



**Rui Alexandre Neves Medeiros**

## **Transmissão de Energia sem Contacto com Aplicação em Veículos Eléctricos**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

**Orientador:** Prof. Doutor Stanimir Stoyanov Valtchev,  
Faculdade de Ciências e Tecnologia,  
Universidade Nova de Lisboa

**Júri:**

**Presidente:** Prof. Doutor Adolfo Sanchez Steiger Garção  
**Arguente:** Prof. Doutor Nuno Filipe Silva Veríssimo Paulino  
**Vogais:** Prof. Doutor Stanimir Stoyanov Valtchev  
Mestre Elena Nikolaevna Baikova



FACULDADE DE  
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

**Setembro de 2011**



# **Transmissão de Energia sem Contacto com Aplicação em Veículos Eléctricos**

Copyright © Rui Alexandre Neves Medeiros, FCT/UNL, UNL

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.



## Agradecimentos

Ao longo destes quase dois anos de dissertação tive o privilégio de trabalhar de perto com o Prof. Stanimir Valtchev. Sinto-me grato por ter usufruído dos seus vastos conhecimentos e da sua extraordinária experiência de vinte anos nesta área da engenharia. Competências a que adiciona dedicação e capacidade de motivação impagáveis.

Gostaria de dar uma palavra de apreço a todos os outros professores com quem fui contactando ao longo do curso e que, em cada momento, contribuíram para a minha formação como profissional, mas acima de tudo para a minha formação como pessoa. Agradeço-lhes o tempo extra-curricular que não hesitaram em dispensar-me e a paciência que tiveram para me ouvir.

Quero agradecer a todo o pessoal da empresa HOLOS SA. por me terem recebido durante alguns meses e por me terem transmitido ideias e métodos de trabalho que são importantes para o futuro. Quero agradecer especialmente aos Professores Pedro Sousa e João Paulo Pimentão pela oportunidade, aos Engenheiros Tiago Ferreira e Pedro Gomes pelos conselhos e pela paciência e ao Sr. João Lisboa pelo perfeccionismo metódico que caracteriza todos os seus projectos e do qual tive a sorte de beneficiar.

Não me posso esquecer da colaboração do Sr. Duarte Guerreiro e do Sr. Octávio Galha, técnicos do Departamento de Engenharia Electrotécnica, que sempre se mostraram disponíveis e cuja ajuda foi preciosa.

Quero agradecer a todos os meus colegas de curso que foram contribuindo, ainda que de forma indirecta e involuntária, para a minha formação. Aprendi com eles, ao longo de mais de cinco anos, valiosas lições que não pretendo esquecer.

Importância inigualável teve o apoio (e o patrocínio) dos meus pais Armindo e Leonor nestes quase vinte anos de formação académica. Ainda para mais num clima económico instável e que não garante um futuro risonho, é relevante, significativa e muito prezada a aposta que em mim fizeram.

Quem teve de me ouvir dissertar sobre vários temas da engenharia e outros que não lhe despertaram o menor interesse foi a minha namorada Cátia. Gostava, por um lado, de lhe agradecer e por outro, de anunciar que a maçada vai continuar.

Por último quero agradecer ao meu cão Fox pelas horas de passeio e brincadeiras que me dispensou para eu poder escrever este texto.



## Resumo

Com o preço dos combustíveis fósseis em ascensão tornou-se imperativo procurar por novas soluções, tendo em conta que praticamente toda a indústria e meios de transporte dependem de derivados do crude. Os motores eléctricos voltaram à luz da ribalta após a sua queda nos anos 30. Mais importante é que a tecnologia, que entretanto evoluiu, permite agora pensar nos motores eléctricos como sérios concorrentes dos motores de combustão interna para utilização em veículos automóveis.

O trabalho apresentado sugere a utilização de um conversor de ressonância capaz de transferir energia sem contacto para um veículo eléctrico.

Foi feito um estudo a um veículo existente para se perceber as suas exigências a nível energético e estabelecer as especificações iniciais. Foram abordadas as melhores topologias conhecidas de conversores de ressonância aplicadas à entrega de potência sem fios.

A geometria do transformador é essencial quando este tem os enrolamentos primário e secundário separados por vários centímetros, pelo que várias soluções foram consideradas e avaliadas.

O controlo dos processos de ressonância não é fácil, motivo que justifica os recentes desenvolvimentos de mecanismos de controlo capazes de tornar o funcionamento do conversor de ressonância mais eficiente e mais suave. Esta dissertação contribui ela própria com ensaios que comprovam as hipóteses levantadas para uma forma melhorada de regulação instantânea. O método baseia-se no cálculo, em cada meio período, da quantidade de energia que é transferida da malha de ressonância para a carga.

Foi ainda desenvolvido em *software* um meio de obter o consumo energético dum veículo eléctrico autónomo que permite análises estatísticas e permitirá num futuro próximo a criação dum sistema de gestão de baterias melhorado.

**Palavras-chave:** Carga sem contacto, conversor de ressonância, transformador de baixo acoplamento magnético, controlo instantâneo do conversor ressonante, gestão de baterias



## Abstract

Rising fossil fuel prices are making the search for new solutions imperative, taking into account that almost every industry segments and all means of transport are crude oil dependent. Electric motors returned to the scene after their fall in the 30's. More important is that technology, constantly changing, is now capable of allow general population to think in electric motors as strong competitors to internal combustion engines for automobile vehicles applications.

The work suggests the operation of a resonant converter which is capable of contactless energy transfer to an electric vehicle.

A study was conducted to an existing vehicle in order to understand its actual needs in an energetic sense and to establish the project specifications. The best known resonant converter topologies were approached, keeping in mind the wireless power delivery objective.

The transformers geometry is crucial when the primary and the secondary windings are separated for several centimeters, as a result different solutions were considered and evaluated.

It is not easy to control the resonant processes and for that reason, recent developments on control mechanisms are emerging. These mechanisms are capable of turning the resonant converter more efficient and smooth. This dissertation makes a contribution to the science by testing some hypothesis known about the new instantaneous regulation technique. The method is based on calculating the energy portions supplied to the load during each half period.

A computer program was also created as a mean to obtain an autonomous electric vehicle energy consumption which will allow developers statistical analysis and the creation of an improved battery management system in the near future.

**Keywords:** Contactless charging, resonant converter, low magnetic coupling transformer, resonant converter instantaneous control, battery management



# Índice

Agradecimentos.....	v
Resumo .....	vii
Abstract.....	ix
Índice .....	xi
Lista de figuras.....	xiii
Lista de tabelas.....	xvii
Lista de símbolos.....	xix
Abreviaturas .....	xxi
<b>CAPÍTULO 1</b>	
<b>Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1 Enquadramento da transmissão de energia sem contacto .....	2
1.2 Estado da arte .....	2
1.2.1 Veículos eléctricos (VE).....	3
1.2.2 Outras aplicações de conversores de potência em transmissão de energia sem contacto .....	5
1.3 Motivação e objectivos.....	9
1.4 Contribuições originais.....	9
1.5 Organização.....	10
<b>CAPÍTULO 2</b>	
<b>Aspectos práticos relacionados com o projecto do conversor de ressonância.....</b>	<b>13</b>
2.1 Recolha de dados relativos ao consumo energético do veículo eléctrico objecto de estudo.....	14
2.2 Prospeção do mercado de baterias e avaliação das alternativas encontradas.....	19
2.3 Síntese .....	23
<b>CAPÍTULO 3</b>	
<b>Revisão bibliográfica.....</b>	<b>25</b>
3.1 Conversores de ressonância.....	26
3.1.1 Princípio de operação .....	28
3.1.1.1 Conversor SLSR com acoplamento ideal .....	29
3.1.1.2 Conversor SLSR com transformador não ideal .....	34
3.2 Estratégia de controlo .....	40
3.2.1 Métodos clássicos de regulação.....	40
3.2.2 Controlo Instantâneo do conversor SLSR.....	44
3.2.2.1 Balanço Energético .....	44

3.2.2.2 Estratégia simplificada para regulação .....	46
3.3 Síntese .....	48
<b>CAPÍTULO 4</b>	
<b>Simulações .....</b>	<b>49</b>
4.1 Conversor de ressonância de ponte completa .....	50
4.2 Conversor de ressonância de meia ponte .....	52
4.3 Síntese .....	53
<b>CAPÍTULO 5</b>	
<b>Resultados experimentais .....</b>	<b>55</b>
5.1 Medição do consumo total e dos consumos individuais dos principais componentes do veículo eléctrico objecto de estudo.....	56
5.1.1 Montagem da placa de resistências.....	56
5.1.2 Implementação dos drivers do Player .....	58
5.1.2.1 O que é o Player? .....	58
5.1.2.2 Como funciona o Player?.....	58
5.1.3 Resultados e comparação com medição inicial.....	61
5.2 Projecto e implementação do conversor de ressonância .....	66
5.2.1 Construção do circuito eléctrico .....	68
5.2.1.1 Dimensionamento da malha de ressonância .....	70
5.2.1.2 Comportamento do transformador a diferentes distâncias.....	73
5.2.2 Construção do circuito magnético .....	75
5.2.2.1 Bobinas em forma de cone.....	76
5.2.2.2 Bobinas planas em forma de ‘O’ com fio Litz .....	77
5.2.2.3 Bobinas planas em forma de ‘8’ .....	79
5.2.3 Controlo Instantâneo .....	80
5.3 Síntese .....	82
<b>CAPÍTULO 6</b>	
<b>Conclusões e perspectivas de trabalhos futuros .....</b>	<b>85</b>
Bibliografia .....	89

## Lista de figuras

Figura 2.1 - Esquema eléctrico do veículo autónomo.....	15
Figura 2.2 – Consumos revelados pelo veículo autónomo eléctrico.....	16
Figura 2.3 – Caixa da Heter Electronic Group Co., Lda. onde seria montado o conjunto de células para corresponder à configuração desejada. ....	22
Figura 3.1 – Topologias básicas de conversores de ressonância (Fonte: [38]).....	26
Figura 3.2 – Modelo de acoplamento de indutância mútua (Fonte: [38]). ....	27
Figura 3.3 – Conversor de ressonância DC-DC em série ligado através dum transformador com o rectificador da saída (Fonte: [36]). ....	28
Figura 3.4 – Circuito básico dum conversor de potência dc-dc SLSR: a) circuito básico de potência; b) circuito equivalente; c) formas de onda típicas das variáveis de estado (Fonte: [37]). ....	29
Figura 3.5 – Características de saída $q = f(I_o)$ para diferentes formas de corrente $\rho_i$ e um transformador ideal (Fonte: [37]). ....	32
Figura 3.6 – Características de saída com frequência normalizada de comutação fixa e com um transformador ideal (Fonte: [37]). ....	33
Figura 3.7 – Circuito equivalente do conversor SLSR com acoplamento magnético não ideal (Fonte: [37]). ....	34
Figura 3.8 – Conversor SLSR com acoplamento não ideal: formas de onda típicas das variáveis de estado (Fonte: [37]). ....	35
Figura 3.9 – Circuito equivalente do primário do conversor SLSR dc-dc com um transformador não ideal (Fonte: [37]). ....	36
Figura 3.10 – Modelação do lado do secundário do conversor SLSR: a) divisão em dois canais de impedâncias; b) sub-circuito do secundário recalculado (Fonte: [37]). ....	37
Figura 3.11 – Características de saída normalizadas do conversor de potência sem fios com uma frequência de comutação $F$ constante e : a) $K = 0,8$ e $a = 1$ ; b) $K = 0,5$ e $a = 1$ (Fonte: [37]). ....	38
Figura 3.12 – Tensão de saída normalizada $q$ em função da corrente de saída média normalizada para valores constantes do factor de forma da corrente $\rho_i$ : a) $K = 0,99$ e $a = 0,01$ (baixa indutância de fuga); b) $K = 0,8$ e $a = 1$ (Fonte: [37]). ....	39
Figura 3.13 – Tensão de saída normalizada $q$ em função da frequência de comutação normalizada $F$ para valores constantes do factor de forma da corrente $\rho_i$ : a) $K = 0,99$ ; $a = 0,01$ (baixa indutância de fuga); b) $K = 0,8$ e $a = 1$ (Fonte: [37]). ....	39
Figura 3.14 – Operação FM super-ressonante dum conversor SLSR (Fonte: [36]). ....	41
Figura 3.15 – Malha de <i>feedback</i> simplificada dum circuito de controlo PLL (Fonte: [36]). ....	41

Figura 3.16 – Intervalos da corrente de ressonância $i_r$ e comando dos interruptores de potência (Fonte: [36]).	42
Figura 3.17 – Tensão de saída normalizada $q$ em função da corrente de saída normalizada e um $\psi_2$ fixo (Fonte: [36]).	43
Figura 3.18 – Exemplo de um circuito de regulação com operação mista FM/PWM (Fonte: [36]).	43
Figura 3.19 – Circuito equivalente do conversor de potência SLSR simplificado (Fonte: [36]).	44
Figura 3.20 – Instante em que a corrente de ressonância é desligada no conversor SLSR (Fonte: [36]).	47
Figura 4.1 – Esquema do conversor DC-DC de ressonância de ponte completa com compensação série no primário.	50
Figura 4.2 – Forma de onda da tensão simulada aos terminais da malha de ressonância do conversor de ponte completa.	51
Figura 4.3 – Forma de onda da tensão de saída do conversor de ponte completa.	51
Figura 4.4 – Esquema do conversor DC-DC de ressonância de meia ponte com compensação série no primário.	52
Figura 4.5 – Forma de onda da tensão simulada aos terminais da malha de ressonância do conversor de meia ponte.	53
Figura 4.6 – Forma de onda da tensão de saída do conversor de meia ponte.	53
Figura 5.1 – Resistências utilizadas para medir consumos.	56
Figura 5.2 – Ilustração da placa de medição com rótulos.	57
Figura 5.3 – Placa já instalada entre cada componente e a massa comum do circuito.	57
Figura 5.4 – Arquitectura do Player. As interfaces de acesso aos <i>drivers</i> são estandardizadas e o funcionamento destes torna-se transparente para o cliente.	58
Figura 5.5 – Mapa dos <i>drivers</i> mais significativos para o tratamento de dados relativos ao consumo energético do veículo eléctrico.	59
Figura 5.6 – Fluxograma do <i>driver</i> ‘hio’ no que diz respeito a consumos de energia da parte informática.	60
Figura 5.7 – Fluxograma do <i>driver</i> ‘hpower’.	60
Figura 5.8 – Gráfico que representa o consumo de corrente da placa ITX em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente.	62
Figura 5.9 – Gráfico que representa o consumo de corrente do Lidar em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente.	63

Figura 5.10 – Gráfico que representa o consumo de corrente da placa Diamond em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente. ....	63
Figura 5.11 – Gráfico que representa o consumo de corrente do router em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente. ....	64
Figura 5.12 – Gráfico que representa o consumo total de corrente em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente. ....	65
Figura 5.13 – Consumo de corrente apresentado pelos motores em <i>standby</i> . ....	65
Figura 5.14 – Aspecto geral do conversor de ressonância funcionando em regime estacionário. ....	66
Figura 5.15 – Conversor em regime estacionário com destaque para o secundário (ponte rectificadora, condensadores de filtragem e carga electrónica). ....	67
Figura 5.16 – Conversor em regime estacionário. ....	67
Figura 5.17 – Conversor em regime estacionário com destaque para a adaptação efectuada a conversor da APRONEX Lda. ....	67
Figura 5.18 – Circuito de potência adaptado do conversor de ressonância (APRONEX Lda.)...68	68
Figura 5.19 – Conversor da APRONEX à chegada ao laboratório. Medição da tensão fornecida sem carga nem qualquer tipo de adaptação. ....	68
Figura 5.20 – Forma de onda da tensão fornecida pelo conversor sem carga nem qualquer tipo de adaptação. ....	68
Figura 5.21 – Medição da tensão do condensador de ressonância de fábrica. ....	69
Figura 5.22 – Forma de onda da tensão do condensador de ressonância de fábrica. ....	69
Figura 5.23 – Ponte de díodos rectificadora e dissipador de calor do secundário do transformador do sistema ICPT. ....	69
Figura 5.24 – Condensadores de filtragem do secundário do transformador do sistema ICPT...70	70
Figura 5.25 – Formas de onda da tensão de entrada $V_s$ (verde), da tensão do condensador de ressonância $V_c$ (azul) e da corrente da bobina de ressonância $i_L$ (vermelho) a 0 cm. ....	74
Figura 5.26 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica a 0 cm. ....	74
Figura 5.27 – Formas de onda da tensão de entrada $V_s$ (verde), da tensão do condensador de ressonância $V_c$ (azul) e da corrente da bobina de ressonância $i_L$ (vermelho) a 3cm. ....	74
Figura 5.28 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica a 3 cm. ....	74
Figura 5.29 – Tensão de saída mostrada pela carga electrónica a 3 cm com entrega de corrente. ....	74
Figura 5.30 – Formas de onda da tensão do condensador de ressonância $V_c$ (azul) e da corrente da bobina de ressonância $i_L$ (vermelho) a 9 cm. ....	75

Figura 5.31 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica a 9 cm. ....	75
Figura 5.32 – Formas de onda da tensão de entrada $V_s$ (verde), da tensão do condensador de ressonância $V_c$ (azul) e da corrente da bobina de ressonância $i_L$ (vermelho) a 30 cm.....	75
Figura 5.33 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica a 30 cm. ....	75
Figura 5.34 – Três formas de bobinas consideradas. ....	76
Figura 5.35 – Primário e secundário do transformador em forma de cone. ....	76
Figura 5.36 – O visível mau encaixe da solução em forma de cone. ....	77
Figura 5.37 – Bobinas planas em forma de ‘O’ com fio Litz fornecidas pela APRONEX Lda..	78
Figura 5.38 – Acoplamento do transformador com bobinas planas em forma de ‘O’ .....	78
Figura 5.39 – Formas de onda da tensão de entrada $V_s$ (verde), da tensão do condensador de ressonância $V_c$ (azul) e da corrente da bobina de ressonância $i_L$ (vermelho). ....	78
Figura 5.40 – Visão tridimensional do projecto do primário do transformador. ....	79
Figura 5.41 – Setas indicadoras do sentido da corrente no primário do transformador. ....	79
Figura 5.42 – Visão tridimensional do projecto do secundário do transformador. ....	79
Figura 5.43 – Setas indicadoras do sentido da corrente no secundário do transformador. ....	79
Figura 5.44 – Transformador - Primário e secundário já construídos. ....	80
Figura 5.45 – Formas de onda medidas do conversor de ressonância: tensão de entrada $V_s$ (verde), tensão do condensador de ressonância $V_c$ (azul) e corrente da bobina de ressonância $i_L$ (vermelho). ....	80
Figura 5.46 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica. ....	81
Figura 5.47 – Tensão de saída confirmada pelo voltímetro. ....	81
Figura 5.48 – Instante em que o gráfico da corrente cruza o gráfico da tensão. ....	82

## Lista de tabelas

Tabela 1.1 – Organização da dissertação.....	10
Tabela 1.2 – Organização da dissertação (continuação).....	11
Tabela 2.1 – Determinação da potência necessária para cada par autonomia / tempo de carga. .	18
Tabela 2.2 – Determinação da capacidade da bateria correspondente aos valores de tensão da mesma e da potência calculada. ....	19
Tabela 2.3 – Comparação entre valores de capacidades energéticas de baterias das diferentes tecnologias mais utilizadas.....	20
Tabela 2.4 – Tabela descritiva dos produtos da Everspring Global em 10 de Novembro de 2010. ....	21
Tabela 2.5 – Tabela descritiva dos produtos da Heter Electronic Group Co., Lda. em 2 de Dezembro de 2010. ....	22



## Lista de símbolos

$\mathcal{E}_{LC}$  – energia total na malha de ressonância

$f_{sw}$  – frequência de comutação

$f_r$  – frequência de ressonância

$F$  – frequência normalizada

$R_O$  – resistência de carga

$R_{loss}$  – resistência equivalente de perdas

$q^T$  – tensão normalizada de saída transformada

$C$  – condensador

$C_O$  – condensador de filtragem do secundário

$C_r$  – condensador de ressonância

$E_O$  – fonte de tensão ideal de saída

$E_S$  – tensão de entrada

$i_L$  – corrente da bobina da malha de ressonância

$i_{Lm}$  – corrente de magnetização

$I_O$  – corrente de saída do conversor

$I_{rms}$  – valor eficaz da corrente

$K$  – acoplamento magnético

$L$  – bobina

$L_m$  – indutância de magnetização

$L_r$  – bobina de ressonância

$M$  – indutância mútua

$N$  – índice de notação normalizada

$N$  – relação entre espiras

$q$  – tensão normalizada de saída

$v_{AB}$  – o mesmo que  $E_S$

$v_C$  – tensão do condensador da malha de ressonância

$V_{LC}$  – tensão de excitação da malha de ressonância

$v_T$  – tensão do retificador de saída

$Z_r$  – impedância característica

$\eta$  – eficiência

$\rho_i$  – forma da corrente

$\omega$  – frequência de operação

## Abreviaturas

CCM – *Continuous Current Mode*

CRT – *Cathode Ray Tube*

DC – *Direct Current*

DoD – *Depth of Discharge*

ESA – *European Space Agency*

FM – *Frequency Mode*

GPS – *Global Positioning System*

ICPT – *Inductively Coupled Power Transfer*

IGBT – *Insulated-Gate Bipolar Transistor*

IP – *Internet Protocol*

Li-ion – *Lithium-ion*

MAGLEV – *MAGnetic LEVitation*

NiMH – *Nickel-Metal Hydride*

PLL – *Phase-Locked Loop*

PWM – *Pulse Width Mode*

RSE – *Resistência Série Equivalente*

SLSR – *Series Loaded Series Resonant*

SoC – *State of Charge*

SRC – *Steering Roll Connector*

TCP – *Transmission Control Protocol*

VCO – *Voltage Controlled Oscillator*

VE – *Veículos Eléctricos*

ZCD – *Zero Crossing Detector*

*ZVS – Zero Voltage Switching*

# CAPÍTULO 1

## Introdução

***Sumário:***

O tema da transmissão de energia sem contacto é enquadrado. O estado da arte nesta área é revisto e são estabelecidos os objectivos para o projecto. São ainda enumeradas as contribuições originais conseguidas ao longo do trabalho.

## **1.1 Enquadramento da transmissão de energia sem contacto**

A tecnologia que faz uso da energia eléctrica está presente em actividades que vão desde a produção de bens e serviços a simples formas de lazer como jogos de computador. Encontra-se também em aplicações militares, meios de transporte e em sistemas de comunicação. Destaca-se ainda a evolução que a medicina moderna tem sofrido com a evolução tecnológica. A utilização de processos de envio de energia sem contacto é inerente a muitas dessas actividades e aplicações, tanto sob a forma de informação como de potência.

Na verdade, informação e potência são transmitidas recorrendo a meios semelhantes e é impossível desassociarem-se, já que é inexequível enviar informação sem potência e é impossível enviar potência sem a informação, pelo menos, das variáveis eléctricas. Mas, cada tipo de transmissão tem as suas prioridades. A entrega de informação, tanto digital como analógica, exige que não sejam perdidos dados fundamentais ainda que, com isso, se possa sacrificar a eficiência. Por outro lado, quando o objectivo é receber potência, toleram-se distorções no sinal desde que as perdas e atenuações sejam pouco significativas. Neste texto será dada ênfase ao envio de potência.

Hoje em dia a dependência de electricidade é gigantesca e pretende-se não só encontrar os melhores métodos de produção, transporte e distribuição de energia como também encontrar as melhores soluções de armazenamento local. Naturalmente, o vasto leque de aplicações obriga a que sejam encontradas soluções à medida de cada uma. Em alguns casos, a ausência de cabos na fase da distribuição é imperativa. Por exemplo, em ambientes gaseificados a utilização de contactos eléctricos não é, de todo, desejável.

Vários são os motivos que incentivam o fornecimento de energia sem a utilização de qualquer tipo de ligação física e de facto, cada vez mais essa prática é tomada em consideração. Aspectos como a segurança, o menor custo de manutenção ou mesmo a simples razão do abastecimento de energia se tornar mais prático convertem a transmissão de potência sem fios mais apetecível que a solução com fios. E por outro lado, a maior facilidade de implementação de ritmos altos de transmissão de energia em relação à feita com utilização de cabos, também favorece a adopção de novos rumos para o futuro.

## **1.2 Estado da arte**

Neste ponto descrever-se-á sucintamente o estado da arte no que diz respeito à utilização de conversores de potência aplicados à transmissão de energia sem contacto. Abordar-se-ão principalmente sistemas que recorrem a conversores de ressonância. As características que

fazem destes conversores os indicados para a transferência de potência sem contacto serão discutidas no ponto 3.1. É ainda discutida, em 2.2, a melhor solução de armazenamento de energia no caso específico dum veículo eléctrico.

## 1.2.1 Veículos eléctricos (VE)

### a) Transporte de pessoas com auxílio de baterias a bordo

Foram já realizados vários estudos sobre veículos eléctricos com e sem baterias a bordo que fazem uso de conversores de ressonância na obtenção de energia. Este conversor é usado em [1] de Hayes et al. ligado à interface de acoplamento SAE J-1773<sup>1</sup>. Conforme o descrito em [2], o *standard* sugere três níveis de potência a transmitir: Nível 1 (Emergência) – 1,5 kW; Nível 2 (Nominal) – 6,6 kW e Nível 3 (Estação) – 25 a 160 kW.

Em [3] Laouamer et al. apresentam um protótipo de um conversor de 3 kW com um entreferro de 6-8 mm. O objectivo é a instalação de pequenos carregadores em parques automóveis. O condutor estacionará sobre um desses carregadores e a carga dar-se-á automaticamente sem intervenção humana.

Com outras exigências, ao nível da potência a fornecer, trabalham Kutkut et al. em [4]. Pedia-se uma carga rápida duma bateria de 30 kWh dum VE. É proposto um carregamento de 15 minutos com uma potência de 120 kW a uma frequência de 75 kHz.

Em [5] é apresentado um conceito para o carregamento sem contacto de um veículo guiado autonomamente. O veículo desloca-se sobre carris e recebe energia eléctrica através do primário do transformador instalado entre os mesmos. A potência fornecida é de aproximadamente 2,5 kW com uma eficiência que ronda os 90%.

No parque termal de Whakarewarewa na Nova Zelândia foi necessário criar um sistema de transporte de pessoas, dada a extensão do parque e a dificuldade de acesso a alguns pontos do mesmo. Por outro lado, preocupações ambientais e mesmo paisagísticas levaram os responsáveis pelo sítio a requerer um tipo de transporte o menos poluente possível e que deixasse a menor pegada possível naquele espaço. Em [6] Covic et al. descrevem as especificações do parque natural e a solução proposta. Apresentam um veículo eléctrico com capacidade para 14 pessoas incluindo o condutor e que será carregado durante a visita guiada ao parque nos pontos onde os turistas saem do veículo com o guia. Ao longo do percurso existem estações que permitem o carregamento rápido das baterias do veículo, isto porque só será

---

<sup>1</sup>SAE J-1773 – prática recomendada nos Estados Unidos da América pela Society of Automotive Engineers, Inc. a partir de Janeiro de 1995 para o carregamento de baterias de veículos eléctricos usando acoplamento indutivo.

possível fazê-lo no tempo que o guia demora a completar a sua explicação. É então necessário entregar entre 20 e 30 kW com o considerável entreferro de 50 mm. A detecção da posição é feita através de infra-vermelhos com a tolerância de alinhamento de 5 cm.

Outro sistema de detecção de posição é proposto por Hata e Ohmaem [7]. Os autores operam medições da tensão induzida no secundário fazendo variar a posição do núcleo magnético do secundário em relação ao do primário. Três aspectos são considerados: o afastamento, o alinhamento e a inclinação. A tensão induzida servirá então como sinal de *feedback* para controlo de posição.

## **b) Transporte de pessoas com fornecimento contínuo de energia**

Casos existem onde não é possível ou não é desejável a existência de baterias a bordo do veículo. Fornecer continuamente energia permite poupar bastante peso no veículo e reduzir com isso a potência consumida. Rotas citadinas em que não se prevêem alterações de percurso favorecem a adopção deste tipo de veículos. Para além dos habituais eléctricos e dos já não tão habituais *trolleys*, existem agora eléctricos que dispensam catenárias e que utilizam transmissão de energia sem contacto no solo. Esta solução mostra-se segura já que a activação do primário dá-se com a presença da composição e só na zona ocupada por esta. Para além da segurança, outro ponto positivo é a libertação da paisagem urbana da malha de catenárias características deste tipo de transportes. A fabricante Bombardier testou em 2009 um sistema deste género e em 2010 instalou um projecto-piloto<sup>2</sup> na cidade alemã de Augsburg.

A empresa alemã Wampfler apresenta diversas aplicações<sup>3</sup> de transportadores de pessoas com utilização de transmissão de energia sem fios recorrendo ao acoplamento indutivo. Oferece, entre outras, soluções para elevadores, veículos autónomos e carruagens de montanhas russas.

## **c) Transporte de pessoas com levitação magnética**

Em 1962 começou a ser projectado um sistema de transporte de alta velocidade que atingiria 517 km/h em 1979 na linha de testes de Miyazaki no Japão. Desde a década de 1960 o sistema de transporte baseado em levitação magnética (MAGLEV – MAGnetic LEVitation) espalhou-se praticamente por todo o mundo, estando agora em países como a Alemanha, o Canadá, a China, a Coreia do Sul, os Estados Unidos da América e o Japão.

Sabe-se que a tensão induzida nos enrolamentos a bordo do Maglev é tanto maior quanto maior a sua velocidade. Por isso, a baixas velocidades há o risco de esgotar a energia e a

---

<sup>2</sup>Apresentado em <http://www.bombardier.com/en/transportation/sustainability/technology/primove-catenary-free-operation> pela Bombardier em 14 de Janeiro de 2011.

<sup>3</sup>Apresentado em <http://www.wampfler.com/index.asp?id=11&lang=E> pela Wampfler em 14 de Janeiro de 2011.

composição parar. Tanto mais que para além da propulsão, existem os sistemas de ar condicionado, de iluminação e outros sistemas auxiliares. Uma solução é proposta em [33] para o fornecimento de energia dos sistemas a bordo. À corrente original do estator do motor linear é adicionada outra de alta frequência. Byeong-MunSong et al. propõem em [34] um *pickup* exclusivamente para o que chama *Housekeeping Power* (potência necessária para manter o conforto a bordo da composição). Este *pickup*, à semelhança do utilizado em [33], também opera a altas frequências.

### **1.2.2 Outras aplicações de conversores de potência em transmissão de energia sem contacto**

Seguidamente apresentar-se-ão sistemas que apesar de não serem veículos eléctricos, utilizam conversores de potência e representam uma parte importante do que se faz na área da energia sem contacto.

- Em ambiente industrial é preferível ter robots e outro tipo de tecnologia a operar com energia transferida sem contacto, pois a sua mobilidade e a sua flexibilidade são melhoradas. É também reduzida a sua manutenção e conseqüentemente os seus custos.

Scheible et al. em [8] e mais tarde O'Brien et al. em [9] apresentam estudos teóricos sobre um transformador para fornecimento de potência sem fios. Este transformador consiste na construção de um primário em forma de caixa. Ou seja, os enrolamentos estão dispostos em diferentes planos de maneira a formarem um cubo de aproximadamente 3 x 3 x 3 (m). Os vários secundários estarão dentro da caixa formada pelo primário e terão os seus enrolamentos a envolver núcleos de ferrito em forma de cubo.

Em [10] é apresentada uma estação de fornecimento de energia sem fios a um robot em movimento que faz uso de excitação selectiva. A ideia é ter os enrolamentos do lado do primário ao longo de um trilho no chão que serão excitados selectivamente com a presença dos enrolamentos do secundário colocados na parte inferior do robot. É necessária uma potência que ronda os 2 W para colocar o robot em movimento.

Praticamente todas as áreas da indústria fazem uso de braços ou carros robotizados. Mas os múltiplos eixos, as múltiplas junções e os múltiplos movimentos de rotação feitos, por exemplo, por um braço robotizado fazem com que a troca de cabos pelo fornecimento de potência sem contacto seja uma necessidade urgente. Esser e Skudelny propõem em [11] um transformador de rotação a aplicar nas junções dos robots. Isto permite a remoção de cabos destas, o que facilita os movimentos do braço e aumenta o seu número. Foram experimentados valores de 20 kVA na transmissão de potência, com uma tensão quadrada de 650 V e 25 kHz.

A fabricante Wampfler tem nos seus catálogos várias aplicações<sup>4</sup> que fazem uso de acoplamento indutivo para o fornecimento de potência. Desde linhas de montagem a unidades de manutenção de edifícios.

- Em trabalhos subterrâneos existem frequentemente gases explosivos, nomeadamente em minas ou em túneis destinados ao trânsito rodoviário e/ou ferroviário. Por este motivo a adopção de métodos de transferência de potência sem cabos que utilizam isolamento galvânico é fundamental. Uma solução para um veículo transportador de carvão é proposto em [12]. Neste trabalho foi estudado especificamente o caso das minas de carvão de Daliuta, China. Habitualmente os veículos que transportavam carvão carregavam uma grande percentagem do seu peso em baterias. Baterias essas que proporcionavam uma autonomia de 8 horas, mas que demoravam 8 horas para carregar e outras 8 horas para arrefecer até estarem prontas a utilizar novamente. Um ciclo de trabalho demorava portanto um dia inteiro. A investigação foi então no sentido de instalar uma estação de fornecimento de potência no local de descarga do carvão. É analisado um conversor de ressonância que permite a o carregamento das baterias sem cabos. O número de ciclos de trabalho por dia aumenta bastante desta forma. Reduz-se o número de baterias a bordo e o tempo de carga.

Transformadores deslizantes também para a utilização em ambientes difíceis como minas são propostos em [13], [14], [15]. Conseguem-se potências até 15 kVA.

- O reabastecimento energético sem contactos, assim como a troca de dados em meios subaquáticos levantam problemas adicionais como a dificuldade de estabilização do veículo acoplado e a adição de impedância devida à água salgada e a correspondente dissipação de potência.

Uma interface para veículos subaquáticos autónomos é descrita em [16]. Os autores analisam uma solução que permite o acoplamento de um desses veículos à estação onde receberá energia eléctrica para armazenar nas baterias ao mesmo tempo que troca dados relativos às missões. É desejável que as trocas de dados sejam concluídas antes do carregamento das baterias. Atingiram-se eficiências na ordem dos 79% para a potência de 200 W.

Mais tarde Kojiya et al. propõem em [17] um sistema de fornecimento de potência sem fios que usa enrolamentos em forma de cone. Obtém-se uma eficiência de 96% para a transmissão de 500 W. Adicionalmente consegue-se estabilizar o veículo com o auxílio da força electromotriz gerada aquando da transmissão de potência.

---

<sup>4</sup>Apresentado em <http://www.wampfler.com/index.asp?id=11&lang=E> pela Wampfler em 14 de Janeiro de 11

Um sistema com uma maior potência é proposto em [18] por Heeres et al. através da adopção de um transformador de enrolamentos coaxiais. Foi construído um protótipo de 3 kVA cuja eficiência atingiu os 85%. Foi ainda medido o efeito da água do mar quanto ao acréscimo de impedância e à perda de potência resultante. Transformadores de enrolamentos coaxiais foram também descritos e analisados por Cheng et al. em [19].

- Em sistemas espaciais é normalmente necessária a transmissão de potência e de dados através de interfaces em rotação. E este requerimento é muitas vezes crítico. Os métodos convencionais apresentam as desvantagens do binário de fricção, do ruído eléctrico, da resistência de contacto elevada, do desgaste e da fiabilidade e durabilidade reduzidas. Com a utilização de um dispositivo de transferência sem contactos de potência e de dados Roberts et al. apresentam em [20] e em [21] uma solução para as desvantagens referidas. Aplicam um transformador em rotação e conseguem 200 W com uma eficiência de 90%. Este projecto foi realizado sob um contrato da European Space Agency (ESA - Agência Espacial Europeia).

- Sempre que existam implantes médicos electrónicos, mais cedo ou mais tarde a sua energia esgotar-se-á e terá de ser reposta. Normalmente isto significava uma outra operação em que se trocavam as baterias, mas com a adopção de sistemas transcutâneos de transmissão de energia este paradigma alterou-se. É muito mais fácil para um utilizador de um coração artificial, por exemplo, utilizar o carregamento sem fios fazendo uso de um pequeno aparelho onde estão colocados a fonte e o circuito primário de um transformador. Esse primário será colocado sobre a pele alinhado com o circuito secundário implantado sob aquela. Este sistema de fornecimento de potência é proposto por Gyu Bum Joung e Bo H. Choem [22]. Conseguem-se potências transmitidas no intervalo de 12 a 48 W com um afastamento entre enrolamentos de 1-2 cm.

Em dispositivos de monitorização e em dispositivos de estimulação também é implementada a troca de dados entre o implante e um controlador externo que poderá ser um PC. No primeiro caso o *uplink* é necessário, enquanto no segundo serão requeridas capacidades de *downlink*. O mais natural é a comunicação ser bidireccional. É um sistema deste tipo, em que dados e potência são transmitidos simultaneamente, que é proposto em [23] por Michael Catrysse et al.. Os autores sugerem um ritmo de 60000 bits/s. Quanto à transmissão de potência, são entregues no mínimo 50 mW sobre uma distância de 3 cm.

As questões da fiabilidade e da biocompatibilidade são levantadas e discutidas em [24] por C. Fernández et al.. Neste artigo é também referido outro tipo de implantes que usam o acoplamento indutivo: os implantes cocleares. Em [25] Timm Leurer e Wilfried Mokwa analisam a transferência de energia através de bobinas planas com o auxílio de discos

magnéticos. Esta solução tem como objectivo operar em sistemas telemétricos para implantes oculares.

- Pequenos dispositivos como telemóveis, leitores de *ebooks* ou *laptops* perdem grande parte da sua portabilidade com a necessidade de carregamento periódico com recurso a cabos. Soluções semelhantes para este problema são apresentadas em [26], [27] e em [28] onde se instalam os enrolamentos do lado primário numa mesa que permite o carregamento de qualquer aparelho que nela se pouse desde que tenha os enrolamentos do lado do secundário. São feitos estudos para maximizar a uniformização da distribuição de fluxo magnético na mesa para que se obtenham rendimentos similares em qualquer zona da mesma.

Para além dos *gadgets* mais apetecíveis e consumíveis existem outros, como a máquina de barbear, que beneficiariam com um tipo de utilização e de carregamento que não envolvesse contactos mecânicos nem eléctricos. Não só a sua mobilidade sairia melhorada como também a segurança aumentava, já que normalmente estes aparelhos são utilizados em instalações sanitárias onde existem água e vapor. Hideaki Abe et al. propõem em [29] um sistema de carregamento sem fios que utiliza o acoplamento indutivo entre uma pequena estação de carregamento e a máquina de barbear.

No fim da década de 1980, Arthur W. Kelley e William R. Owens propõem em [30] um sistema de fornecimento de potência para fins de entretenimento de passageiros a bordo de um avião. Cada banco terá instalado um pequeno dispositivo de vídeo a utilizar pelo passageiro que vem no banco de trás, para que todos possam escolher o que desejam ver em cada momento. O fornecimento de energia é feito através de um condutor em trilha que está instalado ao longo de todo o comprimento da aeronave paralelamente ao sistema de fixação dos bancos. Como se pretende ser possível alterar a disposição do mobiliário, não faz sentido o uso das tradicionais instalações eléctricas. Cada grupo de bancos montados sobre as mesmas patas tem um circuito secundário do transformador que acoplará com o primário representado pela trilha e assim basta deslizar os bancos ao longo da calha de fixação para que se altere o ponto de fornecimento eléctrico, mantendo-se este inalterado.

- Uma aplicação que requer uma descarga quase imediata de potência é o *airbag*. Um *Steering Roll Connector* (SRC) – dispositivo que permite a passagem de corrente tolerando a rotação existente na coluna de direcção – sem fios é proposto em [31] por DongZhi Jin et al. que permitirá a abertura do *airbag* em 1 ms ou menos. Este SRC que faz uso de um transformador de rotação substitui o convencional SRC do tipo espira que utilizava um cabo para fazer a ligação entre a coluna de direcção e o volante. A solução mais convencional tinha a desvantagem de apresentar um ruído considerável e de obrigar-se a uma colocação precisa para não limitar os movimentos do volante.

## 1.3 Motivação e objectivos

Nos últimos anos tem-se verificado um crescimento exponencial no número de trabalhos de investigação sobre transmissão de potência sem fios. Este maior interesse por parte da comunidade científica faz com que cada vez mais as exigências sejam maiores ao nível da eficiência dos conversores utilizados. É por isso que os conversores de ressonância são os preferidos quando um transformador tem o primário e o secundário afastados. Os conversores de ressonância incluem as indutâncias parasitas no circuito e compensam, de alguma forma, o baixo acoplamento magnético armazenando energia na malha de ressonância.

O propósito deste trabalho é transferir potência por acoplamento indutivo (*Inductively Coupled Power Transfer – ICPT*) através da construção dum conversor de ressonância que permita a entrega sem fios de 1 kW de potência a uma distância de 5 a 10 cm. Este conversor será útil, por exemplo, para o fornecimento da energia necessária à operação dum pequeno veículo eléctrico autónomo. Para se atingir com sucesso as metas propostas, os seguintes objectivos parciais serão granjeados:

- Análise dos consumos de um veículo eléctrico autónomo já existente a fim de perceber as suas exigências de potência.
- Pesquisa, no mercado, da tecnologia de baterias que mais se ajusta ao veículo objecto de estudo. Não só serão pesadas as características do ponto de vista da engenharia, mas também da perspectiva económica.
- Decisão acerca do acesso do veículo à estação base (primário do transformador). Será escolhido o melhor modo para controlar o alinhamento do transformador que é decisivo na entrega de potência.
- Projecto e construção do circuito de acoplamento magnético.
- Montagem do circuito de ressonância que mais se adequa ao sistema pretendido. Serão tomadas em conta as diferentes configurações conhecidas. Escolher-se-á a que melhores resultados apresentar.
- Utilização de uma estratégia de controlo ainda em fase embrionária (descrita em [35]) e contribuição para o desenvolvimento da mesma.

## 1.4 Contribuições originais

As contribuições originais desta dissertação são as seguintes:

- i. Desenvolvimento do método de regulação instantânea já apresentado em [35] e [36]. O método baseia-se no balanceamento de energia no tanque de ressonância e permite uma

operação mais estável dos interruptores de qualquer conversor ressonante com compensações em série tanto no primário como no secundário (*Series Loaded Series Resonant – SLSR*). Este trabalho resulta, também ele, em artigos científicos. São eles:

- *The Efficient and Stable Charging of Electric Vehicle Batteries: Simplified Instantaneous Regulation* aceite para a conferência *3<sup>rd</sup> Doctoral Conference on Computing, Electrical and Industrial Systems* (DoCEIS'12) a realizar em Fevereiro de 2012 em Lisboa;
- *An Instantaneous Regulation for the Wired and Wireless Super-Resonant Converters* apresentado em Outubro de 2011 em Amesterdão na conferência *33<sup>rd</sup> International Telecommunications Energy Conference* (INTELEC2011). Este artigo foi aceite para publicação no IEEE Explore e no Web of Science;
- *The Efficient and Stable Charging of Electric Vehicle Batteries: Simplified Instantaneous Regulation* apresentado em Setembro de 2011 em Pequim na conferência *The 3<sup>rd</sup> International Symposium on Electric Vehicles* (ISEV2011).

ii. Construção dum conversor de ressonância capaz de alimentar um veículo eléctrico autónomo com consumo instantâneo nunca superior a 0,5 kW. Neste tipo de construções não só o circuito eléctrico é importante, mas também o circuito magnético, já que num transformador com grande entreferro é determinante impedir a queda significativa do acoplamento magnético.

iii. Criação dum programa informático capaz de, através duma placa de aquisição de dados, recolher informações sobre o consumo instantâneo do veículo eléctrico e de cada um dos seus componentes. No futuro este trabalho será importante para desenvolver um sistema de gestão de baterias melhorado e mais vocacionado para este tipo de aplicações.

## 1.5 Organização

Este texto está organizado em 6 capítulos que estão descritos na Tabela 1.1 e na Tabela 1.2.

**Tabela 1.1 – Organização da dissertação.**

<b>Capítulo 1</b>	O tema da transmissão de energia sem contacto é enquadrado. O estado da arte nesta área é revisto e são estabelecidos os objectivos para o projecto. São ainda enumeradas as contribuições originais conseguidas ao longo do trabalho.
<b>Introdução</b>	
<b>Capítulo 2</b>	São recolhidos dados relativos ao consumo energético dum veículo eléctrico autónomo já existente com o objectivo de aproximar o dimensionamento do conversor de potência das suas necessidades específicas. É ainda revisto o mercado de baterias no que diz respeito às tecnologias existentes e aos seus custos.
<b>Aspectos práticos relacionados com o projecto do conversor de ressonância</b>	

**Tabela 1.2 – Organização da dissertação (continuação).**

<b>Capítulo 3</b> <b>Revisão Bibliográfica</b>	É feita uma pesquisa acerca da potencialidade de aplicação dos conversores de ressonância na transmissão de energia sem contacto. São descritas as topologias mais utilizadas. O método de controlo que torna a operação do circuito conversor mais suave e eficiente é, também ele, alvo de revisão.
<b>Capítulo 4</b> <b>Simulações</b>	O objectivo deste capítulo é comparar, através de simulações, o comportamento do conversor de ressonância de ponte completa (que já provou ser o ideal para a transmissão de energia sem contacto) com o conversor que faz uso de meia ponte.
<b>Capítulo 5</b> <b>Resultados experimentais</b>	Neste capítulo é apresentado o método de medição de consumos adoptado. Os resultados são comparados com as medições iniciais. É descrito o projecto do conversor dos pontos de vista eléctrico e magnético, já que o transformador com acoplamento magnético relativamente baixo é optimizado. A estratégia de controlo também é alvo de verificação.
<b>Capítulo 6</b> <b>Conclusões e perspectivas de trabalhos futuros</b>	A viabilidade dos conversores de ressonância, principalmente quando usados na transferência de energia sem contacto, é discutida. É feito um balanço da sua utilização no carregamento de veículos eléctricos. O método de controlo inovador e as suas características são alvo de reflexão. Trabalhos futuros são previstos e sugestões de melhoramentos são apresentadas.



# CAPÍTULO 2

## **Aspectos práticos relacionados com o projecto do conversor de ressonância**

### ***Sumário:***

São recolhidos dados relativos ao consumo energético dum veículo eléctrico autónomo já existente com o objectivo de aproximar o dimensionamento do conversor de potência das suas necessidades específicas. É ainda revisto o mercado de baterias no que diz respeito às tecnologias existentes e aos seus custos.

## 2.1 Recolha de dados relativos ao consumo energético do veículo eléctrico objecto de estudo

Como ponto de partida para o projecto do conversor de potência quis-se perceber as especificidades dum veículo eléctrico autónomo real e já existente. Na empresa HOLOS – Soluções Avançadas em Tecnologias de Informação, Lda. existe um destes veículos, ainda em testes, mas que foi extremamente útil na fase de recolha de dados no terreno.

Foram feitas medidas do consumo total de corrente pedida pelo circuito (excluindo os motores) através de um multímetro digital com capacidade de envio de amostras para o computador. Amostras essas que foram recolhidas com um período de 1 segundo e posteriormente deram origem a um gráfico que mostra o consumo de corrente em função do tempo ao longo de sensivelmente 10 minutos. Apesar de nesta etapa inicial ainda não se terem medido os consumos individuais de cada um dos principais componentes, existiu o cuidado de os inicializar em diferentes pontos no tempo para que se tivesse uma melhor noção da influência de cada um no conjunto total das amostras recolhidas.

O esquema da Figura 2.1 mostra os principais componentes do veículo. Este tem 2 pares de baterias de chumbo de 12 V e 12 Ah cada. Na prática temos 2 baterias de 24 V e 12 Ah. Uma destas baterias só alimenta os motores e a outra só alimenta a parte da informática. Não é feita uma gestão conjunta e otimizada de consumos. O conversor terá potência suficiente para alimentar todo o veículo e para permitir a adopção de diferentes configurações para as baterias. Utilizar uma, duas ou mais baterias é uma opção transparente para o conversor. Existem 2 motores de 150 W. Na parte da informática (lado esquerdo do esquema da Figura 2.1) existe uma placa ITX que pretende ser o cérebro do robot. Existe uma placa que tem, entre outras funções, a da aquisição de dados. É quase sempre designada por Diamond por ser um produto da Diamond Systems Corporation. Existe ainda um LIDAR, um dispositivo com um funcionamento semelhante ao dos radares mas com laser. Um impulso laser é enviado e medindo o tempo de retorno calcula-se a distância a um determinado objecto. O último dos componentes principais é um router que trata da comunicação entre a estação base e o robot e que permite operá-lo manualmente. Existem outros mecanismos de consumo muito menos significativo como, por exemplo, ventoinhas de arrefecimento. Note-se que são utilizados conversores (*switching converters*) DC/DC de 24 V/24 V e de 24 V/ 12 V. A placa Diamond e o lidar operam a 24 V e a placa ITX a 12 V. Estes conversores têm o objectivo de manter as tensões exactamente a 24 V ou a 12 V dependendo do caso. Existe ainda um conversor linear (12 V/ 5 V) provisório que providencia 5 V para o router. Este conversor é altamente ineficiente, já que a sua perda de potência é o produto da queda de tensão saída/entrada pela corrente que o router exigirá.



consumo de corrente de 9,62 A. É notoriamente o componente que mais consome, até porque as posteriores adições do lidar e do router mal se fazem notar. É certo que sendo uma medição estática, o lidar tem muito menos trabalho e conseqüentemente menor consumo. O mesmo acontece com o router que na altura não executava nenhuma troca de informações. Mas, ainda assim, consegue perceber-se duma forma geral quais os componentes mais consumidores. Os grandes transitórios presentes devem-se ao inicializar e ao encerrar da ITX.

Na fase final observa-se novamente o peso que tem a placa ITX no consumo eléctrico total, sendo que a Diamond a funcionar sozinha revela novamente um consumo próximo dos 3 A.

No futuro, caso se pense baixar o consumo total do veículo, a placa ITX será o primeiro componente a considerar substituir.

No teste efectuado verificou-se que o valor máximo de corrente obtido é de 9,62 A. Tendo em conta que existe um conjunto de baterias de 24 V, o pico de potência consumido por todo o veículo, exceptuando os motores, é de  $P = 24V \times 9,62A = 230,88W$ .

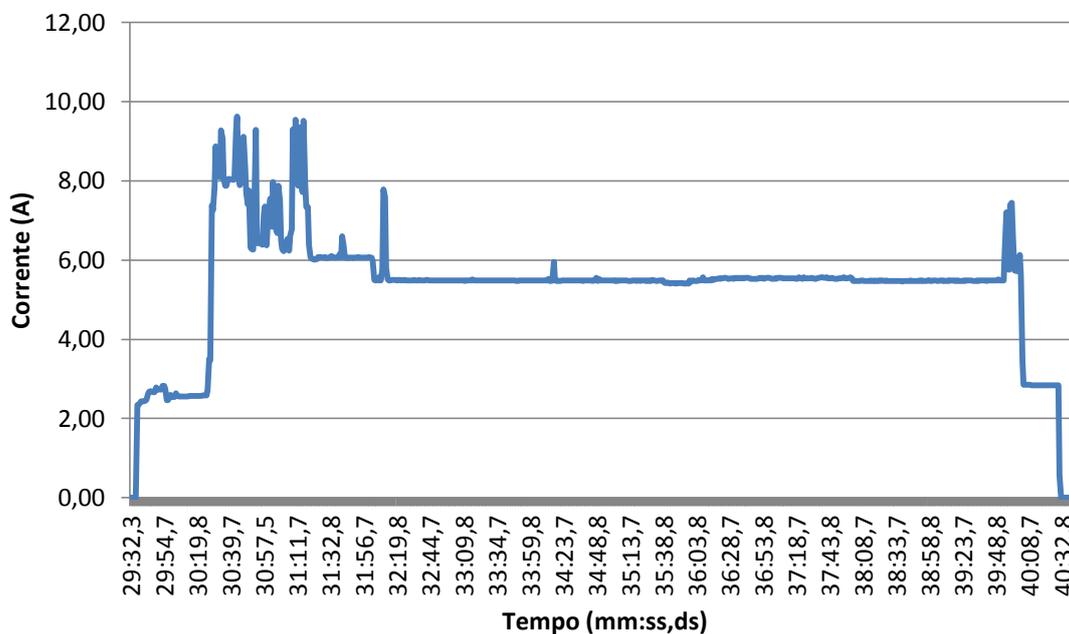


Figura 2.2 – Consumos revelados pelo veículo autónomo eléctrico.

O consumo dos motores está intimamente ligado com o esforço despendido. Ou seja, é influenciado pelo tipo de terreno em que o veículo se desloca e com o peso do próprio veículo.

Prevêm-se os seguintes casos de uso:

Ambiente de escritório - Este tipo de ambiente pode ser caracterizado por condições de funcionamento extremamente controladas a nível de espaço aberto, topografia plana e pavimento rígido.

Ambiente estruturado - Neste caso é assumida uma situação em que se mantém uma topologia plana mas com a possibilidade de existência de obstáculos estáticos sólidos. É também considerado um pavimento rígido.

Ambiente com lombas/declives - Este ambiente prende-se com a capacidade de transpor lombas e ou declives que podem ocorrer em terrenos rígidos, de terra batida, de gravilha e/ou areia.

Ambiente com escadas - Um dos casos de uso propostos implica a capacidade de subir escadas. Este caso terá, necessariamente restrições em relação à largura e altura dos degraus a subir.

Em todas as possíveis situações terá de ser tida em conta obstáculos que se possam apresentar. Como o percurso é desconhecido e é, ele mesmo, alvo de exploração, o fornecimento contínuo de energia que permitiria dispensar armazenadores de energia está fora de questão.

Para além dos possíveis casos de uso, também o peso do veículo é determinante nos consumos apresentados pelos motores. E no que diz respeito ao peso, as baterias representam uma fracção significativa. Ora o tipo de baterias, a sua capacidade e consequentes dimensões dependem do consumo previsto, da autonomia desejada e do tempo de carga máximo exequível numa determinada acção. É também importante realçar que o veículo ainda não se encontra mecanicamente habilitado para operar na maior parte dos terrenos enunciados, sendo os testes de *hardware* consumados, na sua maioria em ambiente de escritório. Por todas estas razões decidiu-se fazer uma primeira medição apenas dos componentes que executam no robot todas as tarefas excepto as de locomoção, estimando o consumo dos motores com base em testes anteriormente realizados noutros trabalhos.

A corrente média exigida na parte dos computadores é de 5,29 A, o que corresponde a uma potência de  $P_c = 24V \times 5,29A = 126,96W$ . Quanto aos motores considera-se que o seu consumo nominal será de  $P_m = \frac{2}{3} \times 300W = 200W$ , ou seja, aproximadamente 66% do seu consumo máximo.

Somando as potências calculadas temos o total de 326,96 W. Para questões de projecto do conversor arredonda-se este valor por excesso para 500 W. Isto porque estando o veículo

parado, toda a parte de sensores, dispositivos de localização e outros se encontra em *standby*. Com isto também os computadores terão menos operações para realizar e o consumo será certamente diferente do atingido num cenário de operações real. Para além disso a recolha de amostras durou apenas 10 minutos. Se durasse 2 horas (tempo de operação verosímil), a média de consumo de corrente seria diferente (em princípio menor) pois o activar e desactivar dos componentes teria um peso menos proeminente na média final. Pensa-se que os 0,5 kW fixados oferecem margem de manobra suficiente para projectar um conversor que cumpre as especificações e não limita as funcionalidades do robot. Pelo menos enquanto as características mecânicas do mesmo se mantiverem.

Para decidir acerca da tecnologia de baterias a utilizar no projecto, é necessário ter em conta os seguintes aspectos:

Autonomia – que naturalmente limita a distância a que o veículo pode operar da estação base de carregamento;

Tempo de carga – que pode obrigar a uma troca do conjunto de baterias para que a operação se torne praticamente ininterrupta ou que, por outro lado, o funcionamento se baseie num fornecimento contínuo de energia durante o carregamento que mantém activos os sistemas informáticos, mas que impossibilita o movimento do robot;

Dimensões da bateria (incluindo o peso) – que não são desprovidas de limites dado o tamanho reduzido do veículo;

Preço – aspecto fulcral em qualquer projecto, seja ele de investigação ou não.

Começou-se por fixar a autonomia e a duração de carregamento tentando posteriormente encontrar no mercado as melhores soluções.

**Tabela 2.1 – Determinação da potência necessária para cada par autonomia / tempo de carga.**

		Autonomia (h)				
		4	6	8	12	16
Tempo de carga (h)	1	2 kW	3 kW	4 kW	6 kW	8 kW
	2	1 kW	1,5 kW	2 kW	3 kW	4 kW
	3	0,67 kW	1 kW	1,33 kW	2 kW	2,67 kW
	4	0,5 kW	0,75 kW	1 kW	1,5 kW	2 kW

Após alguma ponderação chegou-se à conclusão que o melhor compromisso seria o de conseguir uma autonomia de 8 horas e um tempo de carregamento das baterias de 2 horas, o que

representa na prática e no âmbito deste trabalho, um conversor com a capacidade de enviar 2 kW de potência como marcado na Tabela 2.1. Esta tabela tem como base os 0,5 kW calculados de consumo instantâneo.

**Tabela 2.2 – Determinação da capacidade da bateria correspondente aos valores de tensão da mesma e da potência calculada.**

		Tensão (V)		
		24	48	96
Energia (kWh)	2	83,33 Ah	41,67 Ah	20,83 Ah
	3	125 Ah	62,5 Ah	31,25 Ah
	4	166,67 Ah	83,33 Ah	41,67 Ah
	6	250 Ah	125 Ah	62,5 Ah

O que se representa na Tabela 2.2 é o cálculo da capacidade da bateria. O valor que se vê realçado é o quociente resultante da divisão entre o valor de energia e o valor de tensão das baterias. O resultado é, também ele, uma medida de energia que convencionalmente representa a capacidade duma bateria.

A energia desejada é então  $2kW \times 2h = 4kWh$  o que corresponde ao valor de capacidade de  $\frac{4kWh}{24V} = 166,67Ah$ .

## 2.2 Prospecção do mercado de baterias e avaliação das alternativas encontradas

Previamente à consulta de catálogos de vendedores de baterias, foram feitas pesquisas a trabalhos existentes na literatura com o objectivo de escolher o tipo de tecnologia a utilizar.

Verificou-se que os tipos de baterias mais utilizados são as baterias de chumbo, as baterias níquel-metal-hidreto (NiMH) e as baterias de lítio (Li-ion). As baterias de chumbo, embora em fase descendente de preponderância, continuam a ser usadas em larga escala pelo seu baixo custo de produção apesar de terem como duração prevista um número de ciclos de carregamento bastante inferior às concorrentes de NiMH e Li-ion. Nos veículos eléctricos e híbridos eléctricos estas últimas duas opções são maioritariamente aceites por terem maiores capacidades de armazenamento de energia como descrito em [40]. Ainda assim a tecnologia de lítio continua a apresentar-se como uma solução cada vez mais viável pelos mais variados motivos. Ainda em [40] mostra-se que uma bateria de Li-ion tem uma alta reversibilidade de carga e descarga para

valores de estado de carga (*state of charge* – SoC) entre os 20 e os 90%. Já uma bateria de NiMH vê reduzido este intervalo de alta reversibilidade para 40-80%.

A tecnologia lítio é nomeada em [41] como a preferida também em computadores portáteis, em comunicações móveis e em satélites por juntar às características já descritas uma maior tensão por célula (três vezes superior à tensão de uma célula NiMH), uma excelente capacidade de entregar potência (1350 W/kg e 2900 W/dm<sup>3</sup>), uma menor taxa de auto-descarregamento (< 5% / ano, um valor muito inferior aos 25% da NiMH), a ausência de efeito de memória, a capacidade de rápido carregamento (80% numa hora e 97% em duas horas), a longa vida de mais de 3000 ciclos de carga (em cerca de 15 anos), a larga temperatura de operação (entre -20°C e 60°C) e a nula fuga de gases e ausência de manutenção, já que a bateria é hermeticamente selada.

Com os dados retirados de [42] e [43] construiu-se a Tabela 2.3, tabela comparativa e demonstrativa das capacidades do Li-ion em relação ao armazenamento de energia.

**Tabela 2.3 – Comparação entre valores de capacidades energéticas de baterias das diferentes tecnologias mais utilizadas.**

Sistema	Wh / kg
Chumbo	20-35
NiMH	<80
Li-ion	>100

Com todas estas características no horizonte, partiu-se para a prospecção do mercado de baterias de lítio, concordando de antemão que em investigação e desenvolvimento interessa operar apenas com os melhores e mais recentes materiais e acessórios. Sendo o Li-ion o estado da arte nesta área, foi a tecnologia preferida.

O primeiro contacto foi feito com a Everspring Global que respondeu com uma tabela semelhante à Tabela 2.4. Podemos verificar que para uma tensão de 24 V e uma energia de 4 kWh seriam necessárias 8 células WB-LYP160AHA.

O número de células necessárias corresponde a  $\frac{24V}{3,2V} \cong 8$ . A tensão resultante seria  $8 \times 3,2V = 25,6V$ . A energia final conseguida seria então  $25,6V \times 160Ah = 4096Wh$ . Isto conseguido com um *pack* de células (excluindo os mecanismos de controlo) com  $209 \times 280 \times 520$  (mm) de dimensões, 44,8 kg de peso e um custo de 2560 dólares americanos (excluindo o custo dos mecanismos de controlo e as despesas de transporte).

**Tabela 2.4 – Tabela descritiva dos produtos da Everspring Global em 10 de Novembro de 2010.**

	Tensão Nominal	Cap. Nominal	Max. Corrente Descarga Contínua	Longevidade em Ciclos (80%DoD)	Dimensões (mm)	Peso	Preço US\$
WB-LYP40AH A	3.2V	40Ah	3CA	3000	116 × 183 × 46	1.5kg	\$80
WB-LYP60AH A	3.2V	60Ah	3CA	3000	115 × 203 × 61	2.3kg	\$120
WB-LYP90AH A	3.2V	90Ah	3CA	3000	143 × 218 × 61	3.0kg	\$180
WB-LYP100A HA	3.2V	100Ah	3CA	3000	179 × 218 × 62	3.5kg	\$200
WB-LYP160A HA	3.2V	160Ah	3CA	3000	209 × 280 × 65	5.6kg	\$320
WB-LYP200A HA	3.2V	200Ah	3CA	3000	362 × 256 × 55.5	7.3kg	\$400
WB-LYP260A HA	3.2V	260Ah	3CA	3000	362 × 283 × 55.5	8.7kg	\$520
WB-LYP300A HA	3.2V	300Ah	3CA	3000	362 × 306 × 55.5	9.6kg	\$600
WB-LYP400A HA	3.2V	400Ah	3CA	3000	461 × 285 × 65	13.5kg	\$800
WB-LYP700A HA	3.2V	700Ah	3CA	3000	627 × 67 × 306	21kg	\$1,400
WB-LYP1000 AHA	3.2V	1000Ah	3CA	3000	375 × 71 × 850	33kg	\$2,000
WB-LYP1000 AHC	3.2V	1000Ah	3CA	5000	560 × 360 × 130	35kg	\$2,000
WB-LYP7000 AHC	3.2V	7000Ah	3CA	5000	1057 × 166 × 786	173kg	\$14,000

Vários outros contactos foram feitos até que surgiu a resposta da Heter Electronic Group Co., Lda. e com ela outra tabela descritiva dos produtos oferecidos. Alguns dos dados estão representados na Tabela 2.5. Desta vez foi feito um pedido específico para que propusessem uma solução para o problema apresentado.

Foi feito um pedido à Heter por um *pack* de baterias com as características de 48 V e 85 Ah para se ter uma ideia das dimensões. Foi enviado um documento com as especificações dum produto com as dimensões de 700 x 320 x 300 (mm) e com o peso de 60±10 kg. As dimensões

pareceram exageradas, até porque era impossível montar uma caixa destas dimensões no veículo (ver Figura 2.3), que apenas tem reservado para baterias um pequeno espaço inspirado nas tradicionais baterias de chumbo que equipam os veículos automóveis e que apresentam uma capacidade muito inferior à desejada. As negociações cessaram por aqui.

**Tabela 2.5 – Tabela descritiva dos produtos da Heter Electronic Group Co., Lda. em 2 de Dezembro de 2010.**

<b>Dimensões (C x L x A)</b>	<b>Capacidade (Ah)</b>	<b>Tensão (V)</b>	<b>RSE (mΩ)</b>	<b>Ritmo Descarga</b>	<b>Peso (kg)</b>
180x77x105mm	50	3.2	<3	2C	1.8
	60	3.2	<3	2C	2
	110	3.2	<3	2C	4
92x82x410mm	160	3.2	<3	2C	5.2
	165	3.2	<3	2C	5.2
	100	3.2	<3	2C	3.5
124x74x254mm	110	3.2	<3	2C	3.8
	115	3.2	<3	2C	3.8
	150	3.2	<3	2C	5.6
206x103x370mm	250	3.2	<3	2C	9.5
	270	3.2	<3	2C	9.3



**Figura 2.3 – Caixa da Heter Electronic Group Co., Lda. onde seria montado o conjunto de células para corresponder à configuração desejada.**

Foi também recebida uma resposta da Pekka Korhonen, Agência Comercial S.L. em 23 de Novembro de 2010. Esta empresa representa a fabricante European Batteries. Segundo a representante os preços a considerar seriam à volta de 1000 € / kWh, sendo que para os desejados 4 kWh o preço poderia chegar aos 4000 €.

## 2.3 Síntese

Após as medições iniciais às características do veículo e à prospecção do mercado de baterias que elegeu o lítio como a tecnologia mais prometedora a decisão foi, ainda assim, a de manter as baterias de chumbo que já equipam o veículo. Vários motivos justificam esta escolha:

- Ou se optava pelo estado da arte no que diz respeito às baterias ou se mantinha a solução existente. A opção recairia, portanto, ou no lítio ou no chumbo e não em soluções intermédias ou menos extremistas;
- As dimensões das resoluções propostas pelos fabricantes de baterias de lítio eram excessivas, não só por elas mesmas, mas porque o robot não estava preparado para este tipo de baterias;
- Os custos que esta nova tecnologia adicionaria ao projecto não pareceram legitimáveis nem prioritários.

Como é óbvio manter as baterias existentes significa que não será possível obter uma autonomia de 8 horas e um tempo de carregamento de duas horas, mas é possível provar as vantagens do carregamento sem fios, para que numa fase posterior do projecto este método seja adoptado.

Parte-se então para o projecto do conversor de ressonância com os seguintes dados:

- Consumo do veículo: 0,5 kW;
- Baterias que equipam o veículo: 2 x (2 x 12 V com montagem em série) – 12 Ah. Na prática 2 x 24 V – 12 Ah.



# CAPÍTULO 3

## Revisão bibliográfica

***Sumário:***

É feita uma pesquisa acerca da potencialidade de aplicação dos conversores de ressonância na transmissão de energia sem contacto. São descritas as topologias mais utilizadas. O método de controlo que torna a operação do circuito conversor mais suave e eficiente é, também ele, alvo de revisão.

### 3.1 Conversores de ressonância

Os sistemas de transferência de potência por acoplamento indutivo (ICPT) são desenhados para transportarem potência, com a máxima eficiência possível, da fonte para uma ou mais cargas através de largas distâncias entre primário e secundário via acoplamento magnético. Os princípios destes sistemas são semelhantes aos dos sistemas com acoplamento magnético ideal onde a indutância de fuga é muito menor que a indutância mútua. O acoplamento mútuo nos sistemas ICPT é geralmente fraco. Para entregar a potência requerida, é necessário operar a frequências acima do espectro audível. Para além disso, são normalmente utilizados circuitos de ressonância no primário e/ou no secundário para potenciar a capacidade de entrega de potência e para minimizar as exigências de tensão e corrente da fonte.

Tanto os circuitos de ressonância do primário como do secundário dos sistemas ICPT são normalmente desenhados para operar à frequência de ressonância nominal, mas nestes casos a *performance* do sistema pode decair em relação à esperada se a carga aumentar significativamente. Geralmente estas quedas são mínimas se a indutância mútua for muito menor que a indutância de fuga, mas tornam-se mais expressivas se a indutância mútua for comparável à indutância de fuga, como acontece em muitas aplicações práticas.

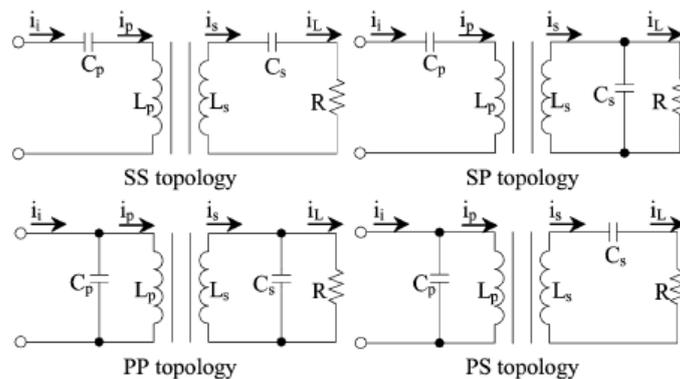


Figura 3.1 – Topologias básicas de conversores de ressonância (Fonte: [38]).

As quatro topologias básicas identificadas por SS, SP, PP e PS são mostradas na Figura 3.1, onde o primeiro S ou P representa, respectivamente, a compensação série ou paralelo do circuito do primário e o segundo S ou P representa, respectivamente, a compensação série ou paralelo do circuito do secundário. Usando o modelo de acoplamento de indutância mútua, cada uma destas topologias pode ser modelada em regime estacionário sinusoidal pelo circuito apresentado na Figura 3.2.

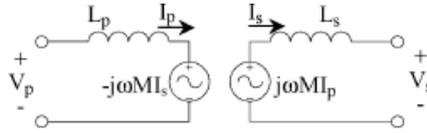


Figura 3.2 – Modelo de acoplamento de indutância mútua (Fonte: [38]).

As tensões induzidas e reflectidas neste modelo são especificadas em função da indutância mútua  $M$ , da frequência de operação  $\omega$  e das correntes do primário e do secundário. A indutância mútua é relacionada com o coeficiente de acoplamento magnético por:

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (1)$$

A escolha das topologias de compensação depende essencialmente das aplicações a que se destinam. A compensação série do secundário provoca um comportamento de “fonte de tensão”, enquanto que a compensação paralelo do secundário cria um comportamento mais equiparado a uma “fonte de corrente”. Uma compensação série do primário é normalmente utilizada para reduzir a tensão do primário para níveis mais controláveis, enquanto que uma compensação paralelo do primário permite aumentar a corrente no mesmo.

Em [39] foi provado que as dificuldades causadas pela alteração dos parâmetros magnéticos podem ser minimizadas com a compensação através de malhas de ressonância série. Os conversores de ressonância que utilizam malhas em série no primário e no secundário do transformador são chamados em inglês *Series Loaded Series Resonant* (SLSR). Este tipo de conversores de potência está novamente a regressar à popularidade após o seu aparecimento no início dos anos 70 em trabalhos de F. Schwarz e de outros autores. Este reaparecimento deve-se no início à sua característica de *ZVS* (*Zero Voltage Switching* – troca de pares de interruptores em condução aquando da passagem da tensão por zero) e mais tarde à crescente necessidade por aplicações que usam transferência de energia sem contacto. A operação dum conversor SLSR já foi analisada em vários artigos, como por exemplo em [44] e [45], mas continuam a existir problemas na obtenção duma resposta rápida deste circuito sem exceder ou sem atingir os valores desejados na saída. A existência de energia armazenada nos elementos da malha de ressonância (bobina e condensador) faz com que o controlo directo dos interruptores de potência seja delicado, especialmente na transferência de energia sem contacto onde os elementos do circuito não são ideais.

Para ilustrar os problemas, é apresentado um conversor de potência SLSR genérico na Figura 3.3.

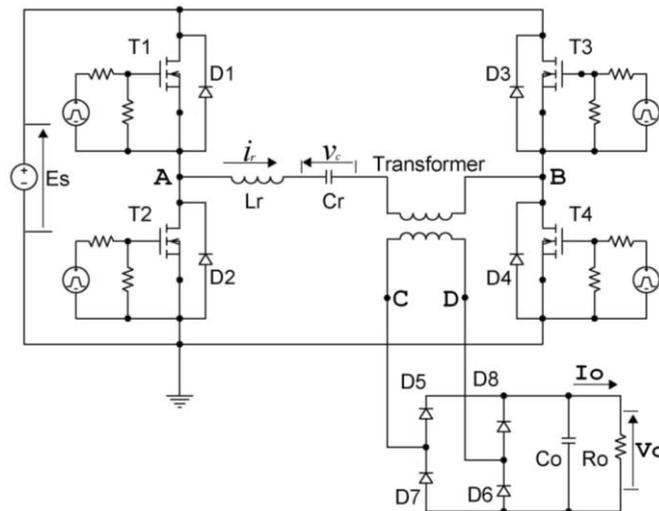


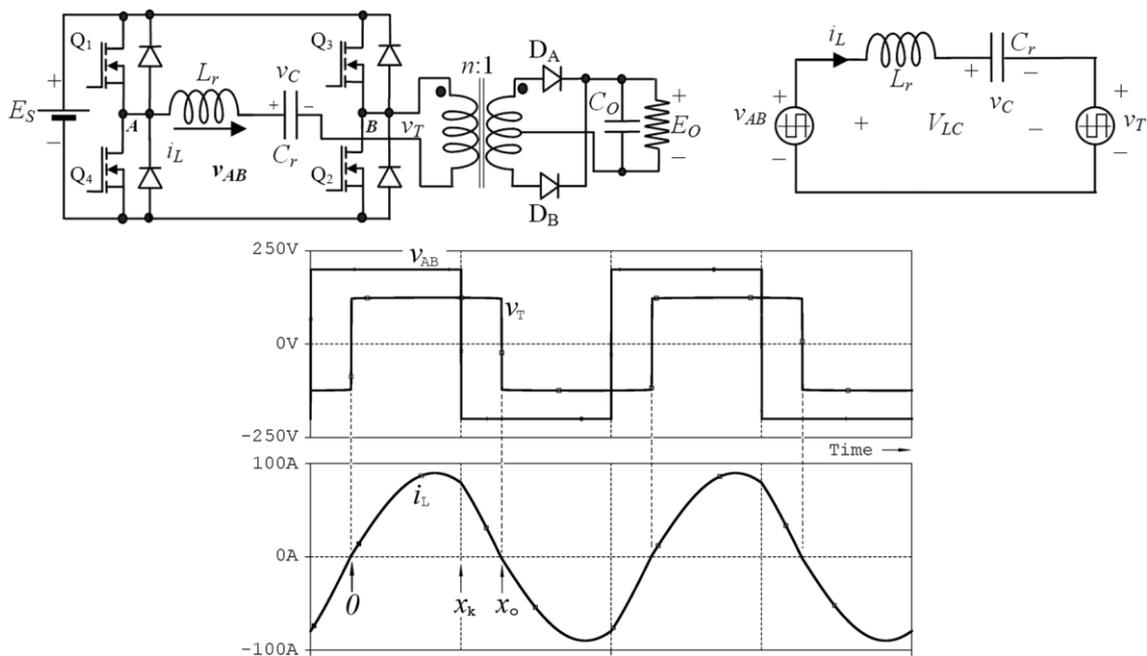
Figura 3.3 – Conversor de ressonância DC-DC em série ligado através dum transformador com o rectificador da saída (Fonte: [36]).

### 3.1.1 Princípio de operação

Os conversores de energia actuais têm uma performance bastante melhorada em relação ao passado, isto é, a frequência de *switching* (comutação) é superior, a densidade de potência é maior, a segurança é mais acentuada, a operação é mais suave e fiável e a eficiência geral de operação foi maximizada. Apesar de a eficiência não ser sempre apresentada explicitamente em publicações de novas topologias, aceita-se que o melhor conversor de energia é o mais eficiente. A eficiência é a razão mais importante pela qual o conversor de ressonância e especialmente o SLSR têm ganho popularidade. As suas capacidades para uma comutação suave, operação em alta frequência, baixo volume e peso resultam num baixo custo de manutenção, alta fiabilidade e uma eficiência superior. Ainda assim existem argumentos contra a produção deste tipo de conversores: a existência de malhas com dinâmicas diferentes (uma ou mais malhas de ressonância e os filtros de entrada e saída) provoca uma maior complexidade no dimensionamento do conversor, impedindo a previsão das formas de onda das variáveis eléctricas com a mesma facilidade com que é feita nos conversores *hard-switching*; como consequência do ponto anterior, o controlo do sistema é mais complexo; apesar de ser possível anular quase por completo as perdas de comutação nos conversores de ressonância, perdas altas têm de ser esperadas, principalmente quando o factor de forma da corrente é muito maior que 1.

Geralmente é possível superar as dificuldades supramencionadas, assim como outros problemas específicos da conversão ressonante de potência. Se as desvantagens forem minimizadas, as enormes potencialidades dos conversores de ressonância transformam-nos na melhor e talvez na única solução para aplicações específicas, tanto para baixas como para médias exigências de potência. Uma das aplicações onde os conversores de ressonância são o mais indicados é na transmissão de energia sem fios. O método mais utilizado, em diferentes

configurações [44]–[48], é o ICPT aplicado entre enrolamentos magnéticos a uma frequência relativamente alta. A presença de processos de ressonância neste caso é inevitável, não apenas pelos componentes reactivos intrínsecos à ligação indutiva, mas também pelos condensadores propositadamente adicionados para compensar o baixo coeficiente de acoplamento magnético. Considerando que os processos de ressonância são intrínsecos a estes circuitos, o conhecimento da conversão de ressonância torna-se não só vantajoso como indispensável. É também necessário conhecer e perceber a influência dos transformadores com baixo acoplamento magnético no funcionamento dos SLSR, otimizando-os para a melhor eficiência possível.



**Figura 3.4 – Circuito básico dum conversor de potência dc-dc SLSR: a) circuito básico de potência; b) circuito equivalente; c) formas de onda típicas das variáveis de estado (Fonte: [37]).**

### 3.1.1.1 Conversor SLSR com acoplamento ideal

Um conversor SLSR genérico é apresentado na Figura 3.4(a). Um dos possíveis modos de operação é caracterizado pelo fecho alternado dos pares de interruptores Q1-Q2 e Q3-Q4 a uma frequência acima da frequência de ressonância, isto é, no modo super-ressonante. Outras técnicas de comutação podem ser seleccionadas para a mesma topologia. Existem também variações da topologia apresentada, mas o que é importante reter é que se deve sempre garantir ZVS para todos os possíveis modos de operação. Para um conversor SLSR com um transformador com acoplamento magnético relativamente baixo, é conveniente aplicar a notação normalizada utilizada em [44] e [45], onde um transformador ideal é assumido na análise. A normalização de tensões, correntes, frequência, etc. é útil para a obtenção de expressões generalizadas que podem ser usadas para descrever qualquer conversor. Aplicando as mesmas expressões a conversores com transformadores ideais e não ideais torna mais fácil a sua

comparação. A análise do conversor ideal resulta no cálculo das variáveis de estado  $i_L$  e  $v_C$ , como ilustrado na Figura 3.4(b). Admitindo que o condensador de filtragem da saída  $C_O$  tem capacidade suficiente para manter uma tensão de saída constante pelo menos durante um período de comutação, a carga pode ser substituída por uma fonte de tensão ideal  $E_O$ . Os díodos rectificadores da saída  $D_A$  e  $D_B$  conduzirão as meias ondas positiva e negativa da corrente de ressonância, respectivamente, impondo uma tensão de onda quadrada aos terminais do primário do transformador  $v_T$ , cuja polaridade se opõe sempre à direcção da corrente de ressonância. A amplitude da tensão  $v_T$  é igual à tensão transformada  $nE_O$ , sendo  $n$  a relação de transformação. A operação dum conversor SLSR ideal é, então, equivalente à excitação dum circuito LC através da combinação de duas tensões quadradas alternadas  $v_T$  e  $v_{AB}$  desfasadas. A tensão  $v_{AB}$  é gerada pela acção dos interruptores Q1, Q2, Q3 e Q4 e a sua amplitude é igual à tensão de entrada  $E_S$ . Juntamente com a tensão  $v_T$ , a tensão  $v_{AB}$  é apresentada na Figura 3.4(b). A tensão de excitação  $V_{LC}$  para o circuito de ressonância LC é formada pela adição das fontes de tensão  $v_{AB}$  e  $v_T$  e assim, durante o período de comutação esta tensão assume consecutivamente os valores:  $E_S - E_O$ ,  $-E_S - E_O$ ,  $-E_S + E_O$ ,  $E_S + E_O$ . Na regulação FM (*Frequency Mode* – Modo de frequência), a corrente no circuito de ressonância LC é contínua. Isto significa que, durante os quatro diferentes períodos de operação, correspondentes aos quatro diferentes valores de tensão de excitação  $V_{LC}$ , a corrente na malha LC não sofre interrupções. A notação normalizada (nomeadamente com o índice  $N$ ) é omitida para simplificar a leitura. Isto significa que todas as tensões que se seguem são divididas por  $E_S$ . Assim sendo, a tensão normalizada de saída é denotada por  $q = \frac{E_O}{E_S}$ . A normalização das correntes é feita multiplicando o seu valor real por

$\frac{Z_r}{E_S}$ , onde  $Z_r$  é a impedância característica  $\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ . As equações das variáveis de estado são,

então, dadas pela matriz:

$$\frac{d}{dx} = \begin{bmatrix} i_L(x) \\ v_C(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{LC} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Nesta expressão a variável tempo é, também ela, normalizada, isto é,  $x = \omega t$ . A solução geral, para qualquer intervalo de tempo, que comece no instante inicial  $x = x_{inicial}$ , será:

$$v_C(x) = V_{LC} - [V_{LC} - v_C(x_{inicial})] \cos(x) + i_L(x_{inicial}) \operatorname{sen}(x) \quad (3)$$

$$i_L(x) = V_{LC} - [V_{LC} - v_C(x_{inicial})] \operatorname{sen}(x) + i_L(x_{inicial}) \cos(x) \quad (4)$$

Como a estabilidade cíclica implica e como está mostrado na Figura 3.4(c), as variáveis do circuito de ressonância demonstram simetria:  $f(x) = -f(-x)$ . Esta simetria resulta em valores

de  $V_{LC}$  que são  $V_{LC1} = E_S - E_O$  e  $V_{LC2} = -(E_S + E_O)$  no primeiro período de comutação e  $V_{LC1} = -(E_S - E_O)$  e  $V_{LC2} = E_S + E_O$  no segundo período de comutação, permitindo considerar apenas a primeira metade do período de comutação, denotada como  $x_0$  e os seus segmentos definidos pelos intervalos  $[0, x_k]$  e  $[x_k, x_0]$  mostrados na Figura 3.4(c). As duas tensões de excitação  $V_{LC1}$  e  $V_{LC2}$  terão valores correspondentes ao primeiro meio período de comutação  $[0, x_k]$ . As condições iniciais também são simétricas e são definidas pela máxima tensão do condensador de ressonância quando a corrente de ressonância cruza zero:

$$\begin{aligned} i_L(0) &= i_L(x_0) = 0 \\ v_C(0) &= -v_C(x_0) = v_{C_{\max}}. \end{aligned} \quad (5)$$

Como a energia total  $\varepsilon_{LC}$ , transferida de e para o circuito de ressonância  $L_r C_r$ , pelas tensões de excitação  $V_{LC}$  no intervalo  $[0, x_0]$  é igual a 0, então:

$$\varepsilon_{LC} = \int_0^{x_k} V_{LC1} i_L dx + \int_{x_k}^{x_0} V_{LC2} i_L dx = 0. \quad (6)$$

A solução geral para os dois sub-intervalos pode então ser escrita como:

$$\cos(x_k - 0) = \cos(\psi_f) = \frac{V_{LC2}[V_{LC1} + v_C(0)] + V_{LC1}[v_C(0) - V_{LC1}]}{[V_{LC1} - V_{LC2}][v_C(0) - V_{LC1}]} \quad (7)$$

$$\cos(x_0 - x_k) = \cos(\psi_r) = \frac{V_{LC1}[V_{LC2} + v_C(0)] + V_{LC2}[v_C(0) - V_{LC2}]}{[V_{LC1} - V_{LC2}][v_C(0) - V_{LC2}]} \quad (8)$$

Estas equações são válidas para qualquer modo de operação de corrente contínua (sub-ressonante ou super-ressonante) e para qualquer combinação possível de tensões de excitação. No caso de se aplicar uma operação super-ressonante num conversor SLSR, para o intervalo de tempo  $[0, x_k]$ , a tensão de excitação normalizada é  $V_{LC1} = (1 - q)$ . No intervalo seguinte  $[x_k, x_0]$  a tensão de excitação normalizada é  $V_{LC2} = (-1 - q)$ . Os valores normalizados dos intervalos de tempo denominados por  $\psi_f$  e  $\psi_r$  são apresentados também na forma normalizada:

$$\psi_f = \arccos\left(\frac{1 - q - qv_{C_{\max}}}{1 - q + v_{C_{\max}}}\right) \quad (9)$$

$$\psi_r = \arccos\left(\frac{1 + q + qv_{C_{\max}}}{1 + q + v_{C_{\max}}}\right) \quad (10)$$

A tensão  $v_{C_{max}}$  é o valor absoluto dos valores pico da tensão normalizada do condensador de ressonância. As amplitudes (virtuais) dos segmentos sinusoidais da corrente de ressonância, desenvolvendo (4) são:

$$I_{1max} = abs[V_{LC1} - v_C(0)] = 1 - q + v_{C_{max}} \quad (11)$$

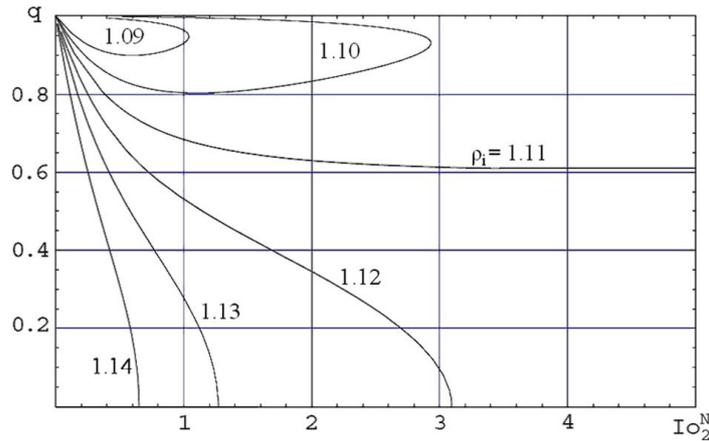
$$I_{2max} = abs[V_{LC2} - v_C(x_0)] = 1 + q + v_{C_{max}} \quad (12)$$

Os valores obtidos para os intervalos angulares  $\psi_f$  e  $\psi_r$  em (9) e (10) juntamente com as amplitudes calculadas em (11) e (12) permitem calcular e construir as formas de onda características do conversor super-ressonante SLSR ideal.

Foi mostrado em [44] que a eficiência alcançada pelo conversor SLSR depende da forma da corrente de ressonância, como mostrado em (13):

$$\eta^{-1} = 1 + \frac{(I_{rms})^2 R_{loss}}{(I_o)^2 R_o} = 1 + (\rho_i)^2 \frac{R_{loss}}{R_o} \quad (13)$$

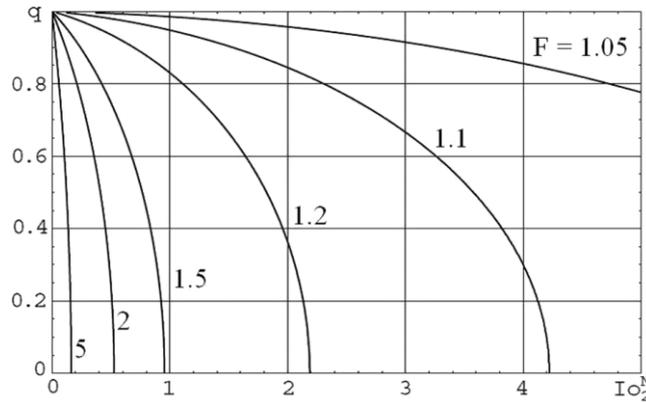
A forma de corrente  $\rho_i = \frac{I_{rms}}{I_o}$  compara o valor eficaz da corrente no circuito de ressonância  $I_{rms}$  com o valor médio da corrente de ressonância rectificadora (igual à corrente de saída do conversor)  $I_o$ .



**Figura 3.5 – Características de saída  $q = f(I_o)$  para diferentes formas de corrente  $\rho_i$  e um transformador ideal (Fonte: [37]).**

Em (13), a eficiência, simbolizada por  $\eta$ , é expressada através das resistências  $R_{loss}$  (resistência equivalente às perdas no circuito) e  $R_o$  (resistência de carga). As características de saída representadas na Figura 3.5 estão desenhadas para diferentes valores de  $\rho_i$ , mostrando assim as zonas de operação mais desejáveis (as zonas com o mínimo factor de forma da corrente).

As curvas do factor de forma da corrente, quando corrigidas pelo conhecimento acerca da máxima potência de saída (um conjunto de curvas hiperbólicas), mostram que a maior eficiência esperada será na zona superior esquerda da Figura 3.5. As características de saída apresentadas na Figura 3.6 ilustram a operação com um número fixo de frequências de comutação e assim, indicam a posição para a melhor zona de operação caso seja aplicada a regulação FM.



**Figura 3.6 – Características de saída com frequência normalizada de comutação fixa e com um transformador ideal (Fonte: [37]).**

Considerando a informação acima, a operação do conversor com um transformador idealmente acoplado é recomendada na zona de tensão normalizada superior a 0,6 e na zona de correntes normalizadas até 2,0. A frequência de comutação que, em princípio, maximiza a transferência de potência está compreendida entre  $F = 1,05$  e  $F = 1,5$ . A operação FM é aplicável aos níveis mais altos de potência na saída o que requer altas eficiências. No caso de uma menor exigência de potência, o PWM (*Pulse Width Mode* – Modo por Largura de Impulsos), que apresenta uma eficiência ligeiramente inferior, é investigado em [45]. Operar na zona requerida significa ajustar a relação de transformação  $n$  do transformador, a fim de escolher a frequência normalizada  $F = \frac{f_{sw}}{f_r}$  adequada e para fixar a impedância característica

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \text{ garantindo os necessários valores normalizados.}$$

Espera-se que a inclusão de um transformador não idealmente acoplado no circuito SLSR traga alterações às zonas de melhor operação. O estudo do transformador não ideal será baseado no modelo do transformador cujos elementos se espera que variem com o acoplamento magnético. Para obter um cálculo mais rápido e fácil das características de saída, o circuito equivalente total será dividido em dois circuitos ressonantes ideais com componentes recalculados. Esta operação permite aplicar o conhecimento sobre o conversor idealmente acoplado, descrito em [44] e [45], mantendo uma boa aproximação aos resultados do circuito equivalente total.

### 3.1.1.2 Conversor SLSR com transformador não ideal

O conversor de potência SLSR aplicado para ICPT, isto é, transmissão de energia sem contacto, requer a existência dum entreferro  $s$  entre o primário e o secundário da ligação magnética. Este acoplamento não ideal é caracterizado por um acréscimo da relutância do circuito magnético total.

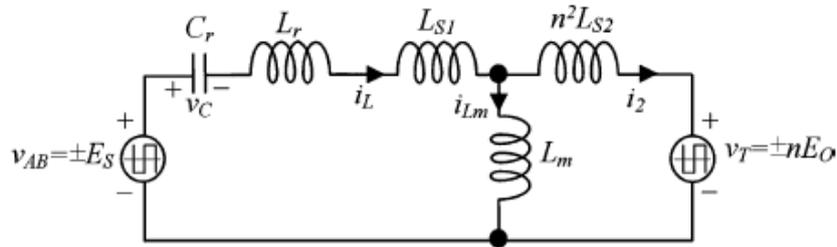


Figura 3.7 – Circuito equivalente do conversor SLSR com acoplamento magnético não ideal (Fonte: [37]).

Como resultado, o modelo do transformador (circuito equivalente de Steinmetz) ilustrado na Figura 3.7 mostra um valor diminuído da indutância de magnetização equivalente  $L_m$ . Este valor mais baixo proporciona um caminho alternativo à corrente de ressonância e consequentemente, reduz a corrente que é entregue ao secundário, especialmente quando a tensão de saída é elevada. De acordo com [44], o conversor idealmente acoplado atinge a sua eficiência máxima (o valor de  $\rho_i$  tem o seu mínimo) precisamente na zona de maior tensão (normalizada) de saída, como mostrado na Figura 3.5. À medida que o acoplamento magnético se torna mais fraco, os parâmetros do transformador com acoplamento não ideal desviam-se dos ideais e interferem com a operação do conversor SLSR.

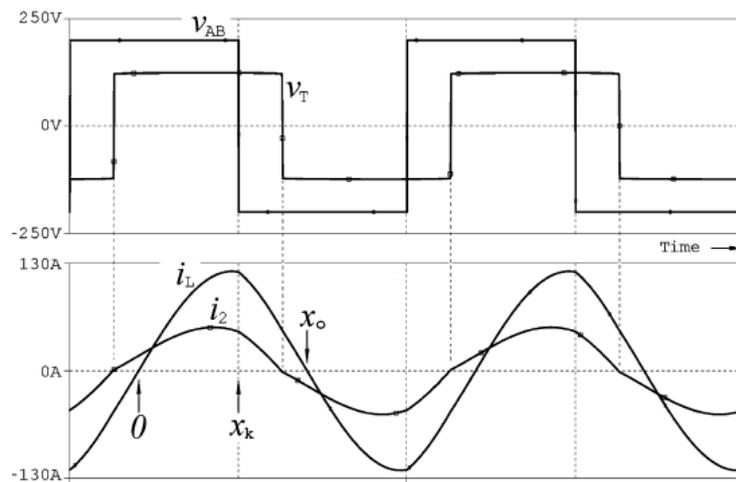
#### Análise do circuito eléctrico

O conversor de potência super-ressonante SLSR sem contacto, devido à sua reduzida indutância de magnetização, tem duas diferentes correntes de ressonância: a primária  $i_L$  e a secundária  $i_2$ , como mostrado na Figura 3.7. Estas duas correntes diferem pelo considerável valor da corrente de magnetização  $i_{Lm}$  e consequentemente  $i_L$  e  $i_2$  estão desfasados, como mostrado na Figura 3.8.

A corrente  $i_2$  está em fase com a tensão  $v_T$  do rectificador de saída, mas a corrente do primário  $i_L$  está significativamente atrasada.

Em semelhança com o caso do conversor SLSR ideal, a divisão da operação do conversor em intervalos de tempo ilustrada na Figura 3.8 também reflecte os processos de carga e descarga no condensador de ressonância. O instante de tempo normalizado identificado com “0” corresponde ao máximo negativo da tensão do condensador de ressonância e o instante de

tempo “ $x_0$ ” corresponde ao seu máximo positivo. A corrente de ressonância assume o valor 0 em ambos os instantes. O meio período de comutação  $x_0$  é então dividido em dois intervalos:  $[0, x_k]$  e  $[x_k, x_0]$ , mas de facto dentro do segundo intervalo a corrente  $i_2$  cruza 0, invertendo a polaridade da fonte de saída  $v_T$  e alterando a forma das equações. Estas tornam-se ainda mais complexas quando a tensão de entrada  $v_{AB}$  é aplicada em modo descontínuo, isto é, em PWM ou quando existem períodos em que a corrente de saída é 0. Estes modos de operação (de potência de saída reduzida) não serão considerados, já que aqui o objectivo é atingir a maior eficiência possível para o conversor com uma alta potência de saída.



**Figura 3.8 – Conversor SLSR com acoplamento não ideal: formas de onda típicas das variáveis de estado (Fonte: [37]).**

Mesmo para a operação FM, as variáveis ressonantes são definidas através de várias equações diferenciais, diferentes para cada malha e para cada intervalo de tempo. A estrutura e as condições iniciais de cada equação dependem do desenvolvimento do processo durante o intervalo anterior. Este conjunto de equações diferenciais está a tornar-se bastante complexo para obter uma solução simples.

As equações do conversor SLSR com um transformador ideal oferecem soluções rápidas para muitas alterações aos parâmetros do circuito, facilitando decisões para estratégias de regulação. A simplicidade das equações do caso ideal leva à ideia de dividir o modelo da Figura 3.7 em dois sub-modelos separados, cada um correspondendo a um dos lados (modificados) do transformador. Com esta divisão, a ordem das equações é diminuída permitindo uma solução mais rápida e mais fácil, capaz de ser usada para analisar e regular o conversor SLSR com um transformador não ideal. Os parâmetros dos dois sub-circuitos (imaginários) têm de ser recalculados, com o objectivo de obter duas estruturas, como acontece na Figura 3.4(b). Assim sendo, cada conjunto de equações tem de ser semelhante a (2)-(12). As formas das duas correntes de ressonância  $i_L$  e  $i_2$ , mostradas na Figura 3.8, são iguais à forma de onda ideal

mostrada na Figura 3.4(c), confirmando a ideia e o objectivo de analisar dois sub-circuitos ideais.

1) Modelo do lado do primário

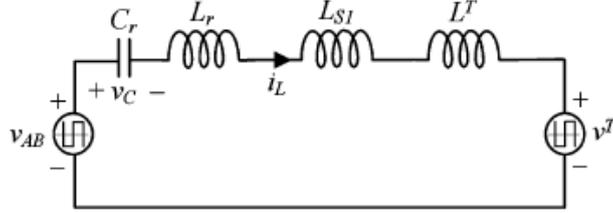


Figura 3.9 – Circuito equivalente do primário do conversor SLSR dc-dc com um transformador não ideal (Fonte: [37]).

A reactância equivalente (indutâncias puras  $L_{S2}$  e  $L_m$ ) resulta em  $L^T$  (índice T de Thevenin):

$$L^T = \frac{L_m L_{S2}}{L_{S2} + L_m} = \left( \frac{L_m}{L_{S2} + L_m} \right) L_{S2} = KL_{S2} = KL_{S1} \quad (14)$$

O rácio  $K$  é o clássico coeficiente de acoplamento magnético (mantém-se igual tanto para o primário como para o secundário, dada a simetria  $L_m = M$  e  $L_{S1} = L_{S2}$  que é aqui adoptada):

$$K = \frac{L_m}{L_{S2} + L_m} = \frac{L_m}{L_{S1} + L_m} . \quad (15)$$

A tensão de saída  $v^T$  (Thevenin) é calculada através de  $v_T$  aplicando um divisor de tensão indutivo clássico e uma fonte de tensão ac pura:

$$v^T = v_t \frac{L_m}{L_{S2} + L_m} = v_t \frac{L_m}{L_{S1} + L_m} = v_t K = qK = q^T . \quad (16)$$

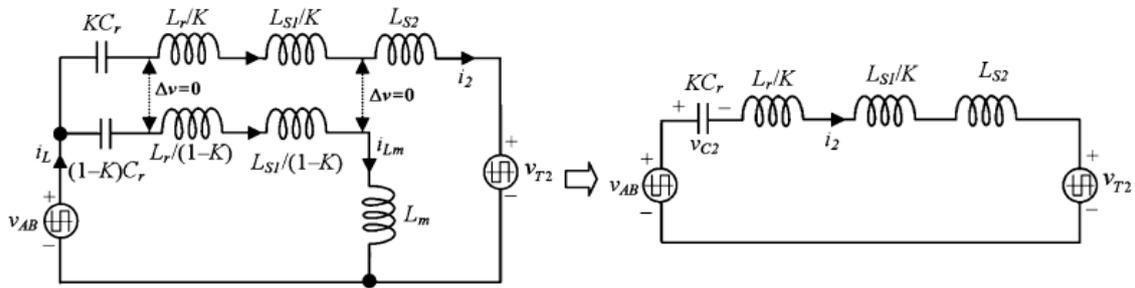
Os valores normalizados para os intervalos de condução directo (transístor)  $\psi_{f1}$  e de retorno (diodo)  $\psi_{r1}$  do primário são recalculados em (17) e (18).

$$\psi_{f1} = \arccos \left( \frac{1 - Kq - Kqv_{C_{\max 1}}}{1 - Kq + v_{C_{\max 1}}} \right) \quad (17)$$

$$\psi_{r1} = \arccos \left( \frac{1 + Kq + Kqv_{C_{\max 1}}}{1 + Kq + v_{C_{\max 1}}} \right) \quad (18)$$

## 2) Modelo do lado do secundário

O modelo utilizado para os cálculos da corrente do lado do primário não se pode utilizar para a corrente do secundário, porque apenas uma pequena fracção da corrente do primário chega ao secundário, já que o acoplamento magnético do transformador é fraco. Assim sendo, o secundário tem de ser modelado através doutro circuito idealizado (Figura 3.10), cuja estrutura é baseada na assunção de que a porção de corrente que chega ao secundário é proporcional ao coeficiente de acoplamento magnético  $K$ . Para atingir este efeito de partição, a impedância do primário é dividida em dois canais, ambos originados pela fonte de tensão de entrada  $v_{AB}$ , como ilustrado na Figura 3.10(a). O canal superior consiste em 3 impedâncias divididas pelo factor de acoplamento  $K$ , já o canal inferior é uma ligação das mesmas impedâncias divididas por  $(1-K)$ . Um dos canais está ligado directamente à saída, fornecendo a corrente do secundário  $i_2$ . O outro está ligado a indutância de magnetização  $L_m$  e assim, não produz corrente no secundário. A tensão de saída não é, geralmente, igual a  $v_T$ , daí o índice extra “2”.



**Figura 3.10 – Modelação do lado do secundário do conversor SLSR: a) divisão em dois canais de impedâncias; b) sub-circuito do secundário recalculado (Fonte: [37]).**

O valor recalculado de  $v_T$  é apresentado em (19).

$$v_{T2} = \frac{1+K}{2K} v_T \quad (19)$$

O circuito do secundário, mostrado na Figura 3.7, não tem um condensador de ressonância separado e assim, o condensador virtual ( $KC_r$ ) introduzido na Figura 3.10(b) necessita de redefinir a tensão de pico  $v_{c_{max2}}$ , diferente da tensão  $v_{c_{max1}}$  definida em (17) e (18).

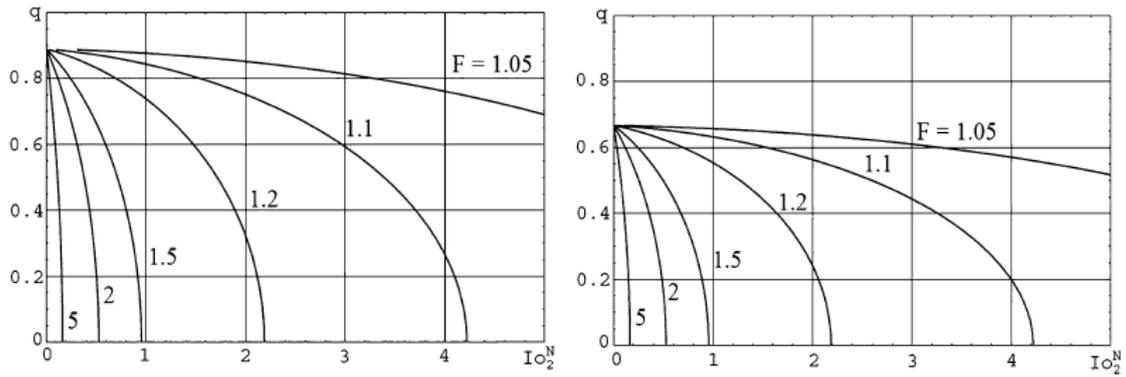
As expressões (20) e (21) apresentam os novos intervalos de condução do circuito da Figura 3.10(b).

$$\psi_{f2} = \arccos \left( \frac{1 - \frac{1+K}{2K} q - \frac{1+K}{2K} q v_{c_{max2}}}{1 - \frac{1+K}{2K} q + v_{c_{max2}}} \right) \quad (20)$$

$$\psi_{r2} = \arccos \left( \frac{1 + \frac{1+K}{2K}q + \frac{1+K}{2K}qv_{c_{\max 2}}}{1 + \frac{1+K}{2K}q + v_{c_{\max 2}}} \right) \quad (21)$$

Como a frequência de comutação tem de ser igual tanto para os circuitos idealizados do primário e do secundário, o meio período de normalizado  $x_0$  é apresentado em (22).

$$\psi_{f1} + \psi_{r1} = x_0 = \frac{\pi}{F} = \arccos \left( \frac{2 - (1 + v_{c_{\max}})^2 - K^2 q^2}{(1 + v_{c_{\max}})^2 - K^2 q^2} \right) = \psi_{f2} + \psi_{r2} \quad (22)$$



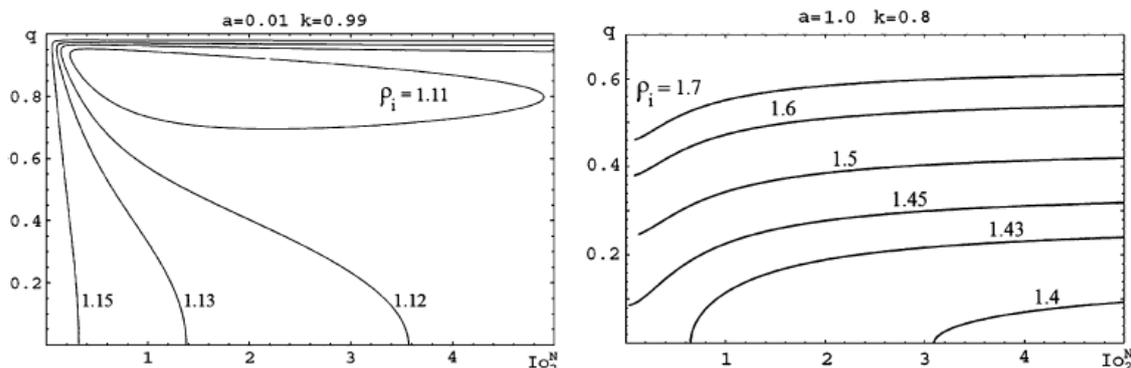
**Figura 3.11 – Características de saída normalizadas do conversor de potência sem fios com uma frequência de comutação  $F$  constante e : a)  $K = 0,8$  e  $a = 1$ ; b)  $K = 0,5$  e  $a = 1$  (Fonte: [37]).**

Pode ser observado na Figura 3.11 que não é possível atingir tensões de saída elevadas quando o coeficiente de acoplamento é muito baixo (na prática,  $q$  deve ser mantido pelo menos abaixo de  $K$ ). A mesma limitação da tensão de saída é observada nas características de saída da Figura 3.12, desenhadas quando  $\rho_i$  é tido como parâmetro. Nesta figura, o factor de forma da corrente é modificado para reflectir melhor os valores reais de saída:

$$\rho_{i(\text{contactes})} = \frac{I_{ms1}}{I_{O2}}. \quad (23)$$

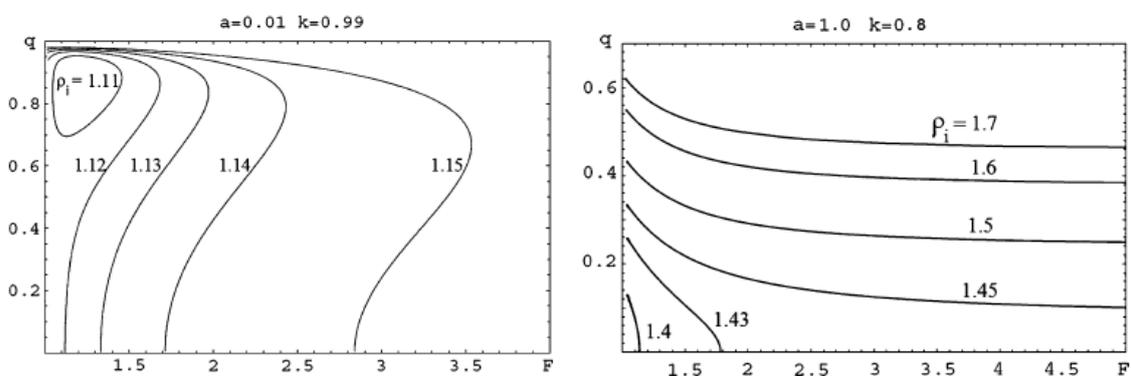
Dada a queda que a corrente sofre no secundário mesmo com uma diminuição suave do acoplamento magnético, o factor de forma da corrente de (23) transfere a zona de operação ideal para a direita das características. Isto pode ser visto na Figura 3.12(a) onde o acoplamento é  $K = 0,99$ . Este movimento da melhor zona de operação é devido à melhor transferência de potência quando a frequência de operação está próxima da frequência de ressonância (a impedância representada por  $L_m$  na Figura 3.7 torna-se menos significativa). A Figura 3.12(b) mostra o desenvolvimento das características quando o acoplamento magnético se torna realmente fraco. Na Figura 3.12(b) é notória uma mudança na zona esperada de melhor

eficiência, tanto para a direita (alta corrente de saída) como para baixo (baixa tensão de saída). Este movimento dá-se mais uma vez na direcção da ressonância.



**Figura 3.12 – Tensão de saída normalizada  $q$  em função da corrente de saída média normalizada para valores constantes do factor de forma da corrente  $\rho_i$ : a)  $K = 0,99$  e  $a = 0,01$  (baixa indutância de fuga); b)  $K = 0,8$  e  $a = 1$  (Fonte: [37]).**

A afirmação acima pode ser confirmada com uma análise à Figura 3.13. Nesta figura a tensão de saída normalizada é desenhada em função da frequência de comutação, para diferentes valores do factor de forma da corrente  $\rho_i$ . Na Figura 3.13(a), onde o coeficiente de acoplamento  $K$  ainda está perto do ideal, a melhor zona de operação está muito perto da encontrada no conversor ideal, isto é, tolera uma frequência de comutação até  $F = 1,5$  e altas tensões de saída. Na Figura 3.13(b), onde  $K = 0,8$ , a melhor zona de operação desce para baixos valores da tensão de saída e para frequências de operação mais perto da ressonância ( $F = 1$ ).



**Figura 3.13 – Tensão de saída normalizada  $q$  em função da frequência de comutação normalizada  $F$  para valores constantes do factor de forma da corrente  $\rho_i$ : a)  $K = 0,99$ ;  $a = 0,01$  (baixa indutância de fuga); b)  $K = 0,8$  e  $a = 1$  (Fonte: [37]).**

Na verdade verifica-se que as variações reais das zonas óptimas expectáveis de operação são mais suaves devido a perdas no secundário (rectificador, enrolamentos, etc.), cujo efeito é mais notado quando a tensão de saída é menor. Para além do efeito relativo, as perdas no secundário também aumentam no seu valor absoluto, porque a produção dum maior potência

de saída implica um aumento da corrente do secundário quando a tensão normalizada de saída diminui. De facto, para atingir as potências pretendidas mantendo a tensão de saída baixa, a relação de transformação é recalculada. Apesar de esta solução aliviar os problemas do secundário e do seu rectificador, transporta algumas dificuldades para o primário onde a corrente deve subir em proporção à correcção introduzida na relação de transformação.

## 3.2 Estratégia de controlo

Vários artigos sobre o controlo dos conversores de ressonância foram já publicados ([46-54]). Acontece que quase todos apresentam soluções demasiado complexas ou utilizam a corrente como variável de estado, o que faz com que o circuito não reaja imediatamente a alterações das necessidades energéticas. Na verdade, a corrente é influenciada fortemente pela memória (a condição anterior) da energia da malha de ressonância. Os circuitos de controlo do futuro, para serem mais rápidos a responder, terão de analisar não só a corrente de ressonância, mas também a tensão do condensador de ressonância. Através desta tensão, toda a energia pode ser integrada e medida com precisão duas vezes por cada período de comutação (no instante em que a corrente cruza 0). Para compreender melhor os problemas, observe-se o conversor de potência SLSR apresentado na Figura 3.3.

A pesquisa a ser feita deve apontar para um novo método, simplificado mas rápido para controlar os processos de ressonância no conversor de potência, fixando a sua operação na zona de melhor eficiência [44].

### 3.2 1 Métodos clássicos de regulação

Existem alguns métodos para controlar conversores de potência, mas habitualmente a operação em CCM (*Continuous Current Mode* – Modo de Corrente Contínua) é a preferida. O CCM consiste em alternar periodicamente o fecho de interruptores em pares ( $T_1$  e  $T_4$ ) ou ( $T_2$  e  $T_3$ ) na Figura 3.3. Os pares de transístores conduzem diagonalmente, produzindo uma tensão quadrada  $v_s$  entre os pontos A e B do circuito de potência. A tensão  $v_o$  é, por sua vez, medida entre os pontos C e D. A regulação através da variação da frequência de comutação, isto é, em modo de frequência FM é largamente usado e relativamente simples de implementar. Esta operação é ilustrada na Figura 3.14 onde a frequência de comutação é mais alta que a frequência de ressonância (super-ressonância). Com esta simples regulação e mantendo a operação super-ressonante, o FM garante o ZVS dos dispositivos de potência [44]. Como a gama de regulação obtida com o FM é relativamente estreita, a sua combinação com o menos eficiente PWM também é utilizada, como por exemplo, em [45], para alcançar uma melhor regulação da potência de saída. Na publicação [45] é estabelecida uma regra que garante o mínimo de perdas

de comutação e o mínimo risco de instabilidade: o PWM só deve ser activado quando a tensão no condensador de ressonância for menor que a tensão de alimentação (esta restrição é suficiente mesmo para a transmissão de energia sem contacto). Na Figura 3.14 a relação entre a tensão de saída  $V_0$  e  $E_S$  está apresentada como sendo  $q=0,4$  e o acoplamento magnético é considerado ideal, isto é,  $K=1$ . As variáveis ilustradas são a tensão do condensador de ressonância  $v(C_r)$  e a corrente no indutor de ressonância  $i(L_r)$ .

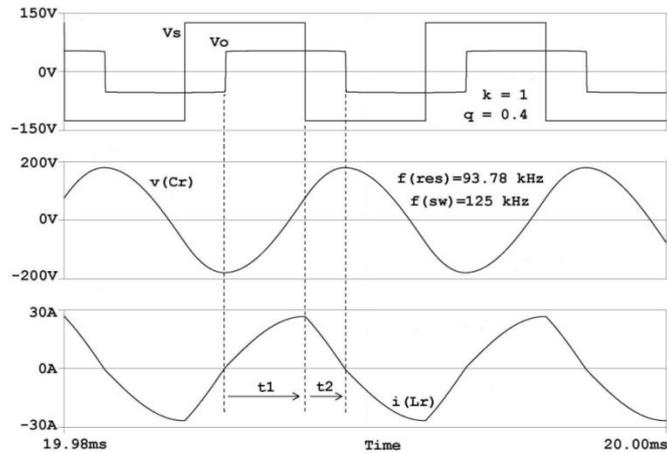


Figura 3.14 – Operação FM super-ressonante dum conversor SLSR (Fonte: [36]).

No mercado existem muitos circuitos integrados que permitem a variação da frequência de operação, mas um exemplo simples pode ser dado por uma PLL (como ilustrado na Figura 3.15). Ela garante a comutação com tensão em 0 (ZVS) quando o circuito está em regime estacionário e quando os valores de potência exigidos variam lentamente. A reacção deste circuito não é rápida e isto pode causar problemas quando são necessárias variações bruscas (usualmente nos conversores de transferência de potência sem contacto).

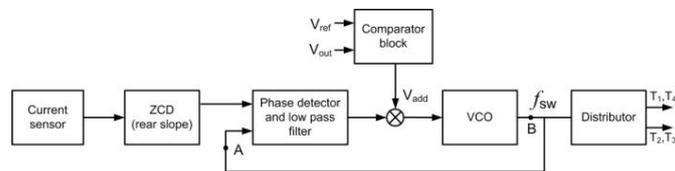


Figura 3.15 – Malha de *feedback* simplificada dum circuito de controlo PLL (Fonte: [36]).

O circuito da Figura 3.15 regula a variação da fase entre a passagem por 0 do declive posterior (declive negativo) da corrente de ressonância e o fim do pulso de controlo “ON” para a diagonal de interruptores correspondente. O circuito garante o mínimo desfasamento necessário não permitindo que o pulso de controlo termine após o declive posterior da corrente de ressonância cruze o 0. O bloco chamado ZCD detecta o instante que a onda cruza 0 (designado por  $x_0$ ) na Figura 3.16.

A saída do VCO produz um trem de pulsos de meio período, cada um terminando no instante  $x_k$ .  $x_k$  vem sempre antes de  $x_0$ . A frequência de comutação  $f_{sw}$  produzida pelo VCO será sempre maior que a frequência de ressonância (o detector de fase deve ser escolhido para detectar o desfasamento no 0, o que acontece, por exemplo, no detector disponível no SG4046). Os transístores da diagonal correspondente recebem o sinal do VCO como comando nas suas *gates*. Estes pulsos terminam no instante  $x_k$  quando a diagonal oposta começa a receber os seus próprios pulsos.

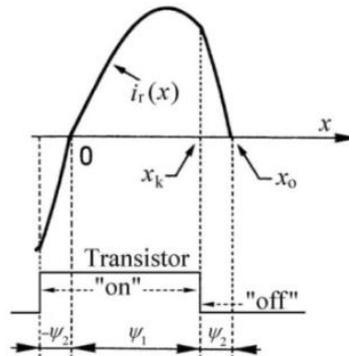


Figura 3.16 – Intervalos da corrente de ressonância  $i_r$ , e comando dos interruptores de potência (Fonte: [36]).

Pulsos idênticos (terminando em  $x_k$ ) são aplicados a ambos os transístores numa diagonal da ponte. O pulso de controlo da diagonal oposta pode ser obtido invertendo o primeiro (isto é, desfasando-o em  $180^\circ$ ), mas para prevenir curto-circuitos num dos lados da ponte, outro circuito (lógico) deve ser aplicado encurtando os pulsos segundo as necessidades.

O desfasamento mínimo entre o cruzamento com 0 do declive posterior da corrente ( $x_0$ ) e o fim do intervalo de condução do transístor ( $x_k$ ) corresponde à duração mínima do intervalo de condução dos díodos  $\psi_2$ . Um desfasamento igual a 0 ( $\psi_2 = 0$ ) deve ser evitado, já que a frequência de comutação ficaria perigosamente próxima da frequência de ressonância. O perigo é perder o ZVS e provocar curto-circuitos internos aquando da troca de diagonais à condução, como acontece na operação sub-ressonante. Este perigo é evitado aplicando uma tensão  $V_{add}$  produzida no *Comparator Block* (bloco comparador) mostrado na Figura 3.15. A tensão  $V_{add}$  terá um valor mínimo que garanta o desfasamento necessário para que a comutação se faça em 0. A regulação da saída é conseguida incrementando ainda mais a tensão  $V_{add}$ . Isto resulta no aumento do intervalo (normalizado)  $\psi_2$ . A corrente de saída  $I_o$  pode ser calculada através da tensão de saída (ou da tensão normalizada de saída  $q = \frac{V_o}{V_{in}}$ ) e do intervalo  $\psi_2$ . A corrente  $I_o$  pode ser normalizada (multiplicando pela impedância característica da malha de ressonância  $Z_r$  e dividindo pela tensão de entrada  $E_s$ , como demonstrado em [44] e [45]). Para a demonstração do método, a normalização não é importante, já que não altera as características da eq. (24) e da Figura 3.17.

$$I_o^N = \frac{Z_r I_o}{E_s} = \frac{2 \frac{(1+q)(1-\cos\psi_2)}{\cos\psi_2 - q}}{\psi_2 + \arccos \left( \frac{1-q - q \frac{(1+q)(1-\cos\psi_2)}{\cos\psi_2 - q}}{1-q + \frac{(1+q)(1-\cos\psi_2)}{\cos\psi_2 - q}} \right)} \quad (24)$$

A função de regulação é apresentada graficamente como  $q = f(I_o, \psi_2)$  na Figura 3.17. O carácter horizontal do gráfico da Figura 3.17 revela o comportamento de “fonte de tensão” deste tipo de regulação (em consequência do tempo fixo em que os interruptores não conduzem). Habitualmente um comportamento de “fonte de corrente” é requerido, o que é naturalmente produzido pela fixação do tempo de condução dos interruptores (é também mais conveniente para agrupar em paralelo vários conversores SLSR).

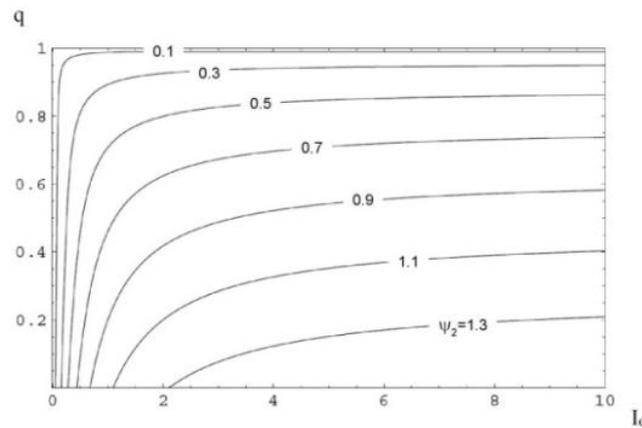


Figura 3.17 – Tensão de saída normalizada  $q$  em função da corrente de saída normalizada e um  $\psi_2$  fixo (Fonte: [36]).

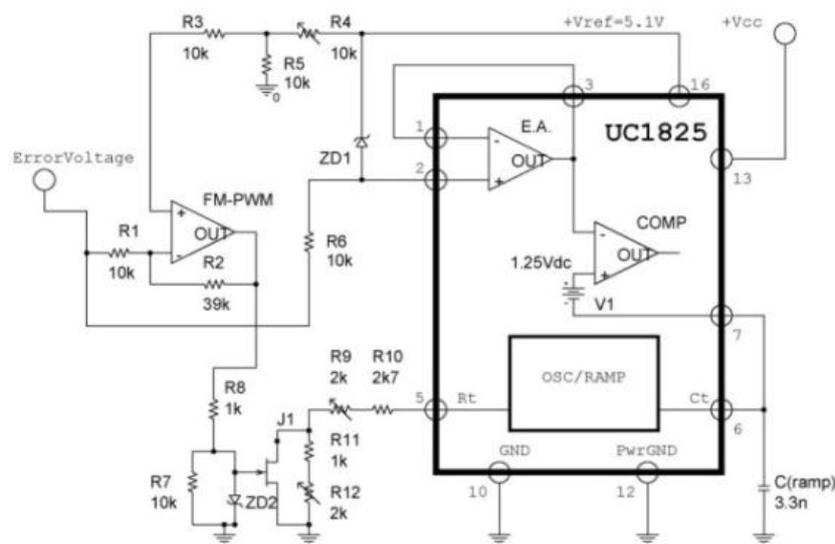


Figura 3.18 – Exemplo de um circuito de regulação com operação mista FM/PWM (Fonte: [36]).

Quando a regulação necessita de incluir níveis muito altos e muito baixos de potência, a combinação FM/PWM é aplicável (como demonstrado em [45]). Um exemplo de implementação do controlo misto FM/PWM é mostrado na Figura 3.18. O oscilador interno deste regulador PWM é controlado externamente, permitindo uma regulação por frequência para os erros mais elevados de tensão.

## 3.2.2 Controlo Instantâneo do conversor SLSR

### 3.2.2.1 Balanço Energético

Considera-se que, à malha de ressonância série  $L_r C_r$ , é aplicada uma tensão de excitação  $V_{LC}$  que pode ser entendida como a diferença instantânea entre as tensões  $v_s$  e  $v_o$  (Figura 3.19). No caso duma ligação com um transformador não idealmente acoplado (como no caso da transferência de energia sem contacto) a amplitude  $v_o$  não é igual à tensão transformada de saída, mas em [37] é mostrado que este valor pode ser recalculado.

A tensão de excitação  $V_{LC}$  aplicada a malha LC ( $v(C_r)+v(L_r)$ ) é  $V_{LC1} > 0$  durante o intervalo  $\psi_1$  (Figura 3.16) e  $V_{LC2} < 0$  durante o intervalo  $\psi_2$ . Quando é conveniente, as variáveis normalizadas (angulares)  $\psi_1, \psi_2$  e  $\omega t$  são substituídas pela variável de tempo  $t$ .

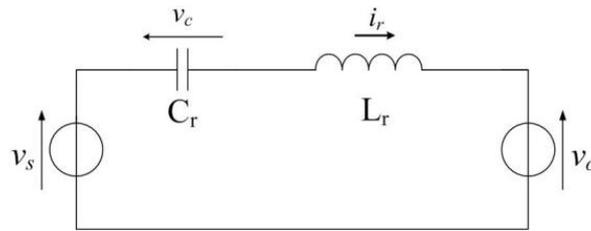


Figura 3.19 – Circuito equivalente do conversor de potência SLSR simplificado (Fonte: [36]).

Na operação em regime estacionário a energia  $\Delta\epsilon_{LC}$  do tanque LC é igual a zero no início e no fim de cada meio período de operação. A corrente cresce desde zero e carrega energia no tanque até  $t_1$  (Figura 3.14). Esta energia é descarregada após  $t_1$  até ao fim do meio período de operação.

$$\Delta\epsilon_{LC} = \int_0^{t_1} V_{LC1} i_r dt + \int_{t_1}^{\frac{T_{sw}}{2}} V_{LC2} i_r dt = 0 \quad (25)$$

A variação de energia  $\Delta\epsilon_{LC}$  é definida como 0, já que a porção de energia extraída da fonte de tensão de entrada  $E_s$  é exactamente igual à porção de energia entregue à fonte de tensão de saída  $V_o$ . Se for necessário aumentar a energia no tanque, o circuito será comandado por um intervalo de condução  $\psi_1$  mais alargado (maior do que o necessário para o regime estacionário)

e assim  $\Delta\varepsilon_{LC}$  será positivo. Quando a energia tiver de diminuir, então  $\psi_I$  é diminuído e  $\Delta\varepsilon_{LC}$  será negativo.

Nos instantes em que a corrente cruza 0 (Figura 3.14) a energia total do tanque de ressonância equivale apenas à energia do condensador de ressonância  $\frac{C_r v_{c\max}^2}{2}$ . Assim sendo, o máximo da tensão do condensador pode ser utilizado para determinar essa energia [44]. Integrando a expressão (25), ela pode ser escrita como:

$$\Delta\varepsilon_{LC} = V_{LC1} [v_c(t_1) - v_c(0)] C_r + V_{LC2} \left[ v_c\left(\frac{T_{sw}}{2}\right) - v_c(t_1) \right] C_r \quad (26)$$

Como mostrado na Figura 3.14, o primeiro valor máximo da tensão do condensador de ressonância é negativo:  $v_c(0) < 0$  e o máximo seguinte  $v_c\left(\frac{T_{sw}}{2}\right) = v_c(x_0) > 0$  é positivo. De agora em diante serão usados os valores absolutos, isto é,  $v_{c\max1} = \text{abs}[v_c(0)]$  e  $v_{c\max2} = \text{abs}\left[v_c\left(\frac{T_{sw}}{2}\right)\right]$ :

$$\Delta\varepsilon_{LC} = C_r [V_{LC1} [v_{c\max1} - v_c(t_1)] + V_{LC2} [v_{c\max2} - v_c(t_1)]] \quad (27)$$

Os valores de excitação  $V_{LC}$  podem ser escritos nas suas formas normalizadas [44]:  $V_{LC1} = 1 - q$  e  $V_{LC2} = -1 - q$ . A tensão normalizada de saída  $q$  deve ser constante durante um período de comutação e assim sendo, a variação de energia no condensador de ressonância (na sua forma normalizada) é:

$$\Delta\varepsilon_C^N \left( 0, \frac{T_{sw}}{2} \right) = 2v_c(t_1) - q(v_{c\max1} + v_{c\max2}) \quad (28)$$

A expressão (28) inclui a tensão do condensador  $v_c(t_1)$  à qual os interruptores que estão a conduzir deixam de o fazer ( $t_1$  corresponde ao ponto  $x_k$ ). A equação também inclui a amplitude previamente medida  $v_{c\max1}$  e a necessária amplitude seguinte  $v_{c\max2}$  que pode variar se for necessário variar a porção de energia. Durante o incremento da potência de saída, as porções de energia devem crescer. Por outro lado, durante a redução da potência de saída, as porções de energia devem decrescer.

No caso da transferência de potência sem contacto, a operação do conversor é descrita pela mesma expressão (28) onde  $v_{c\max1}$  e  $v_{c\max2}$  correspondem às amplitudes da tensão do conversor de ressonância no primário [37]. Nesse caso, a tensão de saída normalizada  $q$  em (28) será substituída pelo valor corrigido  $q^T = Kq$ , onde  $K$  é o factor de acoplamento magnético da ligação magnética não ideal.

### 3.2.2.2 Estratégia simplificada para regulação

É importante escolher uma variável conveniente cujo valor instantâneo possa ser um bom indicador da energia transferida em cada meio período no conversor SLSR. No conversor *hard switching* com regulação por modo de corrente, a corrente da bobina transferindo as periodicamente repetidas porções de energia é o indicador instantâneo da potência. Considerando que os processos de ressonância não são assim tão simples, a regulação por modo de corrente não é aplicável directamente no conversor SLSR. Por exemplo, o valor pico da corrente de ressonância não corresponde à máxima energia armazenada na malha de ressonância.

Ao contrário do que se passa nos conversores *hard switching*, o conversor SLSR apresenta características de saída semelhantes a uma fonte de corrente. Neste caso, a variável interna que mais se adequa é a tensão, pois é proporcional à porção de energia. Esta variável é a tensão do condensador de ressonância  $v_c$ , já que reflecte proporcionalmente a corrente de ressonância integrada durante cada meio período de operação. O valor desta variável corresponderá à quantidade de energia em circulação no tanque de ressonância. O comando de comutação será produzido quando a tensão do condensador de ressonância medida for igual ao valor  $v_c(t_1)$  previamente calculado, se esta tensão garantir (prever) o valor final  $v_{cmax2}$ . Do ponto de vista da regulação, a única variável controlável que os interruptores de potência podem comutar é a corrente nos transístores. Ao mesmo tempo, controlando a corrente de condução, os transístores controlam a carga do condensador de ressonância. O intercâmbio de energia indutiva e capacitiva não permite uma medição fácil da energia total em cada momento, mas a mesma pode ser facilmente medida nos pontos onde a corrente de ressonância cruza 0.

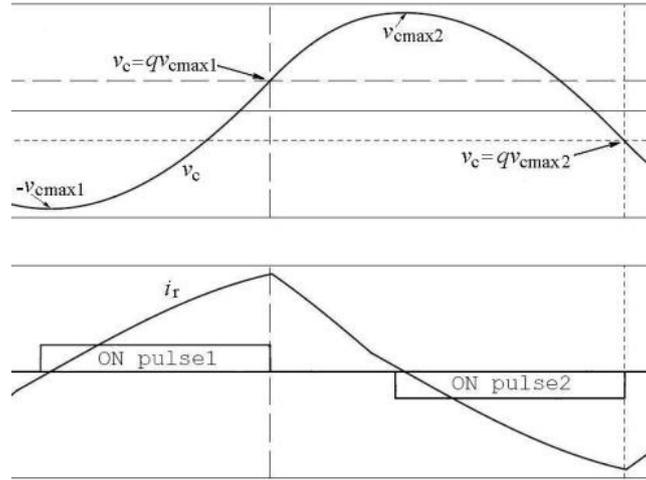
O conversor SLSR pode manter o seu funcionamento em regime estacionário durante um longo período de tempo (isto é, muitos períodos de comutação) se não existirem variações na carga nem nos parâmetros da fonte de potência de entrada. Nesse caso  $v_{cmax1}$  e  $v_{cmax2}$  são iguais e o transístor deve desligar-se em:

$$v_c(t_1) = qv_{cmax} \quad (29)$$

Na Figura 3.20 o instante de tempo em que a condução do transístor é desligada é definido pela amplitude anterior  $v_{cmax1}$  e pela próxima amplitude da tensão do condensador desejada  $v_{cmax2}$ .

Os gráficos da Figura 3.20 ilustram a equação em regime estacionário (29). Para manter as amplitudes da tensão do condensador de ressonância  $v_{cmax}$  inalteradas, é necessário forçar o instante de desligação segundo ditado pela equação (29). O método de regulação necessita de

um cálculo multiplicando a tensão de saída normalizada  $q$  pela última amplitude de tensão do condensador de ressonância medida.



**Figura 3.20 – Instante em que a corrente de ressonância é desligada no conversor SLSR (Fonte: [36]).**

O processo de transição dum nível de potência de saída mais baixo, como no regime estacionário inicial, para um nível de potência mais alto requererá várias porções adicionais de energia fornecidas pelo tanque de ressonância. O erro de tensão amplificado (proporcional à diferença entre a tensão de saída realmente obtida e a desejada) irá definir as porções de energia necessárias para a transição (como acontece no controlo por modo de corrente).

A exigência dum incremento positivo  $\Delta\varepsilon_{LC}$  nas porções de energia corresponde a um maior consumo de potência à saída. A acção de controlo é desligar o transistor (ou diacronal) num certo nível  $v_c(t_1)_{new}$  que será maior (adicionando a energia normalizada  $\Delta\varepsilon_{LC}^N$ ) que o valor  $qv_{cmax1}$ , necessário para a operação em regime estacionário.

$$v_c(t_1)_{new} = qv_{cmax1} + \Delta\varepsilon_{LC}^N = qv_{cmax2} \quad (30)$$

A expressão (30) pode ser simplificada de maneira a ser melhor aplicada à implementação prática. O incremento de energia normalizada  $\Delta\varepsilon_{LC}^N$  é apresentado em (31) como um incremento de tensão  $\Delta v_{cmax1}$ .

$$v_c(t_1)_{new} = qv_{cmax1} + q\Delta v_{cmax1} = q(v_{cmax1} + \Delta v_{cmax1}) \quad (31)$$

O cálculo de (31) consiste em memorizar o valor da amplitude da tensão do condensador de ressonância  $v_{cmax1}$ . Este valor é mantido até a amplitude seguinte ser lida, isto é,  $v_{cmax2}$ . Durante esta memorização o valor  $v_{cmax1}$  é multiplicado por  $q$ . De seguida a tensão  $q\Delta v_{cmax1}$  (proporcional ao sinal de erro da tensão de saída) é adicionada. O valor  $v_c(t_1)_{new}$  calculado é

então entregue ao comparador. Quando a tensão do condensador de ressonância atinge a referência  $v_c(t_I)_{new}$  a corrente no transistor é desligada de acordo com o processo ilustrado pela Figura 3.20. Após esta desligação da corrente, espera-se que a tensão do condensador de ressonância atinja a nova amplitude  $v_{cmax2}$ . Este processo é limitado pela já desenvolvida forma de onda anterior  $v_c$ . O valor máximo  $v_c(t_I)_{new}$  (entregue ao comparador) não pode ser superior ao valor inicial  $v_{cmax1}$ . Isto significa que a transição só estará completa ao fim de alguns meios períodos.

### 3.3 Síntese

A revisão bibliográfica efectuada demonstrou a viabilidade dos conversores de ressonância no método de transmissão de potência por acoplamento indutivo ICPT. A análise, que se baseou principalmente em [36], [37], [38] e [39], prova que este tipo de conversores é talvez o único a assegurar uma eficiência satisfatória.

De entre as diversas topologias de circuitos de ressonância abordadas, o SLSR revelou-se o mais eficiente e parte-se do princípio que quanto mais eficiente melhor, por isso este conversor de potência foi o mais profundamente analisado e considerado para a implementação prática. Como foi referido, espera-se uma alta fiabilidade e baixo custo de manutenção devidos às suas capacidades para uma comutação suave, operação em alta frequência e baixo volume e peso.

Quanto à estratégia de controlo, o novo método de Controlo Instantâneo mostra-se promissor na medida em que revela que utilizar a tensão do condensador de ressonância como variável interna em vez da corrente da bobina de ressonância (opção dos métodos clássicos) traz vantagens ao nível da rapidez e da simplicidade de processos.

# CAPÍTULO 4

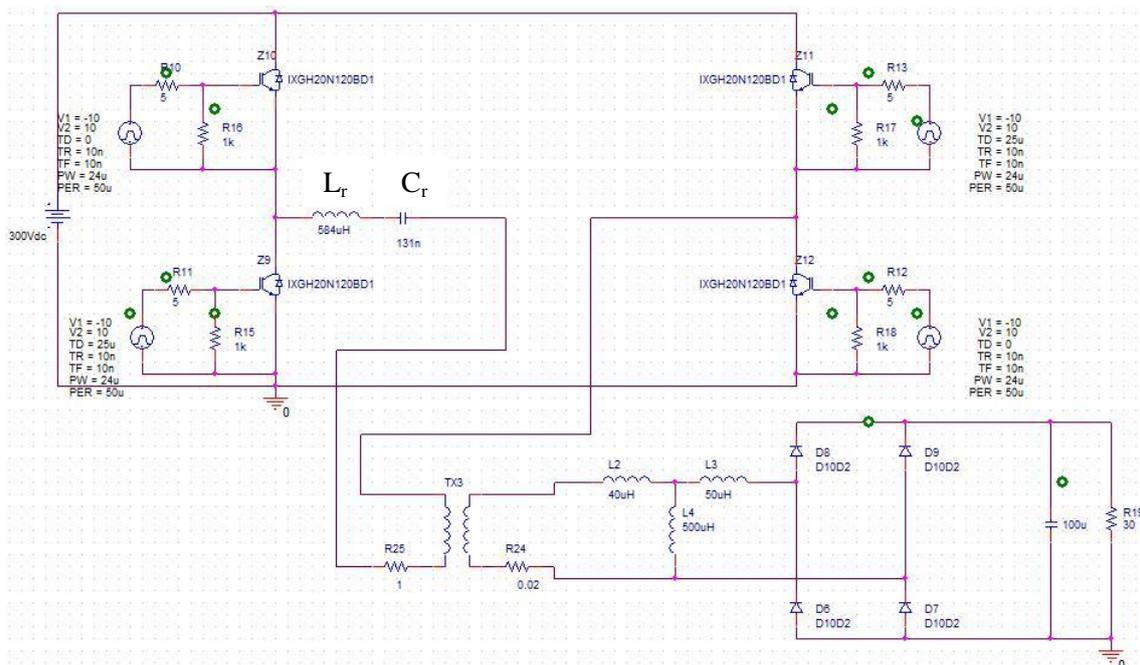
## Simulações

***Sumário:***

O objectivo deste capítulo é comparar, através de simulações, o comportamento do conversor de ressonância de ponte completa (que já provou ser o ideal para a transmissão de energia sem contacto) com o conversor que faz uso de meia ponte.

## 4.1 Conversor de ressonância de ponte completa

O circuito da Figura 4.1 é semelhante ao circuito genérico da Figura 3.3. O que se pretende é comparar o seu funcionamento com o funcionamento de um conversor de meia ponte. Isto porque surgiu a oportunidade de basear o conversor a testar num conversor existente de meia ponte de 2 kW para actuadores piezoeléctricos produzido pela APRONEX Ltd. em Gabrovo, Bulgária. A construção dum conversor de potência, que incluiria o circuito de potência o circuito de controlo e o circuito magnético, seria um processo bastante demorado e para além disso, o conversor da APRONEX dispõe de protecções ao circuito muito importantes na fase de testes e que seriam impossíveis de implementar no tempo de uma dissertação de mestrado.

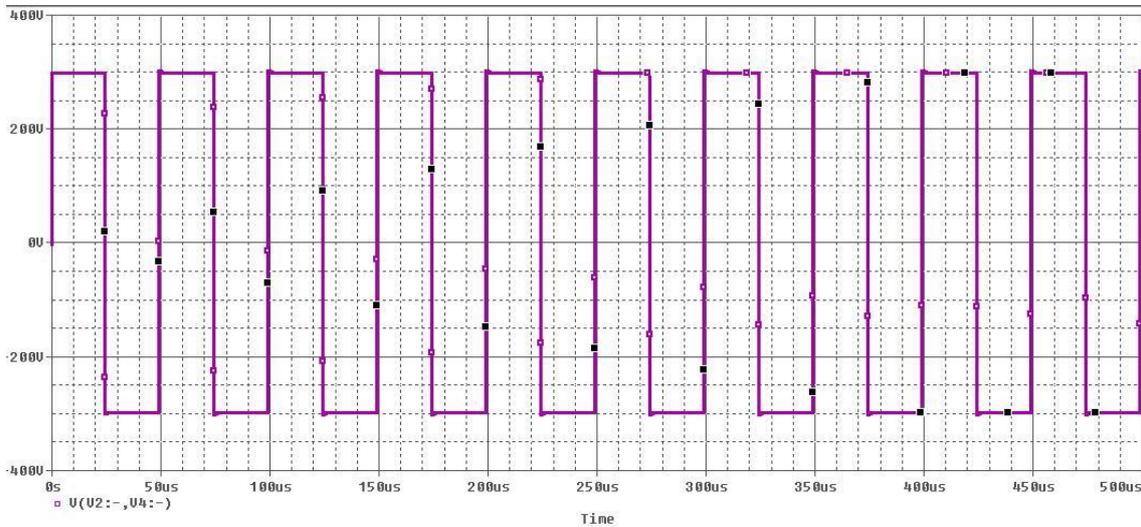


**Figura 4.1 – Esquema do conversor DC-DC de ressonância de ponte completa com compensação série no primário.**

Na Figura 4.1 podem observar-se os interruptores identificados por Z9, Z10, Z11 e Z12. São IGBT's com díodos de recuperação rápida. Estes díodos evitam que a lenta recuperação dos IGBT's provoque curto-circuitos na ponte. Observa-se também que associado a cada interruptor está um gerador de pulsos. Como só se pretende testar o funcionamento do circuito de potência, o controlo aqui é inexistente, existindo apenas a preocupação de ligar as diagonais condutoras em instantes alternados no tempo. As resistências R24 e R25 foram necessárias para ultrapassar o problema de não convergência das equações diferenciais do simulador. O transformador TX3 apenas simula a relação entre espiras e como qualquer coeficiente de acoplamento magnético  $K$  menor que 1 originava erros de simulação, foram adicionadas as bobinas L2, L3 e L4 para alterar  $K$ . A frequência de ressonância utilizada no circuito da Figura 4.1 é

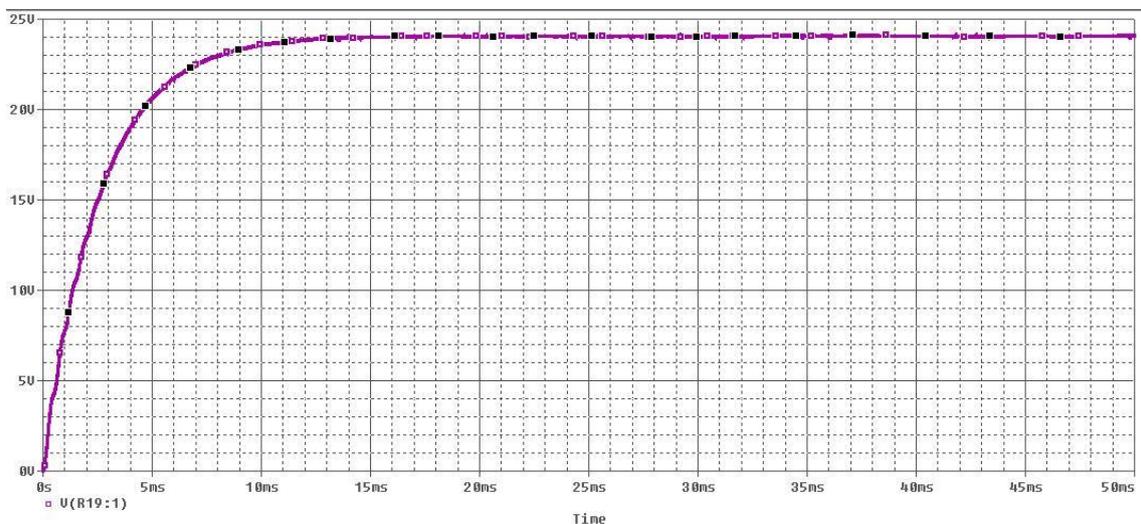
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{584\mu H \times 131nF}} \approx 18kHz, \text{ pois o conversor da APRONEX permite}$$

frequências de operação entre 17,5 e 28 kHz e a frequência de operação tem de ser ligeiramente superior à frequência de ressonância, como demonstrado no Capítulo 3.



**Figura 4.2 – Forma de onda da tensão simulada aos terminais da malha de ressonância do conversor de ponte completa.**

A tensão sobre a malha de ressonância é ilustrada na Figura 4.2. Tal como esperado a forma de onda da tensão é quadrada, devido aos instantes intercalados em que os interruptores conduzem a tensão de 300 V. A configuração da ponte faz com que os valores oscilem entre o mínimo de -300 V e o máximo de 300 V.



**Figura 4.3 – Forma de onda da tensão de saída do conversor de ponte completa.**

A forma de onda da tensão de saída é apresentada na Figura 4.3. Verifica-se que ao fim de 12 ms de funcionamento se atinge a tensão de 24 V na carga. Valor indicado para o carregamento de baterias como concluído no Capítulo 2.

## 4.2 Conversor de ressonância de meia ponte

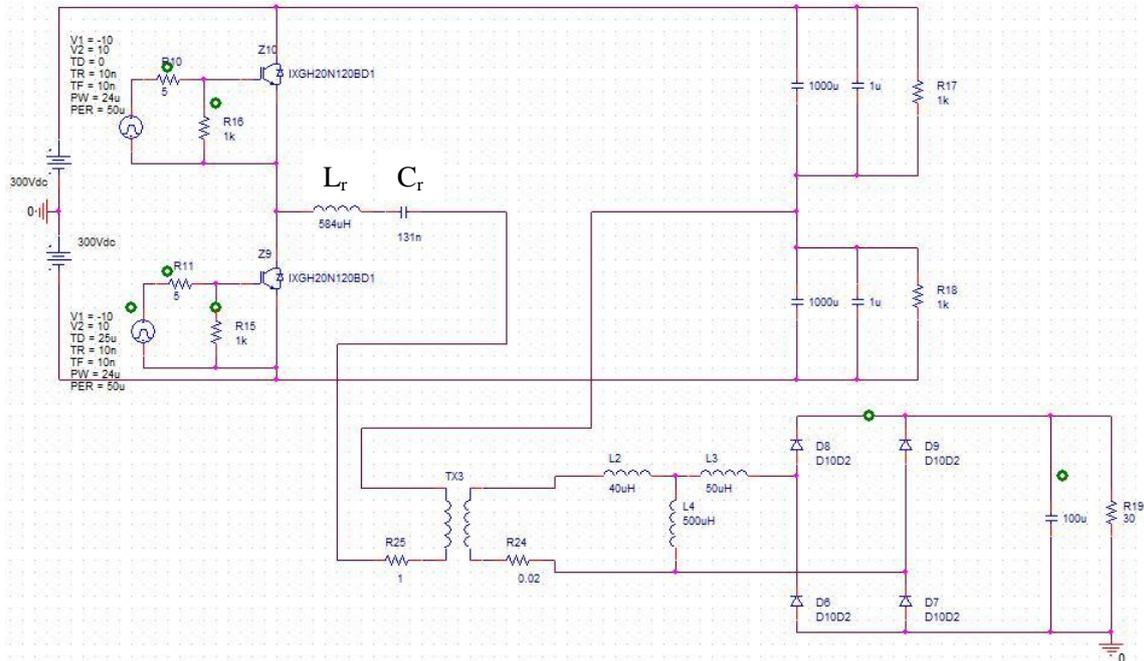


Figura 4.4 – Esquema do conversor DC-DC de ressonância de meia ponte com compensação série no primário.

As diferenças desta configuração do conversor para a simulada no ponto 4.1 são a substituição dum dos braços da ponte (que consistia em dois interruptores) por condensadores como é observável na Figura 4.4 e também a adopção de tensão de alimentação bipolar para manter a tensão na malha de ressonância entre -300 e 300 V.

Os condensadores representados no lado direito da ponte da Figura 4.4, nomeadamente os que têm como capacidade 1000  $\mu\text{F}$ , não asseguram simetria no funcionamento do circuito, pelo contrário trazem ainda mais assimetria aos processos (em regime estacionário) de trocas de energia através do tanque LC. Como resultado deste desequilíbrio o nó entre os dois condensadores terá uma ligeira flutuação de tensão. Em cada meio período é retirada carga eléctrica a um dos condensadores e em parte, devolvida ao outro. É provocada alguma dificuldade em definir os valores correctos da tensão do condensador de ressonância.

Apesar das desvantagens conhecidas da operação em meia ponte, a forma de onda da tensão da malha de ressonância da Figura 4.5 é semelhante à forma de onda da Figura 4.2. A forma quadrada é garantida com a inclusão de condensadores em paralelo de 1  $\mu\text{F}$  que reagem mais rapidamente.

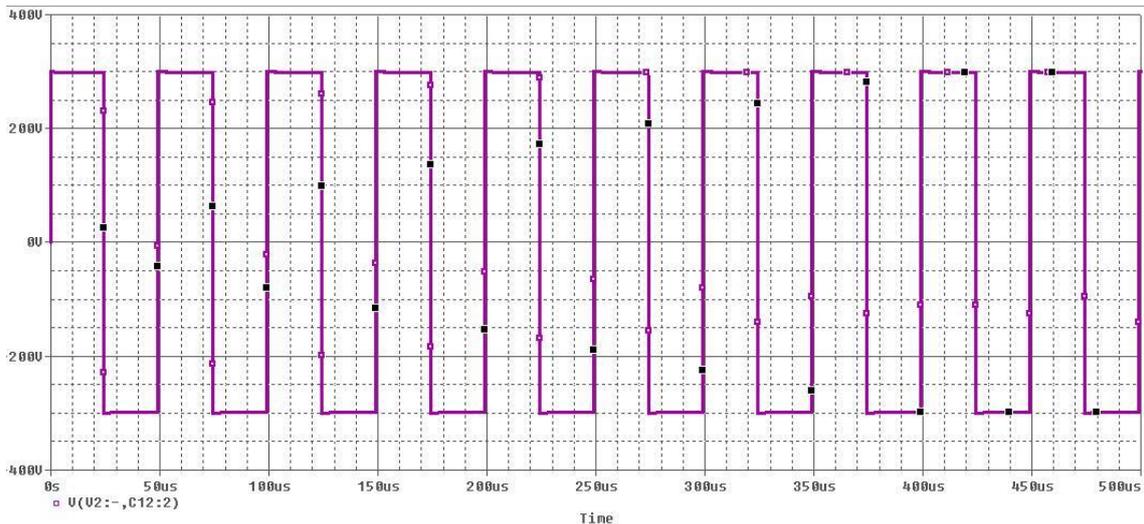


Figura 4.5 – Forma de onda da tensão simulada aos terminais da malha de ressonância do conversor de meia ponte.

Mantendo a mesma relação entre espiras  $N$  e o mesmo factor de acoplamento magnético  $K$  verifica-se que a tensão de saída desce aproximadamente 1 V o que, ainda assim, não impede a adopção da topologia de meia ponte.

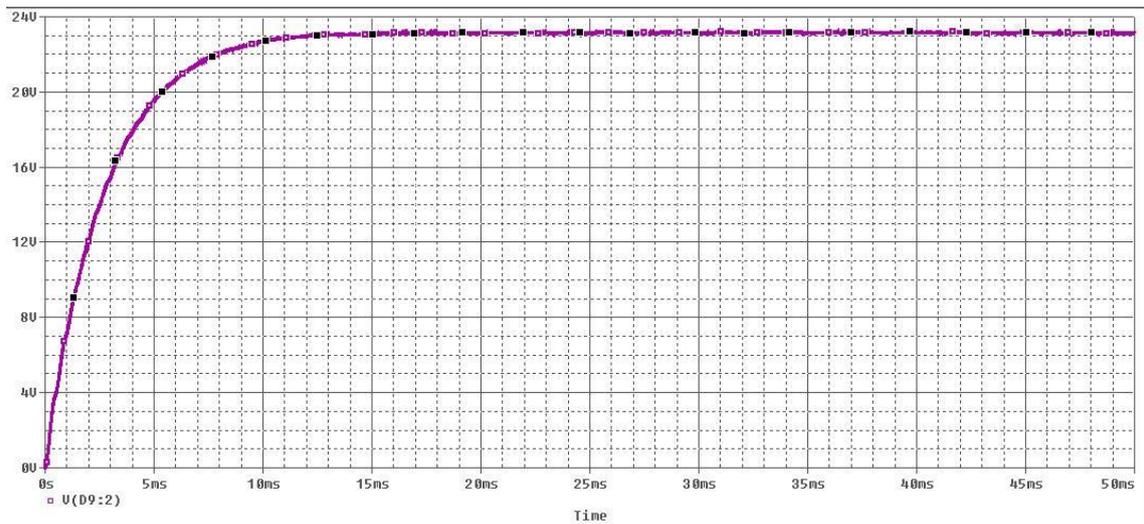


Figura 4.6 – Forma de onda da tensão de saída do conversor de meia ponte.

### 4.3 Síntese

Apesar de os conversores de ressonância de ponte completa apresentarem melhores resultados, foi provado que o comportamento do conversor de meia ponte não é significativamente inferior e que a sua eficiência continua a apresentar valores satisfatórios.

Pelo menos em simulações, não parecem existir diferenças significativas entre o conversor de meia ponte e o conversor de ponte completa, pelo que se utilizará o conversor para

actuadores piezoelétricos fornecido pela APRONEX Lda. Ainda assim, num futuro próximo, a própria APRONEX fornecerá um conversor de ponte completa para que se comprovem as (espectáveis) melhorias.

# CAPÍTULO 5

## Resultados experimentais

***Sumário:***

Neste capítulo é apresentado o método de medição de consumos adoptado. Os resultados são comparados com as medições iniciais. É descrito o projecto do conversor dos pontos de vista eléctrico e magnético, já que o transformador com acoplamento magnético relativamente baixo é optimizado. A estratégia de controlo também é alvo de verificação.

## 5.1 Medição do consumo total e dos consumos individuais dos principais componentes do veículo eléctrico objecto de estudo

### 5.1.1 Montagem da placa de resistências

Para medir o consumo de corrente ou se utilizariam sensores de Hall ou se media a queda de tensão sobre uma resistência conhecida. Escolheu-se a segunda hipótese. Em primeiro lugar porque é muito mais barato comprar resistências para todos os elementos do que um único sensor de Hall. Em segundo lugar porque os sensores de Hall precisam de ser alimentados e a adaptação do circuito pareceu mais complexa. Foram adquiridas resistências de baixo valor, nomeadamente de  $0,1 \Omega$ . Para os componentes mais consumidores foram utilizadas várias destas resistências em paralelo.

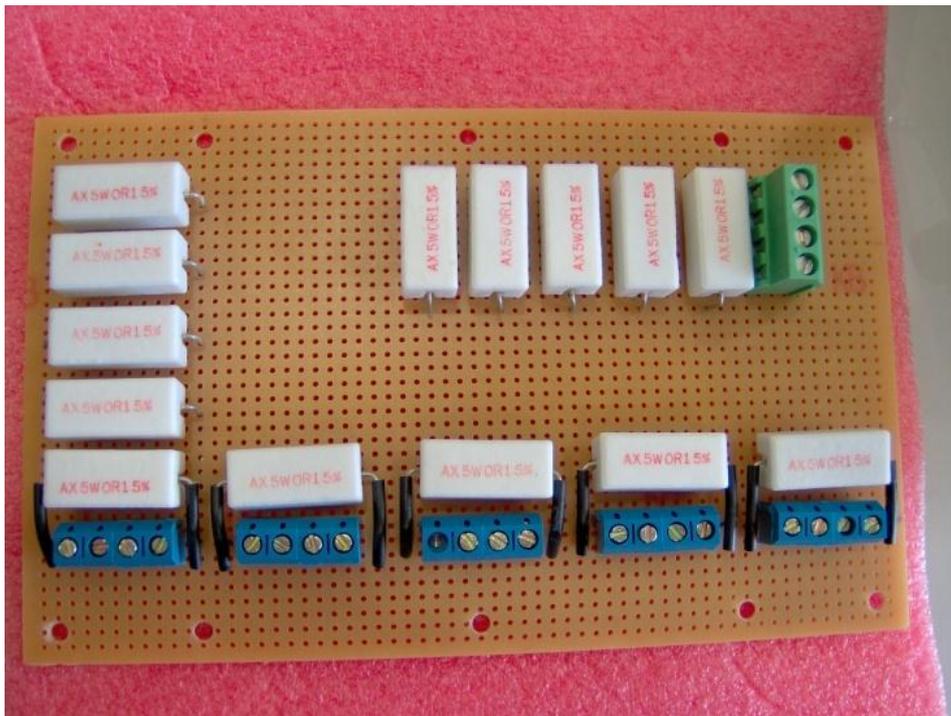
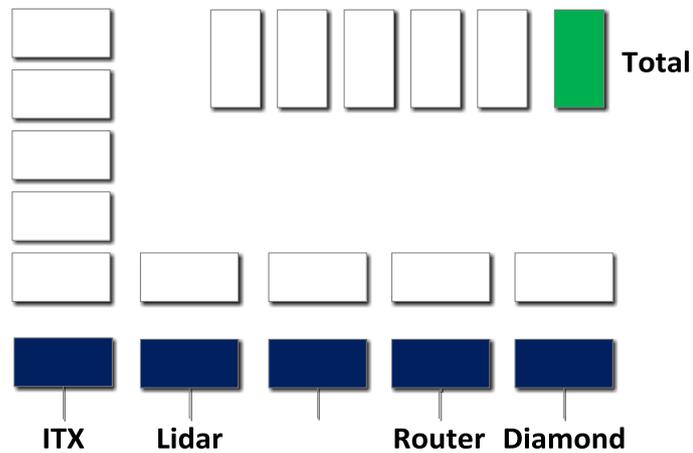


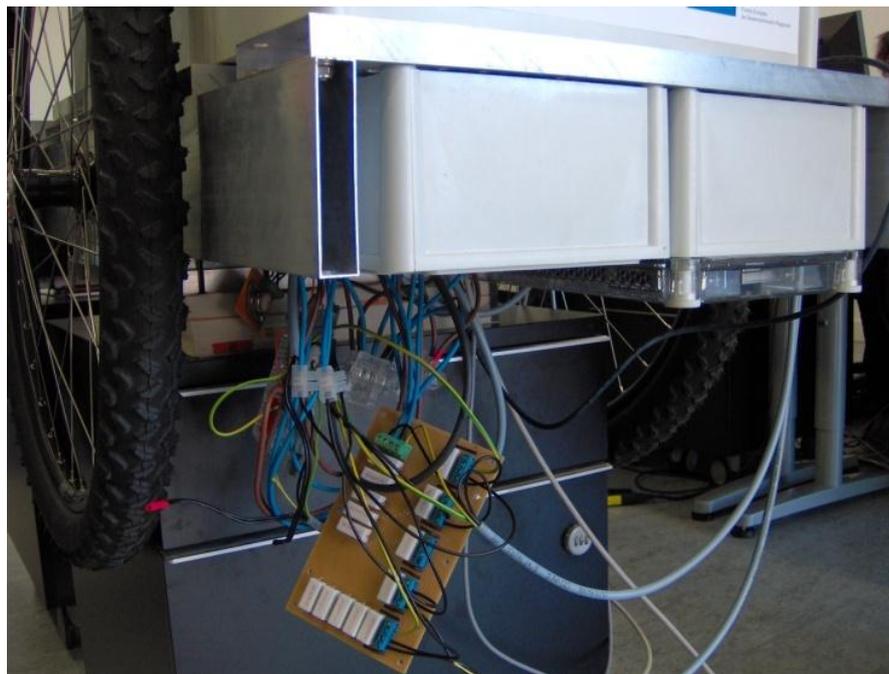
Figura 5.1 – Resistências utilizadas para medir consumos.

Na Figura 5.1 observam-se 1 grupo de resistências que utilizam ligadores verdes e 5 grupos de resistências que utilizam ligadores azuis. O grupo que utiliza ligadores verdes destina-se à medição do consumo total do circuito. Os grupos que utilizam ligadores azuis destinam-se à medição de consumos individuais. Note-se que um destes grupos é composto por 5 resistências em paralelo à semelhança do que acontece com o medidor total. Será utilizado para os consumos da placa ITX. As 5 resistências em paralelo têm o valor equivalente de  $0,02 \Omega$ . Desta forma a maior corrente que por elas passa não representa uma queda de tensão tão significativa como a que se obteria usando apenas 1 resistência de  $0,1 \Omega$ . Uma ilustração compactada das ligações da placa de resistências é apresentada na Figura 5.2.



**Figura 5.2 – Ilustração da placa de medição com rótulos.**

Na Figura 5.3 pode observar-se a placa de medição já instalada no robot. Se considerarmos a fonte de tensão como o ponto mais a montante do circuito e a massa como o ponto mais a jusante no caminho que a corrente descreve, a placa foi integrada tendo a jusante apenas a massa e a montante o circuito cujo consumo se pretende medir. Em teoria a corrente que atravessa o circuito não se perde e toda a que sai da fonte chega à massa, mas para se evitarem variações nas medidas devidas a pequenas flutuações dos valores de tensão nos pontos a avaliar, fixa-se um destes pontos à massa. Espera-se uma avaliação mais fiável.



**Figura 5.3 – Placa já instalada entre cada componente e a massa comum do circuito.**

Note-se também na Figura 5.3 a importância da compactação e da organização que deve caracterizar cada nova adição ao projecto para que seja possível integrar um considerável número de funções num espaço relativamente reduzido.

## 5.1.2 Implementação dos drivers do Player

### 5.1.2.1 O que é o Player?

O Player é uma interface de controlo de *hardware* de robots e sensores disponibilizado livremente pelo Projecto Player que actua sobre uma rede IP. É desenvolvido por uma equipa internacional de investigadores na área da robótica e permite a utilização, distribuição e alteração de todo o seu código numa forma gratuita. A arquitectura cliente/servidor do Player permite que os programas de controlo de robots possam ser escritos em qualquer linguagem de programação que suporte *sockets* TCP e em qualquer computador que tenha ligação ao robot. A sua estrutura modular permite actualizar e adicionar novas funções facilmente. O Player suporta ainda ligações concorrenciais de diversos clientes aos mesmos dispositivos. O cliente fala com o Player através de *sockets* TCP podendo ler dados de sensores, dar ordens a actuadores e alterar configurações do sistema.

Por todas estas características e por suportar uma grande variedade de sistemas físicos conhecidos, o Player é usado em larga escala em todo o mundo.

### 5.1.2.2 Como funciona o Player?

O servidor do Player disponibiliza uma interface abstracta para dispositivos relacionados com a robótica como estações base móveis e sensores entre outros. Para comunicar com estes dispositivos são utilizados *drivers* como os ilustrados na Figura 5.4.

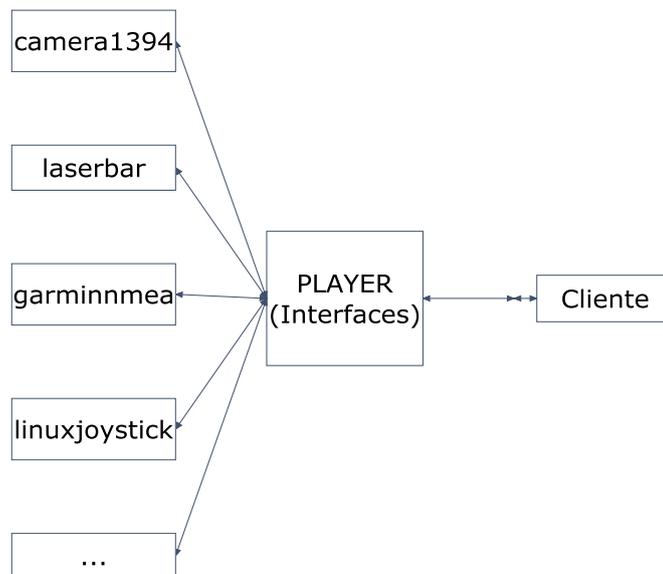


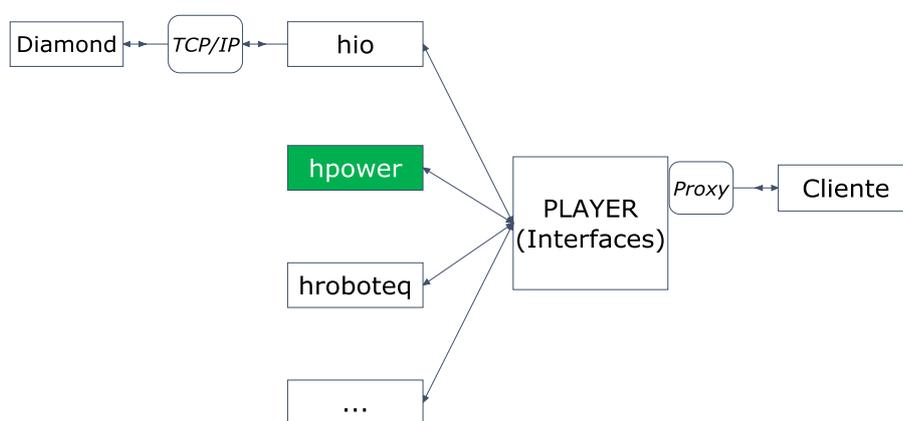
Figura 5.4 – Arquitectura do Player. As interfaces de acesso aos *drivers* são estandardizadas e o funcionamento destes torna-se transparente para o cliente.

A vantagem do Player é que oferece aos clientes interfaces estandardizadas para esses *drivers*. Por exemplo, um cliente pode estar a operar um robot com um determinado receptor de GPS (*Global Positioning System*) e mudar para outro robot com um receptor diferente que a arquitectura modular e a utilização da interface estandardizada ‘gps’ continuam a garantir o funcionamento de toda a rede de controlo.

Toda esta informação sobre o Player foi encontrada em <http://playerstage.sourceforge.net/> em 24 de Agosto de 11.

O objectivo passa então por criar um mecanismo que, fazendo uso das interfaces estandardizadas, pegue na informação sobre os consumos da parte informática e dos motores e a transforme em dados organizados e perceptíveis para o cliente. O consumo da parte informática está a ser medido, com o auxílio da já descrita placa de resistências, através da placa Diamond que também executa outro tipo de medições. Esta placa é controlada pelo driver ‘hio’ através de uma ligação TCP/IP, pelo que apenas se terá de alargar o domínio de leitura das portas da placa de aquisição de dados para que esta faça a leitura da tensão que cai sobre as resistências. Os motores estão a ser controlados pelo *driver* ‘hroboteq’ que já disponibiliza várias informações relativas aos mesmos, como os consumos instantâneos e o estado das baterias que os alimentam.

É necessária a criação dum *driver* que faça a união das duas leituras e trate os dados de maneira a satisfazer as solicitações do cliente. No futuro este *driver* será importante para a criação dum modelo de gestão de baterias permitindo monitorar os consumos instantâneos e as tensões nas baterias. Como se vê realçado na Figura 5.5 este *driver* foi designado por ‘hpower’.



**Figura 5.5 – Mapa dos *drivers* mais significativos para o tratamento de dados relativos ao consumo energético do veículo eléctrico.**

A aquisição de dados é Analógica/Digital e é feita com uma resolução de 16 bits, pelo que o que o *driver* ‘hio’ recebe são valores inteiros entre -65535 e 65536. O que se faz é utilizar uma função já disponibilizada pelo ‘hio’ para converter estes valores para tensões. Conhecendo as resistências da placa medidora, basta uma simples divisão para encontrarmos os valores de

corrente. O passo seguinte é fornecer os dados adquiridos ao *driver* 'hpower'. As amostras são recolhidas e enviadas de 200 em 200 ms enquanto o robot não for desactivado manualmente. Este processo está ilustrado na Figura 5.6.

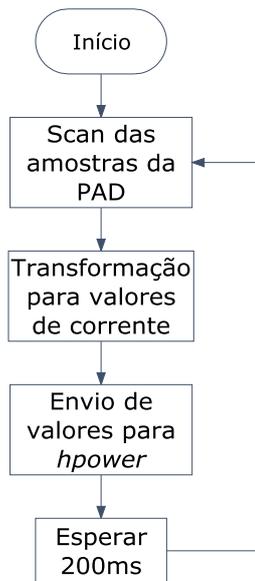


Figura 5.6 – Fluxograma do *driver* 'hio' no que diz respeito a consumos de energia da parte informática.

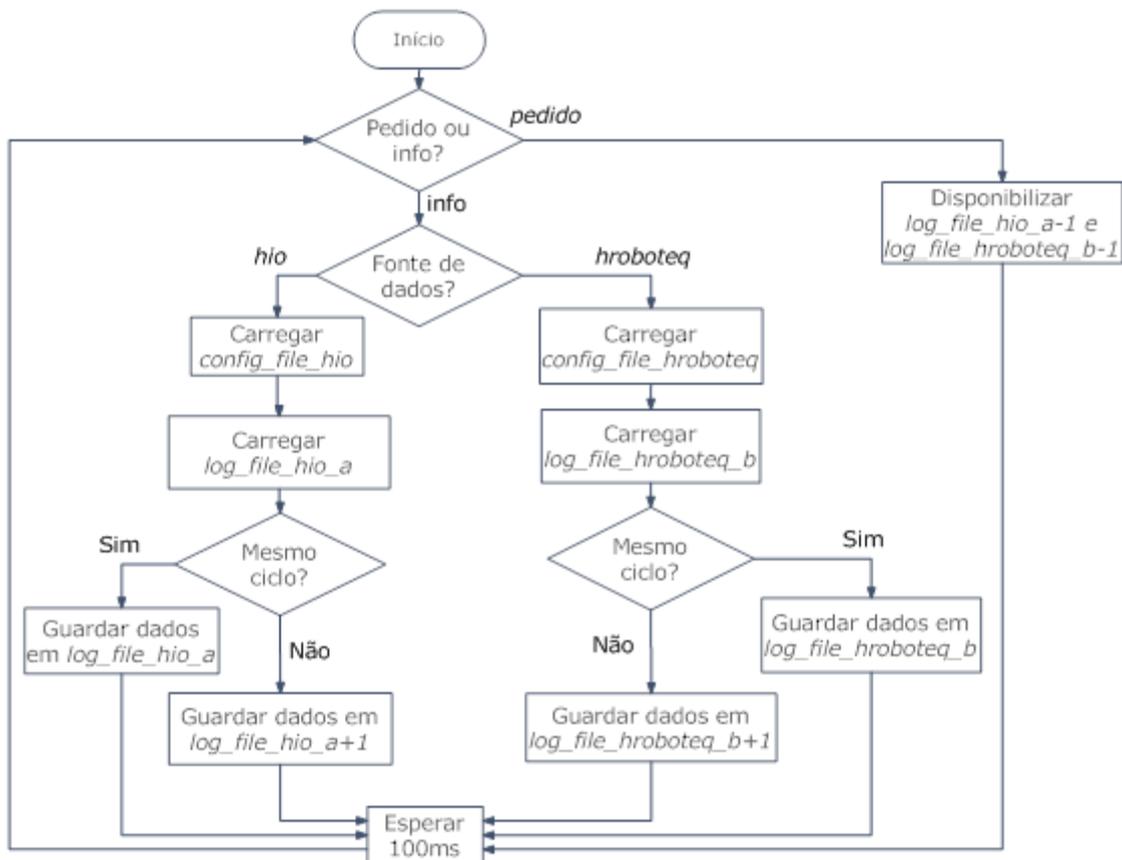


Figura 5.7 – Fluxograma do *driver* 'hpower'.

O *driver* ‘hpower’ tem como função pegar nas amostras fornecidas pelos *drivers* ‘hio’ e ‘hroboteq’ e criar ficheiros de registo do consumo do veículo. Os ficheiros são criados de cada vez que se muda de ciclo, isto é, é criado um novo ficheiro de cada vez que o veículo passa a estar à carga ou de cada vez que passa ao estado de consumo. Deste modo é possível detectar a deterioração das baterias ao longo do tempo, pois podem ser comparados apenas os ciclos de carga. Pode também ser analisado o consumo individual de cada componente do veículo em diferentes pontos no tempo, pois é adicionado a cada amostra um *timestamp*. Isto permite compreender o comportamento do robot também em diferentes ambientes e em diferentes tipos de solo.

O *driver* utiliza um ficheiro de configuração (*config\_file* na Figura 5.7) que guarda a identificação do ciclo actual e guarda também uma variável que identifica o ciclo como sendo de carga ou de descarga. A primeira decisão a tomar pelo *driver* prende-se com a manutenção ou não do ciclo. Se a amostra recebida revelar que o sentido da corrente se mantém o mesmo que as anteriores é porque se continua no mesmo ciclo de carga ou descarga (é utilizado o ficheiro de registo que já está aberto). Se o sentido da corrente se alterar, o ciclo mudou e é criado um novo ficheiro de registo. Claro que existe alguma margem de manobra e esta mudança não é feita a cada amostra de sinal contrário, mas sim ao fim de um intervalo de amostras estabelecido.

Caso seja feito um pedido ao *driver* ‘hpower’ (e um pedido significa requisitar dados do consumo ou da carga) é devolvido o último ficheiro fechado, ou seja, o último ciclo completo. Isto para que a análise a fazer seja mais pertinente. No fim o ‘hpower’ espera metade do tempo do ‘hio’ para que não se perca informação.

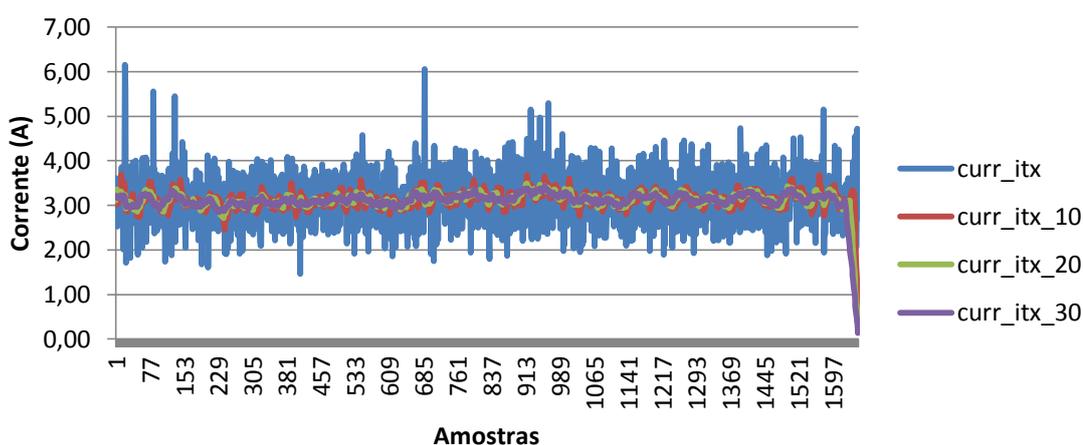
### **5.1.3 Resultados e comparação com medição inicial**

Um veículo eléctrico autónomo deve ser capaz de gerir a carga das suas baterias para que consiga deslocar-se à estação base no instante em que o seu estado de carregamento atinja níveis críticos. Uma boa gestão só se faz percebendo a cada instante qual o esforço energético que a máquina está a desenvolver. Os resultados apresentados seguidamente anunciam-se prometedores dado que se assemelham aos esperados e são obtidos numa forma perfeitamente autónoma e independente.

Em cada gráfico são apresentados valores de corrente consumida por cada membro do circuito em função dos valores recebidos pela placa de aquisição de dados. É certo que tratando-se de valores digitais, estes talvez impeçam a correcta percepção de picos de corrente que possam ocorrer, mas tenta contrariar-se esse inconveniente obtendo 5 amostras por segundo.

A linha azul da Figura 5.8 mostra que a placa ITX apresenta consumos que variam com as suas amostras entre 2 e 4 A grosso modo. Observando a linha vermelha, que é obtida fazendo sempre uma média em cada instante das 10 amostras seguintes, nota-se já uma absorção dos picos revelados pela linha azul. As linhas verde e lilás, que são obtidas fazendo uma média em cada instante das 20 e 30 amostras seguintes respectivamente, representam um valores mais constantes, mas menos realistas. Os picos evidenciados pela linha azul são praticamente anulados por estas médias. Constate-se que uma média com 30 amostras representa cerca de 6 segundos. Não são exactamente 6 segundos, pois atrasos na computação das amostras podem alterar ligeiramente este valor, mas são perto de 6 segundos.

É notório um consumo considerável deste componente que com uma corrente de 3,5 A exige uma potência  $P = 3,5A \times 24V = 84W$ . Nos picos chega a exigir  $P = 6,25A \times 24V = 150W$ .



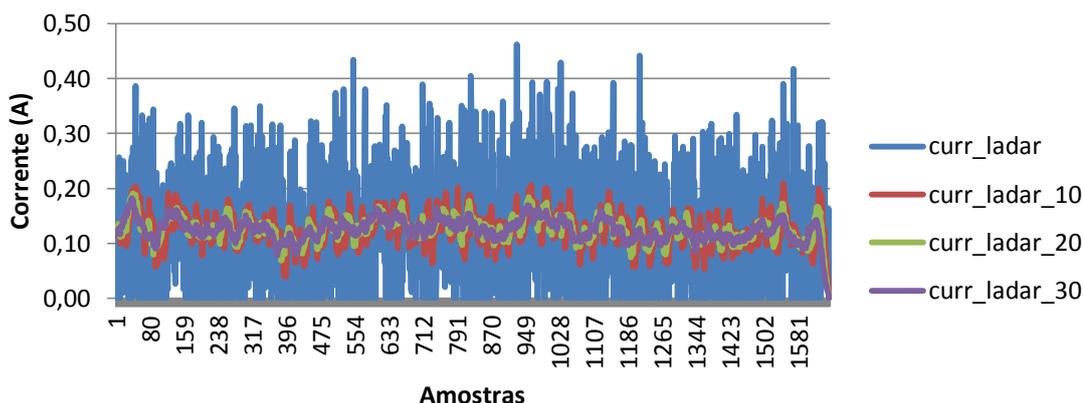
**Figura 5.8** – Gráfico que representa o consumo de corrente da placa ITX em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente.

O Lidar apresenta consumos muito inferiores à placa ITX. Mais uma vez os ensaios foram efectuados com praticamente todos os componentes em *standby*. Ou seja, com os motores parados ao Lidar não é exigida uma acção constante de detecção de obstáculos e ao router não é exigida uma constante comunicação com a estação base.

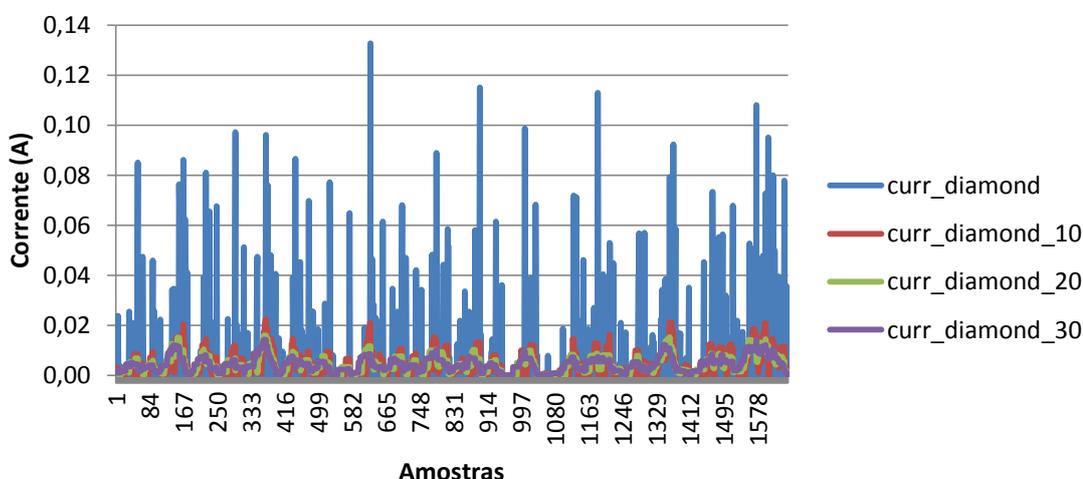
A corrente exigida pelo Lidar concentra-se à volta de 0,15 A, o que corresponde a uma potência de  $P = 0,15A \times 24V = 3,6W$ . Existem alguns picos acima de 0,4 A (ver Figura 5.9) que correspondem a potências superiores a  $P = 0,4A \times 24V = 9,6W$ .

A placa da Diamond Systems apresenta consumos abaixo dos esperados. Um consumo constante de  $P = 0,01A \times 24V = 0,24W$  parece improvável, ainda que o esforço despendido nesta altura fosse bastante reduzido. Pelo menos a aquisição das amostras relativas ao consumo que aqui se discute foi efectuada por este elemento. Os constantes picos apresentados pela linha azul

da Figura 5.10 associados ao cariz digital das amostras fazem crer que o resultado da análise não parece fiável. Testes mais aprofundados seriam necessários.



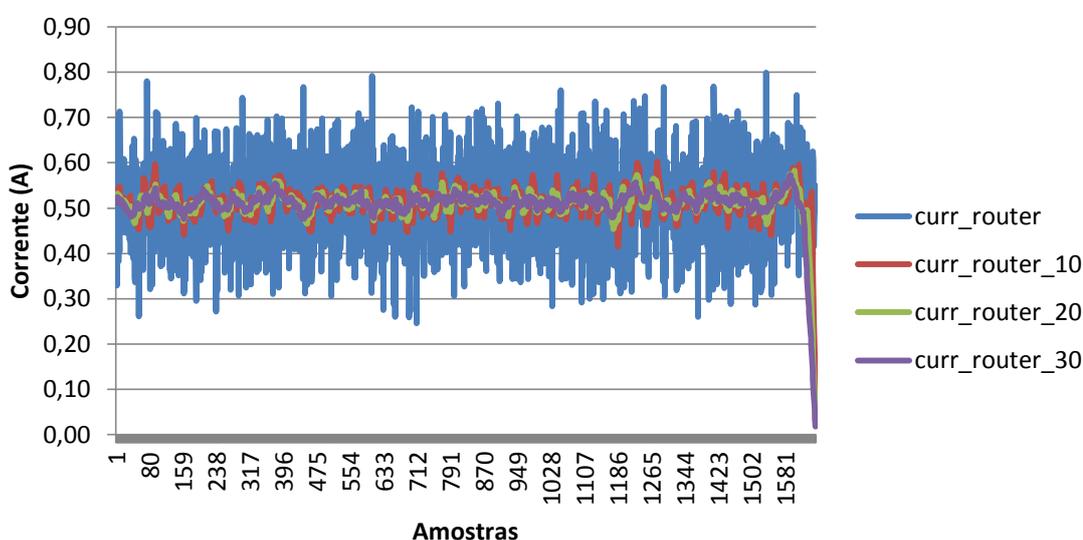
**Figura 5.9** – Gráfico que representa o consumo de corrente do Lidar em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente.



**Figura 5.10** – Gráfico que representa o consumo de corrente da placa Diamond em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente.

A Figura 5.11 mostra que o consumo do router ronda a potência de  $P = 0,5A \times 24V = 12W$ . É um consumo aceitável para este componente. Segundo as amostras representadas a azul a potência consumida varia entre  $P = 0,25A \times 24V = 6W$  e  $P = 0,8A \times 24V = 19,2W$ . Todas as grandes variações no que diz respeito ao valor das amostras pode ser e muito provavelmente é um erro de medição da placa de aquisição de dados. Não é muito verosímil que dispositivos em *standby* variem tanto os seus consumos de 200 em 200 ms. Pelo que os valores extremos não devam ser aceites sem desconfiança. Ainda assim nota-se que o valor médio varia pouco e que os picos apresentam-se tanto para cima como para baixo deste valor, pelo que se aceita a validade deste teste.

Apenas na medida dos consumos totais do circuito existe uma base de comparação com outro sistema. Neste caso um multímetro digital com capacidade de retenção de amostras. Às linhas das amostras e das médias já descritas nas figuras anteriores junta-se na Figura 5.12 uma média das amostras recolhidas pelo multímetro (apresentadas no Capítulo 2). Mais do que isso, adiciona-se um valor médio das amostras recolhidas pelo multímetro excluindo as fases de transitório.



**Figura 5.11 – Gráfico que representa o consumo de corrente do router em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente.**

Uma das desvantagens do método de medição proposto é que impossibilita a leitura de dados enquanto a placa de aquisição de dados não está operacional. Mas estes gastos podem ser estimados uma vez e admitida a sua repetição nas operações seguintes. É a componente dinâmica do consumo que se pretende acompanhar periodicamente.

Tanto a média das amostras totais da medição efectuada com o multímetro como a média das amostras excluindo a activação e a desactivação dos componentes principais do circuito (representadas respectivamente a laranja e a azul claro na Figura 5.12) apresentam um valor cerca de 2 A inferior ao obtido com a placa de resistências. Este facto pode ser explicado com o diferente ponto no tempo em que foram feitas as análises com os distintos métodos. Os testes podiam ser repetidos, mas o já assumido consumo máximo de 0,5 kW continua a dar uma margem mais do que suficiente para o projecto do conversor pelo que, para já, se aceitam estes resultados. Nota-se na Figura 5.12 que a exigência total de corrente é de cerca de 7 A. O que representa um consumo de potência da parte da informática de  $P = 7A \times 24V = 168W$  em vez do valor de 127 W calculado no Capítulo 2.

Para além da discrepância entre métodos de medida existe uma ligeira discordância entre a soma dos consumos de cada componente e o consumo total medidos pelo método proposto. Isto porque a medição individual não é feita a todos os componentes do circuito, mas apenas aos principais. A pouca credibilidade do resultado da medição do consumo da placa Diamond pode também contribuir para justificar esta diferença. Pensa-se que, se este valor fosse mais verosímil, a diferença encontrada quase que se anularia.

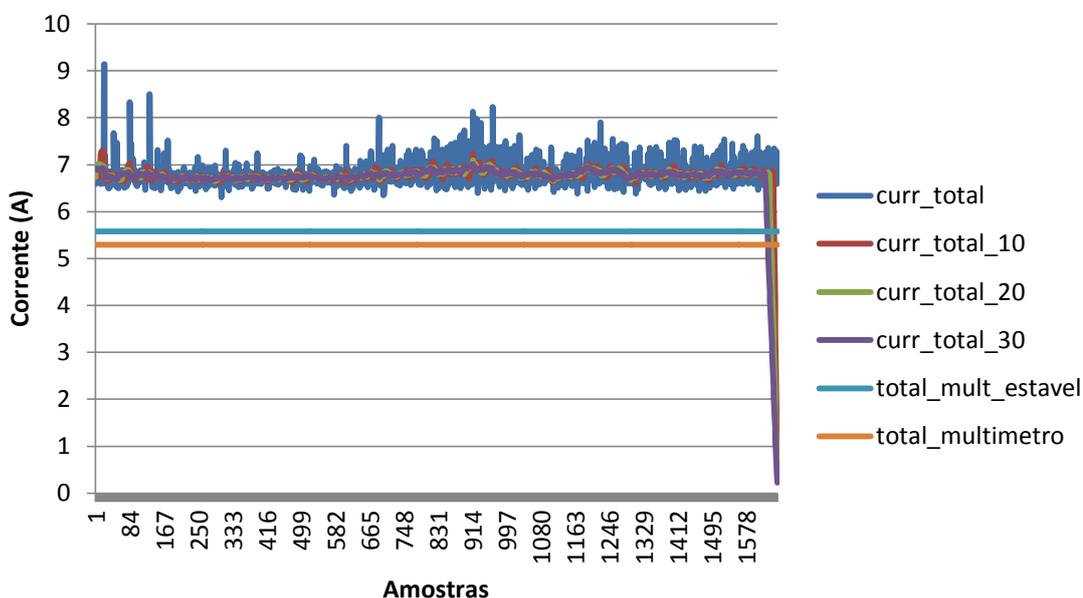


Figura 5.12 – Gráfico que representa o consumo total de corrente em função das amostras recolhidas. Os sufixos ‘10’, ‘20’ e ‘30’ representam médias feitas com as 10, 20 e 30 amostras seguintes respectivamente.

Todos os gráficos apresentados até aqui foram construídos com dados fornecidos pelo *driver* ‘*hio*’. O gráfico da Figura 5.13 foi construído com dados recolhidos pelo controlador dos motores e disponibilizados pelo *driver* ‘*hroboteq*’.

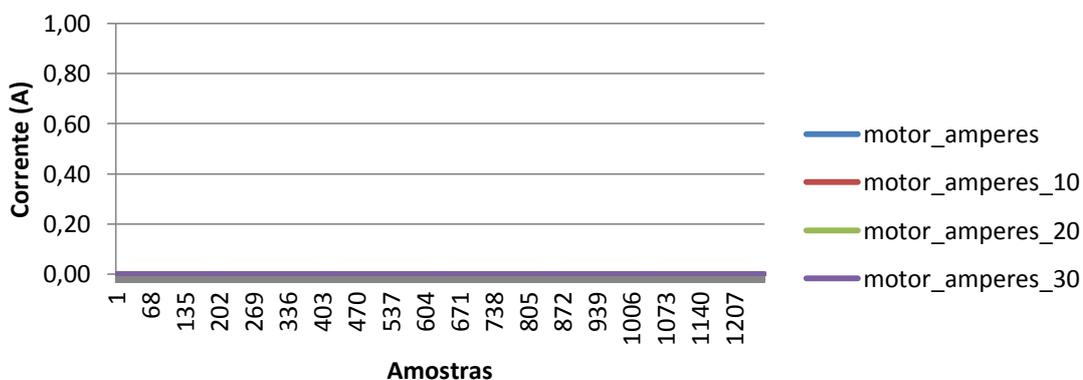


Figura 5.13 – Consumo de corrente apresentado pelos motores em *standby*.

Tal como esperado, estando o veículo parado, o seu consumo é nulo. É óbvio que não se podem tirar conclusões definitivas com este ensaio, dado que não se fizeram testes com o veículo em movimento, mas para já também não se pode refutar a viabilidade do método.

Duma maneira geral pensa-se que o método de medida aqui proposto pode ser importante para desenvolver num futuro próximo um sistema robusto de gestão de baterias de um veículo eléctrico. As amostras recolhidas correspondentes à queda de tensão sobre grupos de resistências carecem de mais tratamento informático na medida em que se só se obtiveram valores estáveis recorrendo a médias com um considerável número de amostras. Ora na realidade esta não é a melhor solução já que em cerca de 6 segundos (no caso de se utilizarem 30 amostras no cálculo da média) ou mesmo em cerca de 2 segundos (no caso de se utilizarem 10 amostras no cálculo da média) podem ocorrer variações importantes que serão ignoradas. Assim que este entrave for ultrapassado os valores recolhidos pela placa de aquisição de dados podem ser utilizados em toda a espécie de estatísticas relacionadas com a utilização do veículo. Será possível consultar os consumos ocorridos num determinado período de tempo ou associados a diferentes tipos de piso ou carga transportada. Este método não foi aprimorado por fugir ao âmbito principal do trabalho que é a implementação dum conversor de ressonância capaz de entregar potência sem fios, mas em trabalhos futuros será desenvolvido. Para já destina-se a dar uma ideia dos consumos de cada componente individual e isso consegue fazer.

## 5.2 Projecto e implementação do conversor de ressonância

Tendo como ponto de partida as conclusões do Capítulo 2 deste texto, de que o consumo do veículo eléctrico (HOLOS SA.) objecto de estudo tem um consumo estimado em 0,5 kW, pretende-se tornar possível o fornecimento sem fios de energia desta ordem de grandeza utilizando um conversor de potência com compensação de ressonância série. Esta topologia provou ser a melhor no Capítulo 3 desta dissertação, mas não será a única a ser considerada.

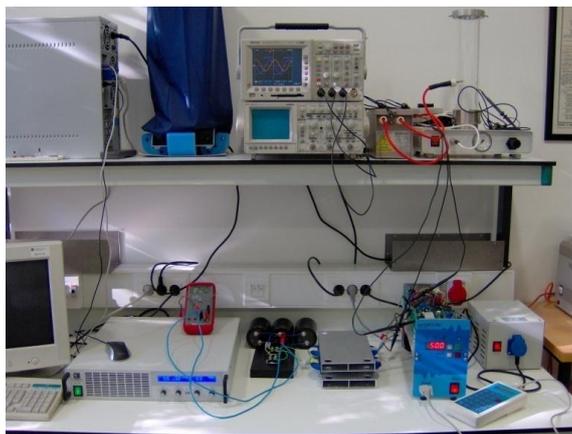
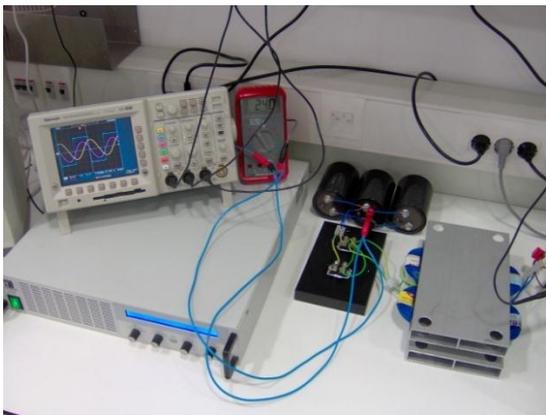


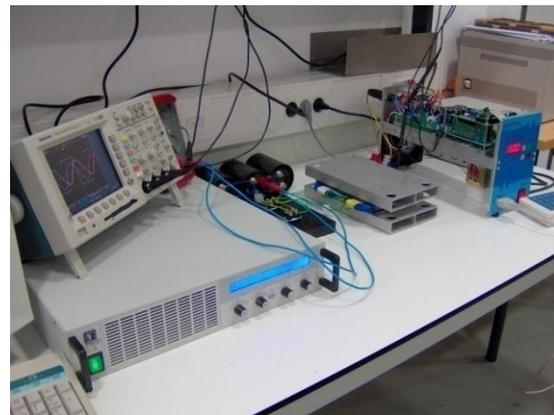
Figura 5.14 – Aspecto geral do conversor de ressonância funcionando em regime estacionário.

No Capítulo 4 deste trabalho concluiu-se que a adopção dum conversor de potência de meia ponte, apesar de não ser ideal, não é comprometedora e permite poupar bastante tempo. O conversor a testar foi então baseado num conversor para actuadores piezoeléctricos de 2 kW já existente fabricado pela APRONEX Lda. em Gabrovo, Bulgária. Pela natureza dos materiais piezoeléctricos, o conversor está preparado para entregar tensão. Como também se pretende carregar baterias, este comportamento do circuito terá de ser alterado para que se possa privilegiar a entrega de corrente.

O aspecto final da montagem é visível na Figura 5.14. O conversor está em funcionamento em regime estacionário. Nas Figura 5.15 e Figura 5.16 são perceptíveis as formas de onda medidas da tensão do condensador de ressonância e da tensão quadrada de alimentação aplicada a toda a malha de ressonância.

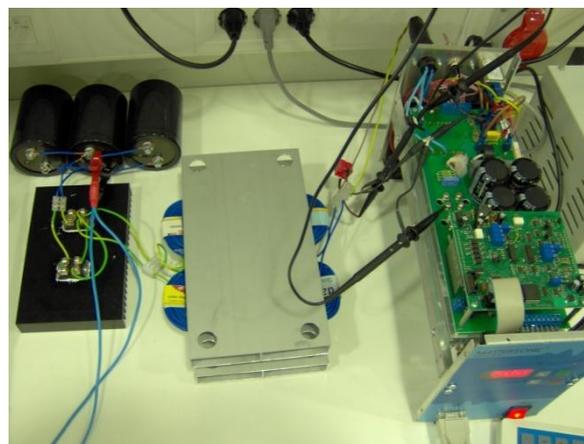


**Figura 5.15 – Conversor em regime estacionário com destaque para o secundário (ponte rectificadora, condensadores de filtragem e carga electrónica).**



**Figura 5.16 – Conversor em regime estacionário.**

A Figura 5.17 pretende destacar a colocação das pontas de prova no conversor da APRONEX já alterado.



**Figura 5.17 – Conversor em regime estacionário com destaque para a adaptação efectuada ao conversor da APRONEX Lda..**

Foram removidos todos os componentes específicos para a utilização com actuadores piezoeléctricos, a malha de ressonância com compensação em paralelo no primário foi retirada e foi substituída por uma malha de compensação em série. O resultado final assemelha-se ao circuito da Figura 5.18.

Nos pontos seguintes serão descritos os processos de construção dos circuitos eléctrico e magnético. As diversas opções tomadas serão detalhadas. A estratégia de controlo é, também ela, alvo de validação.

### 5.1.1 Construção do circuito eléctrico

As simulações efectuadas no Capítulo 4 deste documento aprovam a adopção do conversor da APRONEX e assim sendo, o primeiro passo foi verificar as formas de onda nos nós mais importantes do circuito e aferir a sua capacidade de entrega de potência.

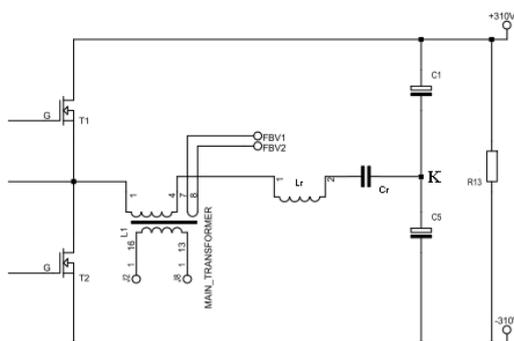


Figura 5.18 – Circuito de potência adaptado do conversor de ressonância (APRONEX Lda.).

A primeira medição de tensão foi feita em modo diferencial, sendo que uma ponta de prova foi colocada no nó entre  $T_1$  e  $T_2$  (Figura 5.18) e a outra no nó entre  $C_1$  e  $C_5$ .

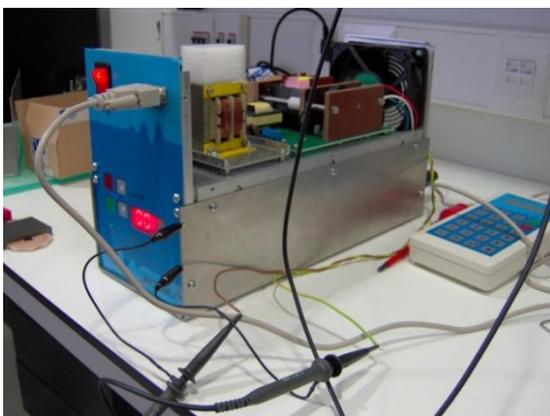


Figura 5.19 – Conversor da APRONEX à chegada ao laboratório. Medição da tensão fornecida sem carga nem qualquer tipo de adaptação.

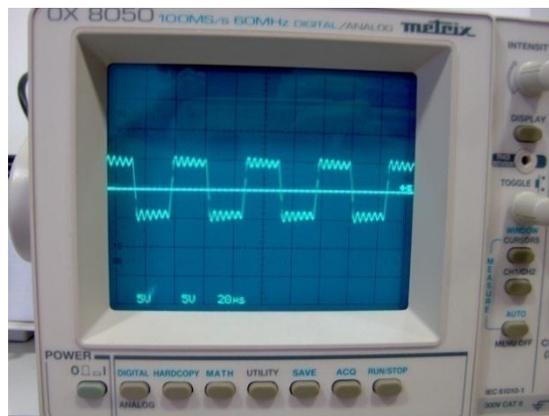


Figura 5.20 – Forma de onda da tensão fornecida pelo conversor sem carga nem qualquer tipo de adaptação.

Esta medição está ilustrada na Figura 5.19 e na Figura 5.20. Como se está a operar sem malha de compensação, sem transformador e sem carga, a tensão de entrada foi colocada num

valor baixo para se evitarem danos no material. Ainda assim é notória a forma quadrada (esperada) da tensão medida.

De seguida foi incluída a malha de compensação (condensador) em paralelo fornecida pelo fabricante e o transformador, mas a medição foi feita ainda sem carga. O resultado é mostrado na Figura 5.21 e na Figura 5.22. Como esperado, por acção do condensador, a forma de onda apresentada passou a descrever uma sinusóide. A sua maior amplitude deve-se ao incremento da tensão da fonte.

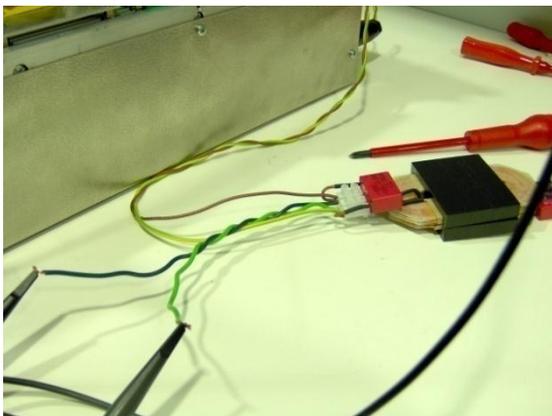


Figura 5.21 – Medição da tensão do condensador de ressonância de fábrica.

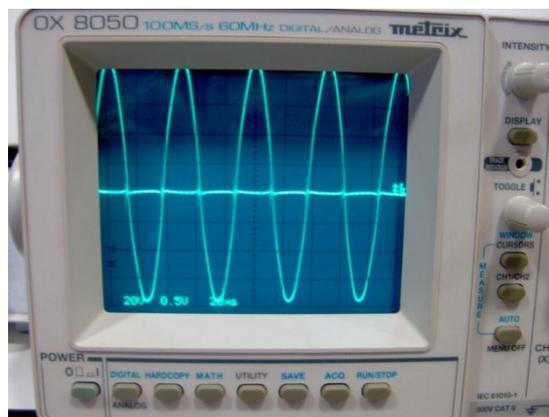


Figura 5.22 – Forma de onda da tensão do condensador de ressonância de fábrica.

O primário do conversor foi reconstruído no laboratório assemelhando-se agora ao circuito ilustrado na Figura 5.18, tendo apenas compensação de ressonância com condensador. O secundário, por outro lado, foi construído para manter a configuração apresentada como genérica na Figura 3.3.

A meia ponte do conversor de potência é construída com díodos anti-paralelos (díodos intrínsecos dos IGBT's) cuja resposta é algo lenta. Facto que contribui para formas de onda da corrente imperfeitas.

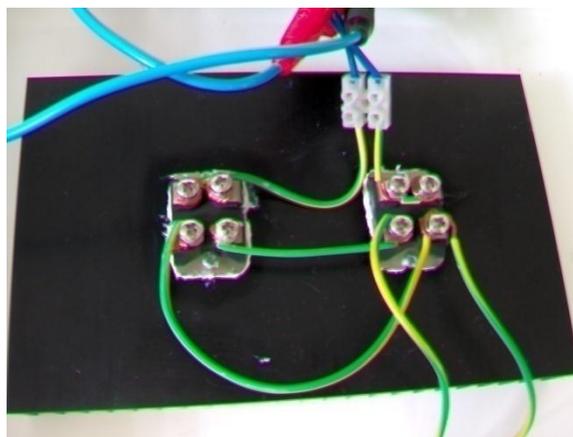


Figura 5.23 – Ponte de díodos rectificadora e dissipador de calor do secundário do transformador do sistema ICPT.

O conversor de potência não fez uso de circuitos impressos propositadamente para esta fase. Essa optimização será feita posteriormente aquando da prova de que a solução aqui proposta é exequível e rentável. A construção foi baseada em componentes discretos e fios de ligação relativamente longos para as frequências de operação utilizadas, facto que introduz indutâncias parasitas ao circuito, mas que foi sempre tido em consideração.

Na Figura 5.23 é mostrada a ponte de díodos rectificadora e a sua montagem numa placa dissipadora de calor. Mais uma vez existe a preocupação de utilizar o menor comprimento total de fio possível para que não se adicionem indutâncias indesejadas ao circuito, mas é impossível impedir o surgimento destes efeitos trabalhando com componentes discretos ao invés de placas impressas em que os componentes electrónicos estão arrumados de forma a minimizar o comprimento das pistas de condução e da área total de ocupação.



**Figura 5.24 – Condensadores de filtragem do secundário do transformador do sistema ICPT.**

A Figura 5.24 mostra os condensadores utilizados na filtragem. São três condensadores electrolíticos de 2200  $\mu$ F cada ligados em paralelo.

#### **5.1.1.1 Dimensionamento da malha de ressonância**

Várias especificações foram ensaiadas a fim de se perceberem os problemas levantados pelas necessidades de diversos tipos de aplicações. No fim foi dimensionada uma malha de ressonância que se adequa ao que é exigido pelo veículo (Capítulo 2).

#### **2 kW / 48 V**

Para se entregar 2 kW e 48 V, a seguinte corrente terá de circular no secundário:

$$i_s = \frac{2kW}{48V} = 45A \approx 50A .$$

É então necessário calcular a impedância característica através da corrente que circula no primário. Começando pela relação entre espiras, considerando uma fonte de 600 V e escolhendo o ponto de operação na Figura 3.11(a):

$$q = \frac{48V \times \frac{N_1}{N_2}}{600V} = 0,75 \Leftrightarrow \frac{N_1}{N_2} = \frac{600V \times 0,75}{48V} = 9.$$

A corrente no primário é então:

$$i_p = \frac{i_s}{9} = \frac{50}{9} = 5,5A.$$

Tendo já a corrente necessária no primário, o que se pode relacionar com os elementos de ressonância é a impedância característica e a frequência normalizada.

$$\frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \times 5,5A}{600V} = 1 \Leftrightarrow \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{600V}{5,5A} = 109,1\Omega$$

$$F = \frac{f_{sw}}{f_{res}} = 1,4 \Leftrightarrow \frac{20kHz}{1} = 1,4 \Leftrightarrow \sqrt{LC} = \frac{1,4}{2\pi \times 20kHz}$$

Os elementos de ressonância são então calculados da seguinte forma:

$$L = \sqrt{\frac{L}{C}} \times \sqrt{LC} = \frac{600V \times 1,4}{5,5A \times 2\pi \times 20kHz} = 1,2mH$$

$$C = \frac{\sqrt{LC}}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{1,4 \times 5,5A}{2\pi \times 20kHz \times 600V} = 102nF.$$

Conclui-se que para entregar 2 kW e 48 V com uma fonte de 600 V com uma frequência de operação de 20 kHz, a frequência de ressonância ideal é de aproximadamente 14 kHz e para isso seriam utilizados o condensador  $C = 102nF$  e a bobina  $L = 1,2mH$  (que inclui a indutância de fuga).

### **1 kW / 12 V**

De forma semelhante são calculados os elementos de ressonância para permitir a entrega de 1 kW e 12 V.

$$i_s = \frac{1kW}{12V} = 84A \approx 85A$$

Considerando agora uma tensão de entrada de 300 V:

$$q = \frac{12V \times \frac{N_1}{N_2}}{300V} = 0,75 \Leftrightarrow \frac{N_1}{N_2} = \frac{300V \times 0,75}{12V} = 18,75 \approx 19.$$

$$i_p = \frac{i_s}{19} = \frac{85}{19} = 4,5A$$

$$\frac{\sqrt{\frac{L}{C}} \times 4,5A}{300V} = 1 \Leftrightarrow \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{300V}{4,5A} = 66,7\Omega$$

A frequência normalizada foi também alterada para 1,6.

$$F = \frac{f_{sw}}{f_{res}} = 1,6 \Leftrightarrow \frac{20kHz}{\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}} = 1,6 \Leftrightarrow \sqrt{LC} = \frac{1,6}{2\pi \times 20kHz} = 1,27 \times 10^{-5}$$

$$L = 847\mu H$$

$$C = 190nF$$

Alterando as necessidades energéticas e a frequência normalizada, os elementos de ressonância calculados foram  $C = 190nF$  e  $L = 847\mu H$ .

### **0,5 kW / 24 V**

Este caso corresponde ao necessário para o projecto em questão. Apesar de a tensão da fonte poder ser facilmente variada, os cálculos serão feitos com o valor de 300 V.

$$i_s = \frac{0,5kW}{24V} \approx 21A$$

$$q = \frac{24V \times \frac{N_1}{N_2}}{300V} = 0,75 \Leftrightarrow \frac{N_1}{N_2} = \frac{300V \times 0,75}{24V} = 9,38 \approx 10$$

$$i_p = \frac{i_s}{10} = \frac{21}{10} = 2,1A$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} \times 2,1A = 1 \Leftrightarrow \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{300V}{2,1A} = 142,9\Omega$$

A frequência de operação do conversor fornecido pela APRONEX pode variar entre 17,5 e 28 kHz. Nos cálculos será utilizada a frequência de comutação de 25 kHz.

$$F = \frac{f_{sw}}{f_{res}} = 1,6 \Leftrightarrow \frac{25kHz}{\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}} = 1,6 \Leftrightarrow \sqrt{LC} = \frac{1,6}{2\pi \times 25kHz} = 1,02 \times 10^{-5}$$

$$L = 1,46mH$$

$$C = 71,28nF$$

Os valores calculados foram indicativos, mas na verdade, foram utilizados dois condensadores de  $C = 0,15\mu F$ , equivalendo a  $C = 0,30\mu F$ . Isto porque o controlo permite uma variação considerável da frequência de comutação e para além disso, a dificuldade em determinar e controlar as indutâncias no circuito, conduziu à compensação através de experimentação prática. A razão entre espiras é, na verdade, 9 e a ressonância é estimada em valores entre 12 e 14 kHz.

### 5.1.1.2 Comportamento do transformador a diferentes distâncias

Foram realizados testes com diferentes afastamentos entre primário e secundário. Pretende-se entregar potência a alguns centímetros de distância e torna-se necessário determinar a extensão óptima de separação.

Foi utilizada uma tensão de alimentação limitada, pois o afastamento do transformador provoca um curto-circuito no primário e correntes muito elevadas poderiam danificar o equipamento.

A Figura 5.25 mostra as formas de onda obtidas a 0 cm, ou seja, sem afastamento. A Figura 5.26 revela a baixa potência na saída, devida às preocupações reveladas no parágrafo anterior.

A Figura 5.27 revela que a 3 cm a forma de onda da corrente (a vermelho) já se aproxima da forma de curto-circuito. E apesar de a Figura 5.28 ilustrar uma entrega de potência nula, descendo o limite de tensão para 12 V (Figura 5.29), nota-se que é ainda possível a entrega de alguma potência.

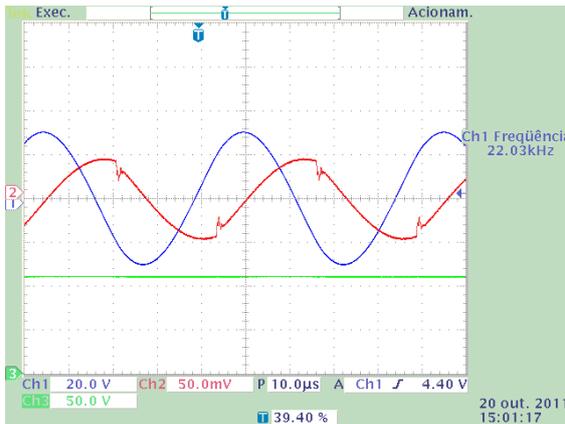


Figura 5.25 – Formas de onda da tensão de entrada  $V_S$  (verde), da tensão do condensador de ressonância  $V_C$  (azul) e da corrente da bobina de ressonância  $i_L$  (vermelho) a 0 cm.



Figura 5.26 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica a 0 cm.

Constata-se mais uma vez, que a tensão de alimentação não está no seu valor de rendimento máximo por motivos de segurança.

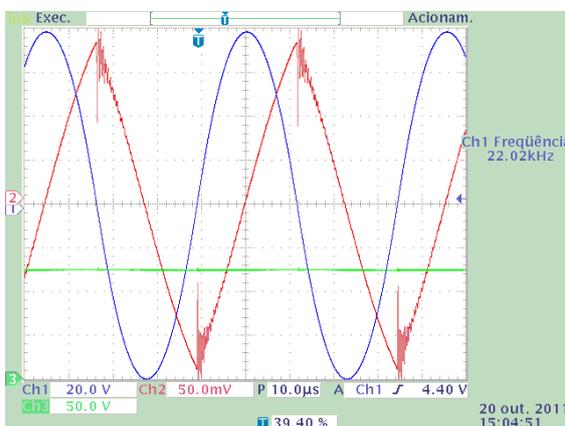


Figura 5.27 – Formas de onda da tensão de entrada  $V_S$  (verde), da tensão do condensador de ressonância  $V_C$  (azul) e da corrente da bobina de ressonância  $i_L$  (vermelho) a 3cm.



Figura 5.28 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica a 3 cm.

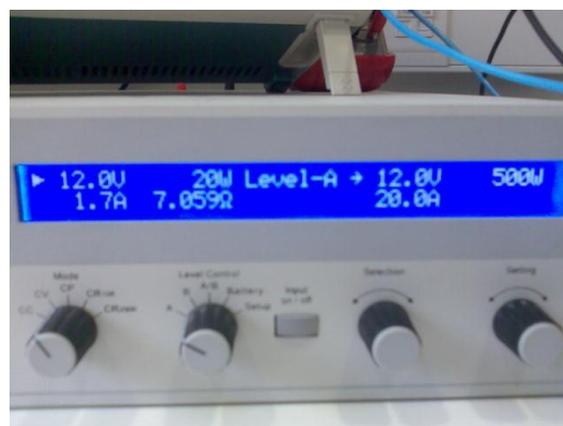


Figura 5.29 – Tensão de saída mostrada pela carga electrónica a 3 cm com entrega de corrente.

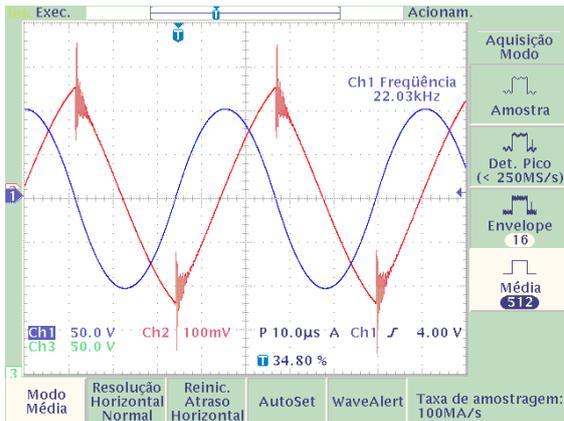


Figura 5.30 – Formas de onda da tensão do condensador de ressonância  $V_c$  (azul) e da corrente da bobina de ressonância  $i_L$  (vermelho) a 9 cm.



Figura 5.31 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica a 9 cm.

A Figura 5.30 realiza o modo de aquisição utilizado. É feita uma média das amostras anteriores para se conseguir obter funções mais limpas. A forma de curto-circuito é ainda mais presente nesta ilustração (a 9 cm). A Figura 5.31 revela que a entrega de potência é inexistente.

A Figura 5.32 e a Figura 5.33 foram obtidas com o transformador afastado 30 cm. O conversor é praticamente inútil a esta distância.

A uma distância intermédia entre 9 e 30 cm detectou-se uma posição em que as formas de onda melhoraram consideravelmente, mas não foi possível gravar esse ensaio. Simulações sobre o comportamento magnético do transformador seriam úteis para determinar o ponto de afastamento ideal. No futuro, será um trabalho a executar.

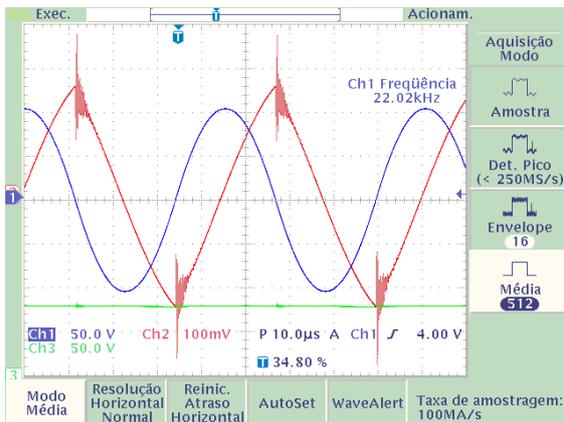


Figura 5.32 – Formas de onda da tensão de entrada  $V_S$  (verde), da tensão do condensador de ressonância  $V_c$  (azul) e da corrente da bobina de ressonância  $i_L$  (vermelho) a 30 cm.



Figura 5.33 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica a 30 cm.

## 5.2.2 Construção do circuito magnético

O circuito magnético é dos aspectos mais determinantes na transmissão de energia sem contacto, na medida em que pode atenuar consideravelmente as variáveis magnéticas. O

alinhamento entre primário e secundário assim como o afastamento é também limitativo. Daí terem sido ponderadas algumas soluções. A do alinhamento mecânico foi a primeira a ser estudada.

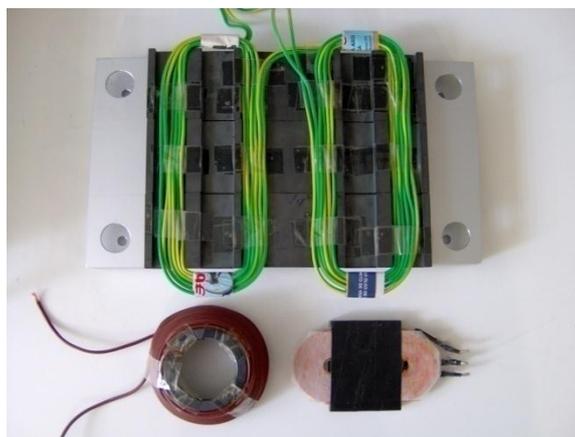


Figura 5.34 – Três formas de bobinas consideradas.

#### 5.2.2.1 Bobinas em forma de cone

Instalar um “nariz” na frente do robot permitiria um alinhamento mecânico com uma estação de carregamento instalada na parede (à semelhança do que acontece em [16] e em [17] para veículos submarinos). Essa estação de carregamento incluiria o primário do transformador e todo o circuito de potência. Bastaria ao veículo eléctrico aproximar-se da parede, que a forma das bobinas do primário e do secundário naturalmente facilitaria o alinhamento.

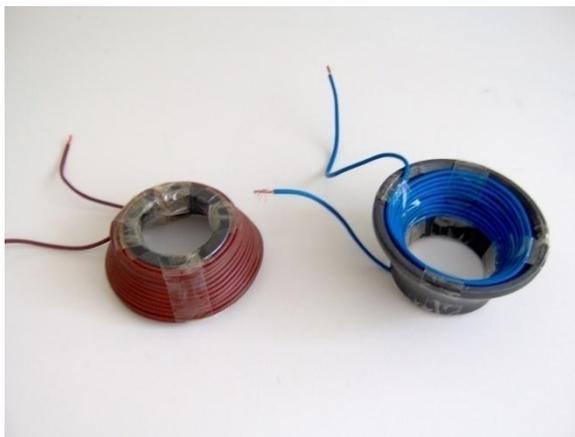


Figura 5.35 – Primário e secundário do transformador em forma de cone.

Começou-se por pesquisar peças de ferrito que suportassem bobinas deste formato. Nos catálogos mais recentes não havia nada que se assemelhasse a um cone, mas nos mais antigos foi possível encontrar os ferritos utilizados nos ecrãs CRT. O problema é que a sua produção já tinha sido descontinuada. A solução foi descoberta na Recielectric – Reciclagem de Equipamentos Eléctricos e Electrónicos, Casal do Marco, Seixal. Nesta empresa de reciclagem

foi facilitado o acesso a algumas peças de ferrito de televisões antigas entregues para reciclagem que foram importantes para este trabalho.

A ideia é utilizar uma destas peças como suporte do enrolamento primário do transformador (azul na Figura 5.35) e outra como o ‘nariz’ do veículo eléctrico que suporta o enrolamento secundário (castanho na Figura 5.35).

Infelizmente não foi possível avançar com esta solução, pois o encaixe esteve longe de ser perfeito e o coeficiente de acoplamento magnético  $K$  sofreu com isso. Por outro lado, a ideia de que os cones facilitariam o encaixe e alinhamento mecânico do dispositivo de carregamento não foi conseguida (Figura 5.36). As dimensões e a forma das peças de ferrito adoptadas simplesmente não foram as ideais e a forma de onda da corrente aproximou-se do curto-circuito (em tudo semelhante às formas de onda da Figura 5.30 e da Figura 5.32).



**Figura 5.36 – O visível mau encaixe da solução em forma de cone.**

Foi então abandonada a ideia das bobinas em forma cónica e adoptada a solução de bobinas planas suficientemente flexíveis e tolerantes a alinhamentos imperfeitos.

### **5.2.2.2 Bobinas planas em forma de ‘O’ com fio Litz**

Os primeiros ensaios com bobinas planas foram levados a cabo com as fornecidas pela APRONEX (Figura 5.37 e Figura 5.38). Apesar de terem dimensões reduzidas e uma espectacular baixa tolerância a maus alinhamentos e a afastamentos consideráveis do transformador, a verdade é que a utilização de fio Litz fez com que estas bobinas apresentassem resultados bastante satisfatórios com um baixo afastamento.

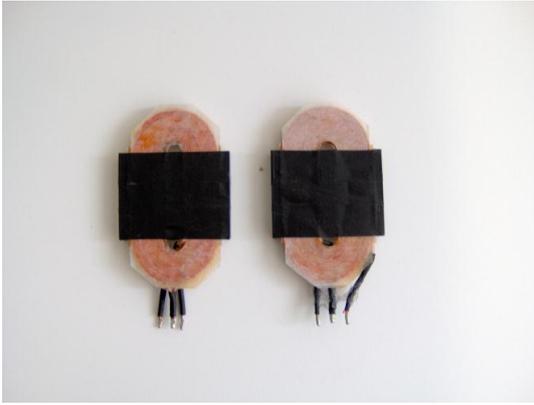


Figura 5.37 – Bobinas planas em forma de ‘O’ com fio Litz fornecidas pela APRONEX Lda..

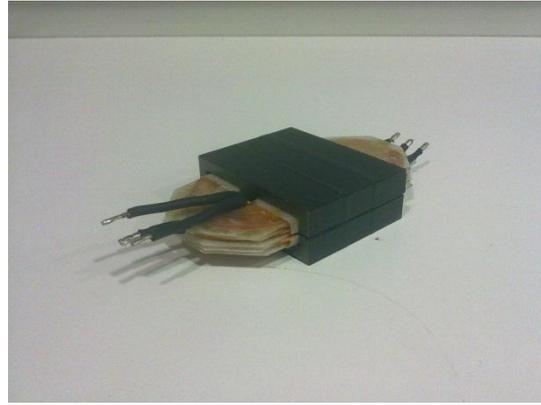


Figura 5.38 – Acoplamento do transformador com bobinas planas em forma de ‘O’.

A Figura 5.39 revela as formas de onda obtidas e os seus resultados são bastante satisfatórios. É notório que para uma tensão de entrada  $V_S$  (verde) de 100 V, a tensão no condensador de ressonância  $V_c$  (azul) corresponde também a um valor de 100 V e a corrente  $I_L$  (vermelho) cruza o valor 0 no instante em que a tensão no condensador é máxima. Para além disso, como se vai perceber no ponto 5.2.3, a comutação do transístor que está à condução é feita no instante certo.

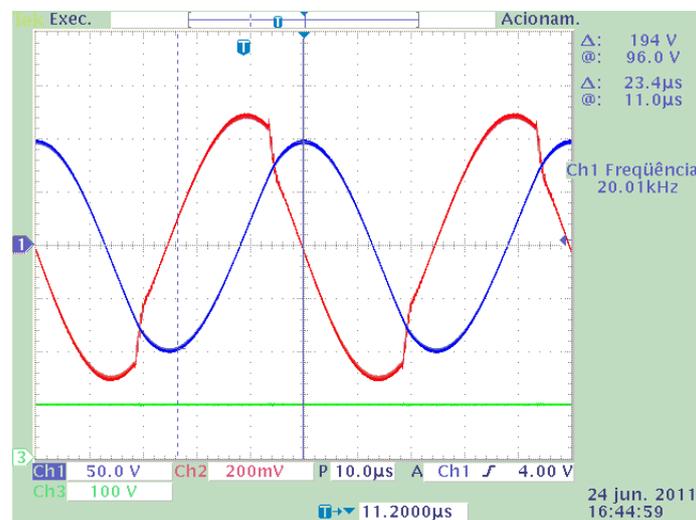


Figura 5.39 – Formas de onda da tensão de entrada  $V_S$  (verde), da tensão do condensador de ressonância  $V_c$  (azul) e da corrente da bobina de ressonância  $i_L$  (vermelho).

Apesar dos resultados satisfatórios sem afastamento, a verdade é que para distâncias entre primário e secundário de alguns centímetros estas bobinas não se mostraram ideais. Daí a necessidade de criar bobinas planas numa forma que guiasse o campo magnético a fim de permitir ou de tolerar maus alinhamentos e entreferros relativamente grandes. Este aspecto tem especial importância no carregamento de veículos autónomos em que outras soluções de alinhamento, como as apresentadas em [6] e [7], sobrecarregam a computação e aumentam a complexidade dum sistema que pode ser simples.

### 5.2.2.3 Bobinas planas em forma de '8'

As bobinas planas em forma de '8' foram pensadas para permitirem ao primário a criação dum arco magnético que flexibilize o alinhamento e o distanciamento do secundário. Como as duas metades da bobina primária estão enroladas em sentidos opostos, é forçada a existência de dois pólos magnéticos (Figura 5.41 e Figura 5.43) que obrigam o campo a passar pela bobina secundária que tem exactamente a mesma forma, mas menos espiras (9:1).

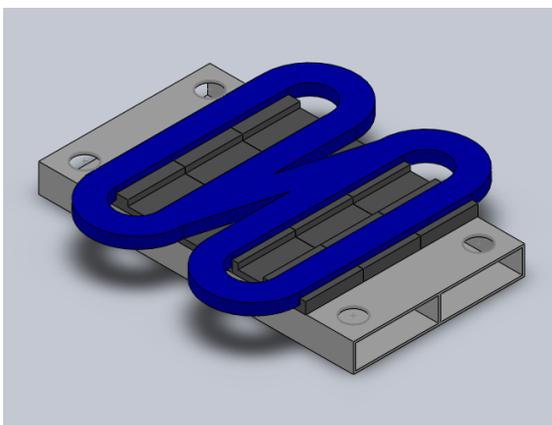


Figura 5.40 – Visão tridimensional do projecto do primário do transformador.

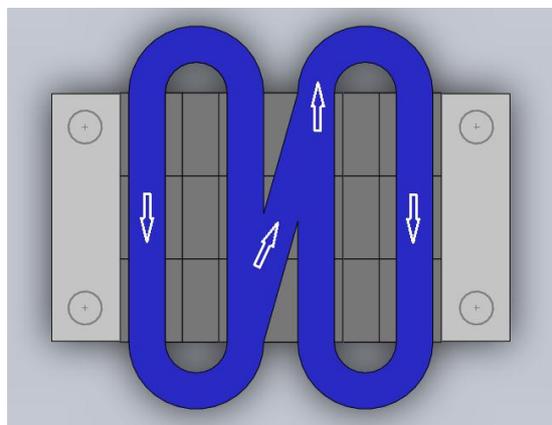


Figura 5.41 – Setas indicadoras do sentido da corrente no primário do transformador.

Foi utilizado fio de cobre sem isolamento entre cada condutor, mas com isolamento externo de policloreto de vinil. A sua secção é  $1 \text{ mm}^2$ , daí a necessidade de usar dois destes condutores em paralelo no secundário, pois cada  $\text{mm}^2$  suporta a condução (aconselhada) de 3 A.

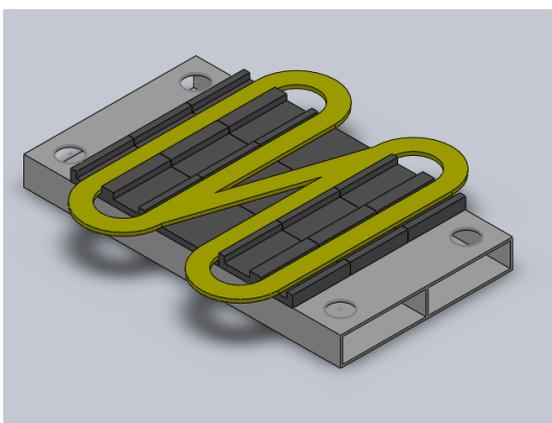


Figura 5.42 – Visão tridimensional do projecto do secundário do transformador.

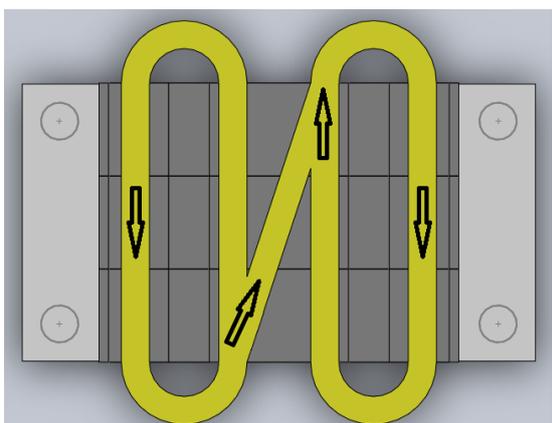


Figura 5.43 – Setas indicadoras do sentido da corrente no secundário do transformador.

Como condutor magnético foram utilizadas placas de ferrito do tipo 3F4 aconselhadas para frequências acima de 20 kHz. Estas placas foram coladas em tubos de alumínio que absorvem, por motivos de segurança, o campo magnético de fuga. No futuro serão usados tubos mais largos que as bobinas, para aumentar a sua eficiência.

O resultado final da construção do circuito magnético é visível na Figura 5.44. No futuro será muito importante executar simulações magnéticas como ferramenta de criação de melhores formas de bobinas. Não estando disponível o *software* necessário, a adoção de métodos empíricos não se revelou à prova de falhas e como analisado no ponto 5.1.1.2, a forma encontrada não é a mais adequada para entreferros de poucas dezenas de centímetros. Ainda assim, é suficiente para cumprir com as especificações iniciais de 0,5 kW e 24 V.

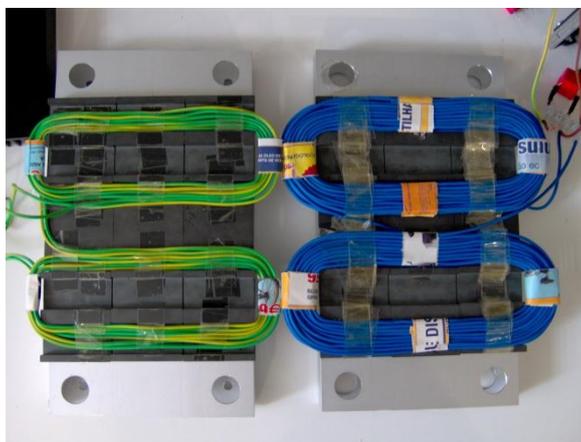


Figura 5.44 – Transformador - Primário e secundário já construídos.

### 5.2.3 Controlo Instantâneo

Apesar das indutâncias indesejadas dos cabos de ligação e da resposta lenta dos díodos anti-paralelos, os resultados obtidos provam a ideia de que um controlo instantâneo com balanço de energia é viável. Na Figura 5.45 são ilustradas as formas de onda medidas no tanque de ressonância. O momento em que a corrente  $i_L$  é trocada do IGBT para o diódo anti-paralelo oposto é marcado pela seta. A comutação também é perceptível pela reacção indutiva do dispositivo de medida (salto de tensão).

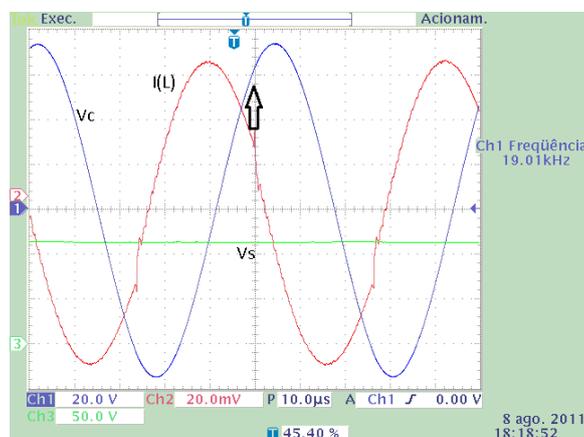


Figura 5.45 – Formas de onda medidas do conversor de ressonância: tensão de entrada  $V_s$  (verde), tensão do condensador de ressonância  $V_c$  (azul) e corrente da bobina de ressonância  $i_L$  (vermelho).

A tensão de alimentação, isto é, a tensão em cada condensador de filtragem tem um valor de  $v_s = 115V$ . A tensão de saída é  $v_o = 11,6V$ , como mostrado pela carga electrónica na Figura 5.46 e confirmado pelo multímetro na Figura 5.47.

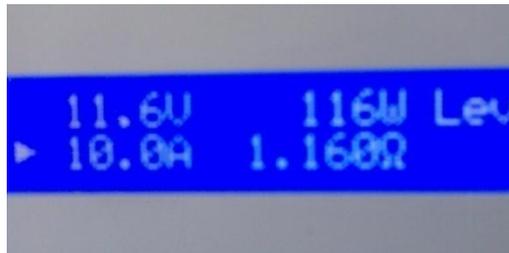


Figura 5.46 – Tensão de saída e potência mostrada pela carga electrónica.



Figura 5.47 – Tensão de saída confirmada pelo voltímetro.

No caso de um transformador idealmente acoplado, a razão de transformação deve corresponder ao número de voltas do enrolamento primário a dividir pelo número de voltas do enrolamento secundário, isto é, 9:1. Seria então expectável uma tensão normalizada de saída de  $q = \frac{9 \times 11,6V}{115V} = 0,907$ .

Como o transformador utilizado não é ideal, o acoplamento magnético máximo é obtido aproximando o mais possível as placas de ferrito e tem o valor de sensivelmente  $K = 0,95$ . Neste caso o acoplamento magnético não ideal transforma a tensão de saída normalizada em  $q^T$  [35,36,37], isto é,  $q^T = q \times K = 0,907 \times 0,95 = 0,865$ .

Segundo (29), a tensão no condensador de ressonância no momento de comutação entre transístores deve ser  $v_c(t_1) = qv_{c_{max}} = 0,865 \times 74V = 64V$ . De facto, o momento da comutação acontece quando a tensão do condensador iguala 64 V.

Outra medição foi feita com outro coeficiente magnético mantendo a saída a 11,6 V (Figura 5.48). A tensão do condensador de ressonância da Figura 5.48 revela um máximo em 52 V enquanto que a desligação ocorre em 38 V. A relação é mais uma vez abaixo da tensão normalizada de saída ideal  $q$ .

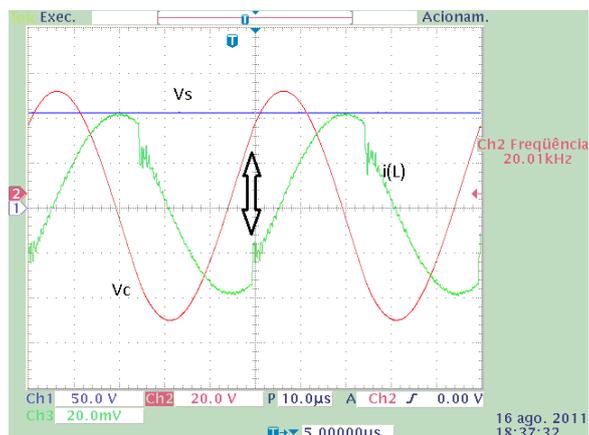


Figura 5.48 – Instante em que o gráfico da corrente cruza o gráfico da tensão.

Desta vez  $q^T$  assume um valor de 0,73 em vez de 0,865. O acoplamento magnético neste caso é igual a 0,8. A tensão máxima do condensador de ressonância  $v_{cmax}$  tem um valor agora muito menor, já que a potência de saída é, também ela menor. A equação (29) permite definir o instante em que os IGBT's devem comutar (em regime estacionário). Este valor relativo da tensão do condensador de ressonância para comutação corresponde exactamente à tensão de saída corrigida  $q^T$ . Esta relação é mais facilmente aplicável no controlo de conversores ideais. No caso da transferência de energia sem fios, o coeficiente de acoplamento magnético tem um papel importante.

### 5.3 Síntese

Foi montada uma placa de resistências para medir as correntes (através da queda de tensão) dos componentes mais importantes do veículo eléctrico autónomo da HOLOS que serviu como objecto de estudo neste trabalho. Esta medição foi feita através duma placa de aquisição de dados já existente no veículo e foi aproveitada a arquitectura Player que já gere e integra todas as funções do mesmo. A criação do *driver* 'hpower' foi importante na medida em que recebe a informação de outros *drivers* como 'hio' e 'hroboteq' e trata-a de forma a analisar todo o consumo do robot duma forma uniformizada e mais eficiente. Por enquanto apenas é possível analisar o consumo do veículo, mas num futuro próximo será preparado um sistema de gestão de baterias melhorado.

A transmissão de energia sem contacto foi assente no método de acoplamento indutivo através dum conversor de ressonância de meia ponte. Esta topologia do conversor não é a melhor, mas permitiu poupar bastante tempo, já que um conversor de fábrica da APRONEX serviu de base ao trabalho. Apesar da flutuação que alguns nós do circuito sentem em termos de tensão (devida ao *design* de meia ponte), é possível operá-lo com rendimento satisfatório. Os díodos anti-paralelos são lentos e provocam curto-circuitos no circuito de potência, mas em breve a própria APRONEX fornecerá um conversor de ponte completa. Por outro lado, está prevista a construção de raiz dum novo conversor de ressonância otimizado.

Foi dimensionada e construída uma malha de ressonância série no primário do transformador com componentes discretos e fios condutores relativamente longos para as frequências de operação. Surgem indutâncias indesejadas com as quais se tem de lidar.

O circuito magnético carece de simulações para se adoptar uma forma que melhor se adapte à transmissão de energia sem contacto. A utilização de fio Litz (com a secção necessária para a corrente que o atravessa) seria benéfica para maximizar o acoplamento magnético.

O controlo instantâneo, que utiliza como variável interna a tensão no condensador de ressonância, mostrou ser uma alternativa viável aos métodos clássicos de regulação que privilegiam a utilização de corrente. A nova estratégia consegue ser menos complexa nos seus processos e conseqüentemente mais rápida.



# CAPÍTULO 6

## **Conclusões e perspectivas de trabalhos futuros**

***Sumário:***

A viabilidade dos conversores de ressonância, principalmente quando usados na transferência de energia sem contacto, é discutida. É feito um balanço da sua utilização no carregamento de veículos eléctricos. O método de controlo inovador e as suas características são alvo de reflexão. Trabalhos futuros são previstos e sugestões de melhoramentos são apresentadas.

A construção do conversor de ressonância revelou-se tudo menos trivial. Os processos de ressonância não são fáceis de medir nem de controlar. Optou-se por utilizar um conversor da APRONEX como base da construção. As suas características dificultam a medição das variáveis eléctricas do circuito. Tanto com pontas de prova como com sondas de corrente, as medições registadas facilmente perdiam objectividade e precisão e várias horas foram passadas a fazer ensaios que se previam rápidos e triviais. Este facto deve-se essencialmente às diversas indutâncias parasitas do circuito. O resultado final foi satisfatório, as especificações iniciais foram cumpridas. É certo que o projecto tem algumas limitações, mas também é certo que essas limitações foram previstas e assumidas como parte dum trabalho que se propõe a provar a viabilidade da adopção do método de transferência de energia sem fios apresentado. O método é válido e será implementado (circuito de potência, circuito lógico e circuito magnético) num futuro próximo.

O método de controlo utilizado neste trabalho está ainda em fase de desenvolvimento e apesar de a sua essência ser similar ao Current Mode Control (Controlo por Modo de Corrente) clássico, a variável de controlo interna a calcular e a regular em cada meio período é a tensão em vez da corrente. Foi mostrado que a tensão do condensador de ressonância fornece uma medida fiável para a integração da corrente de ressonância. A previsão e o controlo da amplitude seguinte são ferramentas para estabilizar mais facilmente a operação dos conversores de ressonância na prática.

A nova abordagem dá pelo nome de Instantaneous Control (Controlo Instantâneo) dos conversores ressonantes, pois a expressão Voltage Mode Control (Controlo por Modo de Tensão) já existe e tem um significado diferente associado. O controlo instantâneo permitirá aos processos internos do conversor que sejam operados com maior velocidade e precisão. Este método mostra na prática os mesmos bons resultados que mostra em simulações. No caso de conversores de energia sem contacto este controlo permite considerar o valor do coeficiente de acoplamento magnético como outra variável a observar e a incluir nos cálculos. Este factor de acoplamento magnético pode ser fixado como uma constante se for conhecido previamente.

No futuro existem muitos melhoramentos a operar. Em vez de se utilizar e adaptar um conversor existente (neste caso da APRONEX), será projectado e implementado de raiz um novo conversor que certamente será mais estável. Isto porque todo o circuito será optimizado para a transmissão de energia sem contacto e para operar a frequências relativamente elevadas. Um dos maiores problemas sentidos com a adaptação do conversor da APRONEX foi a necessidade de inclusão de fios longos para a frequência de operação utilizada e a conseqüente indutância que daí adveio. Naturalmente indutâncias parasitas tornam o controlo do conversor de ressonância, que já de si não é trivial, numa tarefa ainda mais árdua. O valor dos

componentes será também alvo de mais cuidado. Para otimizar a entrega de potência é necessário que a operação seja super-ressonante e que se mantenha a relação entre frequências de operação e ressonância. Com os componentes discretos utilizados no laboratório para construir a malha de ressonância foi difícil atingir valores ideais, mas com um projecto feito do zero, esta construção será mais fácil.

O circuito magnético carece de simulações tridimensionais para que se possa perceber qual a melhor forma a adoptar para os enrolamentos e para os ferritos (e respectivo suporte de alumínio). O circuito construído neste trabalho não era possível de simular em *software* 2D e este é o único de que dispomos para já. Será também adoptado fio Litz que previne o efeito pelicular.

Em relação à solução proposta em *software* para a medição dos consumos do veículo eléctrico, pensa-se que é possível criar um sistema de gestão de baterias optimizado, que se assemelhe a sistemas de gestão já utilizados, por exemplo, em computadores portáteis, mas que reveja alguns dos erros existentes. A não utilização da capacidade total das baterias é um desses problemas. Com o tempo, para além da capacidade real duma bateria ir diminuindo, é comum que os sistemas de gestão bloqueiem o aproveitamento de toda essa capacidade. Isto deve-se à má leitura que se faz do estado da bateria e é aqui que se pretende intervir. O sistema de medição de consumos apresentado é um primeiro passo nesse sentido.



## Bibliografia

1. Hayes, J., J.T. Hall, M.G. Egan, J.M.D. Murphy, *Full-bridge series-resonant converter supplying the SAE J-1773 EV inductive charging interface*, IEEE Conference PESC'97, pp. 1913-1918, 1997.
2. Kutkut, Nasser H., Keith W. Klontz, *Design considerations for power converters supplying the SAE J-1773 electric vehicle inductive coupler*, Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'97, pp. 841-847, 1997.
3. Laouamer, R., M. Brunello, J. Ferrieux, O. Normand, N. Buchheit, *A multi-resonant converter for non-contact charging with electromagnetic coupling*, IECON 97, vol.2, pp. 792-797, 1997.
4. Kutkut, N., D.M. Divan, D.W. Novotny, R.H. Marion, *Design considerations and topology selection for a 120-kW IGBT converter for EV fast charging*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.13, N°1, pp.169-178, January 1998.
5. Ayano, H., K. Yamamoto, N. Hino, I. Yamato, *Highly efficient contactless electrical energy transmission system*, IEEE Conference IECON'02, vol.2, pp. 1364-1369, 2002.
6. Covic, G., G. Elliot, O. Stielau, R. Green, J. Boys, *The design of contact-less energy transfer system for a people mover system*, IEEE Power System Technology Conference POWERCON'00, vol.1, pp. 79-84, 2000.
7. Hata, T., T. Ohmae, *Position detection method using induced voltage for battery charge on autonomous electric power supply system for vehicles*, Workshop on Advanced Motion Control AMC'04, pp. 187-191, Japan 2004.
8. Scheible, G., J. Schutz, C. Apneseth, *Novel wireless power supply system for wireless communication devices in industrial automation systems*, IEEE Conference IECON'02, vol.2, pp. 1358-1363, 2002.
9. O'Brien, K., G. Scheible, H. Gueldner, *Design of large air-gap transformers for wireless power supplies*, IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'03, 2003.
10. Adachi, S.-I., F. Sato, S. Kikuchi, H. Matsuki, *Consideration of contactless power station with selective excitation to a moving robot*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.35, N°5, pt.2, pp. 3583-3585, Sept. 1999.

11. Esser, A., H.-C. Skudelny, *A new approach to power supplies for robots*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.27, N°5, pp. 872-875, Jan./Feb. 1991.
12. Hu, A., Z. Chen, S. Hussmann, G. Covic, J. Boys, *A dynamically on-off controlled resonant converter designed for coalmining battery charging applications*, IEEE Conference POWERCON'02, vol.2, pp. 1039-1044, 2002.
13. Junlin, J., L. Weigang, W. Haikiquan, *Contactless power delivery system for the underground flat transit of mining*, Proc. of International Conf. on Electrical Machines and Systems, pp. 282284, 2003.
14. Klontz, K.W., D. Divan, D. Novotny, R. Lorenz, *Contactless power delivery system for mining application*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.31, N°1, pp. 27-35, Jan./Feb. 1995.
15. Barnard, J.M., J. Ferreira, J. van Wyk, *Linear contactless power transmission systems for harsh environments*, AFRICON'96, Incorporating AP-MTT-96 and COMSIG-96, 4<sup>th</sup> AFRICON Conference, vol.2, pp. 711-714, 1996.
16. Feezor, M., Y. Sorrell, P. Blankinship, *An interface system for autonomous undersea vehicles*, IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol.26, N°4, pp. 522-525, October 2001.
17. Kojiya, T., F. Sato, H. Matasuki, T. Sato, *Automatic power supply system to underwater vehicles utilizing non-contacting technology*, IEEE Conference OCEANS'04, vol.4, pp. 2341-2345, 2004.
18. Heeres, B.J., D. Novotny, D. Divan, R. Lorenz, *Contactless underwater power delivery*, 1994 PESC Conference Proceedings, pp. 418-423, 1994.
19. Cheng, P.-T., S.-Y. Yang, Y. Guan, S.-S. Wang, *Design and implementation of coaxial winding transformer for isolated DC-DC converters*, Power Conversion Conference PCC'07, Nagoya, pp. 9-15, 2007.
20. Roberts, G., P. Hadfield, M. Humphries, F. Bauder, J. Izquierdo, *Design and evaluation of the power and data contactless transfer device*, 1997 IEEE Aerospace Conference Proceedings, vol.3, pp. 523-533, 1997.
21. Roberts, G., P. Hadfield, A. Owens, F. Bauder, M. Humphries, J. Izquierdo, *An on-orbit demonstration facility for the contactless transfer of power and data*, ESA Symposium Proceedings on Space Station Utilization, ESOC, Darmstadt, Germany, 30 Sept. – 2 Oct. 1996 Conference Proceedings, pp. 573-576, 1996.

22. Jong, G., B.H. Cho, *An energy transmission system for an artificial heart using leakage inductance compensation of transcutaneous transformer*, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.13, pp. 2039-2045, 1999.
23. Catrysse, M., B. Hermans, R. Puers, *An inductive power system with integrated bi-directional data-transmission*, Sensors and Actuators, A 115, pp. 221-229, 2004.
24. Fernández, C., O. García, R. Prieto, J. Cobos, J. Uceda, *Overview of different alternatives for the contactless transmission of energy*, IEEE Conference IECON'02, vol.2, pp. 1318-1323, 2002.
25. Leuerer, T., W. Mokwa, *Planar coils with magnetic layers for optimized energy transfer in telemetric systems*, Sensor and Actuators, A 116, pp. 410-416, 2004.
26. Wonseok, L., N. Jaehyun, B. Choi, T. Ahn, *Low-profile contactless battery charger planar printed circuit board windings as energy transfer device*, IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'02, pp. 579-584, 2002.
27. Hatanaka, K., F. Sato, H. Matsuki, S. Kikuchi, J. Marakami, M. Kawase, T. Satoh, *Power transmission of a desk with a cord-free power supply*, IEEE Transactions on Magnetics, vol.38, N°5, pp. 3329-3331, September 2002.
28. Hui, S., W. Ho, *A new generation of universal contactless battery charging platform for portable consumer electronic equipment*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.20, N°3, pp. 620-627, May 2005.
29. Hideaki, A., S. Hiroshi, H. Koosuke, *A noncontact charger using a resonant converter with parallel capacitor of the secondary coil*, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.36, N°2, pp. 444-451, 2000.
30. Kelley, A., W.R. Owens, *Connectorless power supply for an aircraft-passenger entertainment system*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.4, N°3, pp. 348-354, July 1989.
31. Jin, D., F. Abe, H. Mochizuki, *Development of rotary transformer and its application to SRC connectors*, Furukawa Review, N°18, pp. 13-17, 1999.
32. Sawada, K., *Outlook of the superconducting Maglev*, Proceedings of the IEEE, vol.97, N°11, pp. 1881-1885, November 2009.
33. Chen, M., D. Xu, D. Zhou, X. Wu, *Inductive power transferring in Maglev using harmonic injection method*, Conference APEC'04, pp. 1165-1170, 2004.

34. Song, B., R. Kratz, S. Gurol, *Contactless inductive power system for Maglev applications*, IEEE – IAS Annual Meeting, vol.3, pp. 1586-1591, 2002.
35. Valtchev, S., R. Miletiev, R. Arnaudov, S. Valtchev, *Control strategy for efficient operation of super-resonant SLSR (contactless) converters*, Proceedings of ICEST'09, pp.527-530, 2009.
36. Valtchev, S., Valtchev, S., *Improved Strategy for an Instantaneous Super-Resonant Converter Regulation*, OPTIM 2010, pp.631-638, 2010.
37. Valtchev, S., Borges, B., Brandisky, K., Klaassens, J.B., *Resonant Contactless Energy Transfer With Improved Efficiency*, IEEE Transactions On Power Electronics, vol.24, No.3, pp.685-699, 2009.
38. Wang, C-S, Stielau, O.H., Covic, G.A., *Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger*, IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol.52, No.5, pp.1308-1314, 2005.
39. Valtchev, S., *Series Resonant Power Converter for Contactless Energy Transfer with Improved Efficiency*, Tese para a obtenção do grau de Doutor, IST/UTL, 2008.
40. Krein, P.T., *Battery Management for Maximum Performance in Plug-In Electric and Hybrid Vehicles*, IEEE Conference VPPC 2007, pp. 2-5, 2007.
41. Raman, N.S., Briscoe, J.D., Grivel, T., *Lithium-Ion Batteries for Autonomous Underwater Vehicles*, Autonomous Underwater Vehicles 2002 Conference Proceedings, pp. 45-49, 2002.
42. Oman, H., *On-Board Energy and Power Management on Electric Vehicles: Effect of Battery Type*, AIAA/IEEE/SAE Conference 17<sup>th</sup> DASC, vol.2, pp. 143-(1)-143-(6), 1998.
43. Brodd, R.J., Kozawa, A., *Outlook for Sealed Rechargeable Batteries*, WESCON'95, pp. 534-536, Novembro 1995.
44. Valtchev, S., Klaassens, J.B., *Efficient Resonant Power Conversion*, IEEE Trans. IE, vol.37, No.6, pp. 490-495, 1990.
45. Valtchev, S., *Some Regulation Characteristics of Pulse-Width Modulated Series Resonant Power Conversion*, PEMC, Conference Proceedings, pp. 83-87, Budapest, Hungary, 1990.

46. Nguyen, V., Dhyanchand, J., Thollot, P., *Steady-State and Small Signal Analysis of Series-Resonant Converter: a Novel Graphical Approach*, IEEE IAS Conference, pp. 692-701, 1986.
47. Nguyen, V., Dhyanchand, J., *An Implementation of Current-Mode Control for a Series-Resonant DC-DC Converter*, APEC, Conference Proceedings, pp. 226-273, 1987.
48. Nguyen, V., Lee, C., *A Tracking Control Method for Series-Resonant Converter*, PESC, Conference Proceedings, pp. 348-353, 1998.
49. Rossetto, L., *A Simple Control Technique for Series Resonant Converters*, PESC, Conference Proceedings, vol.2, pp. 787-792, 1992.
50. Rossetto, L., *A Simple Control Technique for Series Resonant Converters*, IEEE Trans. PE, vol.11, no.4, pp. 554-560, 1996.
51. Souesme, B., Cheron, Y., Metz, M., *Study of a Control Method to Gain the Best Dynamic Performances of the Series Resonant Converter*, EPE; Conference Proceedings, pp. 1041-1047, 1989.
52. Kim, M., Lee, D.S., Youn, M.J., *A New State Feedback Control of Resonant Converters*, IEEE Trans. IE, vol.38, no.3, pp. 173-179, 1991.
53. Moradewicz, A., Kazmierkowski, M., *FPGA Based Control of Series Resonant Converter for Contactless Power Supply*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE, Conference Proceedings, pp. 245-250, 2008.
54. Li, H.L., Hu, A.P., Covic, G.A., *FPGA Controlled High Frequency Resonant Converter for Contactless Power Transfer*, PESC'08, Conference Proceedings, pp. 3642-3647, 2008.