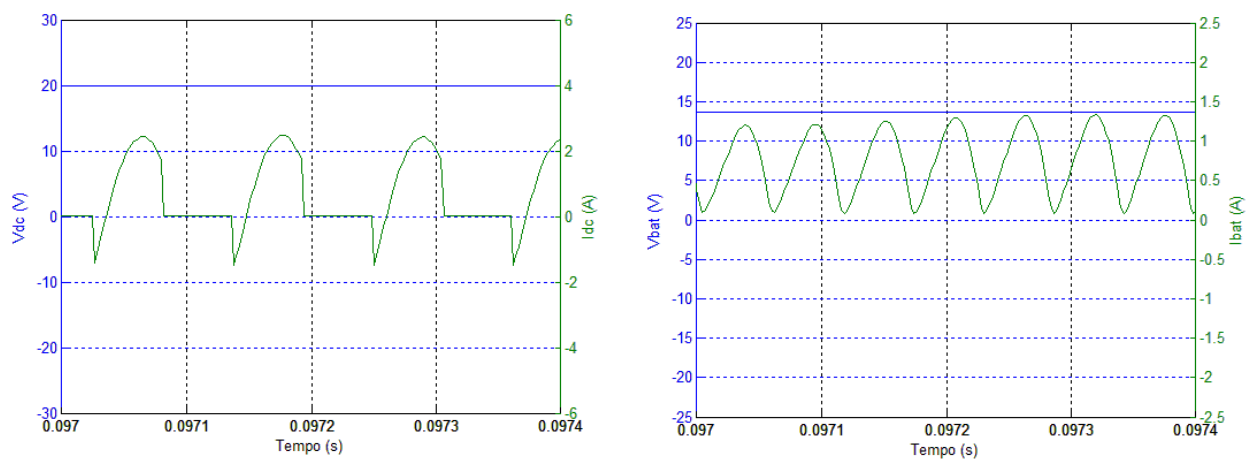


Figura 4.10: Tensão e corrente à saída da fonte (v_{dc} e i_{dc}) e na bateria (v_{bat} e i_{bat}).

4.1.2 Análise de dados

A Tabela 4.1 mostra os vários valores de potência retirados ao longo do sistema, acompanhados dos respetivos rendimentos.

Lvar (μH)	Potência da fonte (W)	η (%)	Potência à saída do inversor (W)	η (%)	Potência na entrada do transformador (W)	η (%)	Potência na saída do transformador (W)	η (%)	Potência à entrada do retificador (W)	η (%)	Potência na Bateria (W)	Corrente na Bateria (mA)	η Total (%)
47	15,92	100	15,9	93	14,83	93	13,8	99	13,6	98	13,3	1030	84
77	15,13	99	15	93	13,9	92	12,79	100	12,79	97	12,42	954	82
117	12,3	99	12,2	93	11,3	92	10,4	100	10,4	97	10,1	765	82

Tabela 4.1: Potências ao longo do circuito para os diferentes níveis de Lvar.

Pode observar-se que ao longo do sistema, os pontos com maiores perdas são na saída do inversor para o enrolamento primário, deste mesmo enrolamento para o enrolamento secundário e por fim, tanto retificador a díodos como o inversor possuem algumas perdas ainda que muito ligeiras.

Existem vários fatores que implicam perdas e fazem com que o rendimento não seja 100%, desde as perdas de fluxo magnético no transformador, como é normal em transformadores IPT que, como já foi referido no primeiro capítulo desta dissertação, têm um baixo acoplamento (k próximo de 0.3 neste caso), as perdas por efeito Joule nos enrolamentos do transformador, na bobina variável e as perdas devido às resistências internas dos semicondutores tanto no braço de IGBT's como na ponte de díodos.

Ao analisar a potência que a fonte está a fornecer, é possível observar que, no primeiro teste, quando o L_{var} tinha o valor de 47 μH , a fonte fornecia ao sistema uma potência de 15.92 W, de seguida, no segundo caso (L_{var} de 77 μH), passou a fornecer 15.13 W e por fim com uma indutância de 117 μH apenas 12.3 W. A fonte é sempre a mesma tal como todo o restante sistema, a única alteração é a variação de indutância. Estas alterações devem-se ao facto de, no sistema, começar a circular energia reativa, ou seja, no primeiro caso o sistema tinha fator de potência unitário, entretanto com os sucessivos aumentos do L_{var} a corrente começou a desfasar da tensão (Figura 4.5 e Figura 4.8) e a fonte de alta frequência começou a fornecer menos potência ativa ao sistema. O controlo da corrente na carga é devido a este fenómeno.

De modo a verificar que a bateria está de facto a ser carregada com três níveis de carregamento diferentes, é realizada uma análise ao estado de carga (SOC), para os três níveis. Os

testes têm duração de 10 segundos, o que, embora não seja tempo suficiente para carregar uma bateria totalmente, é possível constatar o carregamento da mesma através da análise ao SOC.

Analisando a Figura 4.11, a Figura 4.12 e a Figura 4.13, verifica-se que a bateria está em carga nos três casos, porém para valores de L_{var} distintos as retas apresentam declives diferentes, já que quanto mais baixa é a corrente na bateria mais lento é o processo de carga. Na Figura 4.11 verifica-se um aumento de 0.038 % no SOC, já na Figura 4.13 o aumento foi mais baixo, aproximadamente 0.028 %.

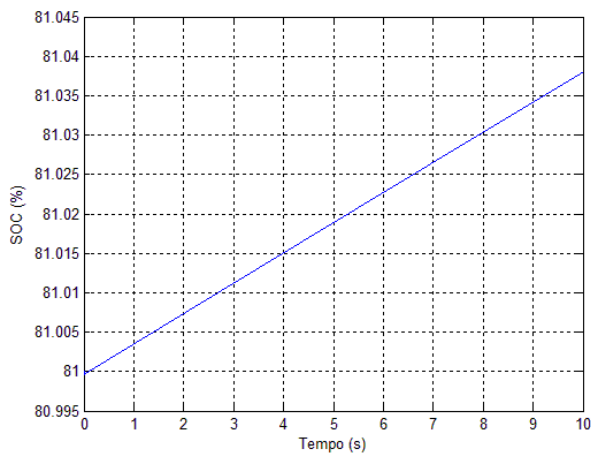


Figura 4.11: Estado de carga para L_{var} de 47 μH .

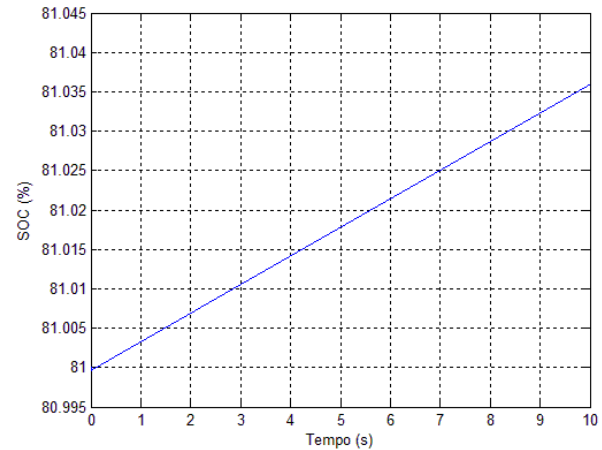


Figura 4.12: Estado de carga para L_{var} de 77 μH .

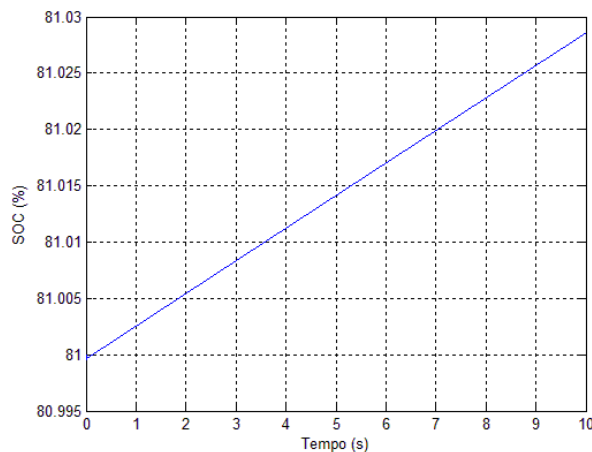


Figura 4.13: Estado de carga para L_{var} de 117 μH

4.1.3 Controlador de corrente

De forma a analisar os efeitos da circulação de energia reativa do sistema, utiliza-se um controlador de corrente em malha fechada (Figura 4.14), com uma bobina variável criada em ambiente de *simulink*, cujo princípio de funcionamento segue a Lei de Faraday (Figura 4.15).

Muito resumidamente, nesse bloco criado, deriva-se a corrente e multiplica-se pela indutância L , e com isso força-se uma tensão aos terminais da bobina.

Na malha de controlo (Figura 4.14), a variável correspondente à corrente média na bateria é subtraída a uma corrente de referência, cujo resultado passa num controlador PI, que devolve um valor de indutância a atribuir à bobina variável, variando o valor da mesma. Assim é possível observar o efeito da indutância variável em algumas variáveis do sistema durante um certo período de tempo. Os ganhos associados ao controlador PI podem ser consultados na Tabela B.6.

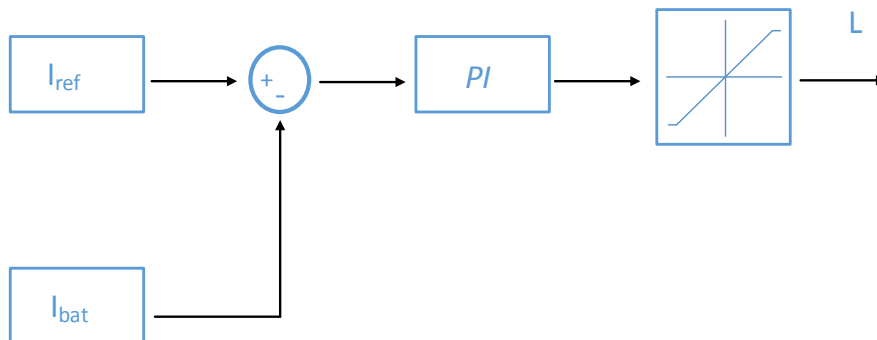


Figura 4.14 : Diagrama de blocos do controlador de corrente.

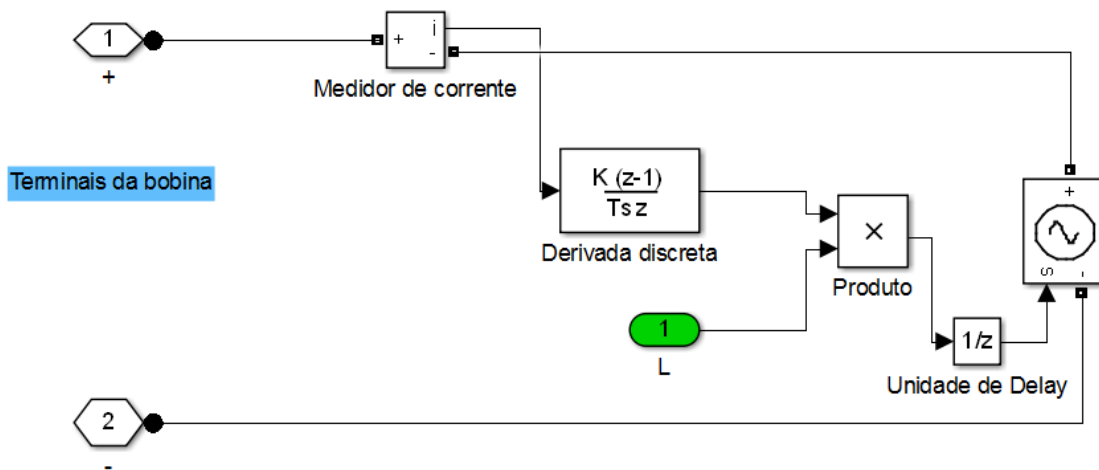


Figura 4.15: Diagrama de blocos da bobina variável.

Considerando um valor de 0.1 A na variável de referência I_{ref} obtém-se os resultados da Figura 4.16 e Figura 4.17.

A Figura 4.16 mostra a redução da corrente na bateria i_{bat} com o aumento de L_{var} , mostrando, mais uma vez, que de facto a bobina colocada no primário do sistema permite controlar a corrente na carga.

A Figura 4.17, por sua vez, mostra o consumo de energia ativa e reativa do sistema, medido à saída do inversor, no mesmo intervalo de tempo da Figura 4.16, ou seja, durante a variação da

indutância da bobina e a respetiva diminuição da corrente. É possível observar a diminuição de potência ativa ao longo do tempo e, por sua vez, o aumento de potência reativa, confirmando que o fator responsável pelo controlo de corrente na carga é a circulação de energia reativa no sistema.

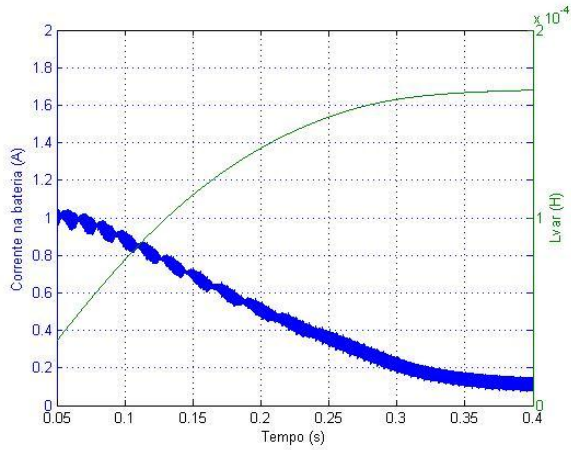


Figura 4.16 : Corrente na bateria (i_{bat}) e valores da bobina variável (Lvar).

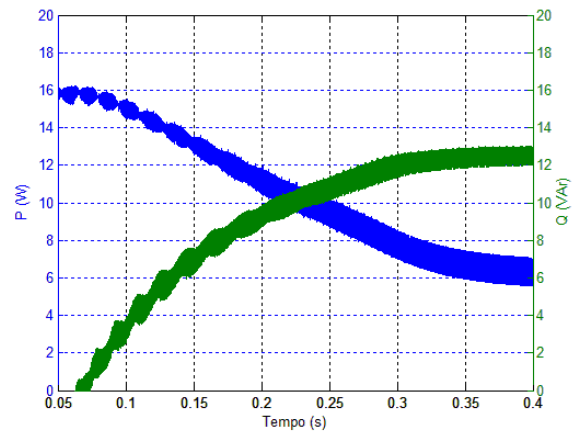


Figura 4.17: Potência Ativa (p) versus potência reativa (q) à saída do inversor.

Capítulo 5

Implementação e resultados experimentais

A fim de validar os resultados obtidos em ambiente de simulação, projetou-se e implementou-se na prática um sistema IPT.

5.1 Montagem experimental do sistema de carregamento indutivo

Pode observar-se a montagem do trabalho experimental na Figura 5.1 com um panorama mais geral e na Figura 5.2 parte da montagem com mais pormenor.

O respetivo esquema equivalente está representado na Figura 5.3.

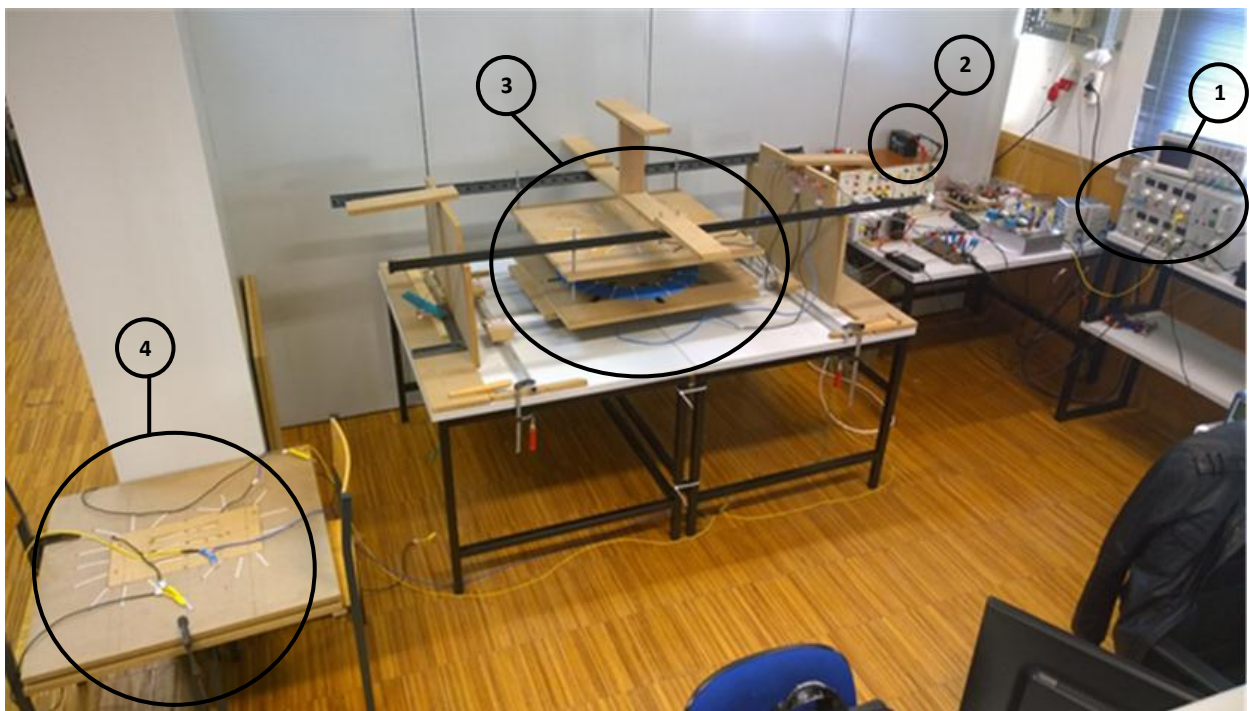


Figura 5.1: Implementação da montagem experimental: 1-Fonte de alimentação, 2-Bateria, 3-Transformador IPT, 4-Bobina variável.

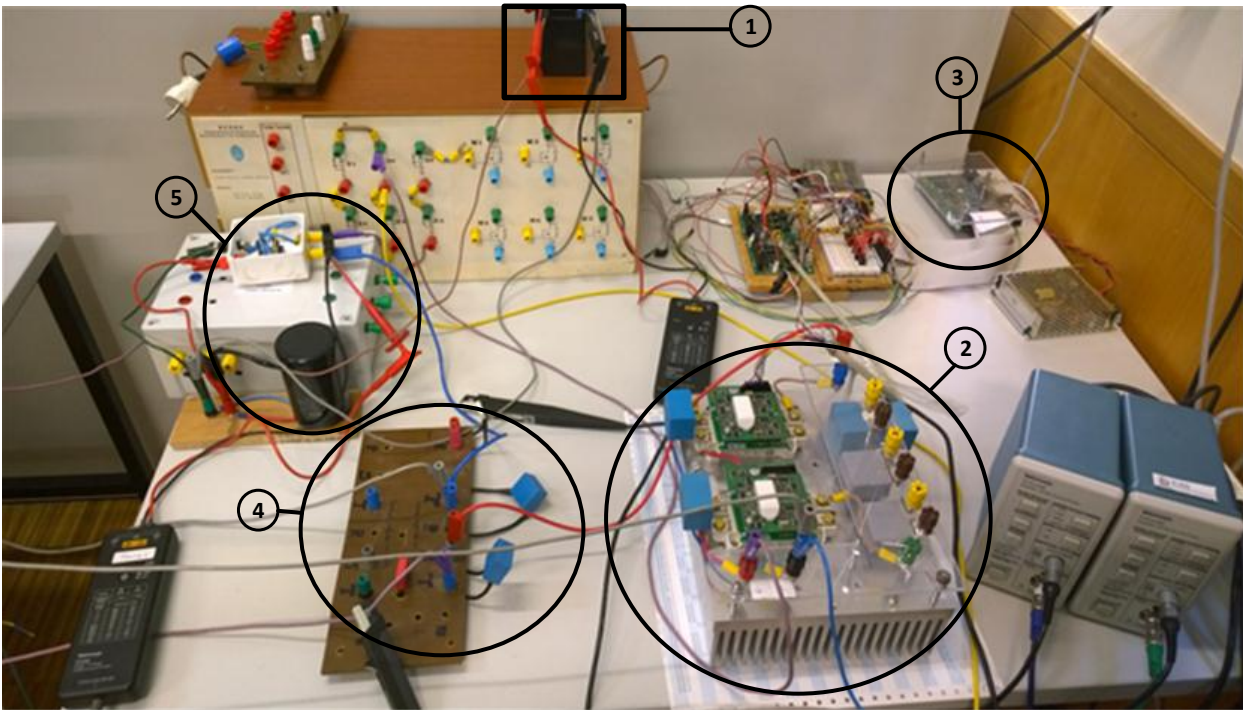


Figura 5.2: Implementação da montagem experimental em detalhe: 1-Bateria, 2-Braço IGBT's, 3-FPGA, 4-Condensadores do circuito ressonante, 5-Ponte díodos

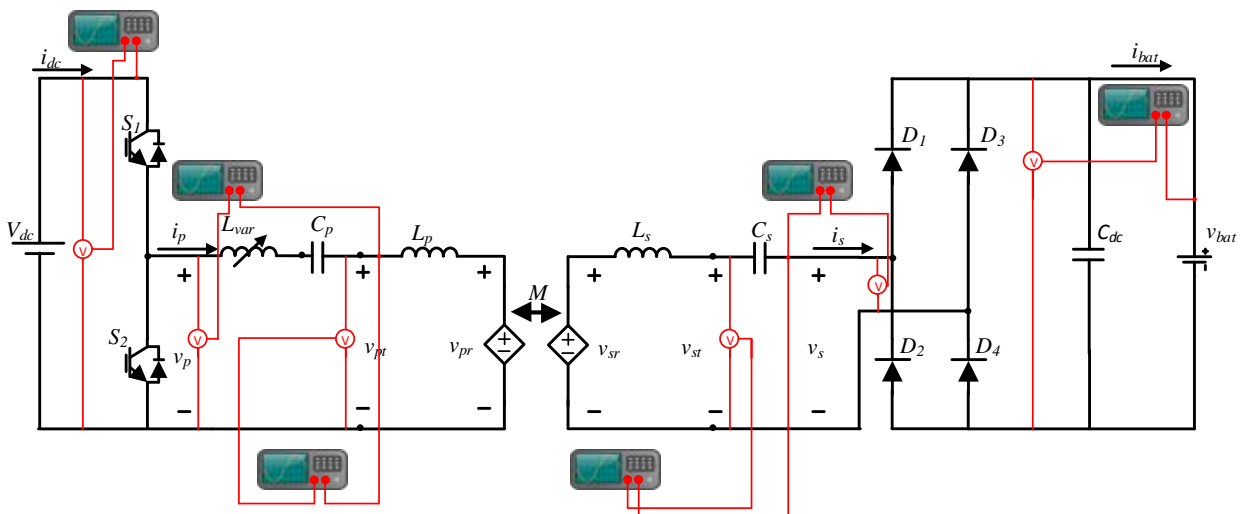


Figura 5.3: Esquema da montagem experimental.

Como referido no Capítulo 4, este projeto é construído de forma semelhante à simulação computacional, para possibilitar a comparação entre resultados teóricos e práticos.

Para tal, é utilizada uma fonte de tensão contínua regulada para fornecer uma tensão V_{dc} de 20 V (Figura 5.1 – 1). Do lado oposto do sistema, ou seja, na carga, é utilizada uma bateria de chumbo-ácido (Figura 5.1 – 2 e Figura 5.2 – 1) com uma tensão nominal de 12V e uma capacidade de 7 Ah.

A fonte de alimentação de alta frequência é constituída pela fonte tensão contínua, em conjunto com um braço de IGBTs, braço esse que está presente em um de dois módulos SEMiX® 202GB066HDs instalados num dissipador de alumínio (Figura 5.2 – 2). Estes módulos contêm um diodo ligado em antiparalelo com cada IGBT. Os terminais do braço de IGBTs incluem um *snubber* com um valor de 0.22 μF , com o intuito de reduzir as sobretensões transitórias aquando das comutações entre estados ON/OFF.

Para enviar os pulsos para o driver dos IGBTs, foi criado um código em *Labview*, que posteriormente foi compilado e enviado para uma placa *single board RIO 9636* da *National Instruments®* (Figura 5.2 - 3), dando a possibilidade de regular a frequência de comutação dos IGBTs consoante fosse necessário.

Quanto ao transformador IPT (Figura 5.1 – 3), a parte “*wireless*” de toda a montagem, é constituído por placas de fibra de madeira de média densidade (MDF), por facilidade de maneabilidade e por ser um material paramagnético (material fracamente atraído por um magnete). Os enrolamentos são formados por um condutor multifilar com uma secção de 4 mm^2 e um revestimento de policloreto de vinilo. Esta estrutura está construída de maneira a possibilitar desalinhamentos do enrolamento primário em relação ao enrolamento secundário e ainda provocar variações no entreferro.

O circuito ressonante (Figura 5.2 – 4) foi projetado para uma frequência f_r de 9.2kHz e é constituído por condensadores, para fazer a compensação do enrolamento primário e secundário do transformador IPT. Através das equações (3.13) e a da topologia SS presente na Tabela 3.1, são obtidos os valores de C_p de 680 nF e C_s de 750 nF aproximadamente.

Uma vez que a carga em questão é uma bateria, é necessário ter uma tensão contínua no sistema, para tal utiliza-se um retificador de onda completa a diodos, seguido de um condensador C_{dc} de 22 mF para atenuar o *ripple* da corrente (Figura 5.2 – 5).

A bobina variável (Figura 5.1 – 4) é constituída pelo mesmo material de que é constituído o transformador IPT, e o seu valor de indutância L_{var} varia consoante o desalinhamento entre placas. Pode observar-se na Figura 5.4 a bobina com mais pormenor, no entanto, quando está em funcionamento as duas placas vão estar sobrepostas. Na Figura 5.5 pode observar-se o esquema respetivo a uma placa.

De notar que cada placa tem 2 enrolamentos, no entanto, para este estudo, é necessário usar apenas um enrolamento de cada placa, ficando então o esquema equivalente da bobina como se apresenta na Figura 5.6

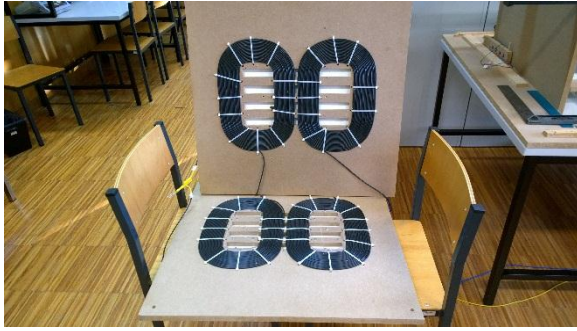


Figura 5.4 : Bobina Variável.

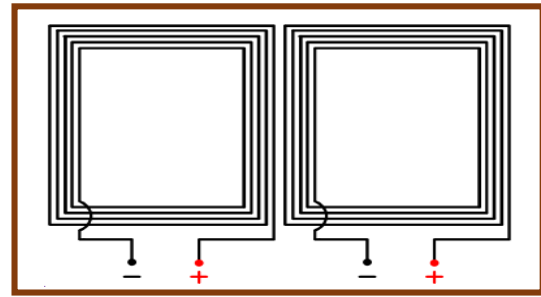


Figura 5.5 : Esquema correspondente a uma das duas placas da bobina.

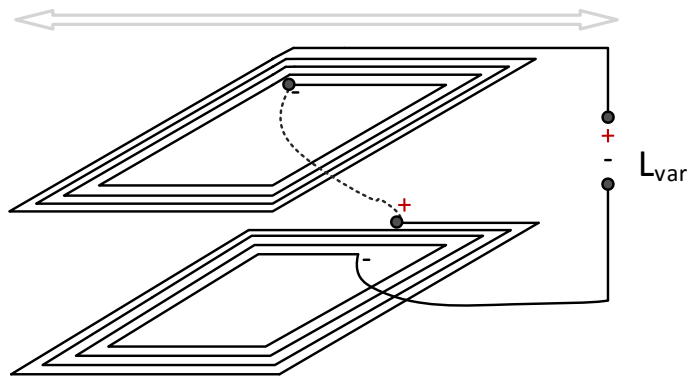


Figura 5.6 : Esquema de ligações da Bobina variável.

A indutância total da bobina L_{var} é igual à soma das indutâncias próprias com a adição ou subtração de duas vezes o valor da indutância mútua, e é dada pelas equações (5.1) e (5.2) :

$$L_{var} = L_1 + L_2 + 2M \quad (5.1)$$

$$L_{var} = L_1 + L_2 - 2M \quad (5.2)$$

Dependendo da maneira de como os enrolamentos estão ligados, obtém-se uma soma ou subtração. Se o fluxo criado por ambos os enrolamentos tiver a mesma direção, então a contribuição da indutância mútua soma-se à indutância total, caso contrário subtrai-se.

No caso em questão, pela regra da mão direita pode ver-se que o fluxo toma direções opostas, então quanto mais afastados tiverem os enrolamentos, mais diminui a indutância mútua e por fim mais aumenta a indutância total (5.2).

De notar que a bobina variável utilizada serve para demonstrar o conceito, não sendo necessária a construção da bobina variável mencionada no Capítulo 2.

Para uma explicação mais detalhada sobre o funcionamento de todo o sistema recomenda-se a leitura do Apêndice C.

5.2 Análise de resultados

À semelhança do Capítulo 4, são apresentados os resultados experimentais do sistema dando três valores de indutância L_{var} à bobina variável (5.2.1).

De seguida, e uma vez que o transformador IPT utilizado no trabalho experimental permite desalinhar o enrolamento primário do secundário, são apresentados os resultados do desalinhamento no Transformador IPT, e respetivo ajustamento através da bobina variável (5.2.2).

De notar que todos os resultados foram obtidos com um entreferro de 150 mm.

Ao longo das várias Figuras deste subcapítulo, a frequência de comutação f_s dos IGBTs não está exatamente, aos já referidos, 9.2 kHz, pois todo o sistema foi primeiramente projetado sem ter em conta vários aspetos, tais como, indutância de fios ou resistências internas de alguns componentes. O valor dos condensadores C_p e C_s também é ligeiramente diferente dos calculados teoricamente, pois na prática, e mediante as limitações do material existente no laboratório, é muito complicado obter os valores desejados com exatidão. Por isso mesmo, o *software* desenvolvido em *Labview* foi implementado de modo a permitir ajustar facilmente a frequência de comutação f_s , de modo a obter $f_s=f_r$ e assim garantir o ponto ótimo do funcionamento do sistema.

5.2.1 Variar níveis de corrente de carga

Em analogia com os resultados analisados no Capítulo 4, são apresentados os gráficos com tensões e correntes em vários pontos do sistema. Os sinais de corrente e tensão são adquiridos com sensores de tensão e corrente apresentados no Apêndice C. No caso dos sensores de tensão, para obter o resultado da tensão real, é necessário multiplicar por 50, ou seja, os sensores possuem um ganho de 50. No caso da corrente o ganho é unitário e portanto, o valor apresentado é real.

Uma vez que o osciloscópio utilizado (Figura C.10) permite a multiplicação de sinais (para o caso de tensão e corrente), a maioria destes gráficos mostram também a potência instantânea com o seu respetivo valor médio, ajudando na análise dos dados.

Bobina com valor de 47 μH

Neste nível de carregamento, a fonte de tensão mantém uma tensão contínua de aproximadamente 20 V. A indutância L_{var} tem um valor de 47 μH .

Na Figura 5.7 podem ser observadas as ondas de corrente e tensão à saída do inversor. É possível verificar que a onda de tensão quadrada contém algum ruído, devido à utilização de semicondutores que comutam a altas frequências, e, portanto, na prática é impossível obter uma onda quadrada perfeita, tal como acontece em ambiente de simulação (Figura 4.2). Relativamente

às restantes ondas, observa-se que a tensão e a corrente à saída do inversor estão em fase, mostrando que o sistema está a funcionar com um fator de potência unitário. Ainda na Figura 5.7, relativamente às ondas de tensão v_{pt} e corrente i_p no enrolamento primário, é visível o esperado desfasamento de 90° tal como na simulação computacional (Figura 4.2).

Desfasamento esse que também se verifica nas ondas de tensão v_{st} e corrente i_s no enrolamento secundário (Figura 5.8).

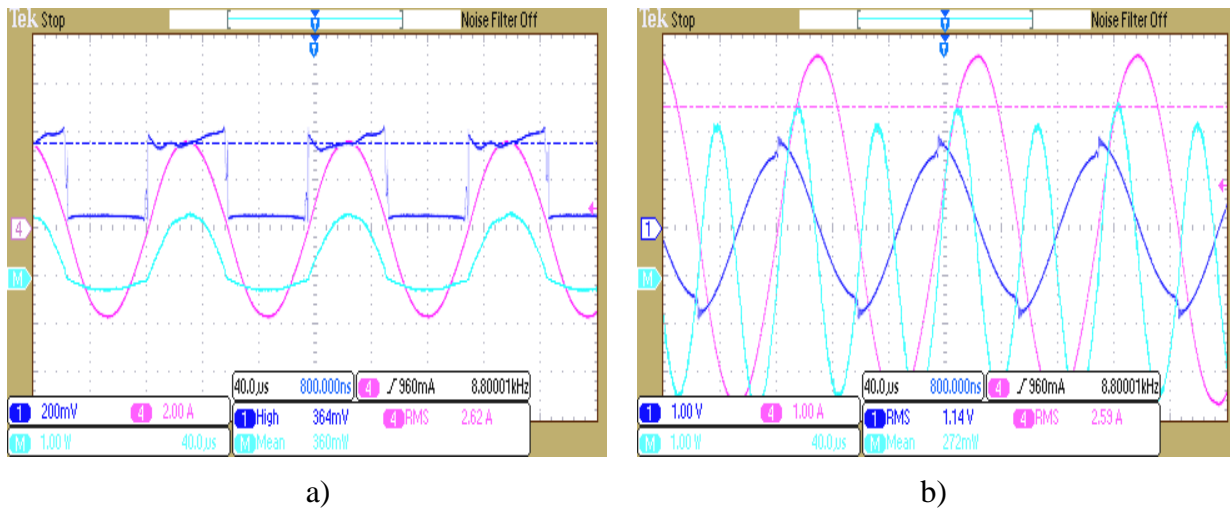


Figura 5.7 - a) tensão v_p (1) e corrente i_p (4) à saída do inversor com respetiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{pt} (1) e corrente i_p (4) no enrolamento primário e respetiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).

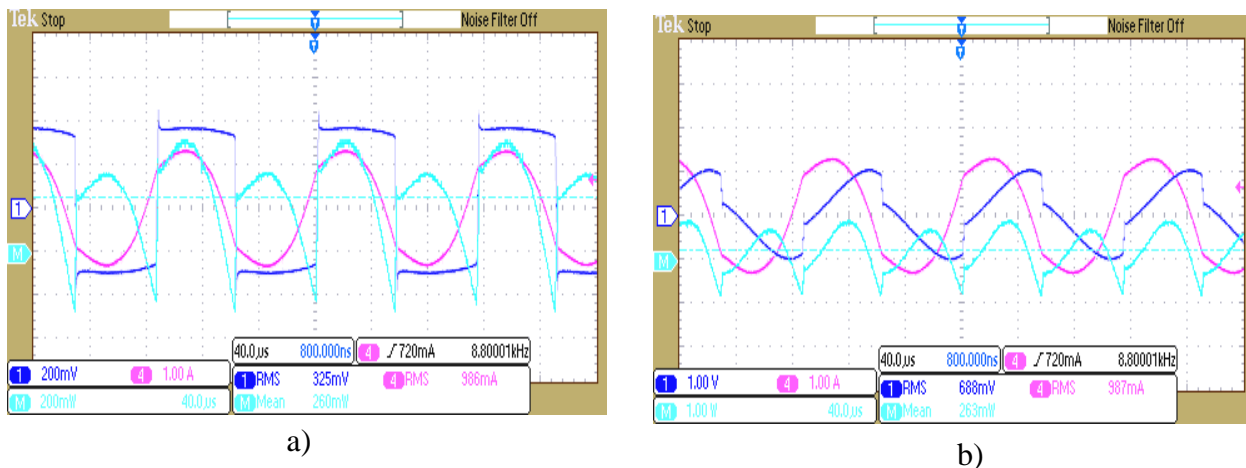


Figura 5.8 : a) tensão v_s (1) e corrente i_s (4) à entrada do retificador com respetiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{st} (1) e corrente i_s (4) no enrolamento secundário e respetiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).

Ao analisar as ondas de tensão v_s e corrente i_s , verifica-se que, ao contrário do sucedido em simulação (Figura 4.3), contêm um ligeiro desfasamento. Como foi explicado na introdução deste capítulo, na prática o material disponibilizado nem sempre permite combinações de condensadores

com o valor de capacidade desejado, e portanto, a compensação do lado do secundário não está perfeita. Isto origina uma maior necessidade de corrente no enrolamento primário (corrente de magnetização), de forma a transferir a mesma quantidade de potência para o lado secundário.

Tal como a onda de tensão v_p (Figura 5.7), a onda de tensão à entrada do retificador v_s (Figura 5.8) contém ruído, ainda que mais ligeiro, devido à comutação de estado dos semicondutores, o que mais uma vez não sucede em ambiente de simulação Figura 4.3.

Ao comparar as ondas de tensão v_{dc} e corrente i_{dc} à saída da fonte (Figura 5.9) com as ondas existentes no resto de sistema, verifica-se que, de facto, o conversor ressonante atua como um filtro e todos os harmónicos, bastante visíveis à saída da fonte, são eliminados, tal como referido no Capítulo 1 desta dissertação.

Analisando a Figura 5.9 a), a fonte fornece ao barramento DC uma tensão V_{dc} , aproximadamente, de 20V, e uma corrente I_{dc} de 1.17 A (valor médio).

Na carga obtém-se uma tensão V_{bat} de 16.55V e uma corrente I_{bat} de 0.756 A (Figura 5.9 b)).

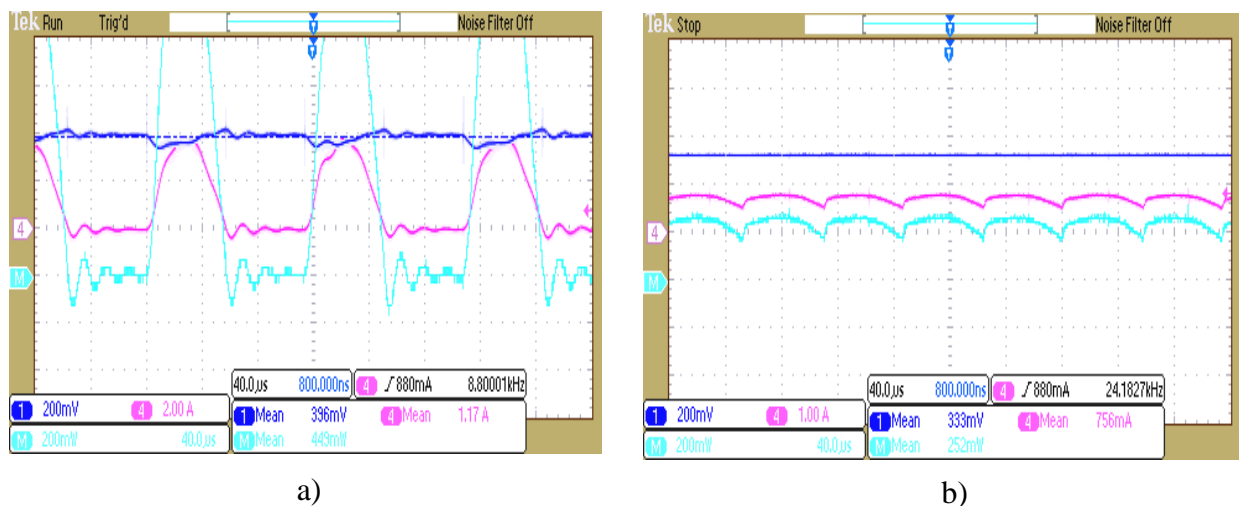


Figura 5.9 : a) tensão v_{dc} (1) e corrente i_{dc} (4) à saída da fonte com respetiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{bat} (1) e corrente i_{bat} (4) na bateria e respetiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).

Tal como no capítulo anterior, posteriormente, são analisados todos os valores médios de potência ao longo do sistema (Tabela 5.1).

Bobina com valor de $77 \mu\text{H}$

Ao observar a Figura 5.10, verifica-se que, tal como na simulação (Figura 4.5), o aumento de indutância da bobina L_{var} provoca um desfasamento entre tensão v_p e corrente i_p , deixando então o sistema de ser puramente resistivo perante o inversor.

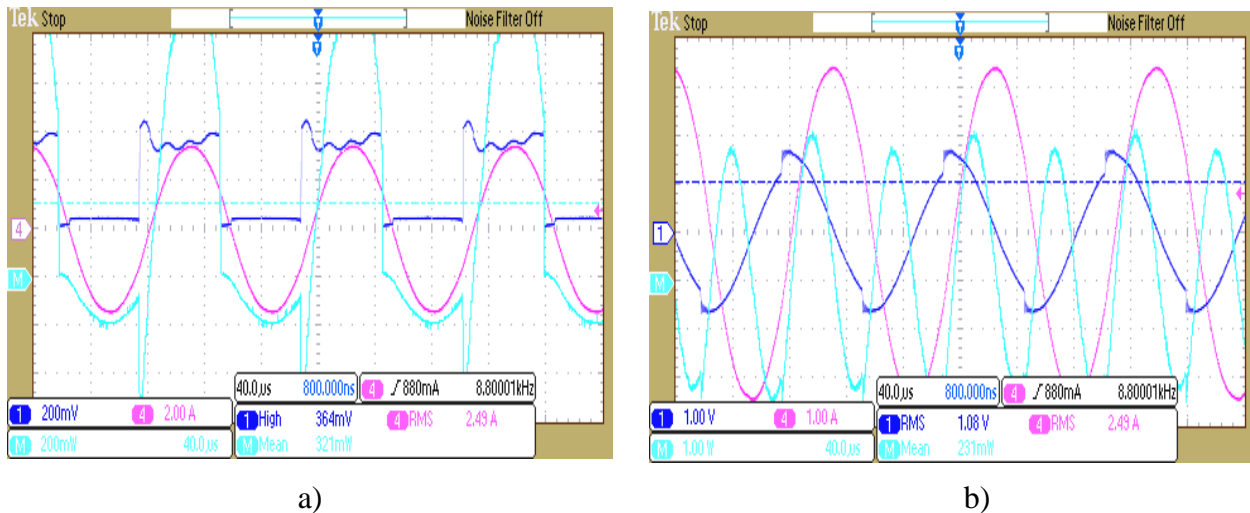


Figura 5.10 : a) tensão v_p (1) e corrente i_p (4) à saída do inversor com respetiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{pt} (1) e corrente i_p (4) no enrolamento primário e respetiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).

Pode verificar-se também que, neste caso ao contrário do que se passou em ambiente de simulação (Figura 4.5), a onda de tensão v_p está mais poluída de harmónicos que no caso em que o sistema comuta à frequência de ressonância (Figura 5.7). Relativamente à tensão do enrolamento primário V_{pt} baixou ligeiramente, efeito esse que também se verificou na corrente I_p .

Em relação ao lado secundário (Figura 5.11) não existem grandes alterações nas formas de onda em relação ao caso anterior, verifica-se apenas uma ligeira diminuição de todas as grandezas.

Na Figura 5.12, as diferenças são bastante visíveis. Na fonte, vê-se com clareza o efeito do *hard-switching*, não só na corrente i_{dc} , como acontecia na simulação (Figura 4.7), mas também na própria tensão v_{dc} é notória a distorção harmónica causada pelos IGBT's do braço inversor. Na bateria (Figura 5.12 b)), verifica-se que a corrente de carga I_{bat} diminui para 0.687 A, tal como pretendido.

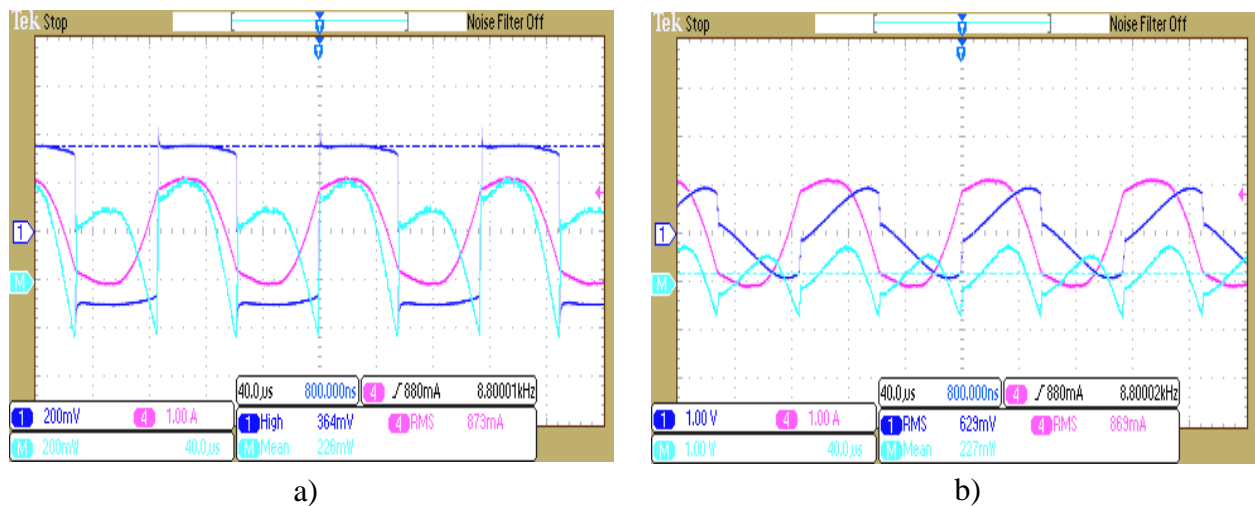


Figura 5.11 : a) tensão v_s (1) e corrente i_s (4) à entrada do retificador com respetiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{st} (1) e corrente i_s (4) no enrolamento secundário e respetiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).

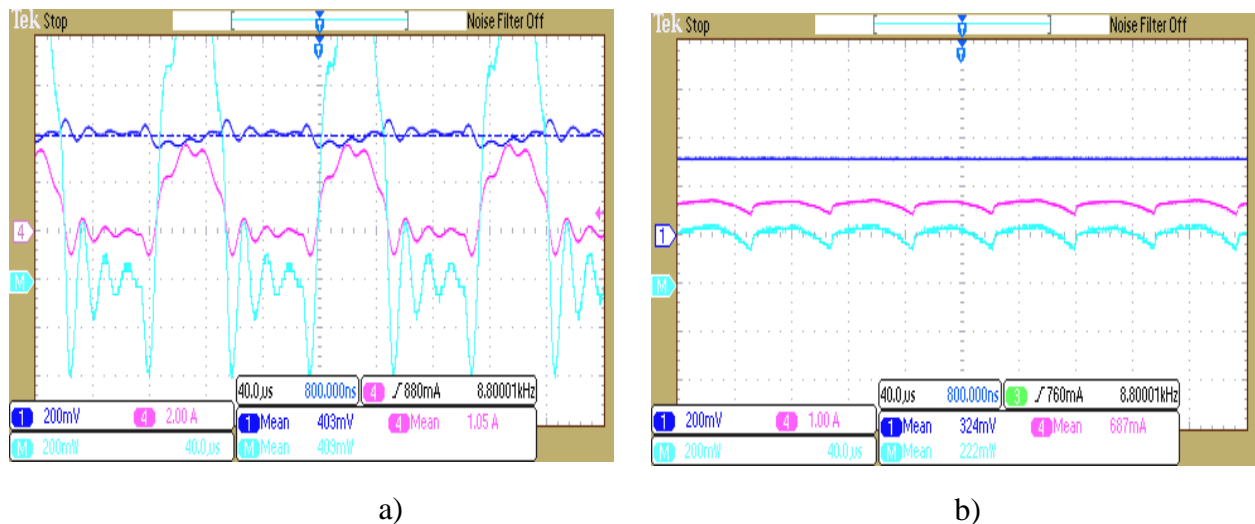


Figura 5.12 : a) tensão v_{dc} (1) e corrente i_{dc} (4) à saída da fonte com respetiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{bat} (1) e corrente i_{bat} (4) na bateria e respetiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).

Bobina com valor de 117 μ H

Para finalizar, é analisado o sistema quando a bobina é variada de modo a ter o valor de indutância L_{var} de 117 μ H.

É visível, na Figura 5.13, o aumento do desfasamento entre a tensão v_p à saída do inversor e a corrente i_p , e como esse aspeto influencia a própria onda de tensão v_p , pelos motivos anteriormente mencionados.

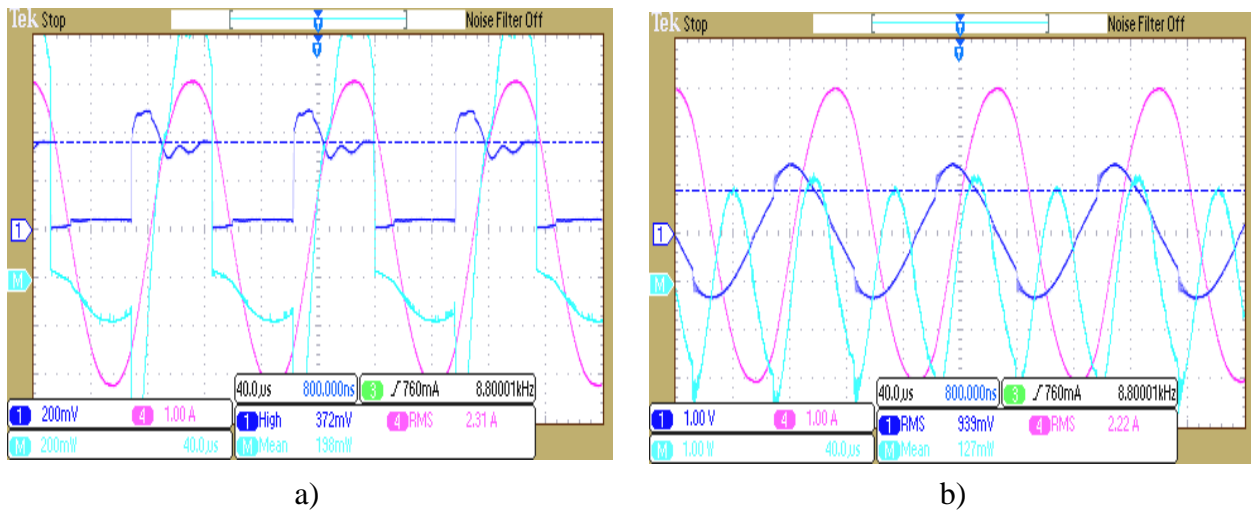


Figura 5.13 : a) tensão v_p (1) e corrente i_p (4) à saída do inversor com respetiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{pt} (1) e corrente i_p (4) no enrolamento primário e respetiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).

Com o aumento da diferença entre f_r e f_s , a poluição harmónica torna-se mais acentuada, provocando neste caso uma alteração na onda de corrente i_s que deixa de ser sinusoidal, como nos casos analisados anteriormente (Figura 5.14).

Na Figura 5.15, é perfeitamente visível a poluição harmónica na fonte, onde as ondas de tensão v_{dc} e corrente i_{dc} estão repletas de ruído.

Tal como já havia sucedido na simulação, a variação de corrente de carga da bateria i_{bat} é mais notória para este valor de indutância, acabando mesmo por ficar a carregar com, sensivelmente, metade da corrente que estava no primeiro teste prático, ou seja, um I_{bat} de 0.381 A.

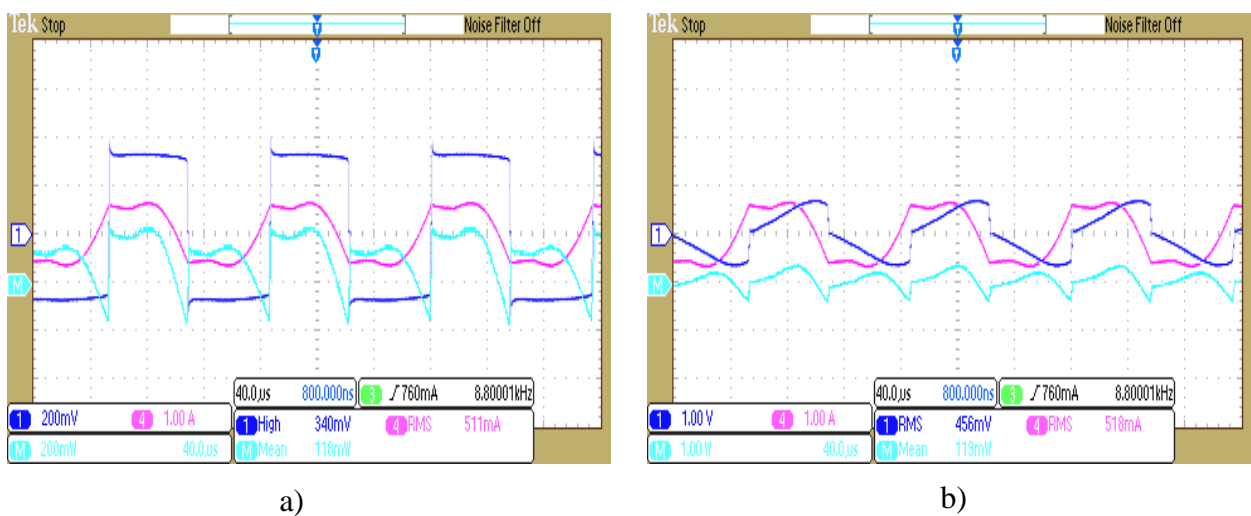


Figura 5.14 : a) tensão v_s (1) e corrente i_s (4) à entrada do retificador com respetiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{st} (1) e corrente i_s (4) no enrolamento secundário e respetiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).

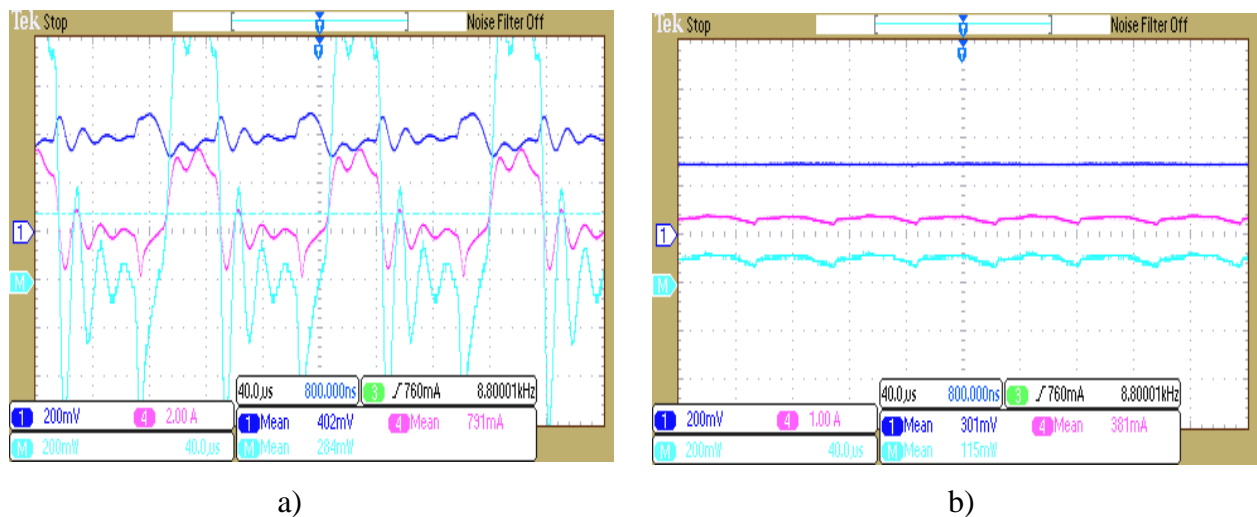


Figura 5.15 : a) tensão v_{dc} (1) e corrente i_{dc} (4) à saída da fonte com respectiva potência (M) (ganho de tensão: 50, ganho corrente: 1); b) tensão v_{bat} (1) e corrente i_{bat} (4) na bateria e respectiva potência (M) (ganho de tensão 50, ganho corrente 1).

5.2.2 Análise de dados

Analisando a Tabela 5.1 pode verificar-se que existe uma quebra de rendimento de todo o sistema, em relação aos dados da simulação teórica. Essa quebra de rendimento dá-se sobretudo no lado do primário. De facto, ao analisar-se o sistema desde a fonte até ao enrolamento primário verificam-se perdas bastante significativas. Em qualquer dos níveis de carga, e tanto da fonte para a saída do inversor como desta saída para o enrolamento primário houve uma quebra de 20% ou mais de rendimento. Estas perdas devem-se, essencialmente, a perdas por comutação e condução nos dois semicondutores do braço inversor, que se acentuam mais quando se sai do ponto ótimo de funcionamento, ou seja, quando $f_s \neq f_r$. Do inversor para o enrolamento primário, as perdas por efeito Joule através da ESR da bobina variável, também têm um peso significativo no rendimento total do sistema.

À semelhança do que se havia passado em simulação, à medida que L_{var} vai aumentando, o fator de potência do sistema vai diminuindo e a fonte fornece menos potência ativa ao sistema, como se pode verificar na Tabela 5.1.

L_{var} (µH)	Potência da fonte (W)	η (%)	Potência à saída do inversor (W)	η (%)	Potência na entrada do transformador (W)	η (%)	Potência na saída do transformador (W)	η (%)	Potência à entrada do retificador (W)	η (%)	Potência na Bateria (W)	Corrente na Bateria (mA)	η Total (%)
47	22,45	80	18,00	76	13,60	97	13,15	99	13,00	97	12,60	754	56
77	20,45	78	16,05	72	11,55	98	11,35	100	11,30	98	11,10	616	54
117	14,20	70	9,90	64	6,35	94	5,95	99	5,90	97	5,75	398	40

Tabela 5.1: Potências ao longo do circuito para os diferentes níveis de L_{var} .

5.2.3 Ajuste de desalinhamentos

De modo a verificar o comportamento do sistema quando o enrolamento secundário do transformador é desalinhado relativamente ao enrolamento primário, são realizados três ensaios, com desalinhamentos de 26% (120 mm), 32% (150mm) e 43% (200mm). De notar que, para o enrolamento estar desalinhado 100% em relação a outro, é necessário que o centro de um enrolamento esteja afastado 464 mm (diâmetro dos enrolamentos) em relação ao centro do outro. Todos os ensaios realizados têm início com o sistema no seu ponto ótimo de funcionamento (indutância da bobina variável de 47 μH).

Para avaliar o impacto dos desalinhamentos nas grandezas elétricas do sistema, são analisados os instantes antes e após o desalinhamento. Na Figura 5.16 estão representadas a tensão e corrente do primário antes do desalinhamento ocorrer, enquanto que na Figura 5.17 a) encontram-se representadas as mesmas variáveis após o desalinhamento. Numa primeira análise, é possível verificar que v_p e i_p deixaram de estar em fase, com a corrente a ficar em avanço. Este fenómeno deve-se, não só à diminuição da indutância mútua, mas também à diminuição do valor das indutâncias próprias que, embora sejam um parâmetro físico dependente do tipo de material, do número de espiras e da sua disposição, são influenciadas pela presença de material ferromagnético no seu envolvente, alterando a condição de ressonância do primário.

Em termos de circuito equivalente, em que o secundário está referido ao primário, este rege-se por uma fonte de alimentação de alta frequência em série com uma impedância refletida Z_r e uma reactância capacitiva. Essa impedância refletida depende da indutância mútua M , tal como é visível em (3.2), quando o valor de M diminui o valor da impedância refletida também diminui, levando ao aumento da corrente do primário, como é visível na Figura 5.17 a).

No entanto, o aumento da corrente no primário não se traduz num aumento da corrente de carga I_{bat} , como é visível na Figura 5.17 a) uma vez que o fator de acoplamento diminui, fazendo com que o sistema deixe de estar no ponto ótimo de funcionamento.

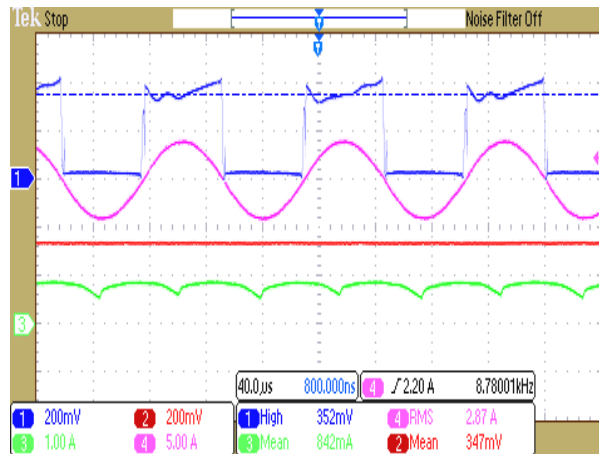


Figura 5.16: Ponto ótimo de funcionamento, sem desalinhamento: (1) - tensão v_p , (4) - corrente i_p , (2) - tensão v_{bat} , (3) - corrente i_{bat} .

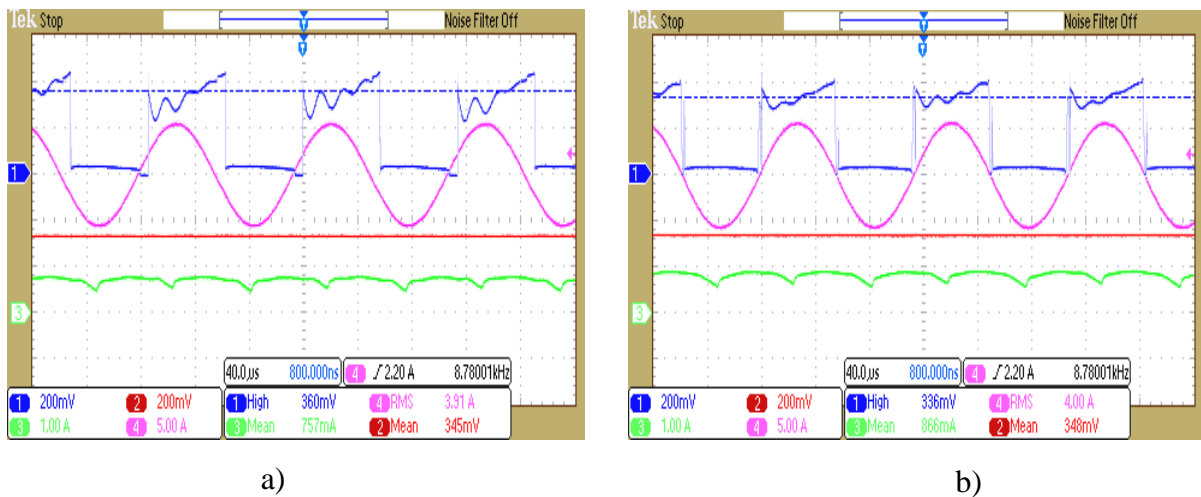


Figura 5.17 : a) Sistema com um desalinhamento de 26%, b) Sistema ajustado ao seu ponto ótimo. (1) - Tensão v_p , (4) - corrente i_p , (2) - tensão v_{bat} , (3) - corrente i_{bat} .

A bobina variável, em casos de desalinhamentos, é utilizada para que o sistema entre novamente em ressonância, ao contrário do que sucedeu anteriormente, onde o objetivo é baixar a corrente de carga. A bobina permite, desta forma, voltar a alinhar a corrente i_p com a tensão v_p e fazer com que o sistema volte a usufruir das vantagens de estar no seu ponto ótimo de funcionamento. Pode observar-se na Figura 5.17.b), o aumento da corrente de carga I_{bat} , em relação à corrente de carga na Figura 5.17 a).

Semelhante análise é realizada para um desalinhamento de 32%. Começando novamente com o sistema alinhado (Figura 5.18), e desalinhando 150 mm (32%), pode observar-se, na Figura 5.19 a), um maior desfaseamento entre a corrente i_p e a tensão v_p o que origina diferenças maiores em várias grandezas, nomeadamente na diminuição mais abrupta na corrente de carga da bateria

I_{bat} , cerca de 0.480 A como se pode ver na Figura 5.19 a). Após o ajuste da frequência de ressonância f_r através da bobina variável obtém-se uma corrente de carga de cerca de 0.939 A.

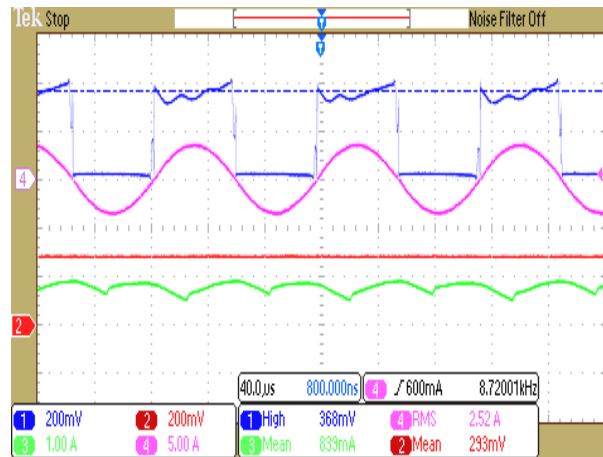


Figura 5.18 : Ponto ótimo de funcionamento, sem desalinhamento: (1) - tensão v_p , (4) - corrente i_p , (2) - tensão v_{bat} , (3) - corrente i_{bat} .

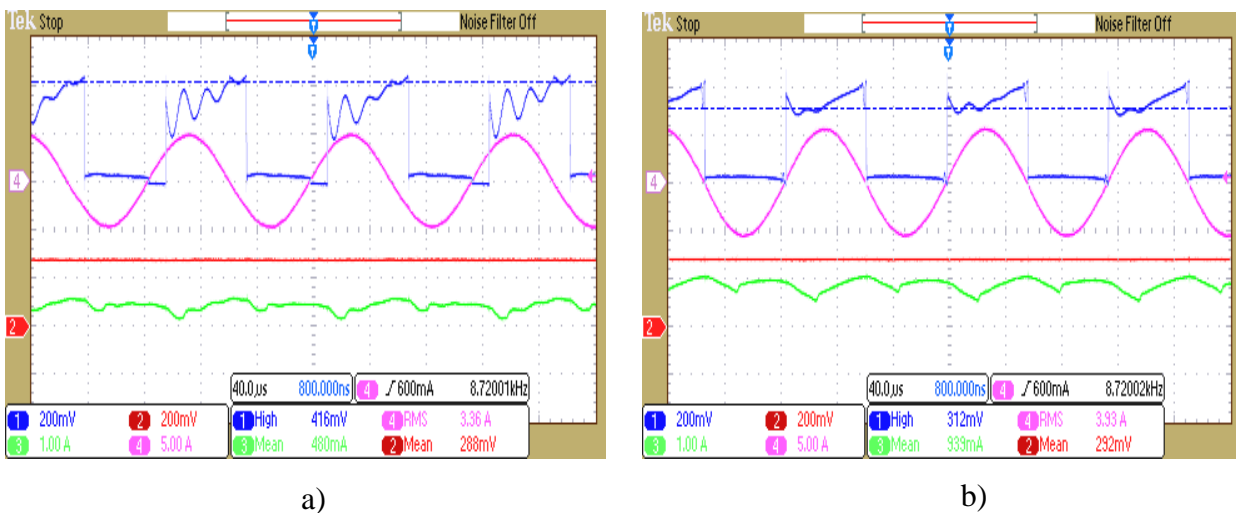


Figura 5.19 : a) Sistema com um desalinhamento de 32%; b) Sistema ajustado ao seu ponto ótimo. (1) - Tensão v_p , (4) - corrente i_p , (2) - tensão v_{bat} , (3) - corrente i_{bat} .

Relativamente ao último ensaio, onde o secundário é desalinhado 43%, pode observar-se novamente o sistema a funcionar sem desalinhamento na Figura 5.20. Depois de realizado o desalinhamento de 200mm (43%), obtém-se um baixo fator de acoplamento k , que em conjunto com o consumo de energia reativa do sistema e com as perdas do mesmo, deixa a bateria praticamente sem receber carga, como se pode ver na Figura 5.21 a) um I_{bat} de 0.056 A. Após o ajuste com a bobina, ainda é conseguido uma corrente de carga I_{bat} de 0.505 A.

No entanto, é preciso ter em atenção a corrente que circula no enrolamento primário. Como referido no primeiro teste, a indutância mútua M baixa e com ela baixa também a impedância

refletida Z_r , o que provoca um aumento de corrente no primário. Na prática, acontece que o primário tem de fornecer uma certa corrente à bateria, mas com o fraco acoplamento (devido ao desalinhamento), torna-se mais difícil de fornecer potência ao secundário do transformador. É necessário um campo magnético mais forte, o que implica uma corrente do primário elevada.

Pode observar-se neste último ensaio (desalinhamento de 43%) que, para uma corrente de 0.505 A na carga, o sistema apresenta no primário uma corrente I_p de cerca de 6.22 A, o que significa ter picos de corrente de cerca de 8.8 A. Ao comparar com a corrente I_p inicial, ou seja, quando não há desalinhamento, obtém-se um valor eficaz de 2.87 A (4 A de pico). Desta forma, após o ajuste através da bobina, a corrente I_p teve um aumento de cerca de 215%.

Quando o objetivo de um determinado sistema IPT é o de fazer transferência de energia em que podem existir desalinhamentos na ordem dos 40%, ou seja, baixos fatores de acoplamento, é necessário ter cuidado com este tipo de ajuste. Como referido, o ajuste permite que haja corrente de carga nas baterias, no entanto, a corrente que circula no primário tem um aumento de 215% face ao caso em que está perfeitamente alinhado. É necessário que o sistema, quando projetado, esteja preparado para este aumento de corrente, para que não haja danos no equipamento, nomeadamente na secção dos cabos. Além disso, estes sistemas funcionam a elevadas frequências, o que tende a agravar o efeito pelicular, que em conjunto com o aumento de corrente provoca o aquecimento dos condutores.

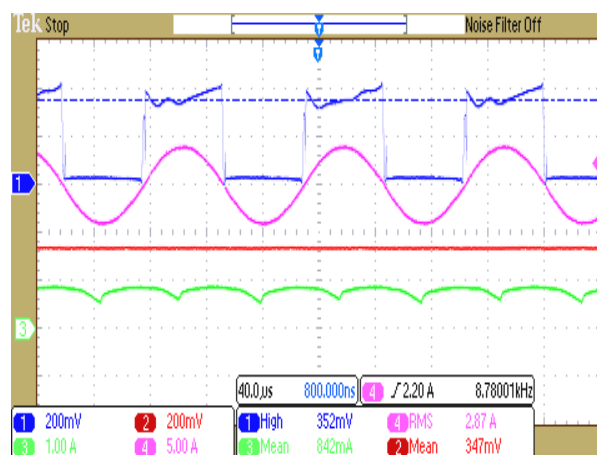


Figura 5.20 : Ponto ótimo de funcionamento, sem desalinhamento: (1) - tensão v_p , (4) - corrente i_p , (2) - tensão v_{bat} , (3) - corrente i_{bat} .

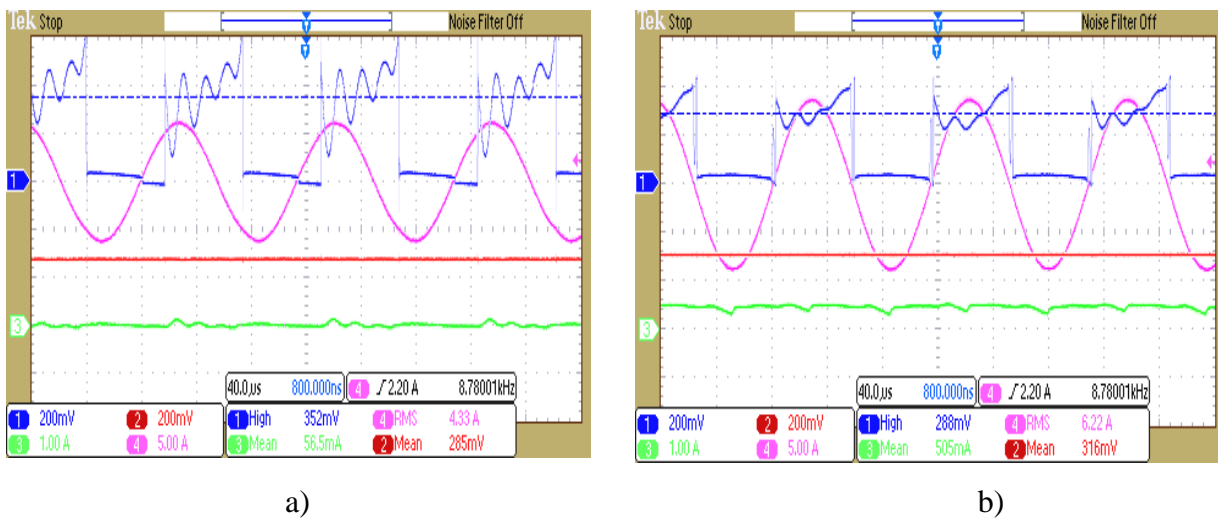


Figura 5.21 : a) Sistema com um desalinhamento de 43%; b) Sistema ajustado ao seu ponto ótimo.
 (1) - Tensão v_p , (4) - corrente i_p , (2) - tensão v_{bat} , (3) - corrente i_{bat} .

Capítulo 6

Conclusões e Trabalho Futuro

6.1 Conclusões

A transferência de energia por indução é uma tecnologia emergente que cria novas possibilidades para o carregamento de baterias. Sistemas com esta tecnologia (sistemas IPT), não necessitam de contacto e são isolados eletricamente, tornando-se bastantes fiáveis e seguros, não requerem grandes custos de manutenção e têm facilidade de operar de forma autónoma em vários tipos de ambientes. No entanto, o controlo bastante complexo e a sua baixa eficiência são fatores que dificultam a sua implementação.

Nesta dissertação, é usada uma bobina variável de modo a controlar um sistema IPT. O sistema utilizado é constituído por uma fonte de alimentação de alta frequência, um transformador IPT compensado, um retificador e uma carga. A topologia ressonante escolhida para este trabalho é a Série-Série, pois esta permite correntes mais elevadas no circuito, levando ao aumento da taxa de transferência de energia, importante em sistemas de fraco acoplamento, como é o caso, e origina carregamentos mais rápidos.

Ao longo da dissertação verifica-se que a utilização da bobina variável permite fazer um controlo de corrente de carga das baterias, estando esta situada no lado primário do sistema. No decorrer deste trabalho, conclui-se que o ponto ótimo de funcionamento é obtido quando todo o circuito está compensado, ou seja, quando o circuito é considerado puramente resistivo perante o inversor.

O tipo de controlo utilizado reduz o rendimento do sistema, uma vez que a variação do valor de indutância da bobina provoca uma variação na impedância total do sistema, forçando-o a sair do ponto ótimo de funcionamento. Ao sair deste ponto, as perdas por comutação e condução nos semicondutores do inversor tendem a aumentar, devido ao *hard-switching*

Por outro lado, quando há desalinhamentos entre os enrolamentos primário e secundário do transformador, o sistema sai do ponto ótimo de funcionamento, e, neste caso, a bobina, alterando o seu valor de indutância, permite recolocar o sistema a funcionar no ponto ótimo e, assim, garantir um melhor rendimento.

Quando o objetivo de um determinado sistema IPT é o de fazer transferência de energia onde podem existir desalinhamentos elevados que levem a baixos fatores de acoplamento, é necessário ter cuidado com o ajuste através da bobina variável, que origina um aumento bastante

significativo da corrente do primário. Desta forma é necessário que o sistema seja projetado de modo a estar preparado para elevados aumentos de corrente no primário, para que não haja danos no equipamento.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Existem várias opções para trabalhar este tipo de sistemas, que estão em constante evolução e cuja utilização será progressivamente mais frequente.

Para continuação do trabalho realizado é sugerido:

- Testar outras topologias ressonantes em conjunto com a técnica de controlo através de uma bobina varável.
- Elaborar algoritmos de controlo, de modo a que a bobina se ajuste autonomamente consoante o desalinhamento do transformador e o nível de carga pretendido.
- Elaborar algoritmos que estimem a corrente de carga de baterias, de modo a dispensar qualquer tipo de comunicação com o lado secundário do sistema.
- Criar um sistema bidirecional, que permita, não só, o fluxo de potência da fonte para a carga, mas também, da carga para a fonte, e testar até que ponto a bobina variável poderá ser uma mais-valia nesses sistemas.

Referências Bibliográficas

- [1] R. Garcia. (Público, 12 de Dezembro 2015). *Cimeira de Paris aprova acordo histórico para conter o aquecimento global.*
- [2] F. Ferreira. (ClimaParis, 21 de Novembro 2015). *Emissões globais de gases de efeito de estufa (GEE).*
- [3] Querosaber. (QUEROSABER, 13 de Agosto de 2015). *Inglaterra vai testar estradas que carregam carros elétricos.*
- [4] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. Sealy, P. Israelsen, and J. Muhs, "A review on inductive charging for electric vehicles," in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*, 2011, pp. 143-147.
- [5] Z. Wei, W. Siu-Chung, C. K. Tse, and C. Qianhong, "Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series 2013; Series Compensated Inductive Power Transfer Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 191-200, 2014.
- [6] A. W. Kelley and W. R. Owens, "Connectorless power supply for an aircraft-passenger entertainment system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 4, pp. 348-354, 1989.
- [7] A. P. Hu and S. Hussmann, "Improved power flow control for contactless moving sensor applications," *Power Electronics Letters, IEEE*, vol. 2, pp. 135-138, 2004.
- [8] S. Y. R. Hui and W. W. C. Ho, "A new generation of universal contactless Battery Charging platform for portable Consumer Electronic equipment," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 620-627, 2005.
- [9] 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.
- [10] A. W. Green and J. T. Boys, "10 kHz inductively coupled power transfer-concept and control," in *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994. Fifth International Conference on*, 1994, pp. 694-699.
- [11] J. T. Boys, G. A. Covic, and A. W. Green, "Stability and control of inductively coupled power transfer systems," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 147, p. 37, 2000.
- [12] J. Hirai, K. Tae-Woong, and A. Kawamura, "Study on intelligent battery charging using inductive transmission of power and information," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 335-345, 2000.
- [13] G. A. Covic, G. Elliott, O. H. Stielau, R. M. Green, and J. T. Boys, "The design of a contact-less energy transfer system for a people mover system," in *Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on*, 2000, pp. 79-84 vol.1.
- [14] 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.
- [15] M. Budhia, G. A. Covic, and J. T. Boys, "Design and optimisation of magnetic structures for lumped Inductive Power Transfer systems," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, pp. 2081-2088.
- [16] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and H. Chang-Yu, "Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 318-328, 2013.
- [17] Z. Wei, W. Siu-Chung, C. K. Tse, and C. Qianhong, "Design for Efficiency Optimization and Voltage Controllability of Series 2013; Series Compensated Inductive Power

- Transfer Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 191-200, 2014.
- [18] Ferna, x, C. ndez, O. Garcia, R. Prieto, J. A. Cobos, *et al.*, "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.
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] E. D. ECEN5817, University of Colorado at Boulder. *Soft switching in resonant converters*. Available: http://ecee.colorado.edu/~ecen5817/lectures/L5_ECEN5817_notes.pdf
- [23] I. Batarseh, "Resonant converter topologies with three and four energy storage elements," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 64-73, 1994.
- [24] J. B. Dow, "VARIABLE INDUCTANCE SYSTEM," 18 de Abril de 1933.
- [25] P. Sen, P. P. Biringer, and R. Segsworth, "Thyristor-controlled single phase variable inductor," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 240-245, 1967.
- [26] B. D. Anderson, W. New, and R. Newcomb, "A tapped electronically variable delay line suitable for integrated circuits," *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, pp. 1118-1119, 1966.
- [27] A. S. Kislovski, "Quasi-linear controllable inductor," *Proceedings of the IEEE*, vol. 75, pp. 267-269, 1987.
- [28] A. F. Bakan, "A new LVI assisted PSPWM DC-DC converter," in *Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009. International Conference on*, 2009, pp. I-230-I-233.
- [29] R. A. F. HUGH D. YOUNG, A. LEWIS FORD, *UNIVERSITY PHYSICS, with modern physics*, 2012.
- [30] M. M. S. D. Perdigão, "Research and Development on New Control Techniques for Electronic Ballasts based on Magnetic Regulators," Ph. D Thesis, Universidade de Coimbra, 2011.
- [31] D. Medini and S. Ben-Yaakov, "A current-controlled variable-inductor for high frequency resonant power circuits," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual, 1994*, pp. 219-225 vol.1.
- [32] Y. Bi and D. C. Jiles, "Finite element modeling of an electrically variable inductor," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 3517-3519, 1999.
- [33] E. Rozanov and S. Ben-Yaakov, "A SPICE behavioral model for current-controlled magnetic inductors," in *Electrical and Electronics Engineers in Israel, 2004. Proceedings. 2004 23rd IEEE Convention of*, 2004, pp. 338-341.
- [34] J. Vollin, F. D. Tan, and S. M. Cuk, "Magnetic regulator modeling," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual, 1993*, pp. 604-611.
- [35] F. S. F. Samuel, "Estudo do comportamento eletromagnético de uma bobina variável, controlada através de uma corrente DC," MS.c Thesis, Universidade de Coimbra, Janeiro 2016.
- [36] Z. U. Zahid, Z. Dalala, and L. Jih-Sheng, "Design and control of bidirectional resonant converter for Vehicle-to-Grid (V2G) applications," in *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE, 2014*, pp. 1370-1376.

-
- [37] M. Shoyama and T. Ninomiya, "Output Voltage Control of Resonant Boost Switched Capacitor Converter," in *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, 2007*, pp. 899-903.
- [38] C. Bo-Yuan and L. Yen-Shin, "Switching Control Technique of Phase-Shift-Controlled Full-Bridge Converter to Improve Efficiency Under Light-Load and Standby Conditions Without Additional Auxiliary Components," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 1001-1012, 2010.
- [39] W. Chwei-Sen, G. A. Covic, and O. H. Stielau, "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 148-157, 2004.
- [40] B. Peschiera and S. S. Williamson, "Review of inductive power transfer technology for electric and plug-in hybrid electric vehicles," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, 2013*, pp. 4672-4677.
- [41] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, 2011.

Apêndice A

A fim de chegar às expressões de C_p , mencionadas na Tabela 3.1, é necessário chegar às expressões das impedâncias refletidas Z_r para as diferentes topologias.

O valor de Z_r é obtido através da equação (A.1):

$$Z_{r_{xy}} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{s_{xy}}}, \text{ com } x, y \in \{S, P, U\} \quad (\text{A.1})$$

onde ω corresponde à frequência do primário, M corresponde à indutância mútua e Z_s corresponde à impedância do secundário. O valor de Z_s depende da maneira de como é ligado, ou se é ligado, o condensador ressonante no secundário, ou seja, depende da topologia escolhida (série, paralelo ou sem compensação). Seguem-se as expressões para as três topologias, respetivamente:

$$Z_{s_{sS}} = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_s + R_{load}, \text{ com } x \in \{S, P, U\} \quad (\text{A.2})$$

$$Z_{s_{sP}} = j\omega L_s + R_s + \frac{1}{j\omega C_s + \frac{1}{R_{load}}}, \text{ com } x \in \{S, P, U\} \quad (\text{A.3})$$

$$Z_{s_{sU}} = j\omega L_s + R_s + R_{load}, \text{ com } x \in \{S, P, U\} \quad (\text{A.4})$$

Substituindo (A.4) em (A.1) obtém-se a impedância refletida para o caso em que não há compensação do enrolamento secundário:

$$Z_{r_{xU}} = \frac{\omega^2 M^2}{(R_s + R_{load}) + j\omega L_s} \quad (\text{A.5})$$

Decompondo em parte real e imaginária obtém (A.6):

$$Z_{r_{xU}} = \frac{\omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}{(R_s + R_{load})^2 + (\omega L_s)^2} - j \frac{\omega^3 M^2 L_s}{(R_s + R_{load})^2 + (\omega L_s)^2}, \quad (\text{A.6})$$

Passando agora para a compensação série no secundário, substituindo (A.2) em (A.1), obtém-se:

$$Z_{r_{sS}} = \frac{\omega^2 M^2}{(R_s + R_{load}) + j(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})} = \quad (\text{A.7})$$

$$= \frac{\omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}{(R_s + R_{load})^2 + (\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})^2} - j \frac{\omega^2 M^2 (\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})}{(R_s + R_{load})^2 + (\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})^2} \quad (\text{A.8})$$

Uma vez que as frequências de ressonância de primário e secundário são as mesmas, C_s pode ser substituído por $1/\omega^2 L_s$ obtendo-se:

$$Z_{r_{xs}} = \frac{\omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}{(R_s + R_{load})} \quad (\text{A.9})$$

Por fim, no caso da compensação do secundário ser efetuada em paralelo, precisa-se simplificar (A.3) substituindo C_s pela sua expressão equivalente, e passando a parte complexa do denominador para o numerador, como acontece em (A.10) e (A.11):

$$Z_{s_{xp}} = j\omega L_s + \frac{(R_s + R_{load})}{1 + j\omega C_s (R_s + R_{load})} = \frac{(R_s + R_{load})(1 - \omega^2 L_s C_s) + j\omega L_s}{1 + j\omega C_s (R_s + R_{load})} \Leftrightarrow \quad (\text{A.10})$$

$$Z_{s_{xp}} = \frac{j\omega L_s}{1 + j\left(\frac{R_s + R_{load}}{\omega L_s}\right)} \quad (\text{A.11})$$

Substituindo (A.11) em (A.1), obtém-se então a impedância refletida no primário com compensação paralela no secundário (A.13):

$$Z_{r_{xp}} = \frac{\omega^2 M^2}{\frac{j\omega L_s}{1 + j\frac{(R_s + R_{load})}{\omega L_s}}} = \frac{M^2((R_s + R_{load}) - j\omega^2 L_s)}{L_s^2} \quad (\text{A.12})$$

$$Z_{r_{xp}} = \frac{(R_s + R_{load})M^2}{L_s^2} - \omega \frac{M^2}{L_s} \quad (\text{A.13})$$

Terminadas as deduções de Z_r para as várias topologias, já há condições para chegar às expressões de C_p .

O valor de C_p é encontrado igualando o valor da reactância da fonte a zero. Como este valor depende de Z_r , a expressão final para o condensador do primário vai depender, não só, do tipo de compensação do primário mas também do tipo de compensação do secundário.

Em (A.14) encontram-se as equações de impedância da fonte Z_{fonte} para as várias topologias do primário.

$$Z_{fonte} = \begin{cases} R_p + \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + Z_{r_{xs}}, & \text{Topologia série no primário} \\ \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + R_p + Z_{r_{px}}}}, & \text{Topologia paralela no primário, } x \in \{S, P, U\} \\ R_p + j\omega L_p + Z_{r_{ix}}, & \text{Topologia sem compensação no primário,} \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

As expressões da Tabela 3.1 encontram-se deduzidas nas duas próximas páginas.

Topologia SS

$$Z_{fonte} = R_p + j(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}) \Rightarrow \text{Im}\{Z_{fonte}\} = 0 \Leftrightarrow C_p = \frac{1}{L_p \omega^2}$$

Topologia SP

$$Z_{fonte} = R_p + j(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} - \frac{\omega M^2}{L_s}) \Rightarrow \text{Im}\{Z_{fonte}\} = 0 \Leftrightarrow \omega^2 L_p C_p L_s - L_s - \omega^2 M^2 C_p \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow C_p = \frac{1}{\omega^2 (L_p - \frac{M^2}{L_s})}$$

Topologia PS

$$Z_{fonte} = \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + \frac{1}{\omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}}} = \frac{1}{(R_s + R_{load}) + j\omega C_p (\omega^2 M^2 + j\omega L_p (R_s + R_{load}))}$$

$$= \frac{(\omega^2 M^2 + j\omega L_p (R_s + R_{load}))((R_s + R_{load}) - \omega^2 C_p L_p (R_s + R_{load})) - j(\omega^3 C_p M^2)}{((R_s + R_{load}) - \omega^2 C_p L_p (R_s + R_{load}))^2 + (\omega^3 C_p M^2)^2} =$$

$$= \frac{\omega^4 M^2 L_p C_p (R_s + R_{load}) - \omega^4 M^2 C_p L_p (R_s + R_{load}) + \omega^2 M^2 (R_s + R_{load})}{((R_s + R_{load}) - \omega^2 C_p L_p (R_s + R_{load}))^2 + (\omega^3 C_p M^2)^2} +$$

$$+ j \frac{\omega L_p (R_s + R_{load})^2 - \omega^5 M^4 C_p - \omega^3 C_p L_p^2 (R_s + R_{load})^2}{((R_s + R_{load}) - \omega^2 C_p L_p (R_s + R_{load}))^2 + (\omega^3 C_p M^2)^2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \text{Im}\{Z_{fonte}\} = 0 \Leftrightarrow \omega L_p (R_s + R_{load})^2 - \omega^5 M^4 C_p - \omega^3 C_p L_p^2 (R_s + R_{load})^2 = 0 \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow C_p = \frac{L_p}{\left(\frac{\omega^4 M^4}{(R_s + R_{load})^2} + \omega^2 L_p^2\right)}$$

Topologia PP

$$Z_{fonte} = \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + \frac{(R_s + R_{load})M^2}{L_s^2} - j\frac{\omega M^2}{L_s}}} =$$

$$= \frac{(R_s + R_{load})M^2 + j(\omega L_p L_s^2 - \omega M^2 L_s)}{L_s^2 + j\omega C_p ((R_s + R_{load})M^2 + j(\omega L_p L_s^2 - \omega M^2 L_s))}$$

$$\frac{((R_s + R_{load})M^2 + j(\omega L_p L_s^2 - \omega M^2 L_s))((L_s^2 - \omega^2 L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)}{(L_s^2 - \omega L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)^2 + (\omega C_p (R_s + R_{load})M^2)^2}$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{j(\omega C_p (R_s + R_{load}) M^2)}{(L_s^2 - \omega L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)^2 + (\omega C_p (R_s + R_{load}) M^2)^2} = \\
& = \dots + j \frac{\omega L_s^4 L_p - (R_s + R_{load})^2 M^4 \omega C_p - \omega^3 L_p^2 C_p L_s^4 + \omega^3 M^2 C_p L_p L_s^3 - \omega M^2 L_s^3}{(L_s^2 - \omega L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)^2 + (\omega C_p (R_s + R_{load}) M^2)^2} \\
& + \frac{\omega^3 M^2 L_p C_p L_s^3 - \omega^3 M^4 L_s^2}{(L_s^2 - \omega L_p C_p L_s^2 + \omega^2 M^2 C_p L_s)^2 + (\omega C_p (R_s + R_{load}) M^2)^2} \Rightarrow \text{Im}\{Z_{fonte}\} = 0 \Leftrightarrow \\
& C_p (-(R_s + R_{load})^2 M^2 \omega - \omega^3 L_p^2 L_s^4 + 2\omega^3 M^2 L_p L_s^3 - \omega^3 M^4 L_s^2) = -(\omega L_s^4 L_p - \omega M^2 L_s^3) \Leftrightarrow \\
& C_p = \frac{L_p - \frac{M^2}{L_s}}{\left(\frac{M^2(R_s + R_{load})}{L_s}\right)^2 + \omega^2 \left(L_p - \frac{M^2}{L_s}\right)^2}
\end{aligned}$$

Apêndice B

Modelo e parâmetros implementados na simulação teórica

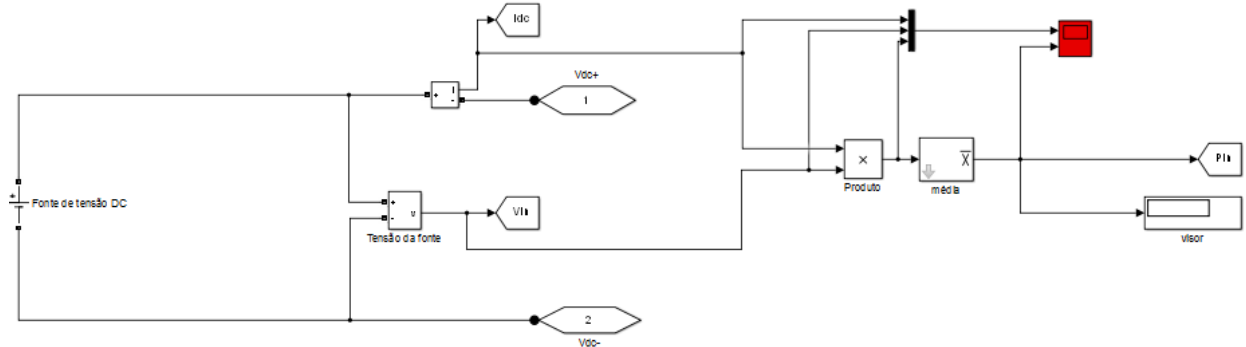


Figura B.1 : Diagrama de blocos da fonte.

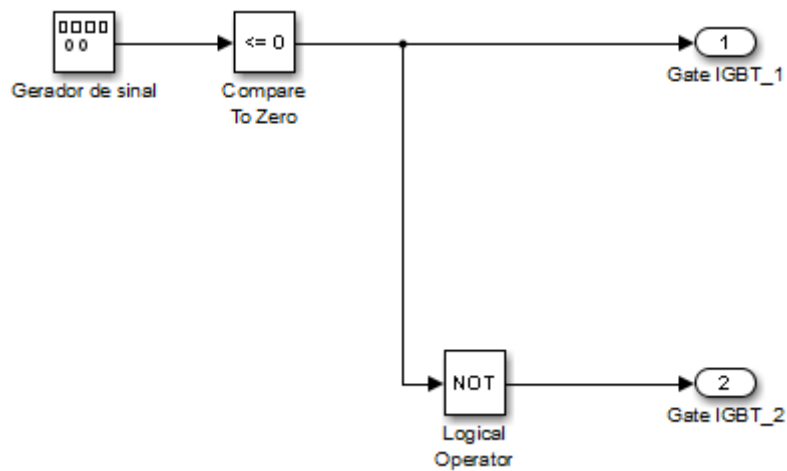


Figura B.2 : Diagrama de blocos do gerador de sinais para controlar os semicondutores.

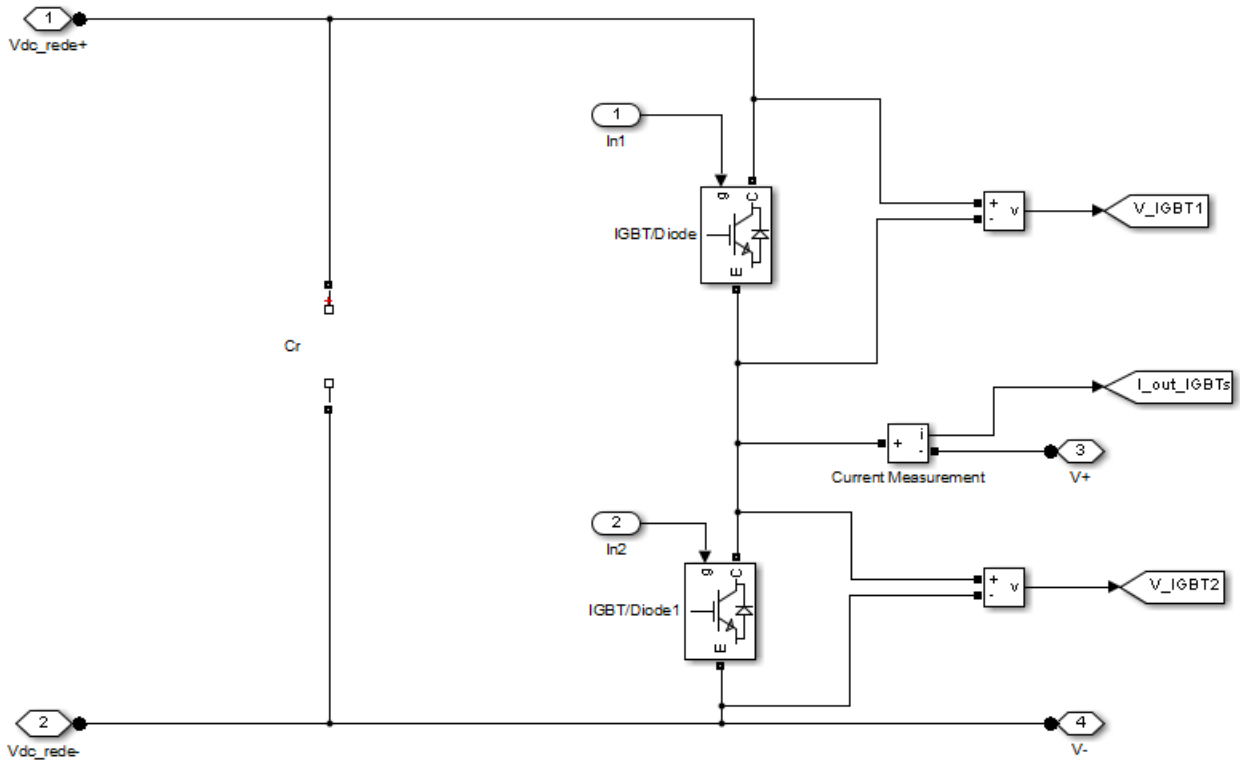


Figura B.3 : Diagrama de blocos do inversor.

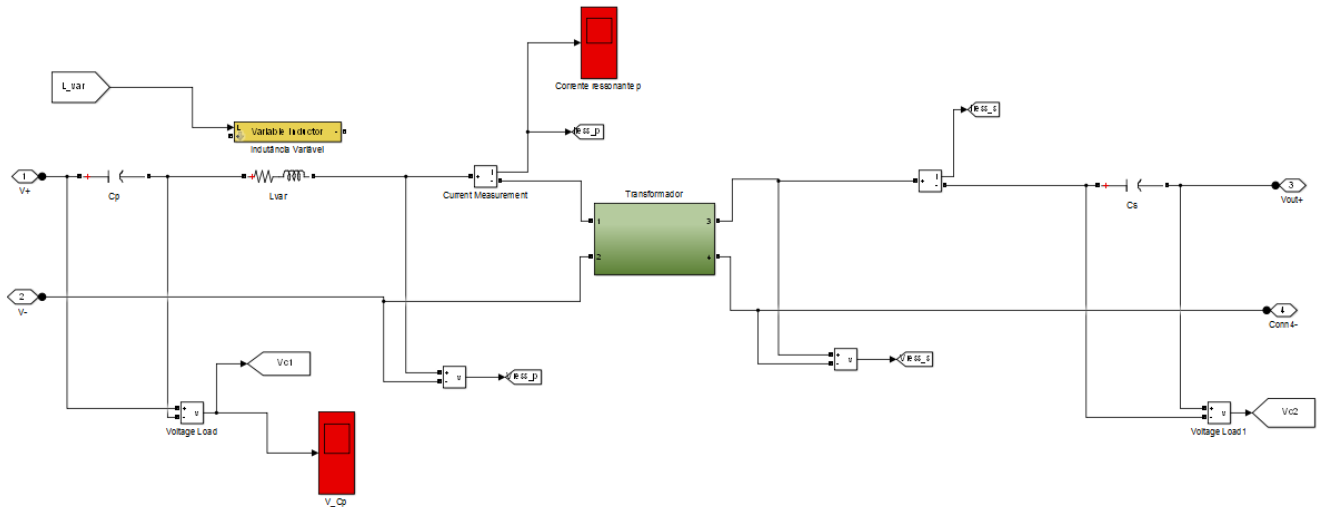


Figura B.4 : Diagrama de blocos do circuito ressonante com bobina normal/ bobina variável.

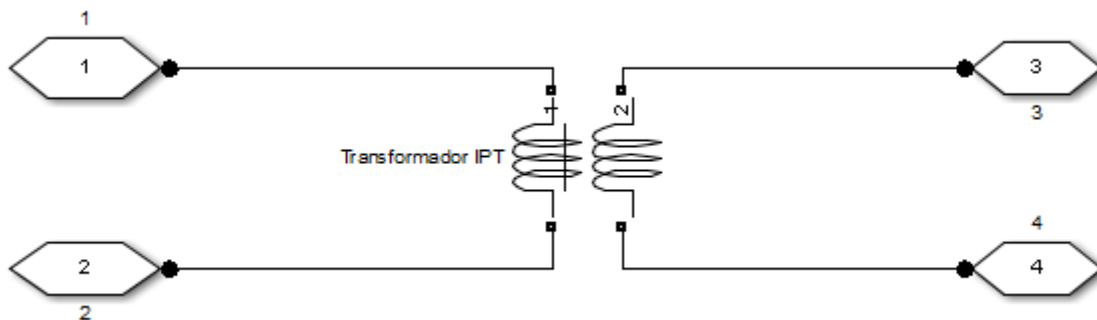


Figura B.5 : Diagrama de blocos do Transformador IPT.

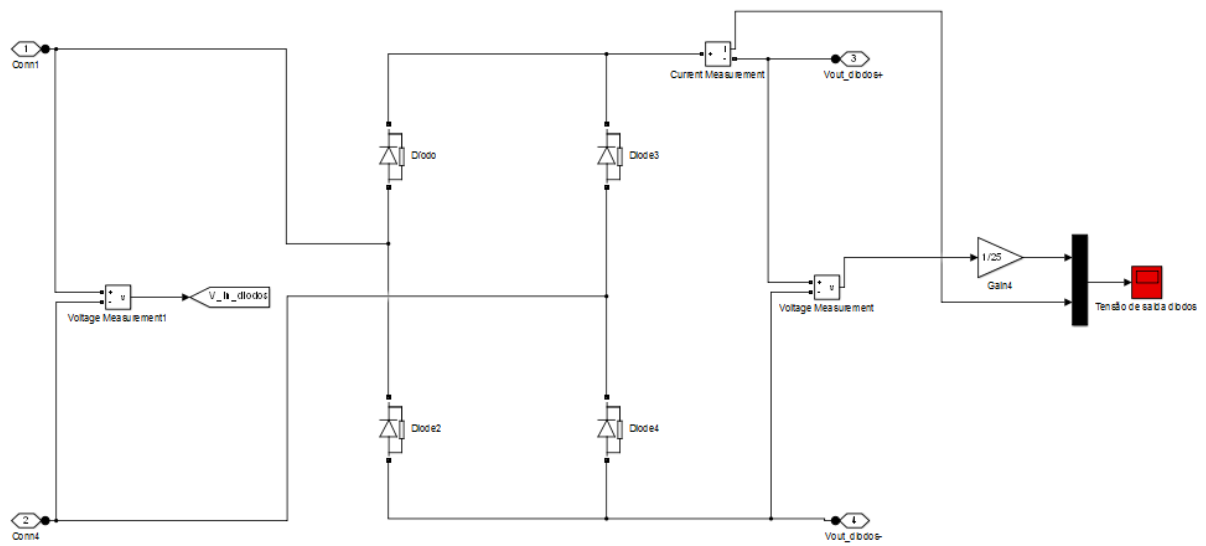


Figura B.6 : Diagrama de blocos do retificador de onda completa.

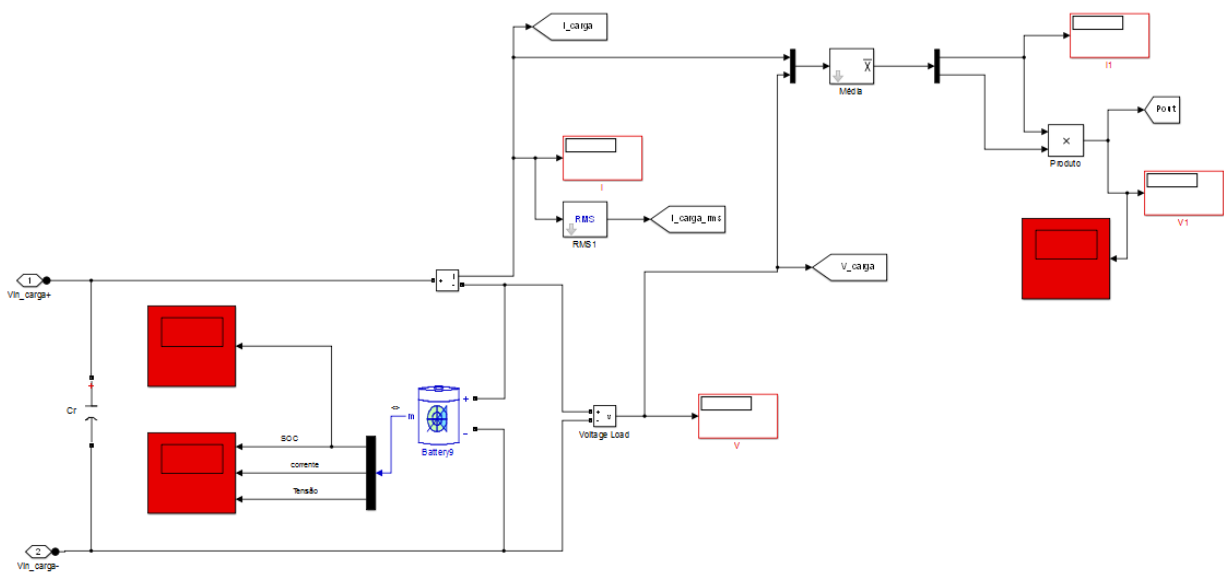


Figura B.7 : Diagrama de blocos da carga, com Condensador em paralelo C_r para atenuar o ripple.

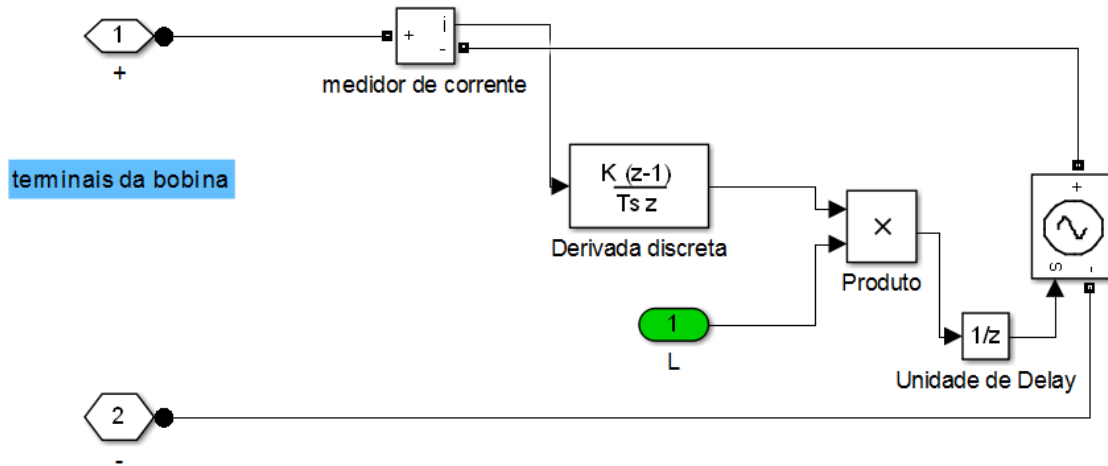


Figura B.8 : Diagrama de blocos da Bobina variável.

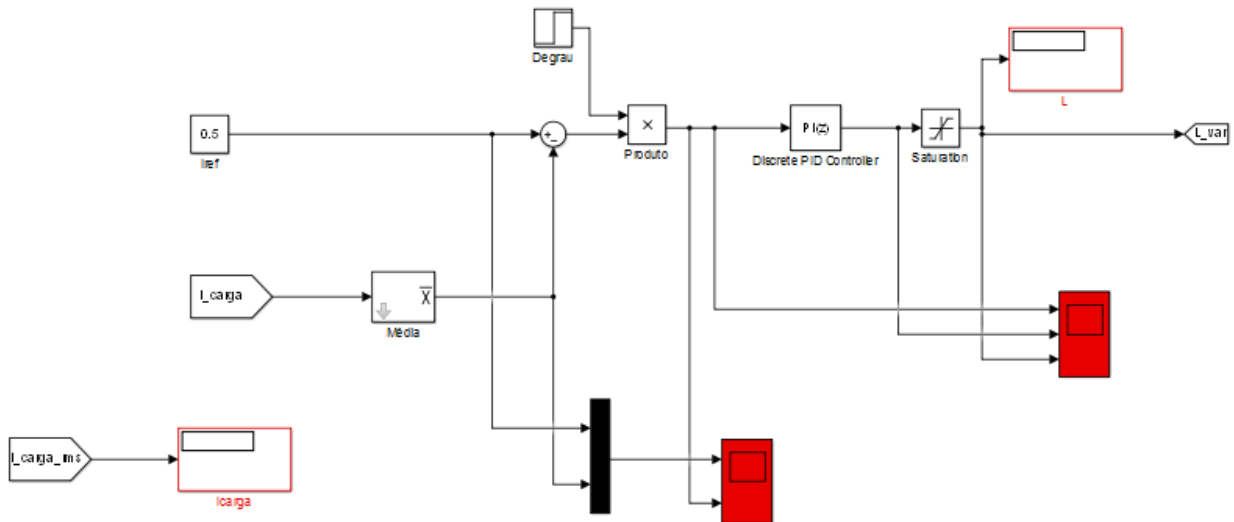


Figura B.9 : Diagrama de blocos do controlador de corrente.

Parâmetros usados na simulação em *Matlab/Simulink*®

<u>Parâmetro</u>	<u>Valor</u>
Tensão da fonte	20V
Frequência de comutação	9,2 kHz
Resistência interna IGBT's	1 mΩ
Resistência de <i>snubber</i>	0.1 MΩ
Condensador de <i>snubber</i>	Infinito

Tabela B.1 : Parâmetros da fonte de alta frequência.

<u>Parâmetro</u>	<u>Valor</u>
L_{pt}^*	395,9 μH
L_{st}^*	394,6 μH
r_{pt}^*	0,2415 Ω
r_{st}^*	0,2778 Ω
L_m^*	127,8 μH
C_p	675,7 nF
C_s	758,4 nF

Tabela B.2 : Parâmetros do transformador IPT e circuito ressonante.

<u>Parâmetro</u>	<u>Valor</u>
Resistência*	0,43 Ω
Indutância (ensaio 1)	47 μH
Indutância (ensaio 2)	77 μH
Indutância (ensaio 3)	117 μH

Tabela B.3 : Parâmetros de indutância e resistência para simular a Bobina variável.

<u>Parâmetro</u>	<u>Valor</u>
Resistência interna	1 m Ω
Resistência de <i>snubber</i>	500 Ω
Condensador <i>snubber</i>	250 nF
Condensador à saída C_r	22 mF

Tabela B.4 : Parâmetros dos díodos da ponte retificadora.

<u>Parâmetro</u>	<u>Valor</u>
Tensão nominal	12 V
Capacidade	7 AH
Resistência interna	17 m Ω

Tabela B.5 : Parâmetros da bateria.

<u>Parâmetro</u>	<u>Valor</u>
Ganho proporcional K_p	0
Ganho integral K_i	-0.001

Tabela B.6 : Ganhos do controlador PI.

*valores medidos nas plataformas usadas no trabalho prático experimental do Capítulo 5, através de um *LCR meter* (Figura C.11).

Apêndice C

Montagem experimental

Pode observar-se, nas seguintes figuras, o material que constitui a fonte de alimentação de alta frequência.

Na Figura C.1 está representada a fonte de alimentação, que, em conjunto com dois módulos de IGBT's (Figura C.2 representa um) colocados sobre um dissipador de alumínio, para promover um maior arrefecimento durante o seu funcionamento (Figura C.3), formam a fonte de alimentação de elevada frequência.

Cada módulo contém dois IGBT's, cada um com um condensador de snubber de 0.22 μ F, sendo que cada IGBT possui um díodo colocado em antiparalelo.

Para dar impulsos às gates dos IGBT's foi usada uma FPGA (Figura C.4), e implementado um condigo em Labview que é apresentado mais à frente neste apêndice.



Figura C.1: Fonte de alimentação DC.



Figura C.2 : SEMiX® 202GB066HDs.

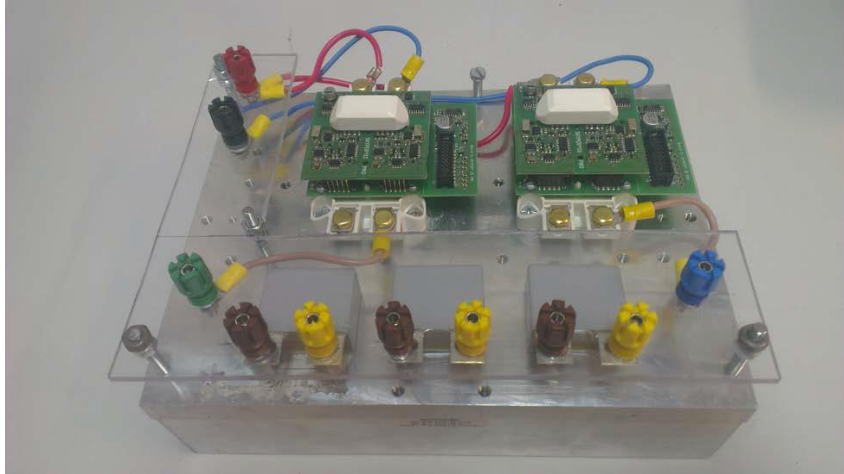


Figura C.3 : Braço de IGBT's.

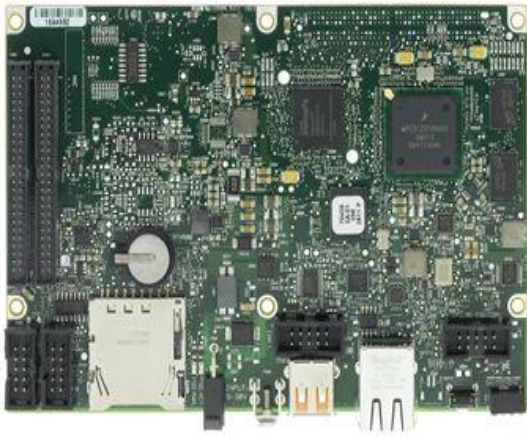


Figura C.4 : single board RIO 9636.

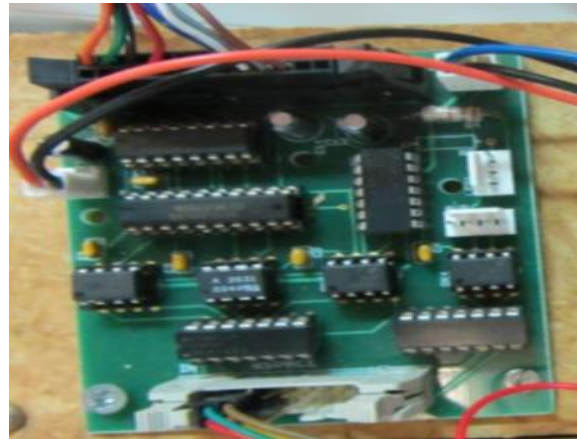


Figura C.5 : Optoísolador.

De modo a garantir o isolamento dos sinais de potência, enviados para os *drivers* dos IGBT's, das saídas digitais (sinais de controlo) da FPGA, utiliza-se o circuito optoisolador da Figura C.5.

Nas Figura C.6 e Figura C.7, pode observar-se o transformador IPT com os seus enrolamentos, fixos à estrutura através do uso de serrilhas plásticas, por ser um material paramagnético. Pode observar-se também que o núcleo da estrutura do enrolamento primário é constituído por várias ferrites, de tamanho 93x28x16 mm, formadas principalmente por óxido de ferro (Fe_2O_3). O enrolamento secundário contém os mesmos constituintes.

Na página seguinte, são apresentados os aparelhos usados para fazer medições de tensão (Figura C.8) e corrente (Figura C.9), bem como o osciloscópio (Figura C.10) usado para recolher e analisar formas de onda em vários pontos do sistema. Pode observar-se ainda, na Figura C.11 o

aparelho usado na medição das indutâncias e também das ESR. Este aparelho permite fazer medições consoante a frequência pretendida, para o caso, foi usada a frequência de 10 kHz, por ser a frequência mais próxima do funcionamento do sistema.



Figura C.6 : Enrolamento primário e secundário do transformador IPT.

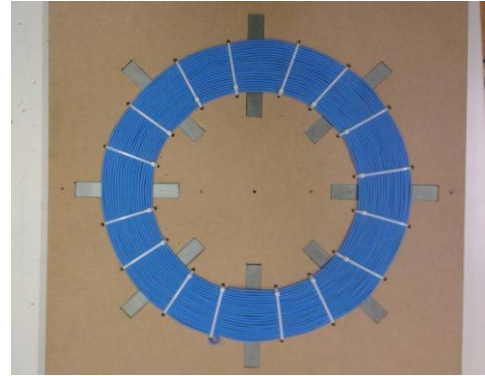


Figura C.7 : Estrutura do enrolamento visto de cima



Figura C.8 : Sensor de tensão.



Figura C.9 : Sensores de corrente.

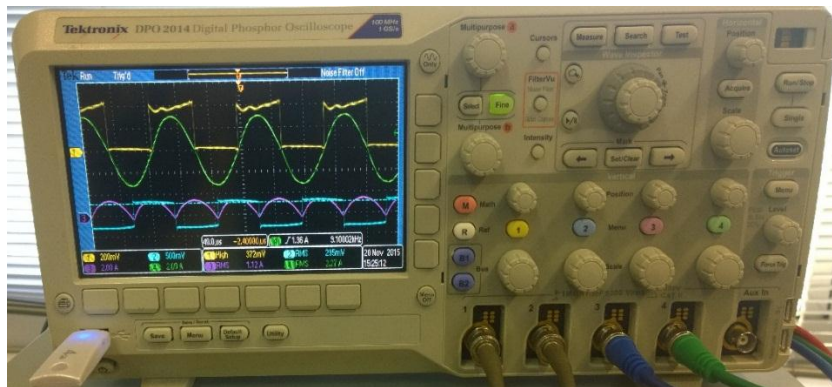


Figura C.10 : Osciloscópio.

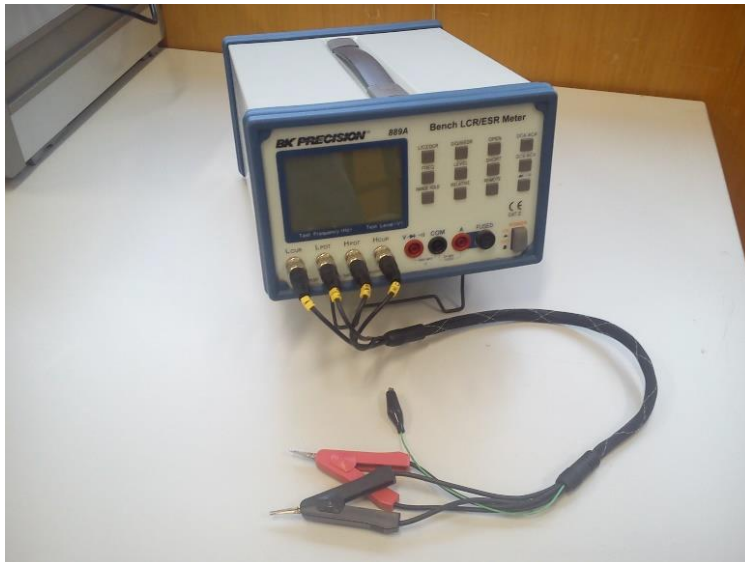


Figura C.11 : Medidor LCR.

Por fim, pode observar-se na Figura C.12 o retificador usado no secundário de modo a garantir uma corrente contínua para carregar a bateria da Figura C.13.

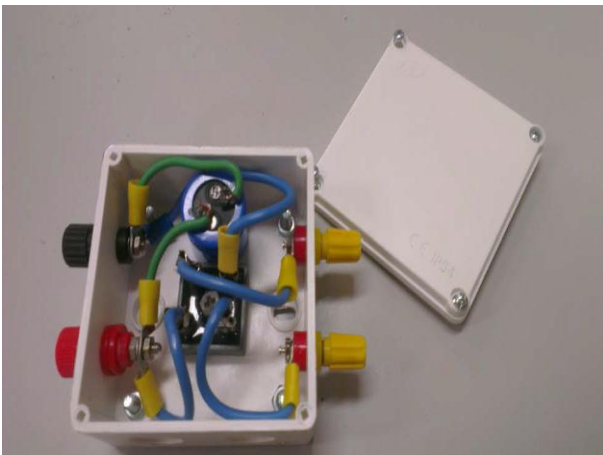


Figura C.12 : Retificador.



Figura C.13 : Bateria utilizada 12V 12AH.

Determinação das indutâncias

Para medir as indutâncias próprias dos enrolamentos primário e secundário do transformador IPT, usou-se o *LCR meter* da Figura C.11. Depois para o cálculo do M , foi necessário fazer o ensaio da Figura C.14, em que L_a foi medido com o terminal negativo do enrolamento primário ligado ao terminal positivo do enrolamento secundário.

Depois através da fórmula (C.1) foi possível chegar ao valor de M .

$$L_a = L_1 + L_2 + 2M \quad (\text{C.1})$$

onde L_1 e L_2 correspondem às indutâncias próprias dos enrolamentos, medidas numa posição com ambos alinhados e com um entreferro de 150mm.

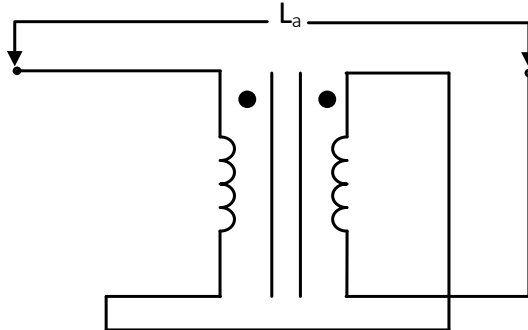


Figura C.14 : Ensaio auxiliar para calcular M .

Os parâmetros do sistema implementado são apresentados na seguinte tabela:

<u>Parâmetro</u>	<u>Valor</u>
Tensão da fonte	20V
Frequência de comutação IGBT's	8800 Hz
Condensador de <i>snubber</i> IGBT's	0.22 μ F
L_{pt}	395,9 μ H
L_{st}	394,6 μ H
r_{pt}	0,2415 Ω
r_{st}	0,2778 Ω
L_m	127,8 μ H
C_p	684 nF
C_s	702 nF
<i>ESR</i> da bobina variável	0,43 Ω
Secção do fio da bobina variável	4 mm ²
Diâmetro interior dos enrolamentos do transformador IPT	384 mm
Diâmetro exterior dos enrolamentos do transformador IPT	464 mm
Número de espiras dos enrolamentos do transformador IPT	20
Secção do fio dos enrolamentos do transformador IPT	4 mm ²

Condensador à saída do retificador C_r	22 mF
Tensão nominal da bateria	12 V
Capacidade da bateria	7 AH
Resistência interna da bateria	17 m Ω

Tabela C.1 : Parâmetros do sistema implementado na prática.

FPGA

Os dispositivos da Single-Board RIO contêm um processador de tempo real embutido, uma FPGA (*reconfigurable field-programmable gate Array*) de alto desempenho, e entradas/saídas analógicas/digitais integradas numa única placa.

Todas as entradas/saídas estão ligadas diretamente à FPGA, fornecendo uma programação de baixo nível para temporização e processamento de sinais. A FPGA está conectada ao processador de tempo real ligado por um barramento PCI de alta velocidade.

O *software* LabVIEW contém mecanismos de transferência de dados integrados, de modo a possibilitar passagem de dados das entradas/saídas para a FPGA e também da FPGA para o processador embutido, o que proporciona análises, pós-processamentos, armazenamento de dados, ou comunicação com um computador *host* da rede, em tempo real (Figura C.15).

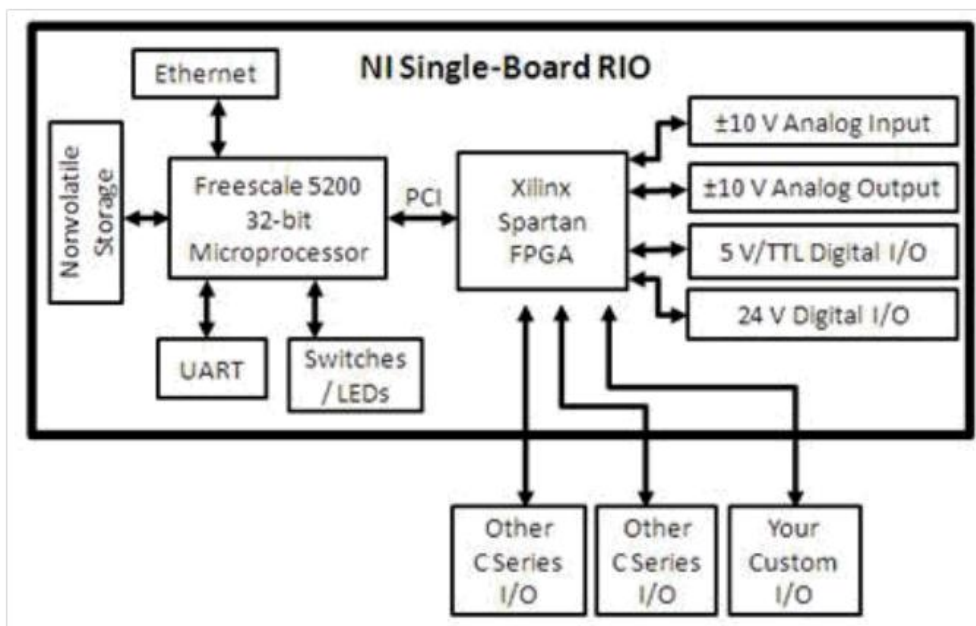
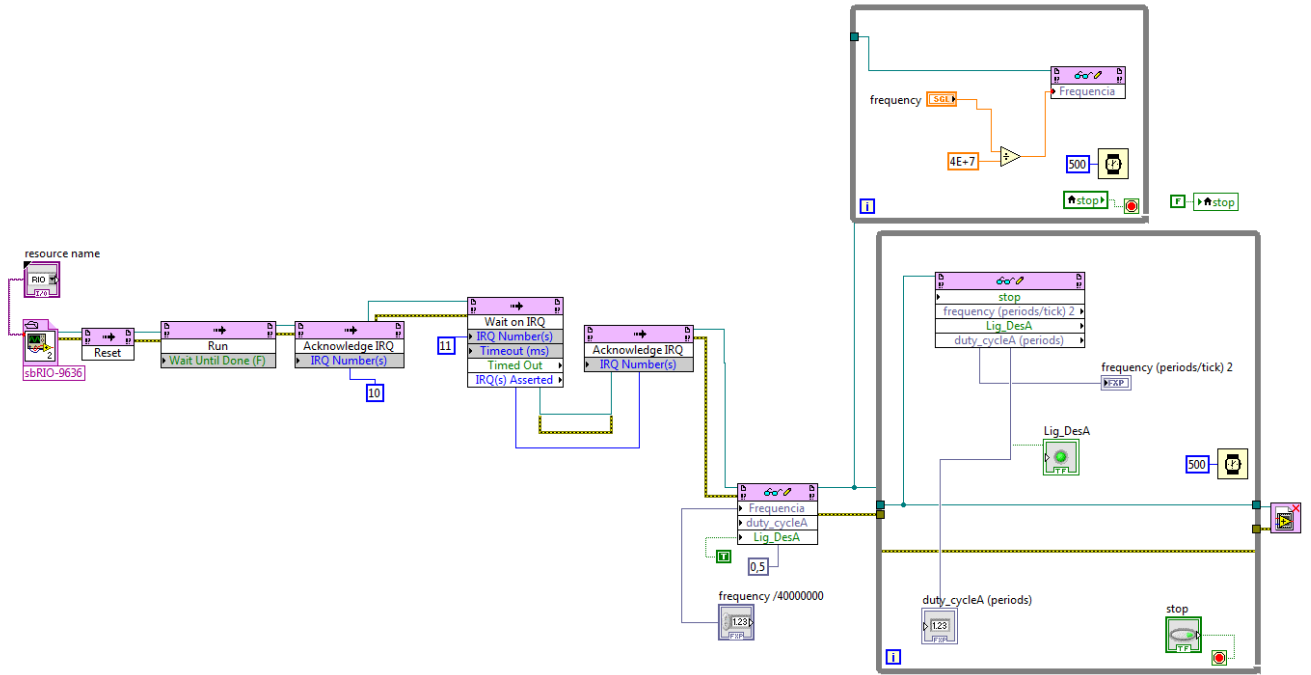


Figura C.15 : Arquitetura da Single-Board RIO.

Código implementado no processador da SB RIO:



Código implementado na FPGA:

