



TÉCNICO
LISBOA

Carregadores sem contacto para veículos elétricos em movimento

Miguel Filipe Rodrigues de Melo

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador(es): Prof. José Fernando Alves da Silva

Júri

Presidente: Prof. Célia Maria Santos Cardoso de Jesus

Orientador: Prof. José Fernando Alves da Silva

Vogal: Prof. Hiren Canacsinh

Novembro 2021

Declaração

Declaro que o presente documento é um trabalho original da minha autoria e que cumpre todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Universidade de Lisboa.

Agradecimentos

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

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao Professor Doutor José Fernando Alves da Silva pela oportunidade de desenvolver este trabalho e pela disponibilidade, incentivo e orientação científica constantes. Agradeço-lhe também a confiança que sempre tem depositado em mim.

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

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

Por fim, gostaria de agradecer ao Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa e a todo o seu quadro docente pelo ensino de excelência e valores futuros adquiridos ao longo desta jornada.

A todos o meu “muito obrigado”.

Resumo

O carregamento de veículos elétricos (VE) em movimento sem contacto surge como a nova tendência no desenvolvimento do VE. A bateria deste tipo de veículos apresenta desvantagens como um grande peso, longo tempo para recarregar e autonomia de condução limitada, pelo que é desejável que o seu carregamento possa ser feito com o VE em movimento durante a viagem.

No âmbito da presente dissertação, pretende-se analisar e dimensionar Conversor Ressonante a ser utilizado como Carregador sem Contacto para Veículos Elétricos em movimento.

As irregularidades da estrada, o curso das suspensões e a presença de objectos estranhos impõem uma distância de 5 cm a 15 cm entre os enrolamentos primário e secundário do transformador. De forma a definir o tipo de núcleo e o tipo de enrolamento a utilizar, foi realizada a caracterização por simulação de diferentes transformadores com baixo acoplamento magnético.

Considerando o baixo valor do factor de acoplamento magnético que este tipo de Sistema de Transmissão de Energia apresenta, e o conseqüente impacto no rendimento, foi dimensionado e estudado uma solução, através da simulação e teste de várias topologias de conversores e transformadores, a diversas distâncias, com o intuito de obter uma solução que apresentasse desempenho adequado.

Projectou-se um conversor ressonante série e procedeu-se à simulação do seu funcionamento, utilizando diferentes parâmetros: desfasagem entre tensão e corrente, afastamento entre primário/secundário e carga. Foi feita a simulação de um rectificador trifásico alimentando um dos inversores monofásicos colocados ao longo do troço, comandados por - *Single Pulse Modulation (PhaseShift)*, utilizando uma malha de compensação ressonante série, a operar à frequência de 85kHz.

Palavras-chave: Conversor Ressonante, Modulação por *Phase-Shift*, Veículo Elétrico, Frequência de ressonância, Transformador com baixo acoplamento magnético, Sistema de transmissão sem contacto.

Abstract

Wireless charging electric vehicles (EV) during their traveling emerges as the new development trend in the EV field, as the onboard battery presents drawbacks such as a excess weight, long charging times and limited driving range.

Regarding this dissertation, it was intended to analyze and design a resonant converter to be used as a contactless charger for EVs.

Road irregularities, suspension height variations and the presence of external objects results in distances of 5 cm to 15 cm between primary and secondary transformer windings. In order to define the type of transformer core and windings to be used, a numerical characterization was performed of different transformers with low magnetic coupling.

Considering the low value of the magnetic coupling factor that this type of Energy transmission presents and the consequent impact on performance, a solution was studied using simulations to test various topologies of transformers with different windings distances, in order to obtain an adequate performance.

A series resonant converter was designed and its operation simulated, using different parameters: current to voltage phase difference, distance between primary/secondary and load. A three-phase rectifier was simulated to power one of the road resonant converters controlled by single pulse modulation (phase shift), using a series resonant compensation loop, and operating at a frequency of 85kHz.

Keywords: Resonant Converter, Phase-Shift Modulation, Eletrical Vehicle, Resonance frequency, Low magnetic coupling transformer, Non-contact transmission system.

Conteúdo

| | |
|--|----------|
| Agradecimentos | v |
| Resumo | vii |
| Abstract | ix |
| Lista de Tabelas | xv |
| Lista de Figuras | xvii |
| Lista de Abreviaturas | xxi |
| Lista de Símbolos | xxii |
| Glossário | xxiv |
| 1 Introdução | 1 |
| 1.1 Motivação | 1 |
| 1.2 Objectivos | 2 |
| 1.3 Planificação da Dissertação | 2 |
| 2 Revisão do Estado da Arte | 5 |
| 2.1 Sistema de carregamento sem contacto para VE's | 5 |
| 2.1.1 Princípio básico de operação | 6 |
| 2.1.2 Métodos de transferência de energia sem contacto | 7 |
| 2.2 Topologias ressonantes associadas ao WPTS | 8 |
| 2.2.1 Introdução | 8 |
| 2.2.2 Compensação e a sua necessidade | 9 |
| 2.2.3 Análise das diferentes topologias de compensação | 9 |
| 2.3 Fonte de alimentação para WPTS | 13 |
| 2.3.1 Introdução | 13 |
| 2.3.2 Dispositivos de Hiato Largo | 13 |
| 2.3.3 Inversor Monofásico, Ponte Completa - <i>Single Pulse Modulation (Phase Shift)</i> | 15 |
| 2.4 <i>Design</i> - Bobines WPTS | 17 |
| 2.4.1 Introdução | 17 |
| 2.4.2 Seleção da geometria da bobine e respectiva arquitectura | 18 |
| 2.4.2.1 Seleção da geometria | 18 |
| 2.4.2.2 Determinação dos parâmetros da bobine | 20 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 2.5 | <i>Design</i> - Núcleos de Ferrite | 21 |
| 2.6 | <i>Layout</i> do troço a implementar | 22 |
| 3 | Projecto da Topologia de Conversão Ressonante | 25 |
| 3.1 | Malhas Ressonantes | 27 |
| 3.2 | Processo de Seleção | 28 |
| 3.3 | Transformador | 29 |
| 3.3.1 | Princípio Básico de Funcionamento | 30 |
| 3.3.2 | Modelo Eléctrico do Transformador | 31 |
| 3.3.3 | Dimensionamento do Filtro RLC ressonante | 34 |
| 3.3.4 | Composição do Núcleo | 36 |
| 4 | Modelação do Sistema de Transmissão de Energia Sem Contacto | 43 |
| 4.1 | Fonte de Tensão | 44 |
| 4.1.1 | Rede Eléctrica | 44 |
| 4.1.2 | Transformador | 45 |
| 4.1.2.1 | Bobine de Filtragem - L_s | 45 |
| 4.1.3 | Dimensionamento do Filtro LC de saída | 47 |
| 4.2 | Inversor | 48 |
| 4.2.1 | Controlo de Corrente | 50 |
| 5 | Simulação do Sistema de Transmissão de Energia sem Contacto e Resultados Obtidos | 55 |
| 5.1 | Simulação Teórica | 55 |
| 5.2 | Análise dos Resultados | 56 |
| 5.2.1 | Rede Eléctrica + Transformador | 56 |
| 5.2.2 | Influência da Bobine de Filtragem - L_s | 58 |
| 5.2.3 | Rectificador | 60 |
| 5.2.4 | Modulador para Inversor Ressonante | 61 |
| 5.2.5 | Inversor Ressonante | 63 |
| 5.2.5.1 | Distanciamento entre bobines emissora/receptora de 5cm | 63 |
| 5.2.5.2 | Distanciamento entre bobines emissora/receptora de 15cm | 65 |
| 5.2.5.3 | Potência Transferida | 66 |
| 5.2.5.4 | Rendimento Estimado | 67 |
| 5.2.5.5 | Taxa de Distorção associada ao inversor | 67 |
| 6 | Conclusão | 71 |
| 6.1 | Sugestões para trabalhos futuros | 72 |
| | Bibliografia | 73 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| A | Rendimento do Sistema | 77 |
| A.1 | Perdas nos dispositivos | 77 |
| A.1.1 | Perdas associadas aos díodos | 78 |
| A.1.2 | Perdas associadas ao SiC-MOSFET | 78 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|---|----|
| 3.1 | Redes de Compensação - Revisão Geral | 29 |
| 4.1 | Parâmetros da fonte de tensão trifásica que representa a rede elétrica. | 45 |
| 4.2 | Parâmetros do Transformador, intercalando os sub-capítulos (4.1.2) e (4.1.2.1). | 47 |
| 5.1 | Tabela comparativa dos valores de distorção harmónica. | 69 |

Lista de Figuras

| | | |
|------|--|----|
| 1.1 | Comparação BEV (Battery Electric Vehicles) e PHEV (Plug In Hybrid Electric Vehicle), considerando todas as categorias de veículos ligeiros e pesados.[1] | 2 |
| 2.1 | Diagrama de blocos básico do sistema de carregamento estático sem contacto para VEs. Adaptado de [4] | 6 |
| 2.2 | Esquema geral de um DWPTS ressonante. | 7 |
| 2.3 | Topologias de compensação: (a) Série-Série (b) Série-Paralelo (c) Paralelo-Paralelo (d) Paralelo-Série. [6] | 9 |
| 2.4 | Topologia de compensação: Série-Série (SS). | 10 |
| 2.5 | Eficiência e potência de saída de cada topologia face à variação da indutância mútua, M . [8] | 11 |
| 2.6 | Rede de compensação LCC no lado primário e secundário de um sistema WPT, abstendo a ilustração do inversor do lado primário e retificador/filtro do lado secundário. | 12 |
| 2.7 | Resistência de condução (R_{ON}) vs Tensão de ruptura para os diferentes dispositivos. [13] | 14 |
| 2.8 | Comparação entre os diferentes dispositivos estudados e a sua eficiência para diferentes frequências de comutação. [13] | 15 |
| 2.9 | Esquematização de um inversor monofásico. [14] | 15 |
| 2.10 | Intervalos de comutação dos semicondutores e respectiva tensão de saída (V_{PWM}). . . | 16 |
| 2.11 | Representação gráfica das formas de onda modulante, v_{PWM} , e portadora, triangular. [14] | 17 |
| 2.12 | Estrutura da bobine para DWPTS: a) Núcleo circular b) Bobines circulares com núcleo de ferrite "tipo-E". [17] | 18 |
| 2.13 | Comparação de geometrias básicas de bobines não polarizadas (NPPs): a) Área igual (A_c); (b) Comparação do cálculo do acoplamento magnético, k , das geometrias fundamentais em função da área, A_c , da bobine para um entreferro de 52 mm. [19] | 18 |
| 2.14 | Diferentes geometrias polarizadas (PP): (a) Circular (b) Quadrada (c) Retangular (d) Duplo D (e) Bipolar (f) Quadratura Duplo-D (g) Quadratura Quad-D. | 19 |
| 2.15 | Lado esquerdo: Hélice, Lado direito: Espiral. | 19 |
| 2.16 | a) Ilustração contendo os principais parâmetros; b) Variação do acoplamento magnético k face ao raio interno R_i , de duas bobines espirais iguais com um raio externo fixo $R_a = 105\text{ mm}$, para três diferentes comprimentos de entreferro (δ). [19] | 21 |

| | |
|--|----|
| 2.17 Estruturas de ferrite: (a) Circular (b) Circular Estriada (c) Quadrada (d) Retangular (e) Núcleo em T (f) Núcleo em U (g) Núcleo em E (h) Duplo U (i) Blocos estriados. | 22 |
| 2.18 Diferentes opções de <i>layout</i> para DWPTS, onde Rx - <i>Receiving pad</i> , Tx - <i>Transmission pad</i> | 23 |
| 2.19 Diagrama fundamental das bobines de transmissão selectivas ON/OFF. Adaptado de [26]. | 24 |
| 3.1 Técnica de Comutação Abrupta vs Técnica de Comutação Suave. | 26 |
| 3.2 Compensação Série-Série. | 27 |
| 3.3 Compensação Série-Paralelo. | 27 |
| 3.4 Compensação Paralelo-Série. | 27 |
| 3.5 Compensação Paralelo-Paralelo. | 28 |
| 3.6 Representação do princípio de funcionamento básico de um transformador. | 30 |
| 3.7 Modelo Equivalente Geral do Transformador. | 31 |
| 3.8 Modelo Equivalente do Transformador, disposição em II. | 32 |
| 3.9 Modelo Equivalente do Transformador, 3 parâmetros. | 33 |
| 3.10 Modelo Equivalente do Transformador WPTS. | 34 |
| 3.11 Parâmetros ressonantes e respectivo transformador utilizado em programa de simulação numérica. | 34 |
| 3.12 Ilustração gráfica representativa das condições expressas em 3.18. Adaptado de [14]. . . | 35 |
| 3.13 Secção e dimensões da peça superior. | 36 |
| 3.14 Secção e dimensões da peça inferior. | 37 |
| 3.15 Simulação de um Transformador do tipo E, 0 cm de afastamento. | 37 |
| 3.16 Simulação de um Transformador do tipo E, 5 cm de afastamento. | 37 |
| 3.17 Simulação de um Transformador do tipo E, 10 cm de afastamento. | 38 |
| 3.18 Simulação de um Transformador do tipo E, 15 cm de afastamento. | 38 |
| 3.19 Geometria em <i>Hélice</i> , comparação das indutâncias mútuas/próprias vs número de espiras para diferentes distanciamentos entre bobines. | 39 |
| 3.20 Geometria em <i>Espiral</i> , comparação das indutâncias mútuas/próprias vs número de espiras para diferentes distanciamentos entre bobines. | 39 |
| 3.21 Distância entre bobines, considerando N=15, para as diferentes geometrias em estudo. . | 40 |
| 3.22 Coeficiente de acoplamento vs desalinhamento para as diferentes geometrias em estudo, considerando N=15. | 40 |
| 4.1 Fluxograma utilizado no dimensionamento do conversor. | 43 |
| 4.2 Modelo da simulação implementado no programa de simulação numérica. | 44 |
| 4.3 Sistema de alimentação contendo o Rectificador Trifásico. | 44 |
| 4.4 Modulador utilizado. | 49 |
| 4.5 Representação gráfica das formas de onda modulante, v_{PWM} , e portadora, triangular. [14] | 49 |
| 4.6 Implementação do inversor a utilizar. | 50 |
| 4.7 Ilustração do processo de controlo de transferência de energia ressonante. | 50 |

| | | |
|------|---|----|
| 4.8 | Diagrama de blocos do controlador de corrente. | 52 |
| 4.9 | Diagrama de blocos simplificado do controlador de corrente. | 52 |
| 4.10 | Modelo implementado com os respectivos compensadores e cálculo do valor eficaz da corrente (em baixo, à direita). | 53 |
| 5.1 | Tensões trifásicas representativas do lado primário do transformador. | 56 |
| 5.2 | Correntes trifásicas representativas do lado primário do transformador. | 57 |
| 5.3 | Tensões trifásicas representativas do lado secundário do transformador. | 58 |
| 5.4 | Correntes trifásicas representativas do lado secundário do transformador. | 58 |
| 5.5 | Comparação das correntes do primário: (a) - Sem bobine, (b) - Presença da bobine L_s | 59 |
| 5.6 | Comparação das correntes do secundário: (a) - Sem bobine, (b) - Presença da bobine L_s | 59 |
| 5.7 | Comparação da taxa de distorção harmónica das correntes do secundário: (a) - Sem bobine, (b) - Presença da bobine L_s | 59 |
| 5.8 | Formas de onda da tensão à entrada do filtro LC após rectificação e respectiva tensão de saída. | 60 |
| 5.9 | Formas de onda da corrente à entrada do filtro LC após rectificação e respectiva corrente de saída. | 60 |
| 5.10 | Formas de onda das ondas modulante e portadora. | 61 |
| 5.11 | Caracterização das funções f_{B1} e f_{B2} , responsáveis pela geração alternada de impulsos. | 62 |
| 5.12 | v_{PWM} de 3 níveis. | 62 |
| 5.13 | Formas de onda das tensões associadas ao circuito ressonante série. | 63 |
| 5.14 | Formas de onda das correntes associadas ao circuito ressonante série. | 63 |
| 5.15 | Comutação Suave (<i>Soft-Switching</i>), alcançando ZCS e ZVS. | 64 |
| 5.16 | Corrente eficaz aplicada (RMS), valor de referência (Ref) e erro associado. | 64 |
| 5.17 | Formas de onda das tensões associadas ao circuito ressonante série. | 65 |
| 5.18 | Formas de onda das correntes associadas ao circuito ressonante série. | 65 |
| 5.19 | Corrente eficaz aplicada (RMS), valor de referência (Ref) e erro associado. | 65 |
| 5.20 | Potência transferida pelo conversor ressonante, $d = 5\text{cm}$ | 66 |
| 5.21 | Potência transferida pelo conversor ressonante, $d = 15\text{cm}$ | 66 |
| 5.22 | Rendimento estimado do sistema. | 67 |
| 5.23 | Taxa Distorção Harmónica, K_{vTHD} , associada à tensão. | 68 |
| 5.24 | Taxa Distorção Harmónica, $K_{iTHD} = K_{vWTHD}$, associada à corrente. | 69 |

Lista de Abreviaturas

- BEV *Battery Electrical Vehicle* - Veículo Elétrico a Bateria
- CA Corrente Alternada.
- CC Corrente Contínua.
- CC-CA Corrente Contínua para Corrente Alternada.
- CC-CC Corrente Contínua para Corrente Contínua.
- DWPTS *Dynamic Wireless Power Transfer Systems*.
- EMI *Electromagnetic Interference* - Interferência Electromagnética.
- HEV *Hybrid Electrical Vehicle* - Veículo Elétrico Híbrido.
- IGBT *Insulated Gate Bipolar Transistor*.
- IPT *Inductive Power Transfer* - Transferência de Potência Indutiva.
- MOSFET Transístor de Efeito de Campo
- PI Compensador Proporcional e Integral.
- PWM *Pulse Width Modulation* – Modelação por largura de pulso.
- SRC *Series Resonant Converter* – Conversor ressonante série.
- THD *Total harmonic distortion* – Índice de distorção harmónica.
- VE Veículo Elétrico.
- WCS *Wireless Charging Systems* - Sistemas de Carregamento sem contacto.
- WEVCS *Wireless Electric Vehicle Charging Systems* - Sistemas de Carregamento de Veículos Elétricos Sem Contacto.
- WPTS *Wireless Power Transfer Systems* - Sistemas de Transferência de Potência sem contacto.
- ZCS *Zero Current Switching* – Comutação no zero da corrente.
- ZVS *Zero Voltage Switching* – Comutação no zero da tensão.

Lista de Símbolos

| | |
|----------------|--|
| f_r | Frequência de ressonância |
| f_{PWM} | Frequência de comutação dos semicondutores |
| I_{ref} | Corrente de referência |
| k | Fator de Acoplamento |
| L_p | Soma total das indutâncias no lado do primário |
| L_s | Soma total das indutâncias no lado do secundário |
| C | Condensador |
| C_{res} | Condensador do filtro RLC série |
| $C_{inicial}$ | Condensador de entrada |
| G_i | Ganho do controlador de corrente |
| $I_{21_{RMS}}$ | Primeira harmónica da corrente eficaz |
| I_{DC} | Corrente DC |
| I_{abc_s} | Corrente eficaz trifásica no secundário do transformador |
| I_{abc} | Corrente eficaz trifásica das fontes de tensão |
| L_s | Bobina de filtragem |
| L_G | Indutância da fonte de tensão |
| L_{res} | Bobina do filtro RLC série |
| L_{eq} | Indutância equivalente |
| P | Potência ativa |
| P_n | Potência nominal |
| $P_{3\Phi}$ | Potência ativa instantânea trifásica |
| P_{out} | Potência emitida |

| | |
|------------------|---|
| P_{in} | Potência recebida |
| P_{sc} | Potência de curto-circuito |
| Q | Fator de Qualidade |
| R_G | Resistência da fonte de tensão |
| R_M | Resistência de magnetização |
| R_{res} | Resistência representante da carga ressonante |
| $R_{ON_{total}}$ | Resistência de condução total |
| R_{ON} | Resistência de condução |
| R_{eq} | Resistência equivalente |
| T_c | Período de comutação |
| T_d | Atraso do conversor e modulador |
| T_p | Constante de tempo do pólo do compensador PI do controlador de corrente |
| T_z | Constante de tempo do zero do compensador PI do controlador de corrente |
| T_{PWM} | Período de comutação |
| T_{pi} | Constante de tempo do pólo da fonte de corrente |
| U_{dc} | Tensão DC de saída |
| V_i | Tensão de entrada |
| V_o | Tensão de saída |
| $V_{CE_{sat}}$ | Tensão coletor-emissor de saturação |
| V_{CE} | Tensão coletor-emissor |
| V_{ON} | Tensão de condução |
| V_{abc} | Tensão eficaz trifásica |
| V_{base} | Tensão de base |
| V_{ef} | Tensão eficaz |
| $V_{primário}$ | Tensão do lado primário do transformador |
| $V_{secundário}$ | Tensão do lado secundário do transformador |
| X/R | Rácio reatância resistência |
| X_M | Reactância de magnetização |

| | |
|----------------------|---|
| Z_1 | Impedância característica |
| Z_s | Impedância do transformador |
| Z_b | Impedância de base |
| Δi_L | Variação da corrente que passa pela bobina de filtragem |
| $\Delta i_{L_{max}}$ | Variação máxima da corrente que passa pela bobina de filtragem |
| $\Delta \Phi$ | Variação do fluxo magnético |
| Φ | Fluxo magnético |
| δ | Fator de ciclo |
| $\frac{ns}{np}$ | Razão de transformação do transformador |
| η | Rendimento |
| ω | Frequência angular |
| | Fator de amortecimento |
| θ | Ângulo |
| $\cos(\Phi)$ | Fator de potência |
| f | Frequência |
| f_c | Frequência de corte |
| f_{PWM} | Frequência de comutação |
| i_L | Corrente que passa pela bobina de filtragem |
| i_{abc} | Corrente trifásica |
| k_{ii} | Ganho integral do compensador PI do controlador de corrente |
| k_{ip} | Ganho proporcional do compensador PI do controlador de corrente |
| p | Índice de pulsação |
| r' | Raio equivalente do condutor |
| v | Tensão na bobina de filtragem |
| $v_{L_{max}}$ | Tensão máxima na bobina de filtragem |

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

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

A necessidade de melhorar a eficiência energética é uma realidade, surgindo aqui uma oportunidade para os veículos elétricos (VEs) mostrarem todo o seu potencial e todos os seus benefícios para o sistema energético mundial. Aliando este facto ao conceito de *smart-grid*, os VEs com as suas características de baixas emissões, alto rendimento e pouco ruído, tornam-se gradualmente uma hipótese muito forte na indústria automóvel como os veículos mais verdes da próxima geração.

Atualmente, os VEs não têm sido um modelo adoptado pelo mercado devido a algumas limitações, tais como o elevado preço inicial, poucas infraestruturas de carregamento e a pouca autonomia das baterias. No entanto, este paradigma tende a mudar. Por exemplo, a dois meses do final do ano de 2020, em Portugal, foi ultrapassado o total de Veículos Elétricos (100% Elétricos e Híbridos Plug-In) vendidos em 2019. [1]

No entanto, subsiste alguma ansiedade em relação à autonomia e sobretudo em relação ao próximo ponto de carregamento disponível. Seria bem mais tranquilizador saber que o veículo poderia ser carregado enquanto viajava. Nesse sentido, a motivação desta dissertação prende-se precisamente com a importância, em termos futuros de desenvolver um sistema que permita recarregar as baterias dos VE's dinamicamente ao longo de um troço de estrada de forma a reduzir o tamanho das baterias, diminuindo o preço dos VE's e aumentar o seu alcance e fiabilidade. Uma vez que Portugal estabeleceu a data de 2040 como limite para venda de veículos poluentes novos [2], este tipo de tecnologia a

implementar será bastante importante num futuro elétrico próximo.

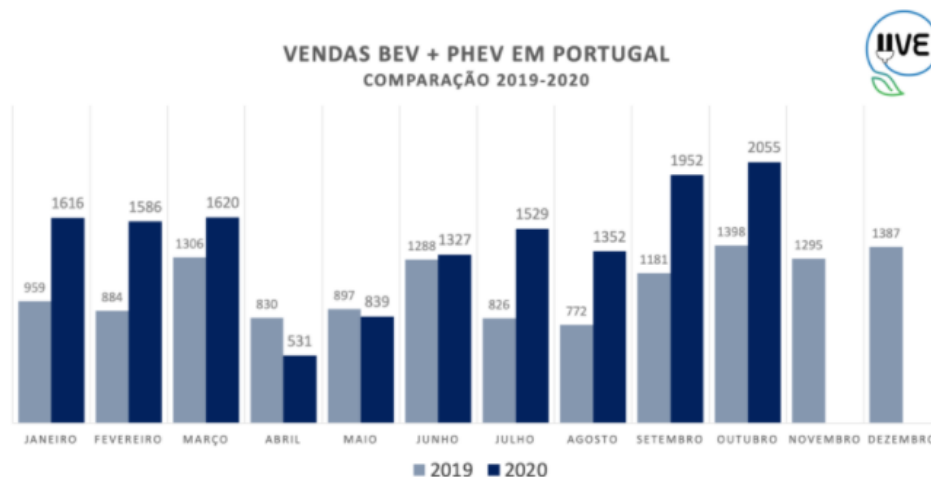


Figura 1.1: Comparação BEV (Battery Electric Vehicles) e PHEV (Plug In Hybrid Electric Vehicle), considerando todas as categorias de veículos ligeiros e pesados.[1]

1.2 Objectivos

O objetivo desta dissertação consiste num estudo preliminar de um sistema de transmissão energia em movimento sem contacto, DWPTS (acrónimo do inglês *Dynamic Wireless Power Transfer System*), ao longo de um troço de estrada explorando a adequação desta tecnologia para carregar dinamicamente veículos elétricos.

Como tal, os objetivos fundamentais a serem abordados na dissertação serão:

- Projetar a topologia de conversão de potência adequada;
- Modelar dinamicamente os sub-sistemas envolvidos;
- Simular numericamente o sistema de carregamento;
- Projetar o sistema de controlo do processo de carregamento em cadeia fechada;
- Avaliar numericamente o desempenho do sistema projetado em cadeia fechada;
- Avaliar os resultados obtidos.

1.3 Planificação da Dissertação

A presente dissertação encontra-se dividida em sete capítulos, no qual o primeiro serve de tema introdutório ao problema em estudo e a devida motivação que levou à sua escolha.

No segundo capítulo, é revisto o Estado de Arte, responsável por explicitar todos os sub-componentes envolvidos desde a fase introdutória até à sua escolha para o correcto funcionamento do sistema.

No terceiro capítulo, é concebido o projeto da topologia de conversão ressonante.

No quarto capítulo, é efetuada a modelação e simulação do sistema projectado, tendo por base o segundo capítulo, considerando as interligações entre os diferentes sub-sistemas envolvidos, visando o melhor desempenho bem como a elaboração do sistema de controlo em cadeia fechada do processo de carregamento, pretendendo aumentar a precisão do sistema e diminuir a sensibilidade do mesmo a variações dos parâmetros do processo, ou seja, tornando-o um sistema robusto. Serão apresentadas simulações computacionais, utilizando valores numéricos e componentes próximos dos utilizados num VE real.

No quinto capítulo, é efetuada uma avaliação numérica do desempenho do processo de carregamento resultante da simulação desenvolvida, comparando simultaneamente esses mesmos resultados com os previstos teoricamente.

No sexto e último capítulo, serão apresentadas as conclusões finais do trabalho, efetuando uma reflexão generalizada sobre os resultados obtidos viabilizando a introdução deste sistema em contexto real. Serão também propostas sugestões a concretizar para melhoramento de trabalhos futuros envolvidos no mesmo ramo.

Capítulo 2

Revisão do Estado da Arte

Este capítulo tem como finalidade elaborar um resumo sobre as tecnologias e soluções a serem consideradas para o DWPTS. É inicialmente apresentado um resumo dos princípios básicos de operação do sistema de carregamento sem contacto. De seguida, são brevemente revistas algumas das soluções mais relevantes, contextualizando a solução cuja modelação e implementação serão apresentadas nos próximos capítulos.

2.1 Sistema de carregamento sem contacto para VE's

Dynamic Wireless Power Transfer Systems (DWPTS), têm sido propostos em aplicações de alta potência incluindo VE's, em veículos elétricos *plug-in* (PEVs) e em aplicações estacionárias.

É sabido que duas das maiores limitações no que toca aos veículos elétricos são a autonomia (dependente da quantidade de energia armazenada na bateria) e o número (ainda relativamente reduzido) de postos de carregamento da bateria. No entanto, o modo dinâmico de operação do WPTS para VEs encontra-se atualmente em desenvolvimento como uma tecnologia emergente. Este método permite o carregamento enquanto o veículo está em movimento, requerendo um menor volume de armazenamento da bateria, considerado dispendioso, sendo o alcance significativamente aumentado. No entanto, um DWPTS enfrenta vários obstáculos, destacando-se os seguintes:

→ Uma distância de entreferro considerável entre o par solo-veículo (transmissor e receptor), afetando o fator de acoplamento (k) das bobines;

→ Desalinhamento das bobines entre o referido par, para que ocorra a máxima transferência de energia por meio de um campo magnético;

Esta dissertação pretende contribuir para minorar estes obstáculos evidenciados e outros que poderão surgir com o seu desenvolvimento, antes desta tecnologia ser amplamente eficaz.

Nas secções seguintes serão abordados os elementos constituintes do sistema em estudo a implementar com especial caracterização de diferentes métodos de compensação de eletrónica de potência [3], como combinações em série e paralelo, estudadas tanto nos lados de transmissão e recepção para reduzir as perdas parasitas, melhorando a eficiência do sistema bem como o estudo de diferentes variedades de estruturas tanto de bobinas como de núcleos de ferrite, indispensáveis ao correcto funcionamento do mesmo.

Serão também estudadas diferentes abordagens na projeção do *layout* do troço de estrada em que se pretende implementar esta tecnologia dinâmica de transferência de energia.

2.1.1 Princípio básico de operação

O diagrama de blocos básico do WPTS estático para VEs é ilustrado na Figura (2.1). Para permitir a transferência de energia da bobine de transmissão para a bobine receptora, a energia proveniente da rede CA é usada para criar um campo magnético de alta frequência (HF, acrónimo do inglês *High Frequency*) através de um andar intermédio de tensão contínua, com conversores CA/CC e CC/CA. A fim de melhorar a eficiência geral do sistema, é utilizado um conversor ressonante responsável por gerar a alta frequência, utilizando um circuito ressonante série no primário e secundário de um transformador. A bobine receptora, normalmente colocada na parte inferior do veículo, converte o fluxo magnético oscilante em HF-CA.

O HF-CA é então convertido para uma fonte DC estável, que é utilizado pelas baterias a bordo do veículo.

O controlo de potência, comunicações e sistema de gestão de bateria (*BMS*) também estão incluídos, de forma a evitar quaisquer problemas na carga da bateria, na segurança dos passageiros e do meio em redor, garantindo uma operação segura. Placas planares de ferrite magnética são geralmente utilizadas em ambos os lados do transmissor e do receptor, para reduzir fluxos de dispersão prejudiciais melhorando também por sua vez a distribuição do fluxo magnético.

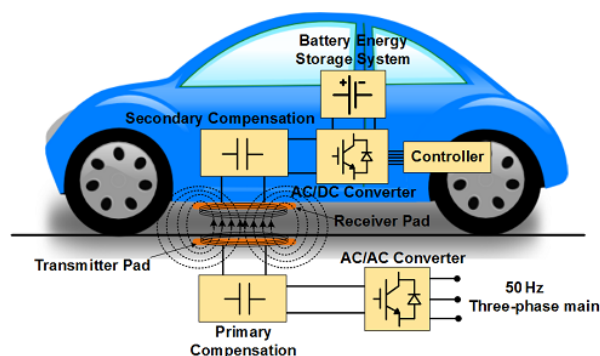


Figura 2.1: Diagrama de blocos básico do sistema de carregamento estático sem contacto para VEs. Adaptado de [4]

2.1.2 Métodos de transferência de energia sem contacto

Desde a introdução de sistemas de carregamento sem contacto para VEs, tecnologias distintas podem ser utilizadas para desenvolver um WPTS, explorando as propriedades dos campos electro-magnéticos.

A tecnologia baseada no campo magnético, adoptada nos WPTS indutivos, é a mais conveniente porque transfere mais energia por unidade de volume do que a tecnologia baseada no campo eléctrico, e fá-lo com muito maior eficiência do que a tecnologia com campo eléctrico. Nos últimos tempos, contudo, surgiu interesse em transferir energia a uma potência média-alta para um equipamento a uma certa distância. Para estas aplicações, são utilizados DWPTS com topologia ressonante (sinónimo, DWPTS ressonante).

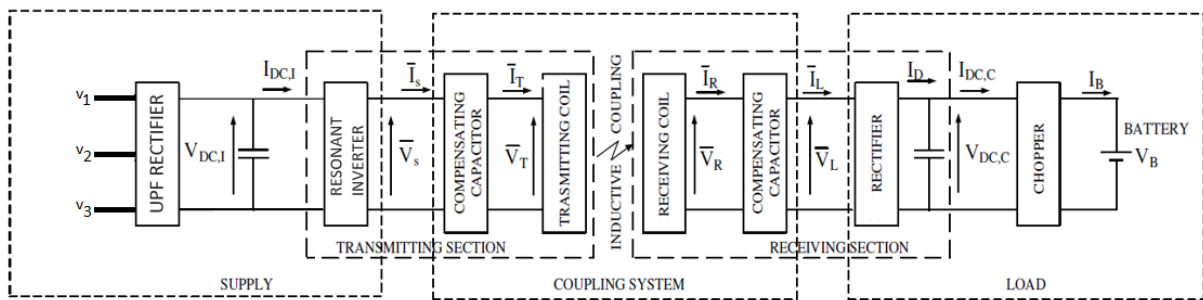


Figura 2.2: Esquema geral de um DWPTS ressonante.

Em comparação com o DWPTS indutivo tradicional, redes de compensação em série e/ou paralela são adicionadas aos enrolamentos do primário e secundário, não apenas para criar ressonância para uma maior transferência de energia, mas também para reduzir perdas adicionais. A frequência de ressonância, $f_{r(p,s)}$, é dada por

$$f_{r(p,s)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{p,s} \cdot C_{p,s}}}, \quad (2.1)$$

sendo esta a frequência de ressonância das bobinas primária e secundária, L e C são os valores de indutância e capacidade ressonante das bobinas transmissora e receptora, respectivamente.

Quando as frequências de ressonância das bobinas primária e secundária são equivalentes, ocorre transferência máxima de potência no sistema. A frequência de operação do DWPTS ressonante varia entre dezenas de quilohertz a várias centenas de quilohertz. Aumentando a distância entre os enrolamentos primário e secundário, o fluxo de fugas, sem núcleo magnético, reduz significativamente a indutância mútua e, portanto, reduz o coeficiente de acoplamento, (k).

O valor do coeficiente de acoplamento no WPTS ressonante varia de 0.2 a 0.3 devido à altura mínima dos VEs, habitualmente entre 15–30 cm [5]. É possível aplicar (2.2) para calcular o coeficiente de acoplamento, k , onde L_p e L_s são as bobinas auto-induzidas transmissora e receptora, respectivamente. L_m é a indutância mútua entre as duas bobinas. Se as bobinas primária e secundária forem fortemente acopladas, o valor da indutância mútua seria maior e vice-versa.

$$k = \frac{L_m}{\sqrt{L_p \cdot L_s}} \quad (2.2)$$

Retornando ao esquema geral do WPTS ressonante, Figura (2.2), é possível dividir em duas secções: transmissão e recepção, cada uma delas incluindo duas bobines com acoplamento magnético, mas separadas por uma distância de entreferro ainda considerável. Ambas as secções do DWPTS estão equipadas com circuitos de conversão de energia.

Na secção de transmissão, é possível observar um retificador trifásico alimentando um condensador DC que por sua vez irá servir como fonte de alimentação para os vários inversores monofásicos ressonantes. Estes últimos alimentarão por sua vez as bobines de vários primários de transformadores colocados ao longo da estrada.

Na secção de recepção, a tensão induzida através da bobine receptora carrega o conjunto de baterias através de outro par condensador-rectificador de díodos à saída e de um rectificador CC-CC (*Chopper*) em cascata, que adapta a sua corrente/tensão de saída aos requisitos de carregamento da bateria.

2.2 Topologias ressonantes associadas ao WPTS

2.2.1 Introdução

No sistema DWPT, as bobines encontram-se distanciadas como referido anteriormente, afetando significativamente o coeficiente de indução mútuo e o coeficiente de acoplamento. Isto resulta numa elevada indutância de dispersão e uma baixa indutância mútua entre as duas bobines, limitando por sua vez a capacidade de transferência de energia.

Para obter uma indutância mútua mais elevada, é necessária a compensação da indutância de dispersão, operando na frequência de ressonância de modo a eliminar o carácter indutivo do circuito para que a impedância seja puramente resistiva. Exemplificando com base na Figura (2.3), na frequência de ressonância, a soma das impedâncias da bobine e do condensador anulam-se, resultando apenas um circuito de carácter puramente resistivo com a presença de R_S e R_L .

O objetivo deste sub-capítulo pretende aprofundar as vantagens e desvantagens de cada topologia face à aplicação do sistema em estudo.

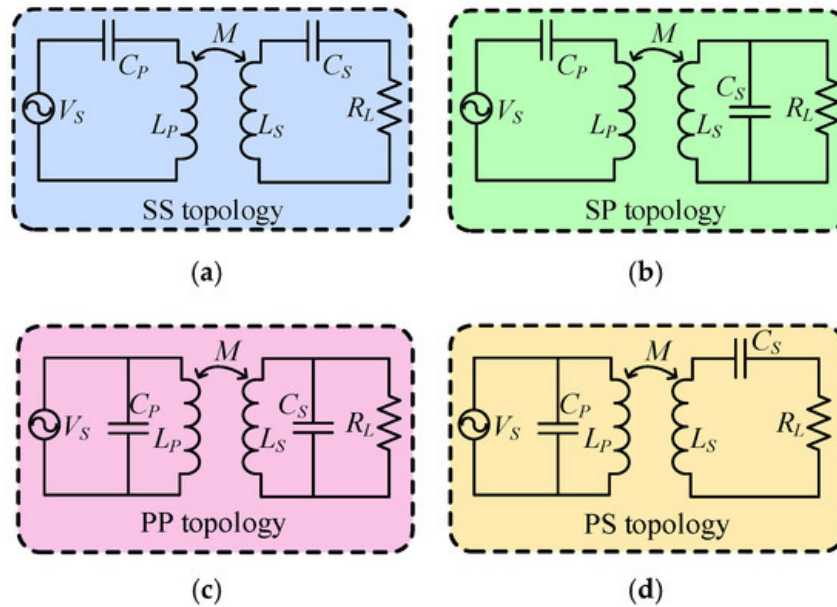


Figura 2.3: Topologias de compensação: (a) Série-Série (b) Série-Paralelo (c) Paralelo-Paralelo (d) Paralelo-Série. [6]

2.2.2 Compensação e a sua necessidade

Um método utilizado para melhorar o rendimento é compensar os elementos reativos utilizando condensadores, para que apenas os elementos que absorvem energia (carga) permaneçam no sistema, reduzindo as perdas e consequentemente aumentando a eficiência[7].

2.2.3 Análise das diferentes topologias de compensação

O comportamento do condensador depende da sua colocação no circuito e de diferentes topologias de compensação.

Cada topologia tem as suas próprias vantagens e desvantagens. A sua escolha deverá ser feita de acordo com as especificações do tipo de aplicação a ser desenvolvido.

Exemplificando a topologia de compensação SS (Série-Série), o circuito eléctrico de um DWPTS de acoplamento indutivo é ilustrado na Figura (2.4), onde L_T e L_R são os coeficientes auto-induzidos das bobinas de transmissão e recepção respectivamente, M representa a indutância mútua, e R_S e R_L são as resistências das bobinas.

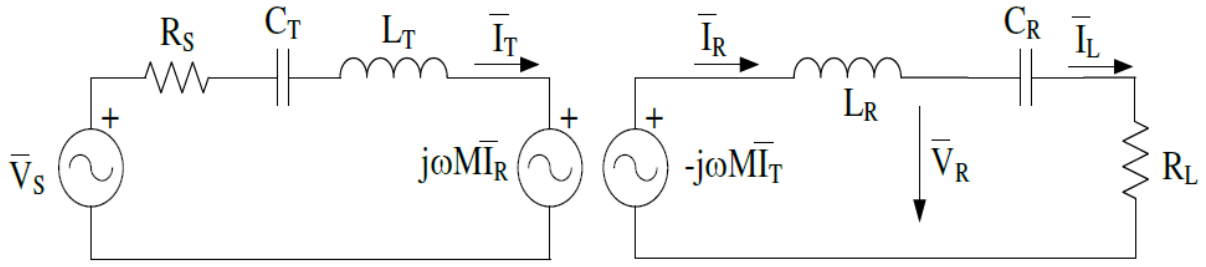


Figura 2.4: Topologia de compensação: Série-Série (SS).

As equações de tensão das seções do transmissor e receptor são dadas por

$$\begin{cases} \bar{V}_s = \dot{Z}_T \bar{I}_T + j\omega M \bar{I}_R \\ -j\omega M \bar{I}_T = \dot{Z}_R \bar{I}_R \end{cases} \quad (2.3)$$

onde \dot{Z}_T e \dot{Z}_R são as impedâncias das seções do transmissor e do receptor respectivamente, dadas por

$$\begin{aligned} \dot{Z}_T &= R_S + j\omega L_T - j\frac{1}{\omega C_T} \\ \dot{Z}_R &= R_L + j\omega L_R - j\frac{1}{\omega C_R} \end{aligned} \quad (2.4)$$

e ω é a frequência angular de \bar{V}_s . As correntes que fluem nas seções do transmissor e do receptor são representadas em (2.5).

$$\begin{cases} \bar{I}_T = \frac{\bar{V}_s \dot{Z}_R}{\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2} \\ \bar{I}_R = \frac{\bar{V}_s j\omega M}{\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2} \end{cases} \quad (2.5)$$

A potência complexa entregue pela fonte de tensão e as quantidades A_S (Potência Aparente) e P_L (Potência Ativa) podem ser calculadas através de

$$\bar{S}_S = \bar{V}_S \cdot \bar{I}_T^* = \frac{|\bar{V}_S|^2}{|\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2|} Z_R^* (\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2) \quad (2.6)$$

$$A_S = \frac{|\bar{V}_S|^2 |\dot{Z}_R|}{|\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2|} \quad (2.7)$$

$$P_L = R_L |\bar{I}_R|^2 = \frac{R_L V_S^2 \omega^2 M^2}{|\dot{Z}_T \dot{Z}_R + \omega^2 M^2|^2} \quad (2.8)$$

A mesma abordagem pode ser utilizada para redes de compensação SP, PS e PP. A Figura (2.5), ilustra a eficiência de transferência de potência e as características de potência de saída sob indutância mútua variável para todas as quatro topologias de compensação.

Em condições perfeitamente alinhadas, a indutância mútua é elevada mas depende do comprimento do entreferro. A indutância mútua reduz com o aumento do comprimento do entreferro e do desalinhamento entre primário e secundário. O sistema compensado pela topologia SS, atinge uma elevada e estável eficiência para baixas indutâncias mútuas.

Além disso, em comparação com os outros sistemas, transmite a maior potência de saída para uma potência de entrada fixa. Um sistema com compensação paralelo-série (PS), tem a mesma eficiência de transferência de energia que o sistema com compensação SS. No entanto, transfere menos energia para a carga comparativamente à compensação SS.

Enquanto que na topologia série-paralelo (SP), transfere uma menor quantidade de energia para a carga, a energia de entrada necessária é muito maior, resultando numa eficiência geral menor. A energia em menor quantidade transferida por um sistema compensado é no caso paralelo-paralelo (PP), tornando-o uma topologia inadequada para carregadores de VE.

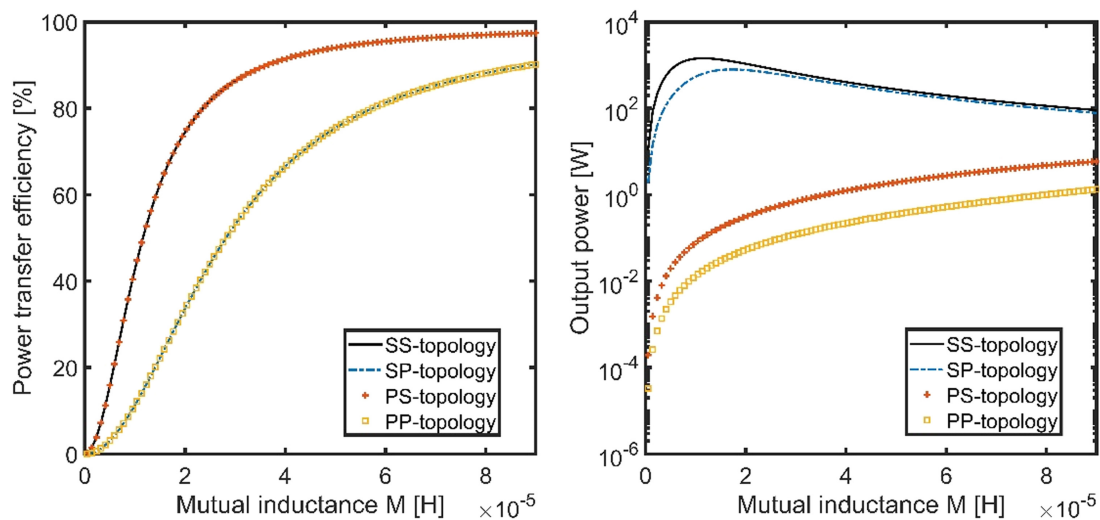


Figura 2.5: Eficiência e potência de saída de cada topologia face à variação da indutância mútua, M . [8]

Utilizar uma rede de compensação SS é benéfico para aplicações com condições de carga variáveis, ou seja, carregamento WPTS dinâmico, visto que a capacidade de compensação primária C_1 é independente da carga. Conforme mostrado anteriormente por (2.3) - (2.5), a impedância total do sistema compensado por SS decresce juntamente com a diminuição da indutância mútua.

Isso leva a um aumento na corrente primária e, portanto, a uma maior corrente secundária que alimenta a carga. Durante o movimento em estrada de um VE, nem sempre é garantido o alinhamento perfeito com o primário colocado no asfalto, causando um acoplamento mútuo fraco. Se o desalinhamento for bastante evidenciado, os componentes de comutação são sujeitos a valores elevados de corrente e podem ser danificados.

Todas as topologias de compensação básica apresentam vantagens e desvantagens. É, portanto, necessário ter em conta outras configurações que suprimam esses problemas.

Uma das topologias de compensação mais utilizadas atualmente é designada por compensação LCC, ilustrada na Figura (2.6) [9]. Permite combinar uma compensação série-paralelo convencional

(SP) num lado, com uma bobine em série. A frequência de ressonância é independente das condições de carga e acoplamento, enquanto a corrente através da bobine primária e a corrente de saída são constantes [10]. Geralmente, a eficiência de um sistema é tanto menor quanto mais componentes são introduzidos no mesmo, mas a tensão nos condensadores e bobines é menor por outro lado.

Comparando a compensação LCC com uma topologia SS convencional, uma resistência de carga crítica, RL_{crit} , é determinada de forma a comparar a eficiência e as características de indutância mútua,

$$RL_{crit} = \sqrt{\frac{L_{sc}}{C_{sc2}}} \quad (2.9)$$

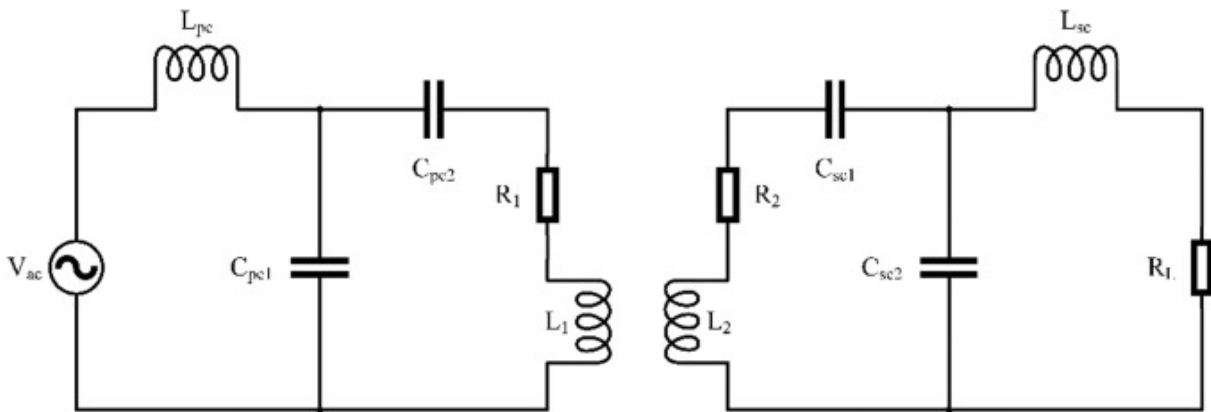


Figura 2.6: Rede de compensação LCC no lado primário e secundário de um sistema WPT, abstendo a ilustração do inversor do lado primário e retificador/filtro do lado secundário.

A bobine de compensação secundária e o condensador de compensação paralelo secundário são designados por L_{sc} e C_{sc2} respectivamente.

Nessas condições, a compensação SS é menos susceptível a variações na indutância mútua, mas oferece menor eficiência mesmo não existindo desalinhamento. As compensações SS e LCC oferecem o mesmo desempenho. Devido à capacidade paralela, a impedância total do sistema LCC aumenta de forma semelhante à compensação base paralela. Assim, garante uma operação segura sob elevado desalinhamento. Além disso, a compensação LCC apresenta uma menor radiação de campo magnético [11].

A topologia escolhida para efeitos de estudo neste trabalho, tendo em conta o descrito anteriormente e devido à sua simplicidade foi a Série-Série (SS).

2.3 Fonte de alimentação para WPTS

2.3.1 Introdução

O seguinte sub-capítulo aborda uma visão geral dos requisitos necessários para dimensionar uma fonte de alimentação, indispensável à operação do sistema DWPT.

- Caracterização e operação de dispositivos semicondutores com larga diferença de energia entre a banda de condução e a banda de valência (hiato largo, WBG acrónimo do inglês *wide-band gap*), como SiC e GaN.

- Rectificadores/inversores necessários para o funcionamento do sistema DWPT. Rectificador trifásico e inversor monofásico em ponte completa com modulação PWM (*Single Pulse Modulation - Phase Shift*) são posteriormente estudados.

Para uma transferência de energia sem contacto eficaz, é necessária uma corrente alternada de alta frequência, contida na gama dos 10kHz a 100kHz.

Os conversores ressonantes são desenvolvidos com o principal objetivo de maximizar a densidade de potência, ao reduzir as dimensões dos componentes magnéticos, condensadores e dissipadores a utilizar, estabelecendo uma frequência de operação elevada, e minimizando as perdas nos dispositivos semicondutores do conversor.

Para isso, o seu princípio de operação pode consistir na excitação de uma malha RLC ressonante série próximo da sua frequência de ressonância, por forma a provocar a oscilação das grandezas elétricas aos terminais dos dispositivos eletrónicos e comutá-los nos seus pontos de anulamento:

- Nos zeros da tensão, *ZVS* (normalmente obtém-se entrada em condução, a tensão nula);
- Nos zeros da corrente, *ZCS* (normalmente obtém-se passagem ao corte, a corrente nula);

2.3.2 Dispositivos de Hiato Largo

Existem duas categorias principais de dispositivos de hiato largo, uma é o Carboneto de Silício (SiC) e a outra o Nitreto de Gálio (GaN) [12].

O SiC oferece várias vantagens como material semicondutor em relação ao Si convencional. Os materiais SiC permitem trabalhar com maiores tensões e correntes enquanto apresentam baixas perdas de potência. Os dispositivos SiC têm como vantagens: (i) elevada eficiência, (ii) elevada frequência de operação, (iii) ampla faixa de temperatura de operação.

Os transistores SiC são dispositivos unipolares como o MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). Dispositivos SiC apresentam as seguintes vantagens sobre os tradicionais Si:

- Hiato largo;
- Elevados campos elétricos e críticos;
- Saturação de alta velocidade e baixa permissividade;
- Tamanho e peso menores;
- Elevada condutividade térmica;

Por outro lado, dispositivos do tipo GaN apresentam tensões de ruptura bastante elevadas, elevada mobilidade de electrões e velocidade de saturação elevada em comparação com o Si. As vantagens enumeradas, tornam o GaN um candidato ideal para aplicações de alta potência e temperatura, tendo em conta que o desempenho dos transístores GaN é mantido a elevadas temperaturas em comparação com os transístores de silício.

Estes dispositivos foram projectados para substituir os MOSFETs de potência em aplicações onde a velocidade de comutação ou eficiência de conversão de energia é crítica. Estes transístores, também apelidados de eGaN FETs, são construídos pelo crescimento de uma fina camada de GaN no topo de uma pastilha de silício padrão. Isto permite que os eGaN FETs mantenham custos semelhantes aos dos MOSFETs, mas com o desempenho eléctrico superior ao GaN.

Quando estes dispositivos se encontram em operação, o problema de o aumento da temperatura no semiconductor devido às perdas limita severamente o seu desempenho e vida útil. Aumentando a temperatura, irá aumentar o valor da sua resistência equivalente de condução e portanto é preciso avaliar com prudência o problema de aquecimento do dispositivo, ou seja, as potências de perdas, uma vez que estas devem ser calculadas não com a resistência equivalente à temperatura normal de operação mas sim à temperatura mais alta suportável sendo necessário dimensionar um dissipador para essas situações.

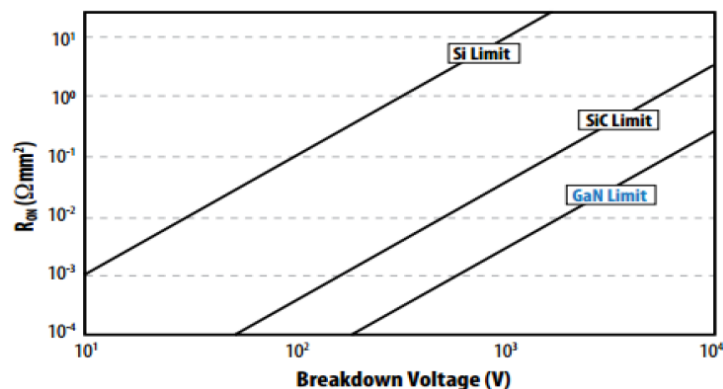


Figura 2.7: Resistência de condução (R_{ON}) vs Tensão de ruptura para os diferentes dispositivos. [13]

A resistência de condução dos dispositivos de potência desempenha um papel fundamental para medir as perdas por condução.

O GaN é mais vantajoso sobre o Silício (Si) e o Carboneto de Silício (SiC), reduzindo as perdas por condução no componente como ilustrado na Figura (2.7). As vantagens do GaN são as seguintes:

- Reduzida concentração de portadores de carga;
- Melhor resposta dinâmica;
- Baixa resistência de condução;
- Rápida comutação, maior frequência;
- Peso e dimensões menores;
- Elevada potência e melhor dissipação de calor;

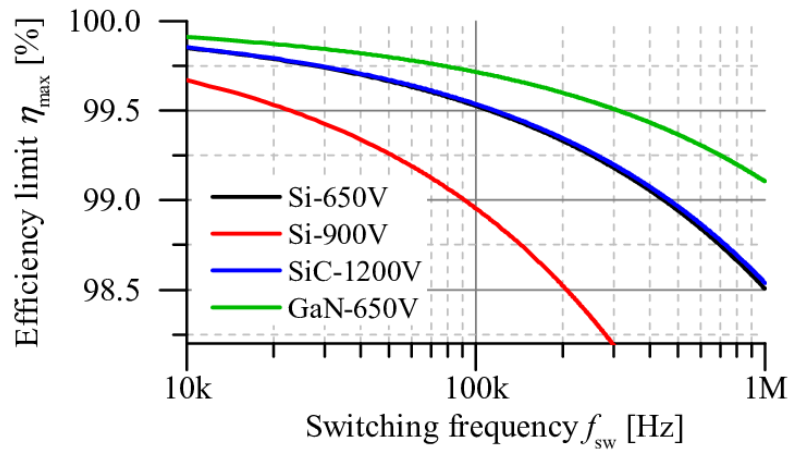


Figura 2.8: Comparação entre os diferentes dispositivos estudados e a sua eficiência para diferentes frequências de comutação. [13]

No entanto, uma vez que o lado DC do conversor se encontra nos 700V e o GaN actual ilustrado na Figura (2.8) trabalha a 650V, é expectável que num futuro próximo através do desenvolvimento deste tipo de dispositivo possa ser utilizado tendo em conta todas as vantagens enunciadas anteriormente.

2.3.3 Inversor Monofásico, Ponte Completa - *Single Pulse Modulation (Phase Shift)*

Na dissertação em estudo, tal como referido anteriormente, existirá um rectificador trifásico que alimentará um condensador DC, observável no esquema da Figura (2.2), servindo como fonte de alimentação para os vários inversores monofásicos ressonantes.

O inversor ressonante que alimentará as bobinas de vários primários de transformadores colocados ao longo do troço de estrada, será um inversor monofásico de 3 níveis, com modulação de largura de impulso.

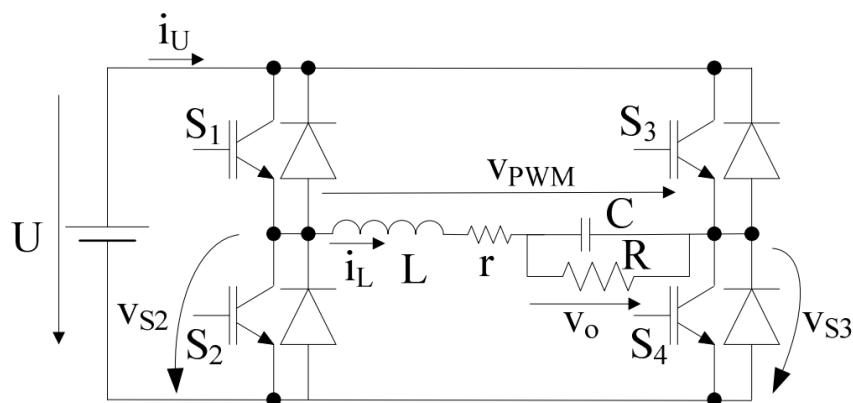


Figura 2.9: Esquematização de um inversor monofásico. [14]

O princípio de funcionamento encontra-se de acordo com quatro semicondutores de potência: S1 – S4. Os pares (S1, S3) e (S2, S4) conduzem sucessivamente. Os dois terminais da carga são conectados aos pontos médios do braço esquerdo e braço direito do circuito em ponte, respectivamente. A carga considerada é RLC série ressonante, com o ângulo de fase ϕ . Além disso, existem quatro díodos de roda livre em anti-paralelo, D1-D4. No caso da carga RLC, com a presença do elemento indutivo (L), esses díodos fornecem um caminho alternativo para a corrente indutiva que continua a fluir durante a condição em que os semicondutores se encontram desligados.

Existindo 2 braços no circuito, o estado dos semicondutores pode ser representado matematicamente por

$$\gamma_1 = \begin{cases} 1 & \text{se } S_1 \text{ está ON} \\ 0 & \text{se } S_2 \text{ está ON} \end{cases} \wedge \gamma_2 = \begin{cases} 1 & \text{se } S_3 \text{ está ON} \\ 0 & \text{se } S_4 \text{ está ON} \end{cases} \quad (2.10)$$

A tensão resultante, (v_{PWM}), é definida pelas seguintes expressões (2.11),(2.12)

$$v_{PWM} = v_{S2} - v_{S4} = \gamma_1 U - \gamma_2 U = (\gamma_1 - \gamma_2)U \quad (2.11)$$

em que $\gamma = \gamma_1 - \gamma_2 \rightarrow \gamma \in \{-1;0;1\}$

$$v_{PWM} = (\gamma_1 - \gamma_2)U = \begin{cases} U & \text{se } \gamma_1 = 1 \wedge \gamma_2 = 0 \ (\gamma_2 = \text{NOT}(\gamma_1)) \\ 0 & \text{se } \begin{cases} \gamma_1 = 1 \wedge \gamma_2 = 1 \\ \gamma_1 = 0 \wedge \gamma_2 = 0 \end{cases} \ (\gamma_2 = \gamma_1) \\ -U & \text{se } \gamma_1 = 0 \wedge \gamma_2 = 1 \ (\gamma_2 = \text{NOT}(\gamma_1)) \end{cases} \quad (2.12)$$

Neste tipo de modulação, existe apenas um pulso de saída por meio ciclo. A tensão de saída é alterada variando a largura dos pulsos. Os sinais de comandos são gerados comparando uma referência retangular (onda modulante) com uma referência triangular (portadora). A frequência dos dois sinais é quase igual.

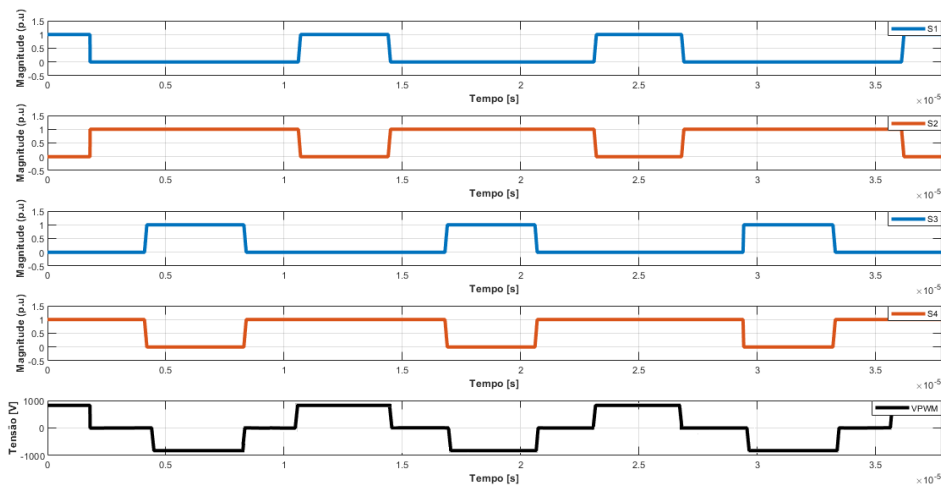


Figura 2.10: Intervalos de comutação dos semicondutores e respectiva tensão de saída (V_{PWM}).

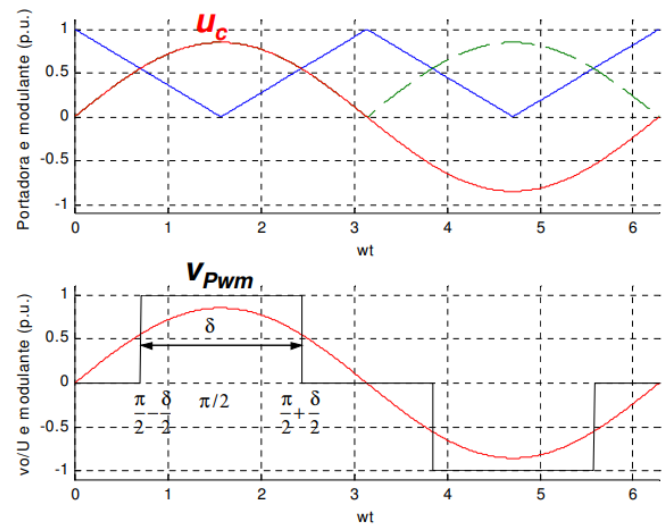


Figura 2.11: Representação gráfica das formas de onda modulante, v_{PWM} , e portadora, triangular. [14]

2.4 Design - Bobines WPTS

2.4.1 Introdução

Os principais componentes do DWPTS são duas bobines acopladas que permitem a transferência de energia via campo magnético. A corrente elétrica flui através da bobine primária e gera um campo magnético variável no tempo. Na vizinhança da bobine primária, a bobine secundária é atravessada pelo campo magnético, que induz uma tensão. O valor da tensão induzida depende do comprimento do entreferro entre essas bobines, do número de voltas e da derivada do campo magnético ao longo do tempo. Devido a esta tensão, uma corrente induzida pode fluir da bobine secundária para um circuito exterior.

A sua estrutura consiste principalmente num enrolamento de fio em cobre, núcleo de ferrite ou barras e respectiva blindagem - Figura (2.12a). Os enrolamentos geralmente são fabricados com fio *Litz* de forma a reduzir o efeito pelicular, principalmente em frequências de gama média [15]. A sua utilização permite também reduzir o peso e as dimensões das bobines de indução, mantendo ou melhorando a qualidade e baixando as perdas.

Para melhorar a eficiência de acoplamento entre as bobines e reduzir a dispersão do campo magnético, núcleos de ferrite de diferentes formatos são adicionadas às bobines (Figura (2.12b)). O objetivo das barras de ferrite é guiar o fluxo magnético de forma que o fluxo de dispersão possa ser reduzido e o coeficiente de acoplamento possa ser maximizado. Adicionar núcleo de ferrite melhora o coeficiente de auto-indução, fator de qualidade e indutância mútua das bobines mas por outro lado, pode aumentar as perdas no núcleo e no cobre [16].

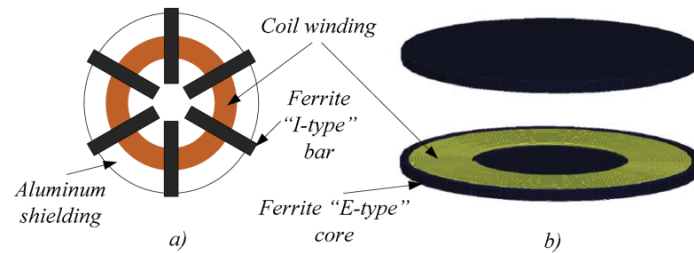


Figura 2.12: Estrutura da bobine para DWPTS: a) Núcleo circular b) Bobines circulares com núcleo de ferrite "tipo-E". [17]

2.4.2 Seleção da geometria da bobine e respectiva arquitectura

O *design* e tamanho da bobine de indução depende muito do coeficiente de acoplamento, que determina a potência de transferência [18]. Portanto, a escolha do *design* dos elementos estruturais é muito importante.

2.4.2.1 Seleção da geometria

As geometrias típicas e mais utilizadas de DWPTS indutivos incluem estruturas circulares, quadradas e retangulares (Figura (2.14a)), denominadas também de estruturas não-polarizadas (NPPs). Os resultados para o acoplamento magnético em função da área da bobine são ilustrados na Figura (2.14b), para um dado entreferro. Uma bobine circular possui um maior acoplamento magnético para uma determinada área, implicando uma maior eficiência de transmissão para a mesma densidade de potência relacionada à área da bobine.

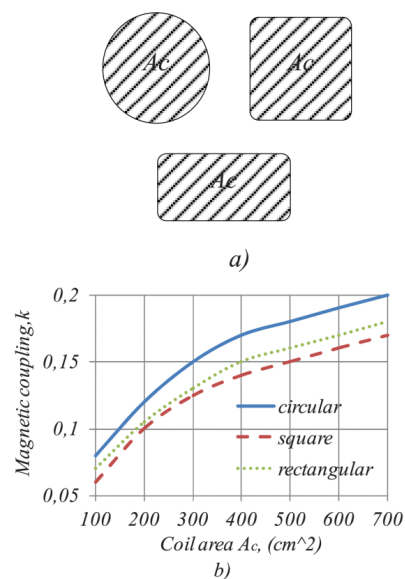


Figura 2.13: Comparação de geometrias básicas de bobines não polarizadas (NPPs): a) Área igual (A_c); (b) Comparação do cálculo do acoplamento magnético, k , das geometrias fundamentais em função da área, A_c , da bobine para um entreferro de 52 mm. [19]

É possível observar que as geometrias circulares e retangulares fornecem o maior coeficiente de acoplamento ao alterar a distância entre elas. Bons resultados para a maioria dos parâmetros em bobines circulares devem-se à distribuição de campo mais homogênea com geometrias mais uniformes e a presença de correntes parasitas nessa estrutura ser mínima (inexistência de arestas).

Na variedade de bobines não polarizadas (NPPs), topologias circulares ou retangulares apresentam uma melhor adequação em sistemas de transferência de potência indutiva. As principais áreas de aplicação centram-se em sistemas com pequeno espaço de instalação ou com menores requisitos em termos de restrições de campo magnético. Se o espaço de implementação for limitado, incluindo a altura, é plausível de serem utilizadas outras estruturas de bobine mais complexas.

Devido ao fraco desempenho no desalinhamento horizontal, as geometrias polarizadas (PP) são obtidas organizando múltiplas geometrias de bobines numa variedade de arranjos, como por exemplo, bobine solenoidal, duplo D (DD), duplo D quadratura (DDQ), bipolar (BP) e quadratura Quad D (QDQ).

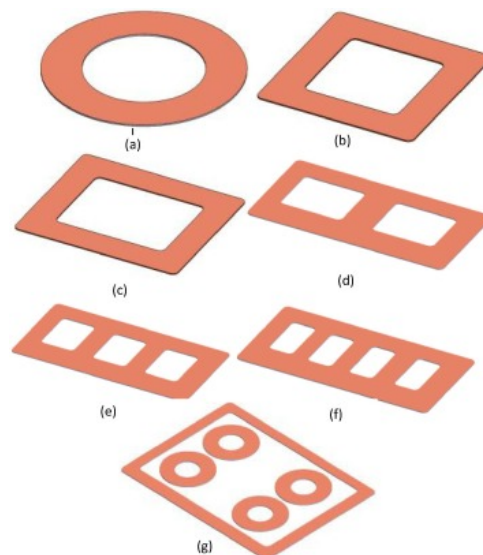


Figura 2.14: Diferentes geometrias polarizadas (PP): (a) Circular (b) Quadrada (c) Retangular (d) Duplo D (e) Bipolar (f) Quadratura Duplo-D (g) Quadratura Quad-D.

No entanto, para além das geometrias NPPs e PPs existem dois tipos de geometria 3D regularmente utilizadas neste tipo de sistemas consideradas em Hélice e Espiral [20].

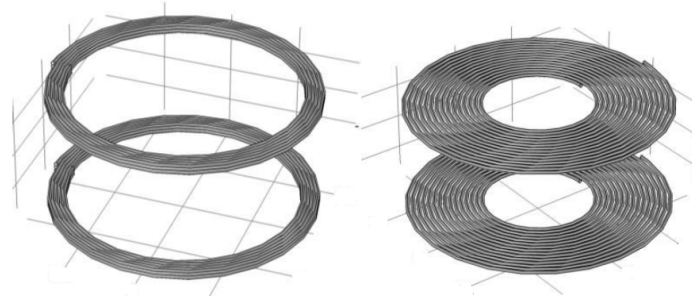


Figura 2.15: Lado esquerdo: Hélice, Lado direito: Espiral.

2.4.2.2 Determinação dos parâmetros da bobine

Os parâmetros fundamentais ao dimensionar as bobines presentes nas *pads* de transmissão/recepção são o elevado coeficiente de acoplamento k , fator de qualidade Q e tolerância ao desalinhamento.

$$Q = \sqrt{Q_{prim}Q_{sec}}, \quad (2.13)$$

onde

$$Q_{prim} = \frac{\omega \cdot L_{prim}}{R_{prim}}; Q_{sec} = \frac{\omega \cdot L_{sec}}{R_{sec}} \quad (2.14)$$

A eficácia das bobines acopladas no DWPT depende do produto dos coeficientes de acoplamento magnético e do fator de qualidade, kQ . O material do núcleo, a distância entre bobines e a geometria determinam esses fatores.

Para maximizar a eficiência do DWPT, o fator de qualidade, Q , deve ser maximizado, ou seja, as bobines devem apresentar uma elevado coeficiente de auto-indução e baixa resistência, R , em altas frequências de operação.

O coeficiente de auto-indução da bobine (2.15), é proporcional ao quadrado do número de voltas N , à permeabilidade do material magnético utilizado, μ , e à geometria do caminho do fluxo magnético apresentando uma seção transversal A e comprimento médio l .

$$L = \frac{\mu N^2 A}{l}. \quad (2.15)$$

A indutância da bobine é proporcional ao quadrado do número de voltas, ou seja, o seu aumento irá aumentar por sua vez o fator de qualidade embora a resistência também aumente. Portanto, é importante encontrar um meio-termo entre o diâmetro do fio e o número de voltas para um coeficiente de auto-indutância ideal.

Depois de escolher a geometria da bobine, deve-se determinar o *design* e a colocação dos enrolamentos na área da bobine. De seguida é exemplificada uma bobine de fio *Litz* em espiral (modelo 2D), com um raio interno e externo fixo.

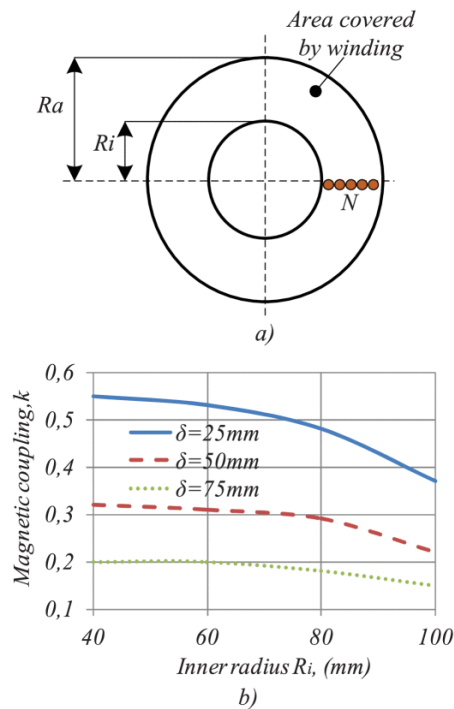


Figura 2.16: a) Ilustração contendo os principais parâmetros; b) Variação do acoplamento magnético k face ao raio interno R_i , de duas bobinas espirais iguais com um raio externo fixo $R_a = 105 \text{ mm}$, para três diferentes comprimentos de entreferro (δ). [19]

2.5 Design - Núcleos de Ferrite

Outro componente importante do transformador sem contacto é a estrutura magnética de ferrite. No DWPTS, o fluxo magnético é gerado em gamas de média/alta potência e como tal, é necessário ter em conta os padrões de segurança para evitar quaisquer problemas associados à radiação emitida pelos campos magnéticos.

Esta gama afeta ainda a eficiência do acoplamento entre os dois enrolamentos, principalmente se não existir blindagem para reduzir os fluxos de dispersão. O *design* adequado pode não apenas ajudar a redireccionar o caminho do fluxo magnético do primário para o secundário, mas também melhora a indutância mútua e o coeficiente de auto-indução das bobinas.

A seleção do núcleo de ferrite depende de vários fatores, incluindo tamanho, forma, permeabilidade do material, frequência operacional e custo. *Designs* básicos de ferrite, como circular, quadrada e retangular (designadas por *E-core* e *U-core*) são utilizadas na *pad* de transmissão, bem como na *pad* receptora, de forma a reduzir os fluxos de dispersão no carregamento sem contacto de veículos elétricos [21].

Mesmo que as estruturas *E-core*, *U-core*, *ETD*, etc., ofereçam um coeficiente de acoplamento mais elevado, estas não são adequadas devido à sua altura, uma vez que os VEs apresentam uma distância ao solo padrão limite. Estruturas de ferrite estriada têm sido utilizadas para criar uma variedade de formas e tamanhos, reduzindo a indutância de dispersão e o custo.

No DWPTS, o revestimento de alumínio apresenta duas funções: material de blindagem e integridade da estrutura. A construção em alumínio reduz dispersões de fluxo e melhora o coeficiente de acoplamento no sistema por meio de correntes parasitas [22].

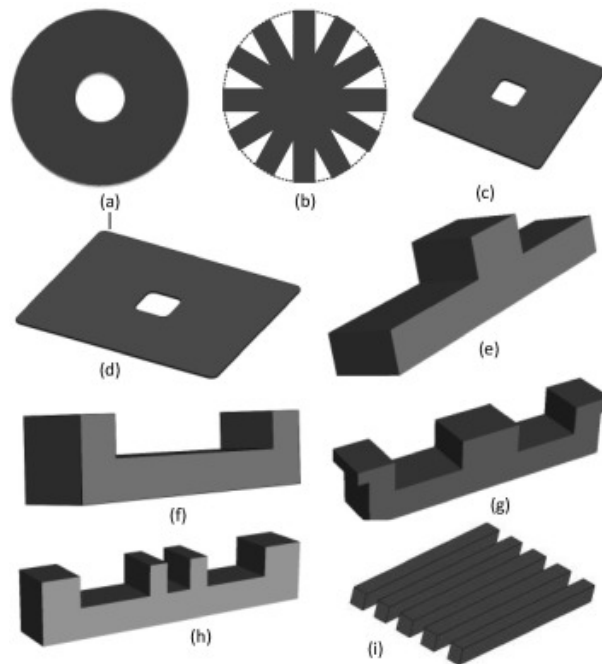


Figura 2.17: Estruturas de ferrite: (a) Circular (b) Circular Estriada (c) Quadrada (d) Retangular (e) Núcleo em T (f) Núcleo em U (g) Núcleo em E (h) Duplo U (i) Blocos estriados.

2.6 *Layout* do troço a implementar

Não só a geometria das *pads* têm impacto no desempenho do sistema, como abordado nos sub-capítulo anteriores, mas também a disposição do sistema representa uma peça-chave na solução do tema proposto, especialmente no lado primário. Embora o *layout* de um sistema de carregamento estacionário esteja bem estabelecido, existem diferentes opções disponíveis para um DWPTS, principalmente relacionadas à natureza dinâmica do processo de carregamento. O principal desafio associado ao DWPTS é o curto período de tempo em que as *pads* de transmissão e recepção podem interagir entre si e transferir energia para as baterias.

Conforme os veículos se aproximam dos blocos de transmissão e se movem através deles, o fluxo magnético é interceptado por bobinas de recepção e, portanto, o acoplamento magnético muda. Consequentemente, esta mudança causa uma flutuação da transferência de energia e aumenta o *stress* nos dispositivos electrónicos de potência.

Para reduzir o impacto no sistema de carregamento e na conexão à rede, as *pads* de carregamento devem apresentar um elevado grau de tolerância ao desalinhamento. Dependendo do *layout* da bobine de transmissão e da fonte de alimentação, dois *designs* podem ser distinguidos e seguidamente ilustrados na Figura (2.19).

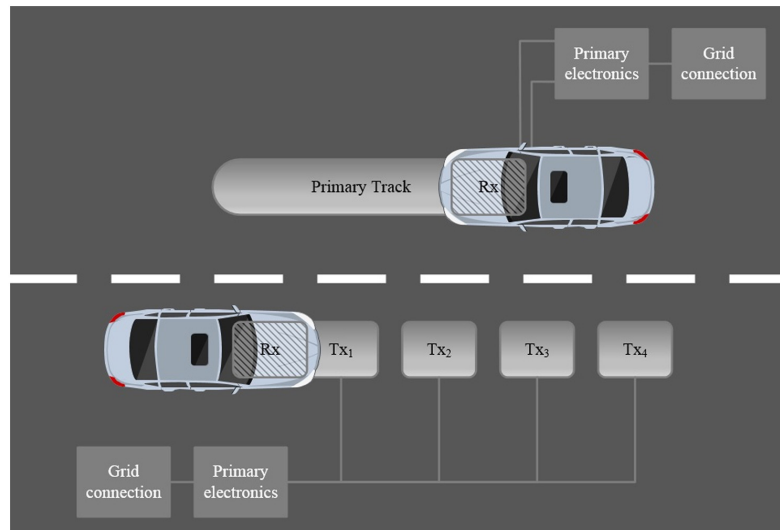


Figura 2.18: Diferentes opções de *layout* para DWPTS, onde Rx - *Receiving pad*, Tx - *Transmission pad*.

Enquanto o carregamento estacionário utiliza apenas uma única fonte de alimentação para alimentar um ou vários blocos de transmissão separados, outra opção é considerada para o carregamento DWPTS. Em vez de se utilizar vários blocos de transmissão segmentados, uma longa faixa transmissora é amplamente utilizada neste tipo de tecnologia [23]. Ambos os *layouts* enunciados têm vantagens sobre outras abordagens, embora incorram nas desvantagens seguidamente indicadas.

A utilização de uma longa faixa transmissora minimiza a quantidade de componentes do sistema, reduzindo a complexidade de controlo pois produz uma saída de energia e corrente constantes, uma vez que o bloco receptor está localizado acima da faixa. No entanto, existe um aumento nos valores máximos de todos os componentes quando a alimentação é fornecida por uma única fonte de alimentação.

É importante também denotar que se ocorrer uma falha, todo o sistema deve ser desligado, diminuindo a sua fiabilidade. Além disso, a eficiência é baixa durante a operação de carga parcial, uma vez que toda a faixa precisa de ser alimentada durante todo o tempo. O acoplamento por sua vez também é baixo, pois a bobine receptora é pequena. O campo eletromagnético produzido pelos componentes que não se encontram em uso deve ser suprimido de forma a reduzir radiação prejudicial.

Por outro lado, se o subsistema de transmissão contém vários blocos segmentados, é requerido uma infinidade de componentes como fontes de alimentação e inversores de alta frequência, já que cada bloco deve ser conectado separadamente. Ao utilizar vários subsistemas de *pads*-inversoras, a fiabilidade do sistema aumenta devido à redundância introduzida, ou seja, o sistema de carregamento continua em funcionamento mesmo quando ocorrem falhas em apenas um segmento.

É possível conectar várias *pads* juntas em vez de utilizar vários inversores, utilizando apenas um retificador trifásico de alta potência conectado por meio de interruptores às *pads* do transmissor [24]. Cada uma das *pads* desliga quando o veículo acaba de passar por ela, diminuindo a radiação do campo electromagnético e amenizando o reduzido acoplamento.

As desvantagens desse *layout* são o aumento do custo, a complexidade de controlo para aumentar a eficiência e diminuir o impacto na rede devido às flutuações de energia. O espaçamento entre blocos precisa de ser otimizado, pois afeta o desempenho do sistema [25]. Se as *pads* estiverem muito próximas, ocorrerá o acoplamento entre as diversas *pads* de transmissão induzido correntes de sentido contrário, causando o aumento do número de *pads* por comprimento estipulado. O acoplamento entre as bobinas de transmissão pode ser reduzido colocando-as mais afastadas, no entanto, ocorrerá uma transferência de energia descontínua, com efeitos negativos na rede de distribuição.

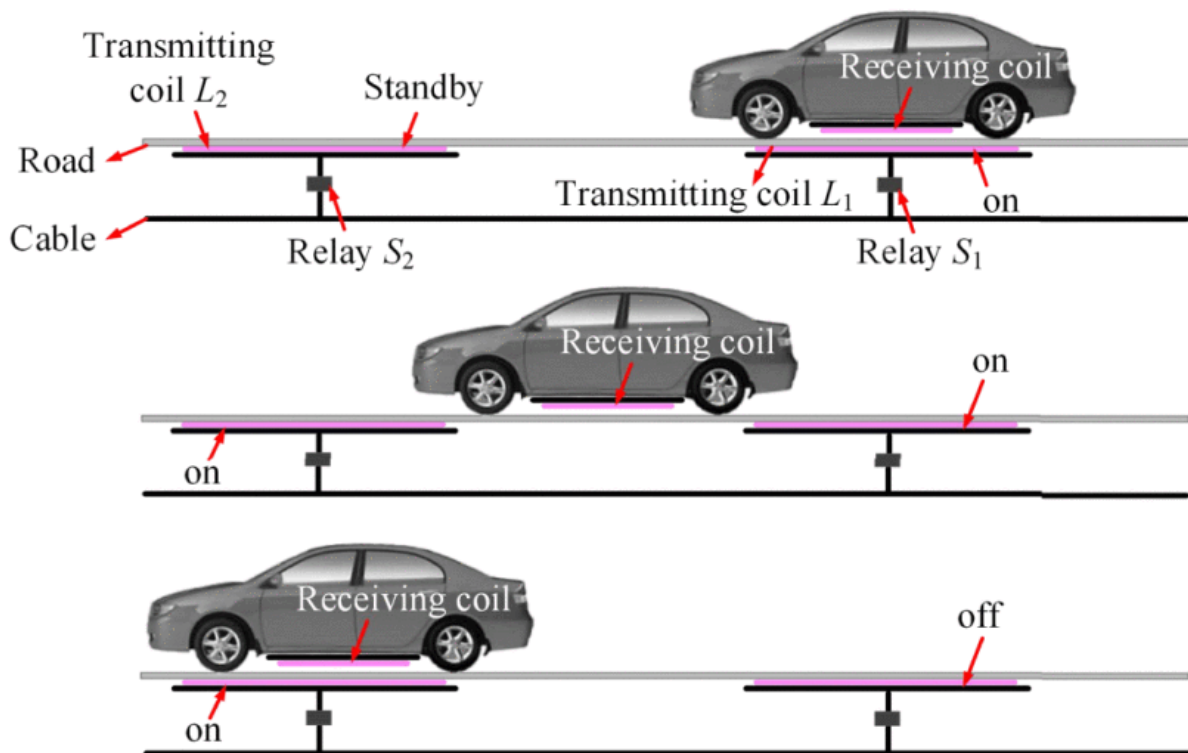


Figura 2.19: Diagrama fundamental das bobinas de transmissão selectivas ON/OFF. Adaptado de [26].

Capítulo 3

Projecto da Topologia de Conversão Ressonante

Nos conversores de comutação abrupta para aplicações de potência de dezenas de kW , a frequência de comutação dos semicondutores controlados (f_s), deverá ser da ordem das dezenas de kHz para reduzir o tamanho dos elementos reativos. Neste caso, como os semicondutores estão sujeitos a tensões e correntes de valores elevados, apresentam elevadas perdas de comutação.

Para resolver este problema existe outro tipo de conversores, denominados ressonantes, geralmente com componentes passivos adicionais que são projectados de modo a conferir ao conversor uma transferência de potência com perdas muito reduzidas para uma dada frequência f_s elevada (frequência para a qual os componentes passivos adicionais são projectados de modo a que o sistema entre em ressonância).

Com o intuito de aumentar e melhorar a capacidade de transferência de energia, independentemente da topologia usada, é necessário que todo o sistema funcione à frequência de ressonância (f_r). Quando este fenómeno acontece, toda a impedância de carga do conversor ressonante é vista do lado primário do transformador como quase puramente resistiva, sendo que a tensão e corrente no circuito ressonante se encontram em fase.

Os conversores ressonantes devem funcionar no ponto óptimo onde o rendimento e a transferência de energia é máximo à frequência f_r . Comparando com outros conversores de alta frequência para a mesma potência, o conversor ressonante possui perdas de comutação praticamente nulas. Este tipo de fenómeno ao qual existem perdas nulas nos semicondutores à frequência f_s é chamado de comutação suave (do acrónimo inglês, *soft-switching*).

As técnicas utilizadas pela comutação suave consistem na comutação no zero da corrente (ZCS) ou na comutação no zero da tensão (ZVS), representado na Figura (3.1). Na técnica ZVS, a tensão aos terminais do semiconductor é zero quando este é ligado.

Assim consegue-se obter uma energia armazenada de saída nula e conseqüentemente perdas de comutação inexistentes. Na técnica ZCS, o semiconductor é desligado quando a corrente já é nula [27].

Outra vantagem deste tipo de comutação prende-se no facto de existir uma redução da interferência eletromagnética quando é usada a técnica de comutação ZVS. O EMI é causado em grande parte por variações elevadas de corrente (di/dt) e de tensão (dv/dt). Estas variações bruscas também provocam stress nos componentes o que reduz a sua vida útil [28].

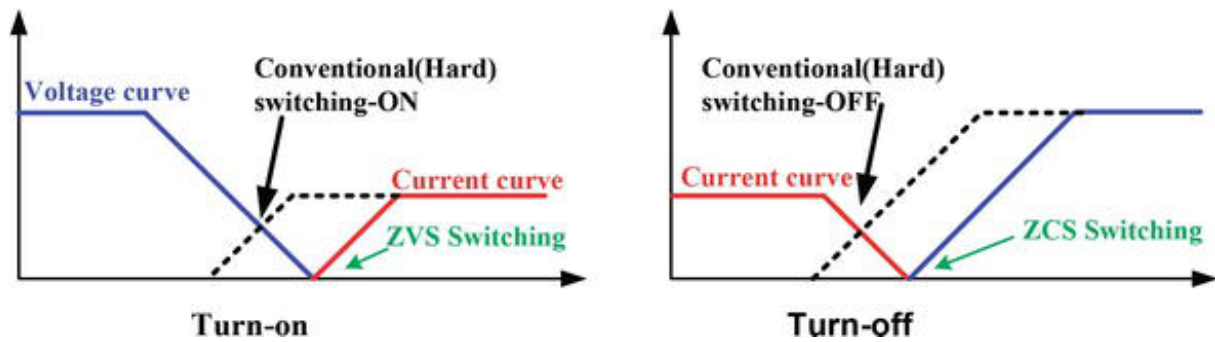


Figura 3.1: Técnica de Comutação Abrupta vs Técnica de Comutação Suave.

No entanto, para uma melhor compreensão deste tipo de conversores ressonantes, é importante reconhecer as seguintes equações:

A frequência f_r de uma malha ressonante é determinada por (3.1), onde L e C representam respectivamente a indutância e a capacidade da malha ressonante.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

O fator de qualidade (Q) de um sistema, previamente abordado no capítulo do Estado de Arte, corresponde à razão entre a máxima energia armazenada e a energia média dissipada por ciclo na malha ressonante, e é calculado através da equação (3.2), onde Z_r representa a impedância equivalente da malha ressonante e R_i representa a resistência equivalente da carga aos terminais da malha ressonante.

$$Q = \frac{Z_r}{R_i} \quad (3.2)$$

Todas as malhas ressonantes têm a característica de possuírem um ganho em tensão associado à frequência fn em que operam. O ganho (G) é caracterizado pela equação (3.3) e consiste na razão da amplitude da tensão de saída face à tensão de entrada da malha ressonante.

$$G = \frac{V_{saída}}{V_{entrada}} \quad (3.3)$$

3.1 Malhas Ressonantes

Conforme ilustrado nas Figuras (3.2-3.5) [29], a introdução de condensadores nos lados primário e secundário é essencial para eliminar a diferença de fase entre corrente e tensão e minimizar a potência reactiva na fonte de alimentação. A rede de compensação é também responsável por ajustar o circuito de modo a obter a mesma frequência de ressonância entre o lado transmissor e receptor para maximizar a transferência de energia, compensando o fraco acoplamento indutivo de um transformador real e a sua indutância de dispersão elevada, bem como a sua indutância de magnetização finita.

Outros benefícios de utilizar redes de compensação tal como referido anteriormente, permitem a comutação suave de transístores de potência, reduzindo as perdas por comutação obtendo um carregamento por corrente e tensão constantes [30]. Embora exista um acréscimo no número de elementos formando uma topologia mais complexa, é essencial que exista uma rede de compensação bem projectada num sistema WPTS, uma vez que beneficia o seu processo de carregamento. Os quatro tipos principais de topologias de rede de compensação são mostradas nas seguintes figuras:

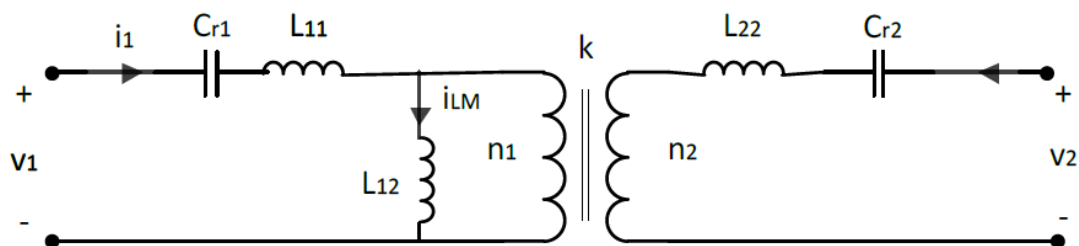


Figura 3.2: Compensação Série-Série.

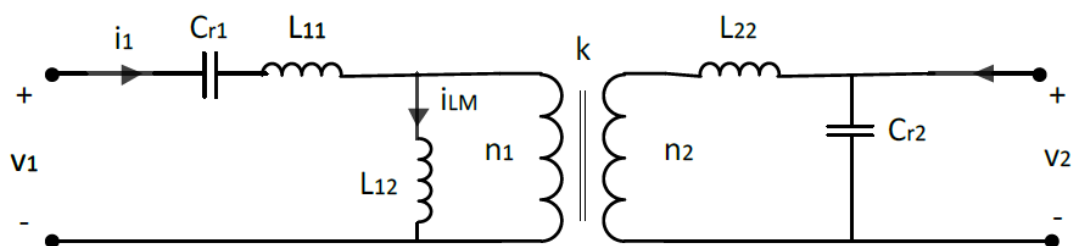


Figura 3.3: Compensação Série-Paralelo.

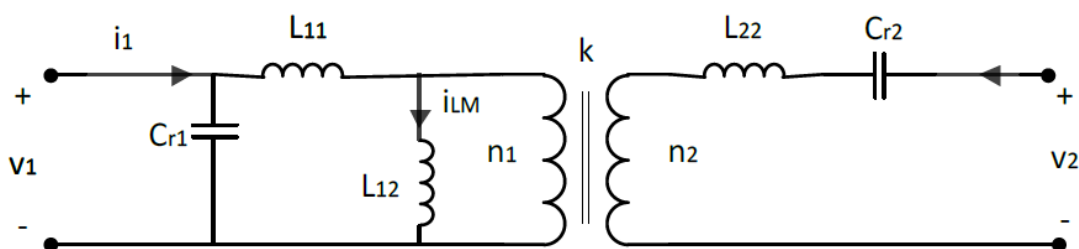


Figura 3.4: Compensação Paralelo-Série.

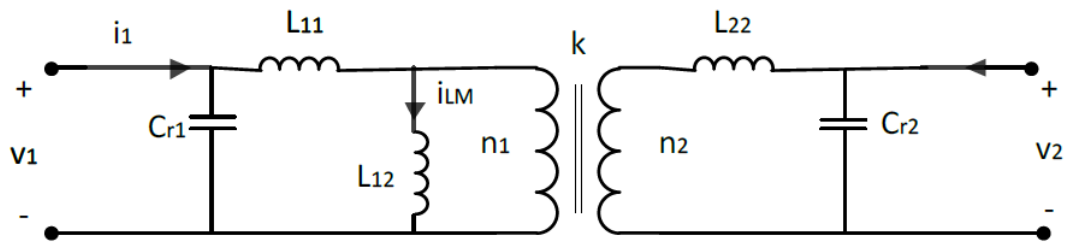


Figura 3.5: Compensação Paralelo-Paralelo.

3.2 Processo de Seleção

O enrolamento compensado em paralelo do lado primário do transformador é necessário para gerar uma corrente elevada nesse mesmo lado, o que faz com que as topologias Paralelo-Série e Paralelo-Paralelo necessitem de uma bobina adicional em série com objectivo de limitar a corrente do inversor que passa para o circuito ressonante em paralelo.

As topologias PS e PP protegem o WPTS se a bobine da fonte não operar na ausência da bobine receptora. O desalinhamento é um fator significativo na eficiência de transferência de energia, quando significativo resulta numa fraca transferência de energia entre as bobines. Assim, apenas se podem considerar para o sistema em questão, as topologias Série-Série e Série-Paralelo.

Embora cada uma das quatro topologias tenha os seu prós e contras, a topologia mais utilizada em VE é a SS devido a duas vantagens significativas [31]. Na Figura 3.2, a topologia Série-Série, abre a possibilidade de inclusão das indutâncias de dispersão na malha. Para evitar a influência da indutância de magnetização é imperativo que o conversor funcione a uma frequência de comutação menor que a frequência de ressonância, para se obter uma comutação suave.

Uma vez que a indutância em série varia menos que a indutância em paralelo quando o acoplamento magnético varia e considerando que esta topologia possui uma protecção intrínseca limitativa da corrente, esta característica é útil em variações abruptas das condições de operação, a topologia Série-Série será a utilizada no sistema em estudo. Outra vantagem é que o fator de potência é mantido próximo de um, e assim maiores eficiências podem ser obtidas para esta topologia de compensação.

De uma forma geral, as quatro topologias básicas são comparadas nos cinco seguintes critérios que permitirão uma boa avaliação da escolha adoptada:

- Eficiência máxima;
- Máxima potência transferida para a carga;
- A tensão de saída independente da carga ou a corrente de saída;
- Compensação independente do factor k ;
- Inexistência de acoplamento magnético ($k = 0$);

Escolheu-se o método de compensação que consiste na colocação de um condensador em série com a indutância de dispersão no lado primário, realizando assim, a malha ressonante em série. As indutâncias de dispersão variam numa zona de valores mais restrita, o que faz com que a sua compensação seja mais estável e previsível.

Tabela 3.1: Redes de Compensação - Revisão Geral

| Estudo: | Série-Série (SS) | Série-Paralelo (SP) | Paralelo-Série (PS) | Paralelo-Paralelo (PP) |
|---|------------------|---------------------|---------------------|------------------------|
| Capacidade de transferência de potência | Elevada | Elevada | Reduzida | Reduzida |
| Sensibilidade do factor de potência com a distância | Menor | Menor | Moderada | Moderada |
| Tolerância de alinhamento | Elevada | Elevada | Moderada | Reduzida |
| Impedância equivalente no estado de ressonância | Reduzida | Reduzida | Elevada | Elevada |
| Tolerância da frequência face à eficiência | Reduzida | Elevada | Reduzida | Elevada |
| Adequado para aplicações relacionadas com VE | Elevada | Elevada | Moderada | Moderada |

3.3 Transformador

Um transformador sem contacto, característico pela presença de entreferro entre as partes magnéticas do primário/secundário tem, regra geral, elevada indutância de dispersão e baixa indutância de magnetização o que origina, como já referido, um baixo coeficiente de acoplamento. Assim, elevadas correntes de magnetização vão fluir pelo enrolamento primário e ao percorrer elementos resistivos provocam a diminuição da eficiência do sistema.

Como tal, na fabricação do mesmo é necessário ter em conta factores como por exemplo as suas dimensões, peso e aplicação destinada pois irá ter grande impacto no aumento/diminuição do factor de acoplamento.

3.3.1 Princípio Básico de Funcionamento

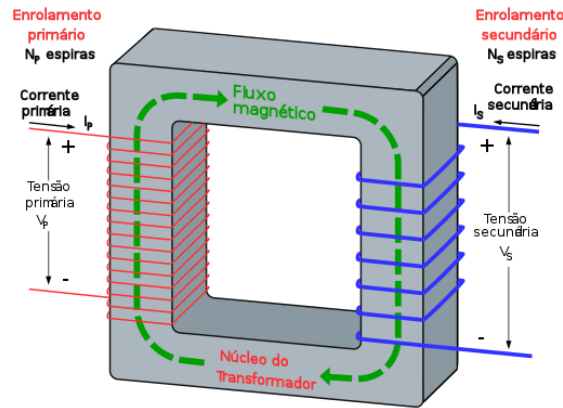


Figura 3.6: Representação do princípio de funcionamento básico de um transformador.

A escrita das equações do transformador, com o fim de efectuar a sua análise, depende fortemente das direcções de referência arbitrárias atribuídas às correntes e tensões. Assim, assume-se que as correntes do primário e secundário são tais que criam campos magnéticos concordantes no núcleo, ou seja, $L_M > 0$.

A Lei de Indução de *Faraday*, ou simplesmente, lei da indução eletromagnética, é uma das equações básicas do electromagnetismo. A mesma prevê que um campo magnético interagindo com um circuito elétrico, produz uma força electromotriz. Utilizando um caminho orientado com uma corrente, atravessando o condutor do enrolamento primário e fechando-se aos terminais do gerador, obtém-se a seguinte equação:

$$\oint_{s_1} E \cdot ds_1 = r_1 i_1 - u_1 = -\frac{d\psi_1}{dt} \iff u_1(t) = r_1 i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} \quad (3.4)$$

Sendo possível observar que o fluxo magnético do primário depende de ambas as correntes, quer do primário, quer do secundário da seguinte forma, $\psi_1 = \psi_1(i_1, i_2)$.

Aplicando igualmente a lei ao enrolamento secundário, resulta:

$$\oint_{s_2} E \cdot ds_2 = r_2 i_2 - u_2 = -\frac{d\psi_2}{dt} \iff u_2(t) = r_2 i_2 + \frac{d\psi_2}{dt} \quad (3.5)$$

Em que o fluxo de ligação do secundário depende igualmente de ambas as correntes, $\psi_2 = \psi_2(i_1, i_2)$.

Assumindo que o núcleo do transformador apresenta um comportamento linear, ambos os fluxos de ligação, primário e secundário, podem ser equacionados de acordo com combinações lineares das correntes presentes no enrolamento.

$$\begin{cases} \psi_1(t) = L_{11}i_1(t) + Mi_2(t) \\ \psi_2(t) = Mi_1(t) + L_{22}i_2(t) \end{cases} \iff \begin{cases} \bar{\psi}_1 = L_{11}\bar{I}_1 + M\bar{I}_2 \\ \bar{\psi}_2 = M\bar{I}_1 + L_{22}\bar{I}_2 \end{cases} \quad (3.6)$$

De notar que, de acordo com as convenções arbitrárias adoptadas, todos os coeficientes presentes em (3.6), L_{11} , L_{22} e M são grandezas positivas.

3.3.2 Modelo Eléctrico do Transformador

Tomando como base o princípio de funcionamento de um transformador ideal, a permeabilidade magnética, μ , utilizada no fabrico do núcleo do transformador não é infinita. Como tal,

$$U = RI \iff U_{magn} = Re_m \phi \quad (3.7)$$

Como referido anteriormente, $\mu \neq \infty$, logo o campo magnético, H , presente no núcleo não é nulo.

$$\frac{\bar{U}_1}{\bar{U}_2} = -\frac{N_1}{N_2}, \frac{\bar{I}_1}{\bar{I}_2} = -\frac{N_2}{N_1} \quad (3.8)$$

Adaptando (3.8) com base em (3.7)

$$u_1 = \frac{N_1^2}{Re_m} \frac{d}{dt} \left(i_1 + i_2 \frac{N_2}{N_1} \right) \quad (3.9)$$

É possível obter a indutância de magnetização bem como a corrente de magnetização, do lado primário do transformador

$$\begin{cases} L_{12} = \frac{N_1^2}{Re_m} \\ i_m = i_1 + i_2 \frac{N_2}{N_1} \end{cases} \quad (3.10)$$

Sabendo que a existência de um fluxo alternado origina perdas no núcleo, estas são devidas à histerese do material constituinte do núcleo e também às correntes parasitas, correntes de *Foucault*. Apelidadas de perdas do ferro, encontram-se representadas no circuito equivalente da Figura (3.7) pela grandeza, R_m .

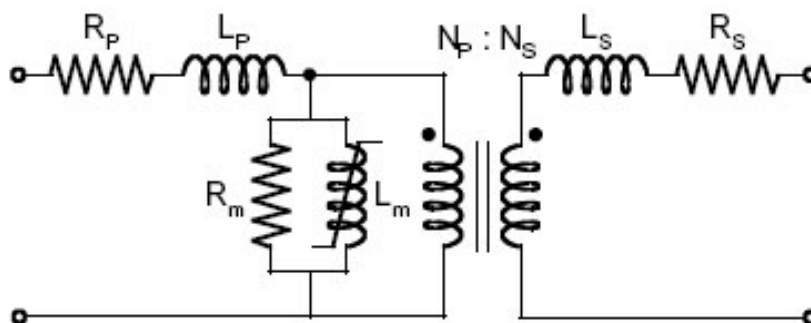


Figura 3.7: Modelo Equivalente Geral do Transformador.

Para efeito de cálculos, assumiu-se que as resistências R_p, R_s poderiam ser desprezadas por apresentarem um valor mínimo assim como a resistência R_m , relacionada com as perdas no ferro, se considera infinita.

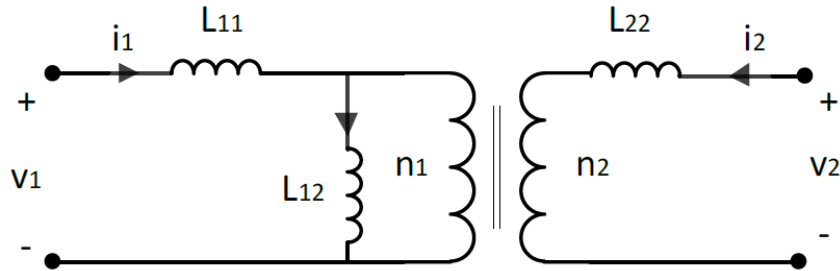


Figura 3.8: Modelo Equivalente do Transformador, disposição em II.

Conhecido como Modelo π , é possível observar na Figura (3.8) as indutâncias de dispersão do primário/secundário, L_{11} e L_{22} e a indutância de magnetização L_{12} .

As indutâncias de dispersão do transformador são determinadas, essencialmente, pelos fluxos de dispersão, Φ_{11} e Φ_{22} , que se encontram ligados apenas a um dos enrolamentos, primário e secundário respectivamente.

$$\begin{cases} L_{11} = N_1 \frac{\Phi_{11}}{i_1} \\ L_{22} = N_2 \frac{\Phi_{22}}{i_2} \end{cases} \quad (3.11)$$

Observando o esquema da Figura (3.8), é possível estabelecer as respectivas auto-indutâncias do transformador sabendo que as indutâncias de dispersão, L_{11} e L_{22} , se encontram em série com os enrolamentos

$$\begin{cases} L_1 = L_{11} + L_{12} = L_{11} + M \frac{N_1}{N_2} \\ L_2 = L_{22} + L_{21} = L_{22} + M \frac{N_2}{N_1} \end{cases} \quad (3.12)$$

E a indutância de magnetização, expressa através da relação de transformação do número de espiras

$$L_{12} = L_{21} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (3.13)$$

Por fim, é possível obter a indutância mútua, representada pela grandeza, M

$$M = L_{12} \frac{N_2}{N_1} = L_{21} \frac{N_1}{N_2} \quad (3.14)$$

O fator de acoplamento k , pode ser visto como uma medida da relação entre o fluxo concatenado e o fluxo disperso (*leakage*), em que $k=0$ implica ($M=0$), ou seja, não há fluxo concatenado entre as duas bobinas e portanto, não existe acoplamento magnético.

Para $k=1$ ($M = \sqrt{L_1 L_2}$), o primário comporta-se como uma indutância nula, impedindo a variação de fluxo no meio magnético. A bobina do secundário em curto-circuito também se opõe a qualquer variação do seu fluxo, existindo portanto um acoplamento total entre o fluxo do primário e do secundário.

$$k = \frac{L_{12}}{n \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \in (0, 1) \quad (3.15)$$

A indutância de magnetização, L_{12} , geralmente é apresentada um valor na ordem de grandeza dos mH enquanto as indutâncias de dispersão, L_{11} e L_{22} , se encontram quantificados três a quatro ordens de grandeza inferiores, ou seja, na ordem dos μH . O valor do factor de acoplamento, k , deverá ser expressamente especificado quanto à sua precisão pois desempenha papel fundamental na eficiência de transferência de energia sem contacto, originando as seguintes equações, considerando (3.13) e (3.14)

$$\begin{cases} L_{11} = L_1 - \frac{k}{n} \sqrt{L_1 L_2} \\ L_{22} = L_2 - n \cdot k \sqrt{L_1 L_2} \\ L_{12} = \frac{k}{n} \sqrt{L_1 L_2} \end{cases} \quad (3.16)$$

Devido ao fraco acoplamento neste tipo de tecnologia, torna-se imperativo à utilização de conversores ressonantes. Representando analiticamente o modelo equivalente de três parâmetros do transformador,

$$\begin{cases} n_x = k \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \\ L_{11x} = L_1 (1 - k^2) \\ L_{12x} = k^2 L_1 \end{cases} \quad (3.17)$$

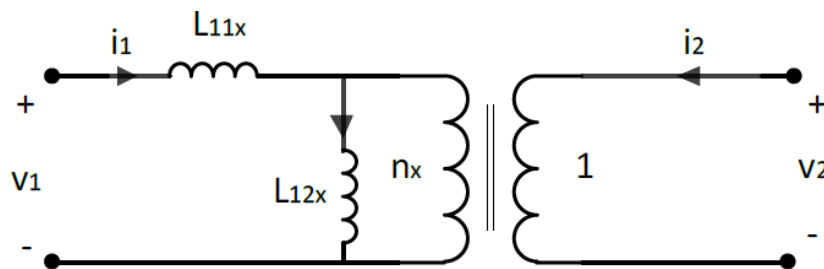


Figura 3.9: Modelo Equivalente do Transformador, 3 parâmetros.

Os circuitos ressonantes primário e secundário são projectados para ressonar na mesma frequência. A frequência de ressonância é dada por (3.1). Quando o circuito é conduzido na frequência de ressonância em ambos os lados, a reatância de fuga dos lados primário e secundário é cancelada pela reatância capacitiva. Assim, por introdução de uma malha de compensação com os condensadores, C_p e C_s , é expectável que a eficiência geral do carregamento aumente.

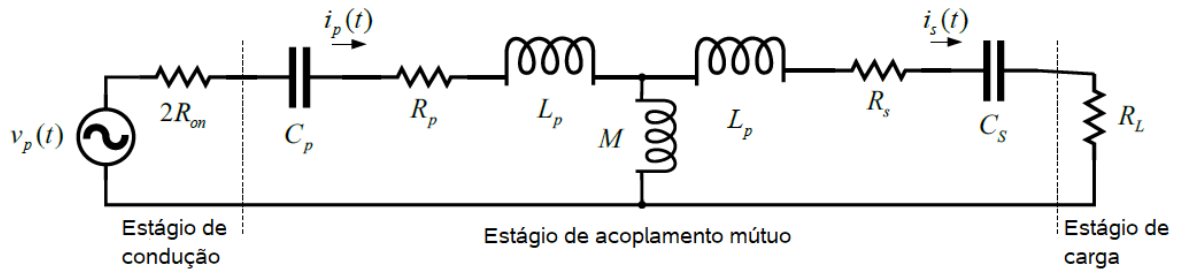


Figura 3.10: Modelo Equivalente do Transformador WPTS.

Como mencionado anteriormente, a arquitectura da bobine tem um efeito significativo na eficiência geral no processo de carregamento. Factores como dimensões, peso, material e número de espiras devem ser bem analisados.

Mas, uma vez que esta simulação visa provar a eficiência geral superior do uso de uma rede de compensação, o diagrama representativo do transformador utilizado é ilustrado na Figura (3.12). Um bloco de transformador linear de dois enrolamentos com uma relação do nº de espiras (1:1) é utilizado, onde os valores das resistências do enrolamento foram considerados de 1% das perdas totais no transformador.

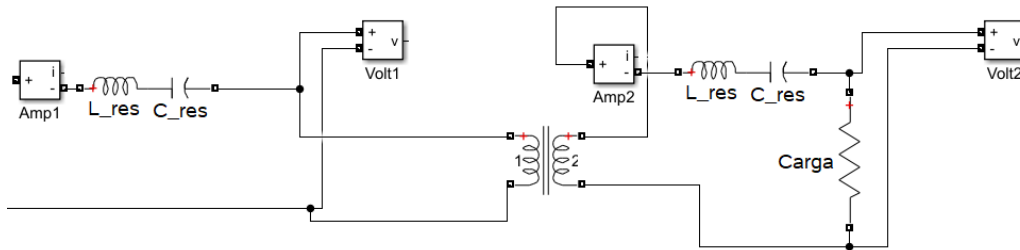


Figura 3.11: Parâmetros ressonantes e respectivo transformador utilizado em programa de simulação numérica.

3.3.3 Dimensionamento do Filtro RLC ressonante

Neste sub-capítulo, irão ser estimados todos os parâmetros associados à elaboração de um filtro RLC ressonante. Como tal, assume-se uma tensão de trabalho no conversor, $U = 725V$ e uma potência fornecida ao veículo em movimento de 50 kW, uma vez que à velocidade que este se desloca, assumindo em média 120 km/h num troço de reduzido comprimento contendo os inversores monofásicos ressonantes, a potência transferida terá de ser elevada para um carregamento eficaz.

$$\phi \rightarrow \omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \wedge \begin{cases} \phi > 0 \rightarrow \omega_{res} < \omega_F < \omega_{res} + \Delta\omega \\ \phi < 0 \rightarrow \omega_{res} - \Delta\omega < \omega_F < \omega_{res} \end{cases}, \quad (3.18)$$

como é pretendido comutação ressonante suave, $\phi < 0$. [14]

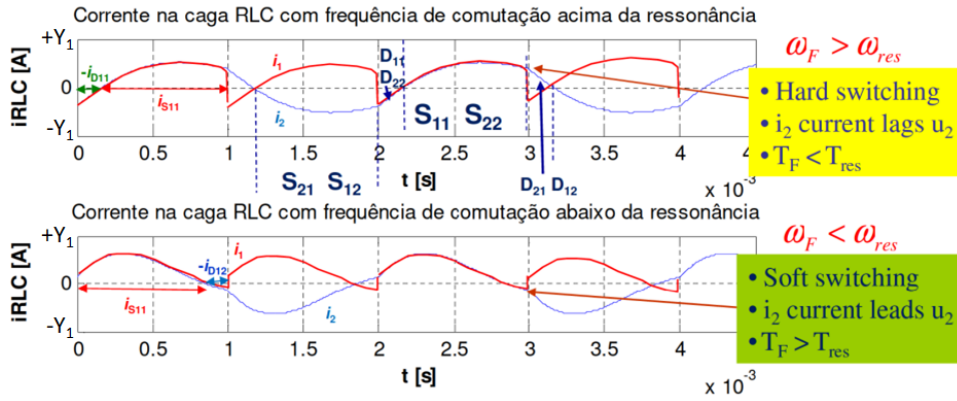


Figura 3.12: Ilustração gráfica representativa das condições expressas em 3.18. Adaptado de [14].

ω_{res} representa a frequência de ressonância do sistema, diferente da frequência de comutação considerada de valor 85kHz. No entanto, quando é pretendido trabalhar com este valor de frequência, é necessário que exista uma margem, $\Delta\omega$, de no máximo 10%. Considerando $\Delta\omega = 4.25\text{kHz}$ ($5\% \times \omega_F$), $\omega_{res} = 89.25\text{kHz}$. A condição verificada em (3.18), para $\phi < 0$, é cumprida sabendo que $\omega_{res} = 89.25\text{kHz}$, $\Delta\omega = 4.25\text{kHz}$ e $\omega_F = 85\text{kHz}$. É possível calcular o fator (Q_{res}), de acordo com (3.19)

$$\Delta\omega = \frac{\omega_{res}}{Q_{res}} \Leftrightarrow Q_{res} = \frac{\omega_{res}}{\Delta\omega} \Leftrightarrow Q_{res} = 22 \quad (3.19)$$

Característico de um RLC série, a impedância equivalente, Z_k , é dada por [14]

$$Z_k = \sqrt{R^2 + \left(k\omega_F L - \frac{1}{k\omega_F C}\right)^2} \quad (3.20)$$

Considerando a série de *Fourier* da tensão de saída do inversor [14]

$$u_2(t) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin(n\omega_F t) \quad (3.21)$$

Desenvolvendo (3.21) para obter a primeira harmónica da tensão, a sua tensão eficaz pode ser representada por

$$U_{21RMS} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (3.22)$$

Tendo em conta (3.22), considerando um ângulo de disparo $\delta = 120^\circ$ (tensão com menor conteúdo harmónico), $U_{dc} = 725\text{V}$, a corrente I_{21RMS} pode ser descrita da seguinte forma

$$I_{21RMS} = \frac{P_{transf}}{U_{21RMS} \cos \phi_1} \quad (3.23)$$

em que $P_{transf} = 50 \text{ kW}$ e $\phi_1 = -30^\circ$ (comutação suave)

Permitindo por fim, calcular Z_1

$$Z_1 = \frac{U_{21RMS}}{I_{21RMS}} = 5.53 \Omega \quad (3.24)$$

Como tal, é possível calcular agora o parâmetro, R, correspondente à carga adaptando (3.20)

$$Z_1 = \sqrt{R^2 + \left(\omega_F L - \frac{1}{\omega_F C}\right)^2} = \sqrt{R^2 + (R \tan \phi_1)^2} = \frac{R}{\cos \phi_1} \quad (3.25)$$

$$R = Z_1 \cos \phi_1 = 4.79 \Omega \quad (3.26)$$

Onde $\phi_1 < 0$ (-30°) resultante da comutação suave, fazendo com que a tensão u_2 se encontre em atraso relativamente a i_2 , logo $T_F > T_{res}$, ou seja, $\omega_{res} > \omega_F$, em que $\omega_F = 2\pi \cdot 85\text{kHz}$ e $\omega_{res} = 2\pi \cdot (85\text{kHz} + 5\% \omega_F)$.

Os restantes parâmetros, L e C, constituintes do filtro são dimensionados da seguinte forma, desenvolvendo os termos presentes em (3.20)

$$L_{res} = \frac{R \tan(\phi_1)}{\omega_F \left(1 - \frac{\omega_{res}^2}{\omega_F^2}\right)} = 51 \mu\text{H} \quad (3.27)$$

$$C_{res} = \frac{1}{\omega_{res}^2 L} = 63 \text{ nF} \quad (3.28)$$

3.3.4 Composição do Núcleo

A composição do núcleo do transformador depende da tensão, corrente e frequência da aplicação. As suas dimensões e custo de construção também devem ser considerados. De entre os materiais mais utilizados destacam-se a ferrite (material cerâmico composto por óxidos de ferro ligados a outros metais magnéticos com propriedades electromagnéticas úteis) para este tipo de aplicações.

A primeira abordagem adoptada consistiu na simulação e teste de diversos núcleos de ferrite variando também, o distanciamento entre primário e secundário (entreferro). Por exemplo, e considerando uma frequência de cerca de 85 kHz, nas Figuras (3.15-3.18) são apresentadas as linhas de fluxo magnético apresentando os resultados da simulação através do cálculo por *Finite Elements Method* (FEM), variando a distância dos entreferrros. Como tal, é possível observar nas Figuras (3.13-3.14) que os enrolamentos das bobines se encontram em torno da peça central, bem como as dimensões representativas do núcleo utilizado.

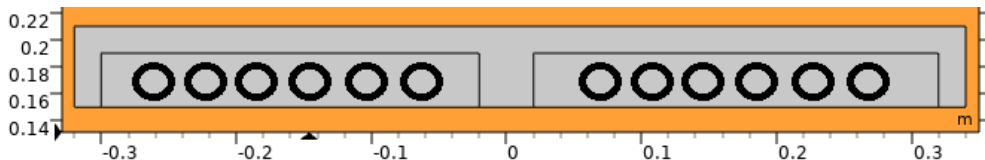


Figura 3.13: Secção e dimensões da peça superior.

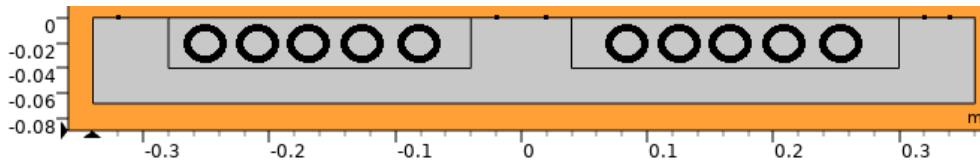


Figura 3.14: Secção e dimensões da peça inferior.

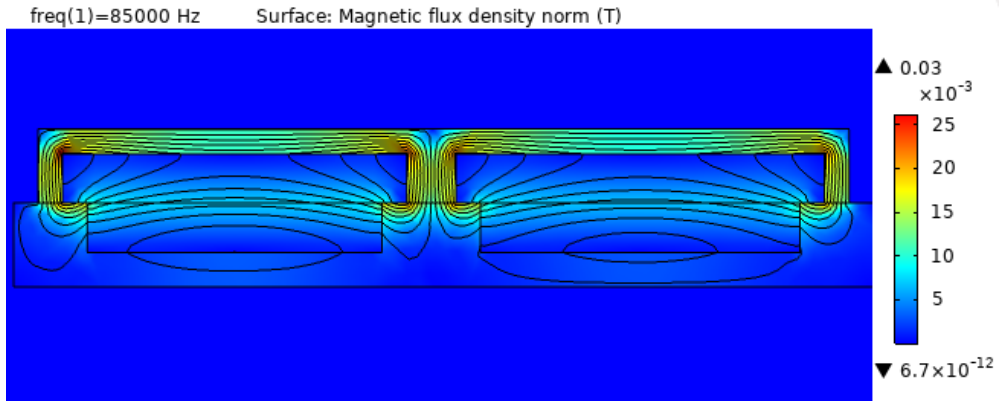


Figura 3.15: Simulação de um Transformador do tipo E, 0 cm de afastamento.

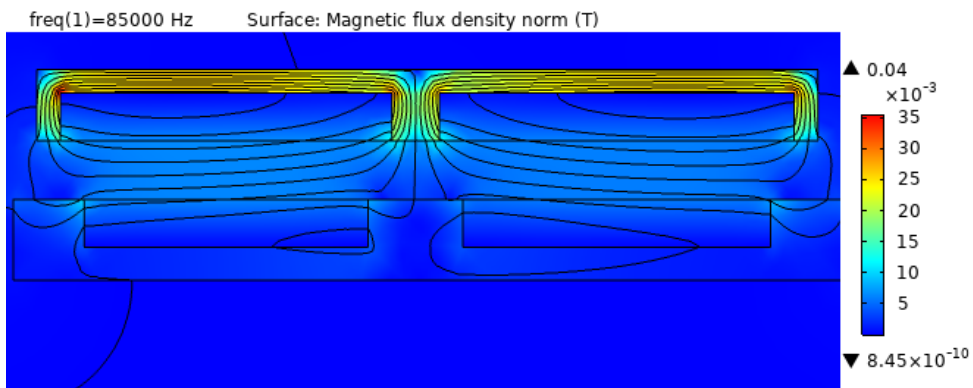


Figura 3.16: Simulação de um Transformador do tipo E, 5 cm de afastamento.

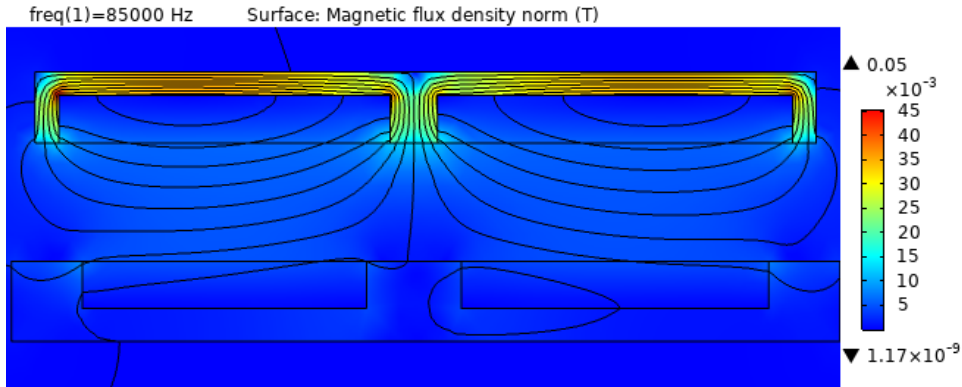


Figura 3.17: Simulação de um Transformador do tipo E, 10 cm de afastamento.

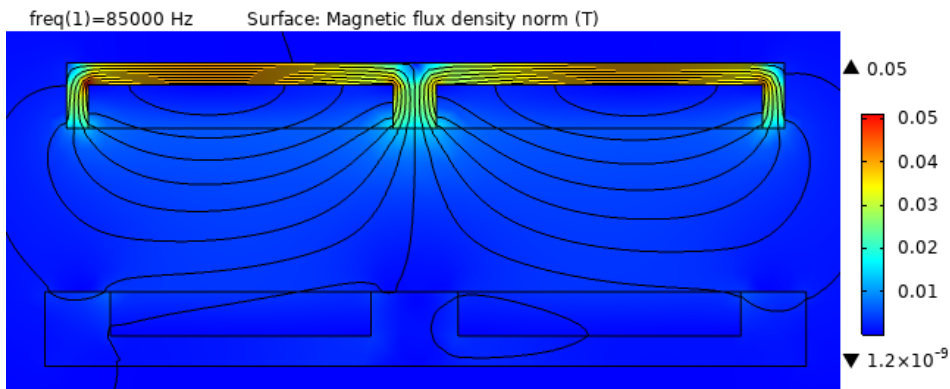


Figura 3.18: Simulação de um Transformador do tipo E, 15 cm de afastamento.

Os resultados revelam a distribuição do fluxo magnético para entreferros que variam entre os 0 cm e os 15 cm, evidenciando que a distribuição das linhas de fluxo nas quatro situações enfraquece com o aumento da distância de entreferro, como era esperado.

Como referenciado no Capítulo 2.4, as geometrias das bobinas desempenham um papel fulcral na avaliação dos parâmetros relacionados às indutâncias, dependendo fortemente do coeficiente de acoplamento que determina a potência transferida. Como tal, existem duas estruturas a ser analisadas, a estrutura em *Hélice* e em *Espiral*.

Primeiramente, o desalinhamento horizontal entre bobinas foi definido como zero e a análise FEM [32] foi utilizada para investigar o impacto do número de espiras e da distância entre bobinas nas indutâncias próprias e mútuas e no coeficiente de acoplamento, k .

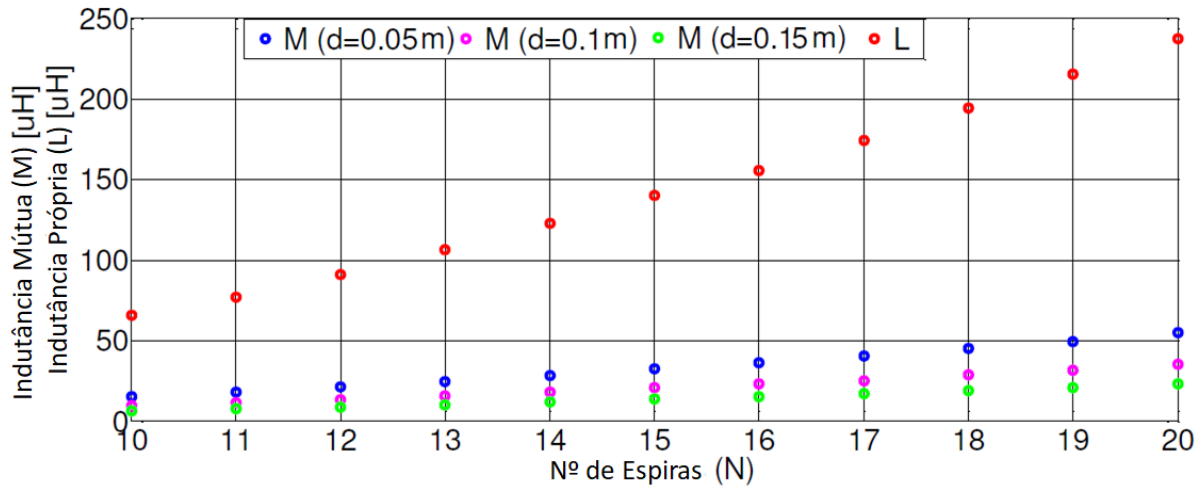


Figura 3.19: Geometria em *Hélice*, comparação das indutâncias mútuas/próprias vs número de espiras para diferentes distanciamentos entre bobines.

O mesmo raciocínio utilizado para a geometria em *Hélice*, é agora utilizado para a geometria em *Espiral*.

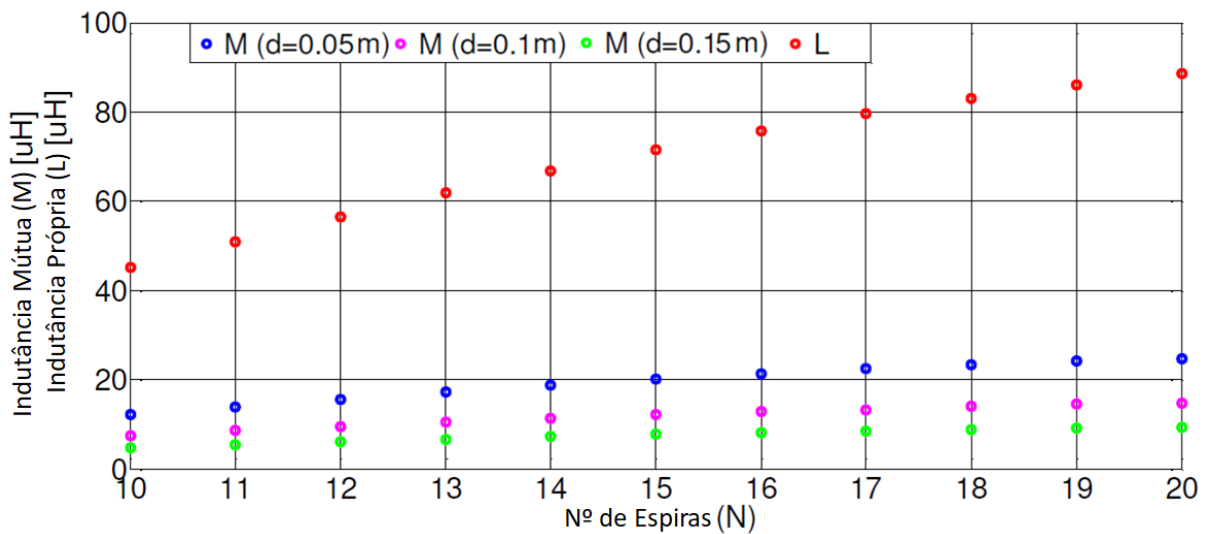


Figura 3.20: Geometria em *Espiral*, comparação das indutâncias mútuas/próprias vs número de espiras para diferentes distanciamentos entre bobines.

Após obter a variação das indutâncias próprias e mútuas face ao número de espiras, escolheu-se o número de espiras (N=15) igualmente seleccionado para peça superior/inferior tendo em conta a razão 1:1 do transformador, para proceder ao estudo qualitativo dos restantes parâmetros.

Como tal, torna-se importante observar o comportamento da variação do factor de acoplamento, (k), face ao distanciamento entre bobines, para N=15.

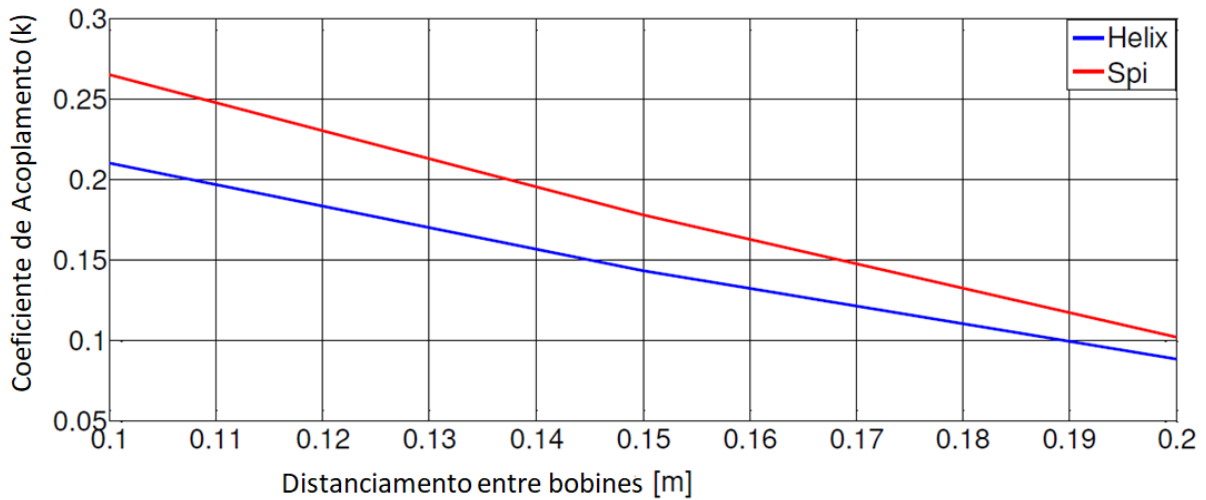


Figura 3.21: Distância entre bobinas, considerando $N=15$, para as diferentes geometrias em estudo.

Por fim, foi efectuado um estudo sobre o impacto do desalinhamento entre bobinas, dimensionado para um caso extremo ($d=15\text{ cm}$) em que é possível concluir que o resultado da análise, ilustrado na Figura (3.22), mostra que o acoplamento da bobine *Espiral* exhibe um coeficientes de acoplamento maior do que em *Hélice*, mesmo em condições de desalinhamento.

A sensibilidade do coeficiente de acoplamento da bobine *Espiral* à distância da bobina não é muito menor do que para a *Hélice*, enquanto a sua sensibilidade ao desalinhamento da bobine torna-se maior à medida que o desalinhamento aumenta.

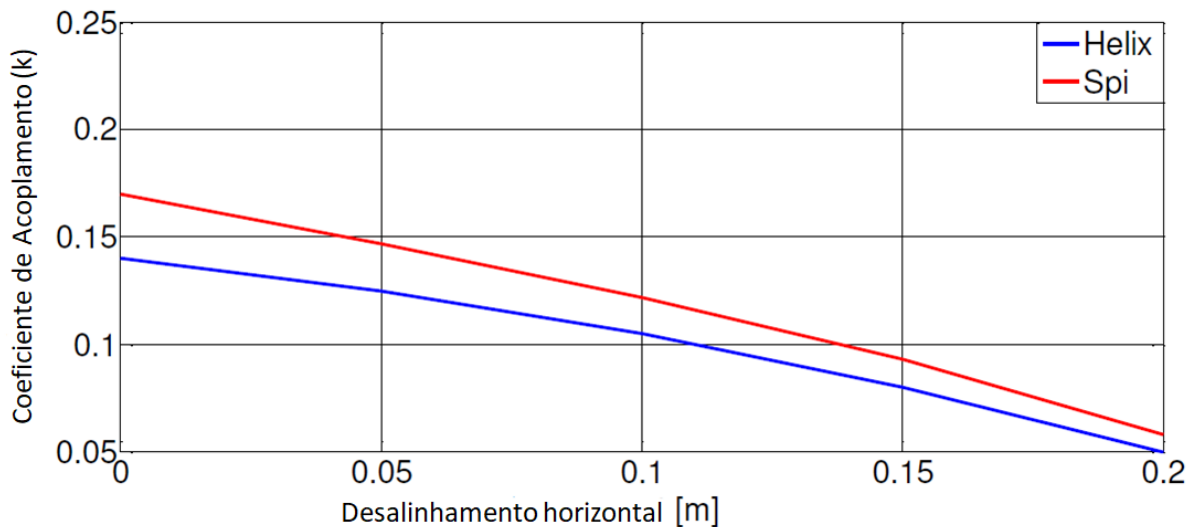


Figura 3.22: Coeficiente de acoplamento vs desalinhamento para as diferentes geometrias em estudo, considerando $N=15$.

Das Figuras (3.15 - 3.22), é possível inferir que: i) tanto as indutâncias próprias quanto as mútuas aumentam quase proporcionalmente ao quadrado do número de voltas, resultando por sua vez que o coeficiente de acoplamento seja ele também influenciado por N, ii) o coeficiente de acoplamento, como a indutância mútua, diminui à medida que a distância da bobine aumenta, iii) a densidade do fluxo magnético presente nas Figuras (3.15 - 3.18) é elevada apenas numa pequena porção da superfície da bobine, uma vez que as espiras são enroladas juntas e abrangem apenas uma parte desprezível do raio da bobine.

Este estudo permite, em jeito de conclusão, estabelecer que a geometria *Espiral* apresenta um coeficiente de acoplamento mais alto em comparação com a geometria em *Hélice*, apesar dos seus coeficientes de indução própria/mútua serem inferiores.

Capítulo 4

Modelação do Sistema de Transmissão de Energia Sem Contacto

O fluxograma presente na Figura (4.1), permite elaborar todo o processo efectuado no dimensionamento e modelação do sistema computacional do carregamento dinâmico sem contacto.

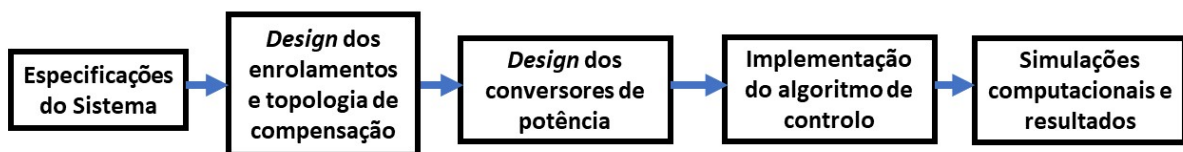


Figura 4.1: Fluxograma utilizado no dimensionamento do conversor.

O objetivo principal assenta na importância de recorrer a um conversor ressoante de forma a melhorar a capacidade de transferência de energia do sistema de carregamento, utilizando o princípio de acoplamento magnético.

Na pré-concepção do sistema, é necessário ter em conta quais os parâmetros iniciais fundamentais. As especificações do sistema encontram-se seguidamente descritas:

- Frequência de trabalho do sistema na ordem dos 85kHz;
- Potência a ser transferida na ordem dos 50kW;
- Para a aplicação em questão, elaborada tendo em conta a colocação ao longo das auto-estradas, consideradas vias de comunicação que percorrem um elevado número de quilómetros e sabendo que a tensão a utilizar depende do nível de potência a ser transferido, esta terá de ser considerada AT (Alta Tensão), ou seja, a fonte de tensão trifásica apresenta uma tensão eficaz de 60kV e uma frequência de 50Hz;
- Algoritmo de Controlo de Corrente;

Na Figura (4.2), encontra-se ilustrado o modelo de simulação implementado no sistema em estudo.

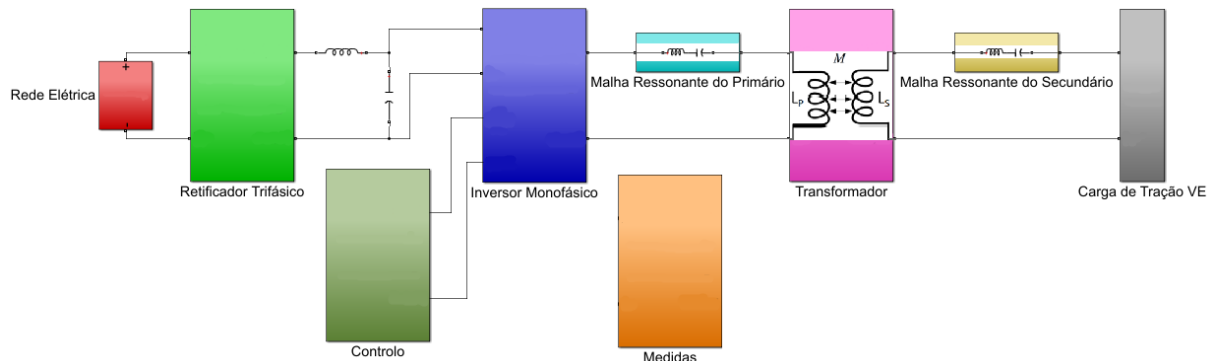


Figura 4.2: Modelo da simulação implementado no programa de simulação numérica.

4.1 Fonte de Tensão

Como referido anteriormente no Capítulo 2.3.3, é utilizado um retificador trifásico de diodos que através de uma bobine carregará um condensador DC, servindo como fonte de alimentação para os vários inversores monofásicos ressonantes, que por sua vez alimentarão as bobines de vários primários de transformadores colocados ao longo do trajecto. A simulação computacional, utilizando um programa de simulação numérica, representativa de um retificador trifásico com filtro LC é ilustrado na Figura (4.3).

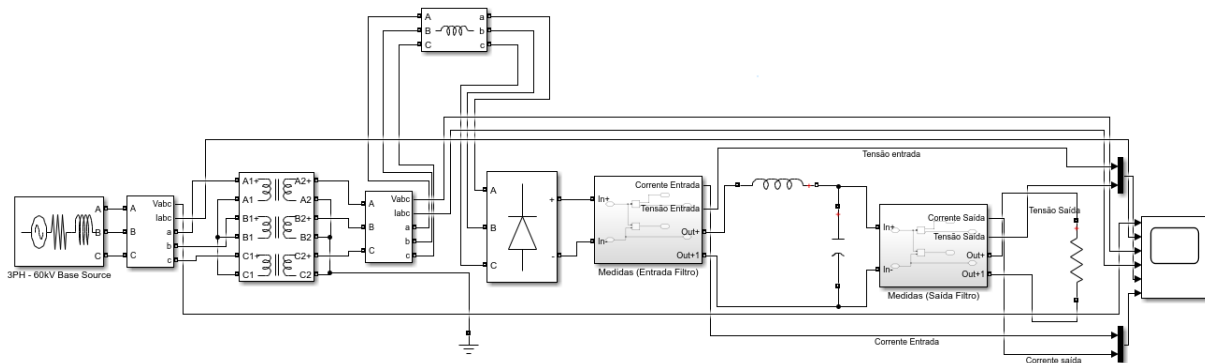


Figura 4.3: Sistema de alimentação contendo o Rectificador Trifásico.

4.1.1 Rede Eléctrica

Aproximando a simulação de uma rede eléctrica real para este tipo de aplicações, especificando o valor de tensão fase-fase, $V_{rms} = 60kV$, frequência = 50Hz e tendo por base os seguintes critérios denominados *Short-Circuit level parameters*, a sua tensão e potência de curto-circuito, P_{SC} especificada, bem como o rácio entre a reactância e a resistência (X/R) da fonte de tensão, permite representar a

impedância vista do lado da rede elétrica, utilizando o bloco *Three-Phase Source (60kV Base Source)*.

O nível de tensão escolhido para representar a rede elétrica é de $V_{abc} = 60 \text{ kV}$. Relativamente ao rácio (X/R) escolheu-se o valor típico de $X/R = 7$ e para a potência de curto-circuito o valor utilizado foi vinte vezes superior ao valor nominal escolhido do gerador $P_{sc} = 20 \cdot 50 \text{ MVA}$

Na Tabela (4.1) encontram-se os dados das fontes de tensão que representam a rede elétrica utilizada.

Através das seguintes equações, calculou-se os valores da resistência e indutância das fontes de tensão, também apresentadas na Tabela (4.1) [14].

$$\begin{cases} L_G = \frac{V_{abc}^2}{P_{sc} \cdot \omega_{rede}} = \frac{(60 \cdot 10^3)^2}{20 \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 2\pi 50} = 11.46 \text{ mH} \\ R_G = \frac{\omega_{rede} \cdot L_G}{X/R} = \frac{2\pi 50 \cdot 11.46 \cdot 10^{-3}}{7} = 514.32 \text{ m}\Omega \end{cases} \quad (4.1)$$

| P_n | P_{sc} | f | V_{abc} | V_{base} | X/R | L_G | R_G |
|--------|-----------|-------|-----------|------------|-----|----------|-----------|
| 50 MVA | 20*50 MVA | 50 Hz | 60 kV | 60 kV | 7 | 11.46 mH | 514.32 mΩ |

Tabela 4.1: Parâmetros da fonte de tensão trifásica que representa a rede elétrica.

4.1.2 Transformador

Relativamente ao lado primário do transformador, o terminal de cada enrolamento encontra-se igualmente conectado, em estrela. Como tal, seguindo o que foi abordado em 4.1.1, tendo por base a tensão por fase de alimentação do transformador,

$$V_{rms1} = \frac{V_{abc}}{\sqrt{3}} \approx 35 \text{ kV} \quad (4.2)$$

No transformador é especificada a potência nominal do mesmo, a frequência de funcionamento bem como o nível de tensão entre o lado primário e secundário do transformador. Além disso, encontram-se também especificadas as impedâncias de ambos os lados do transformador bem como as impedâncias de magnetização do mesmo, em *p.u.*

Optou-se por utilizar o transformador com especificações de impedância padrão do programa de simulação numérica, tendo-se alterado apenas os níveis de tensão e potência nominal do mesmo.

Escolheu-se um valor de potência nominal de $P_n = 1 \text{ MVA}$. O nível de tensão escolhido no lado secundário do transformador é calculado tendo por base a tensão DC pretendida após rectificação, calculada com base no conteúdo teórico presente no próximo sub-capítulo.

4.1.2.1 Bobine de Filtragem - L_s

O Rectificador Trifásico implementado a jusante do transformador, origina uma forma de onda de corrente retangular o que não é pretendido em Média/Alta Tensão, considerado prejudicial.

Como tal, colocou-se por cada fase em série, uma bobine (L_s), que desempenha o papel de filtro AC, observável na Figura (4.3). Ao introduzir a referida bobine, ocorre o fenómeno de condução simultânea resultante fazendo com que a tensão rectificadora seja menor devido à queda de tensão associada, ou seja, irá existir uma tensão DC de saída $U_{2_{avmin}}$ de valor mais baixo dado por [14]:

$$U_{2_{avmin}} = U_{2_{avs}} - \frac{p\omega L_s}{2\pi} \cdot I_{2_{av}} \quad (4.3)$$

Onde:

- $p=2 \cdot n, n = 3$;
- $U_{2_{avs}}$ = Tensão DC sem a presença das bobines;

Eventualmente, para se manter uma tensão pretendida de $U_{2_{avmin}} = 700V$ DC terá de ser aumentado o valor de V_M (mostrado a seguir), proporcionalmente à queda de tensão introduzida pela bobine, valor este que depende por sua vez de $U_{2_{avs}} = U'_{dc}$. Como tal, resolvendo a equação (4.3) em ordem a $U_{2_{avs}}$,

$$U_{2_{avs}} = U'_{dc} = 725V \quad (4.4)$$

A bobine de filtragem (L_s), é dimensionada tendo em conta a seguinte expressão [14]:

$$\cos(\epsilon + \gamma) = \cos \epsilon - \frac{\omega L_s I_{2_{av}}}{V_M \sin\left(\frac{\pi}{n}\right)} \quad (4.5)$$

Resolvendo em ordem a L_s ,

$$L_s = \frac{V_M \sin\left(\frac{\pi}{n}\right) (\cos \epsilon - \cos(\epsilon + \gamma))}{\omega I_{2_{av}}} \quad (4.6)$$

Onde:

- $\epsilon = 0$;
- $\gamma \approx \frac{\pi}{9} \approx 20^\circ$;
- $n=3$;
- $\omega = 2\pi \cdot 50$;
- $I_{2_{av}} = \frac{P_{out}}{U'_{dc}} = \frac{50 \cdot 10^3}{725} = 69 \text{ A}$;
- V_M = Valor máximo da tensão AC composta de entrada no retificador, neste caso a tensão do secundário do transformador ($\sqrt{2} \cdot V_{rms2}$);

O lado secundário do transformador, igualmente conectado em estrela e sabendo que irá alimentar um retificador trifásico a díodos com índice de pulsação ($p=6$), ou seja, $n=3$ e $U_{2_{av}} = U'_{dc} = 725V$, é possível obter a sua tensão de saída dada por [14]:

$$U_{2_{av}} = V_M \cdot \frac{2n}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (4.7)$$

É possível calcular o valor da tensão por fase do lado secundário do transformador, sabendo que $V_M = \sqrt{6} \cdot V_{rms2}$,

$$V_{rms2} = \frac{U_{2av} = U_{dc}}{\sqrt{6} \cdot \frac{6}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{6}} \approx 310V \quad (4.8)$$

Retornando ao raciocínio desenvolvido em (4.6), após especificar todos os parâmetros necessários ao seu cálculo, obtém-se por fim o valor de L_s

$$L_s = 1.1 \text{ mH} \quad (4.9)$$

| Pn | V_1/V_2 | R_1/R_2 | X_1/X_2 | Ramo de Magnetização R_M/X_M |
|-------|---------------|-----------|-----------|-----------------------------------|
| 1 MVA | 60 kV / 500 V | 0.002 pu | 0.01 pu | 200 pu / 200 pu |

Tabela 4.2: Parâmetros do Transformador, intercalando os sub-capítulos (4.1.2) e (4.1.2.1).

4.1.3 Dimensionamento do Filtro LC de saída

Entre o retificador e o sub-sistema seguinte que representa o inversor, colocou-se uma bobine (L) em série com uma resistência (R), representando a resistência própria da bobine, juntamente com um condensador (C) em paralelo, que desempenham o papel de filtro DC.

Desprezando a queda de tensão na resistência (R) pois, $p\omega L \gg R$, é possível obter a equação que relaciona o valor da indutância da bobine (L) com o *ripple* provocado pela corrente de saída do retificador [14],

$$L \approx \frac{4 \cdot U_{2avm\acute{a}x}}{(p^2 - 1) \cdot p \cdot \omega \cdot \Delta i_2} \quad (4.10)$$

- $U_{2avm\acute{a}x} = U'_{dc} = 725V$;
- $p = 6$;
- $\omega = 2\pi \cdot 50 \text{ Hz}$;
- $\Delta i_2 = 0.1 \times I_{2av}$ em que 0.1 correspondente a 10%, geralmente apresentando o *ripple* em percentagem da corrente de saída.

$$L = 6.4 \text{ mH} \quad (4.11)$$

Analogamente, o condensador (C) é calculado não tendo em conta o *ripple* da corrente mas sim da tensão de saída, $U_{2avs} = U'_{dc}$, ou seja, ΔE_2 [14].

$$C = \frac{4 \cdot U_{2avm\acute{a}x}}{(p^2 - 1) \cdot p^2 \cdot \omega^2 \cdot \Delta E_2 \cdot L} \quad (4.12)$$

- $U_{2avm\acute{a}x} = U'_{dc} = 725V$;
- $p = 6$;
- $\omega = 2\pi \cdot 50Hz$;
- $\Delta E_2 = 0.02 \cdot U'_{dc}$, representando 2% do *ripple* associado à tensão de saída;

$$C = 2.5 \text{ mF} \quad (4.13)$$

4.2 Inversor

Proceda-se agora a análise de como foi implementado o inversor no sistema.

O modulador funciona através da modulação por largura de um impulso (PWM), *Single Pulse Modulation* de três níveis com modulação de largura de um impulso por meio ciclo.

O modulador apresenta como sinais de entrada um sinal (tensão) de referência, saído do controlador e a frequência angular de sincronização (ωt). É especificada uma frequência da onda portadora triangular que corresponde à frequência de comutação dos semicondutores e no fim são gerados quatro impulsos que controlam os quatro semicondutores comandados do conversor.

A onda modulante, (v_{PWM}), é definida pelas seguintes expressões [14]

$$v_{PWM} = v_{S2} - v_{S3} = \gamma_1 U - \gamma_2 U = (\gamma_1 - \gamma_2) U \quad (4.14)$$

em que $\gamma = \gamma_1 - \gamma_2 \rightarrow \gamma \in \{-1;0;1\}$

$$v_{PWM}(\gamma_1 - \gamma_2) U = \begin{cases} U \text{ se } \gamma_1 = 1 \wedge \gamma_2 = 0 \ (\gamma_2 = \text{NOT}(\gamma_1)) \\ 0 \text{ se } \begin{cases} \gamma_1 = 1 \wedge \gamma_2 = 1 \\ \gamma_1 = 0 \wedge \gamma_2 = 0 \end{cases} \ (\gamma_2 = \gamma_1) \\ -U \text{ se } \gamma_1 = 0 \wedge \gamma_2 = 1 \ (\gamma_2 = \text{NOT}(\gamma_1)) \end{cases} \quad (4.15)$$

É possível, tendo em conta as condições enunciadas nas equações (4.14) e (4.15), representar no programa de simulação numérica, o esquema proposto representativo do modulador, comparando o sinal de entrada (função seno) com o respectivo índice de modulação associado.

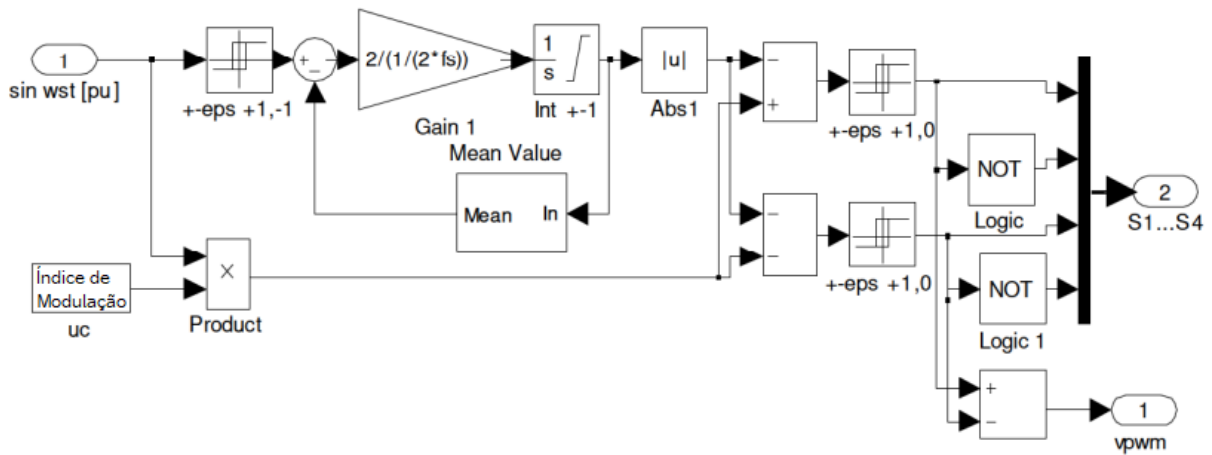


Figura 4.4: Modulador utilizado.

Neste tipo de modulação, existe apenas um pulso de saída por meio ciclo. A tensão de saída é alterada variando a largura dos pulsos. Os sinais de comando são gerados comparando uma referência retangular (onda modulante) com uma referência triangular (portadora).

A modulação PWM, *Single Pulse Modulation* de 3 níveis pode ser dada pela equação expressa anteriormente em (3.21), tendo em conta a série de *Fourier* da tensão [14] na qual é possível representar a onda modulante u_c , v_{PWM} e portadora, triangular, na seguinte figura.

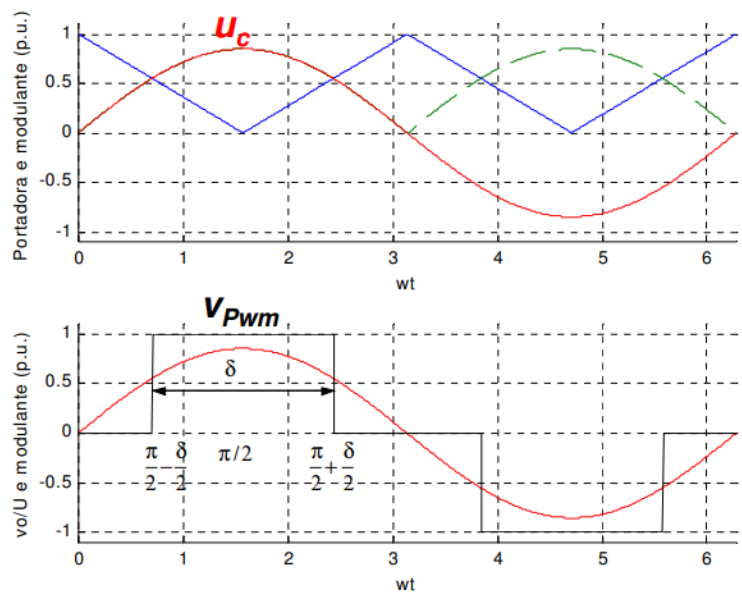


Figura 4.5: Representação gráfica das formas de onda modulante, v_{PWM} , e portadora, triangular. [14]

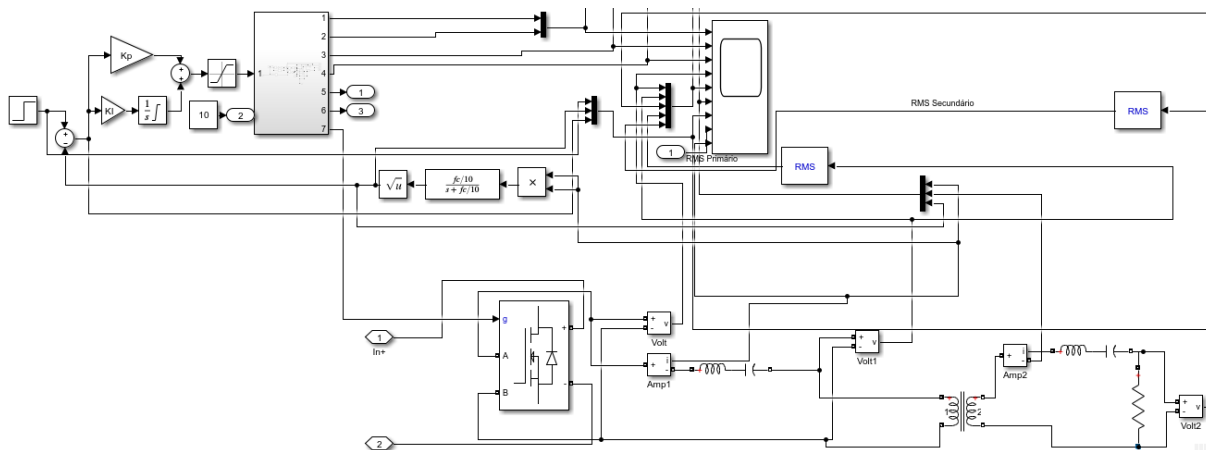


Figura 4.6: Implementação do inversor a utilizar.

4.2.1 Controlo de Corrente

O controlo de corrente é efetuado com o objetivo de variar a amplitude da onda modulante sinusoidal, u_c na entrada do Gerador PWM a 3 níveis, sendo que, a saída deste irá corresponder a um ajuste do ângulo, δ , de forma a controlar a corrente i_L .

Na seguinte figura está representado o sistema de modulação e o controlador do inversor.

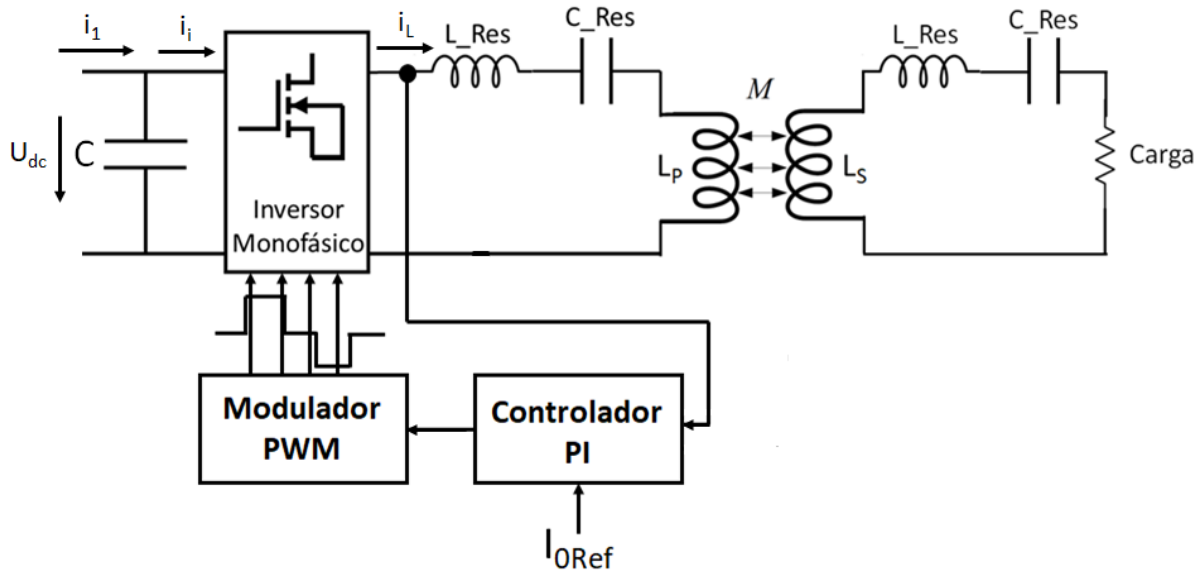


Figura 4.7: Ilustração do processo de controlo de transferência de energia ressonante.

Para o sistema de controlo, escolheu-se utilizar controladores lineares, constituídos por compensadores proporcionais e integrais (PI). O controlador deve garantir a estabilidade em cadeia fechada, reduzir o efeito das perturbações, assegurar uma resposta rápida não oscilatória e eliminar o erro estático.

Partindo da série de *Fourier* da tensão,

$$u_2(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U}{k\pi} (\sin k\omega t) \quad (4.16)$$

A primeira harmónica associada à mesma, após desenvolvimento da série, é dada por:

$$U_{21RMS} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (4.17)$$

A série de *Fourier* associada à corrente, é obtida dividindo a série de *Fourier* da tensão pela impedância do sistema RLC ($|Z_k|, \phi_k$)

$$i_2(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U}{k\pi|Z_k|} (\sin k\omega t - \phi_k) \quad (4.18)$$

É possível obter o valor eficaz da corrente, associado a um certo ganho (K_M) do controlador por conta de "U", que por sua vez permite regular o ângulo de condução, δ ,

$$i_{2ef} = \frac{i_{2máx}}{\sqrt{2}} = \frac{4U}{\sqrt{2}} \frac{1}{\pi|Z_k|} = G \times U_{21RMS} \quad (4.19)$$

onde $G = \frac{1}{|Z_1|}$

$$I_{21RMS} = \frac{\frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right)}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (4.20)$$

Para se controlar o ângulo de condução dos semicondutores, é necessário ter em conta o tipo de onda portadora na modulação, sendo neste caso triangular. Como tal, a equação da onda portadora é definida no domínio da frequência (ωt) como [14]

$$r(\omega t) = u_{cmáx} - \frac{u_{cmáx}}{\frac{\pi}{2}} \omega t \quad (4.21)$$

O ângulo, δ , é definido quando se averigua a seguinte condição: $r(\omega t = \frac{\pi}{2} - \frac{\delta}{2}) = u_c \sin(\omega t)$, ou seja,

$$u_{cmáx} - \frac{u_{cmáx}}{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\delta}{2}\right) = u_c \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\delta}{2}\right) \quad (4.22)$$

Assumindo que $\sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\delta}{2}\right) \approx \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\delta}{2}\right)$, o ângulo, δ , pode ser expresso por

$$\delta \approx \frac{u_c}{u_{cmáx} + u_c} \cdot \pi \quad (4.23)$$

O ganho de cadeia de acção, K_M , é obtido de acordo com a seguinte equação

$$K_M = \frac{\partial U_{21RMS}}{\partial u_c} \quad (4.24)$$

Recorrendo à equação da primeira harmónica da tensão, U_{21RMS} (4.17), e o valor de, δ (4.23), é possível escrever o ganho K_M como a derivada em função da amplitude da onda portadora:

$$K_M = (\sqrt{2}U) \cdot \frac{u_{cmáx}}{(u_{cmáx} + u_c)^2} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{u_c}{u_{cmáx} + u_c}\right) \quad (4.25)$$

Retornando a (4.23) e resolvendo a equação para $\delta = \frac{2\pi}{3}$ (120º) em ordem a u_c , considerando que a amplitude máxima da onda portadora, $u_{cmáx} \in [-1, 1]$, $|u_{cmáx}| = 1$,

$$\frac{2\pi}{3} = \frac{u_c}{u_{cmáx} + u_c} \cdot \pi \quad (4.26)$$

Resulta que

$$u_c = 2 \quad (4.27)$$

Na Figura (4.8) encontra-se representado o diagrama de blocos de cadeia fechada desenvolvido para o controlador de corrente.

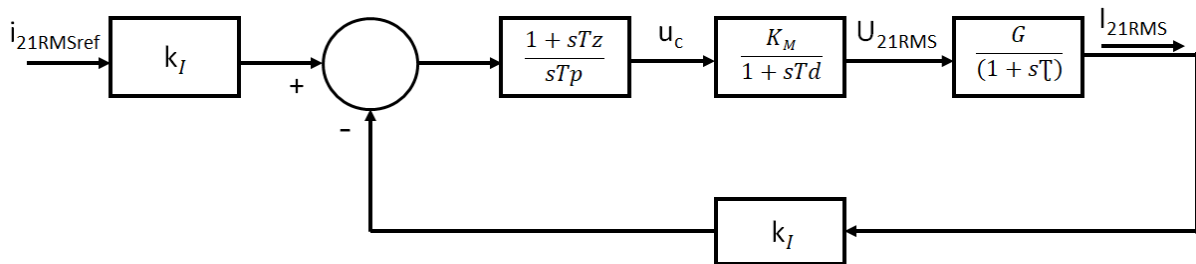


Figura 4.8: Diagrama de blocos do controlador de corrente.

Fazendo $Tz=Td = \tau$ (Figura (4.8)) obtém-se o diagrama de blocos presente na Figura (4.9),

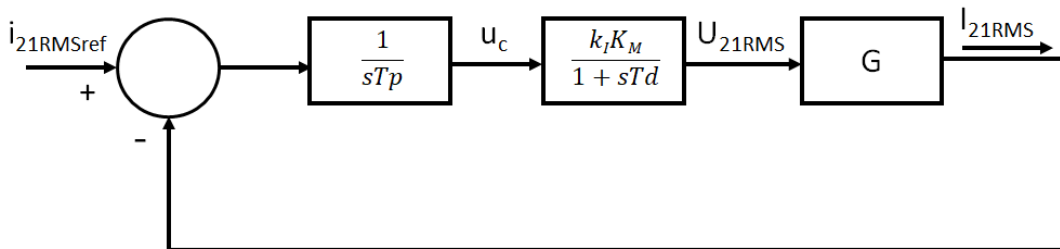


Figura 4.9: Diagrama de blocos simplificado do controlador de corrente.

A função de transferência do controlador de corrente em cadeia fechada ($G(s)$) da Figura (4.9), é dada por:

$$G(s) = \frac{I_{21RMS}(s)}{i_{oref}(s)} = \frac{\frac{1}{sTp} \cdot \frac{k_I K_M}{1 + sTd} \cdot G}{1 + \frac{1}{sTp} \cdot \frac{k_I K_M}{1 + sTd} \cdot G} \quad (4.28)$$

Após algumas simplificações, e sabendo que $k_I = 1$, obtém-se:

$$G(s) = \frac{\frac{K_M \cdot G}{TpTdZ_k}}{s^2 + \frac{1}{Td} \cdot s + \frac{K_M}{TpTd}} \quad (4.29)$$

A grandeza Tp , pode ser obtida fazendo a equivalência com a forma canónica da função de transferência de um sistema de segunda ordem

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (4.30)$$

Da qual, comparando (4.29) com (4.30) resulta que

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{K_M \cdot G}{Tp \cdot Td} \\ 2\xi\omega_n = \frac{1}{Td} \end{cases} \quad (4.31)$$

Resolvendo a equação (4.31) em ordem a Tp , obtém-se:

$$Tp = 4 \cdot \xi^2 \cdot Td \cdot G \quad (4.32)$$

Relativamente ao dimensionamento dos ganhos dos compensadores PI do controlador de corrente, considerou-se o atraso do conversor e do modulador PWM associado ao tempo que o calculador do valor eficaz demora a calcular, representado pela constante Td , como ilustrado na Figura (4.10).

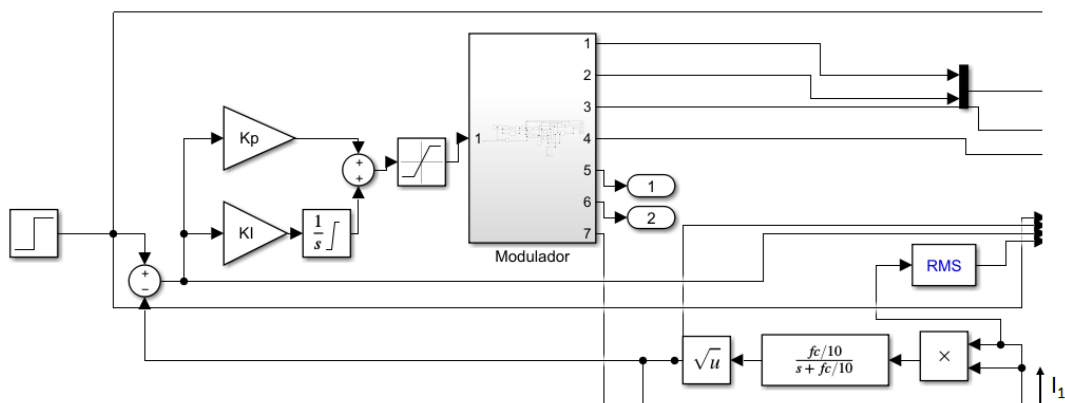


Figura 4.10: Modelo implementado com os respectivos compensadores e cálculo do valor eficaz da corrente (em baixo, à direita).

O valor eficaz foi calculado substituindo o integral do valor quadrado por um filtro passa baixo (com frequência de corte: $\frac{fc}{10}$) de forma a evitar o problema do valor inicial da média deslizante.

$$Td = Tz = \tau = \frac{1}{\frac{fc}{10}} = 0.12 \text{ ms} \quad (4.33)$$

Tendo em conta as expressões anteriores (4.32) e (4.33), é possível retirar as seguintes expressões dos ganhos proporcional e integral dos compensadores PI, sabendo que o fator de amortecimento $\xi \in [0,1]$, onde $\xi = 0$ corresponde a um sistema não amortecido e $\xi = 1$ corresponde a um sistema criticamente amortecido. Para efeito de cálculos, foi definido $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0.7$

$$\begin{cases} Kp = \frac{Tz}{Tp} \approx 0.036 \\ Ki = \frac{1}{Tp} \approx 302 \end{cases} \quad (4.34)$$

Capítulo 5

Simulação do Sistema de Transmissão de Energia sem Contacto e Resultados Obtidos

Neste capítulo, de maneira a ser possível verificar um correto funcionamento dos controladores projectados e do conversor ressonante aplicado a um VE real, procedeu-se a uma simulação computacional através do software *Matlab* onde serão inseridos os resultados das equações desenvolvidas, representativas do sistema. Posteriormente, analisam-se os resultados das simulações do sistema modelado.

5.1 Simulação Teórica

Este conversor ressonante série é constituído por duas pontes completas (retificador + inversor) e uma carga variável, ligadas por intermédio do circuito ressonante para, dessa forma, possibilitar o fluxo de energia.

A rede elétrica consiste num sistema de alimentação trifásico com uma tensão eficaz de linha de 60 kV e uma frequência de 50 Hz, com uma resistência e indutância internas por fase de 514.32 m Ω e 11.46 mH respetivamente. Esta é ligada diretamente a um retificador trifásico a díodos e a um filtro *LC* de saída composto por uma bobine (*L*) de 6.4 mH e um condensador (*C*) de 2.5 mF respetivamente, obtendo-se à saída um barramento DC com uma tensão rectificadora, U_{dc} , de cerca de 700 V.

A carga utilizada consiste numa resistência variável ligada diretamente ao secundário do transformador ressonante, tendo o objetivo de simular uma carga de tração de um VE.

O transformador simulado tem uma razão de transformação de 1:1, possuindo duas indutâncias de fugas (L_{11} e L_{22}), uma indutância de magnetização (L_m), duas indutâncias e respectivas capacidades responsáveis pelo fenómeno ressonante (L_{res} e C_{res}), bem como duas resistências equivalentes R_p e R_s , que representam as resistências dos enrolamentos primário e secundário, respetivamente.

Além da parte física do modelo encontra-se presente o controlador de corrente descrito no Capítulo 4.2.1, sob a qual foi assumida duas variáveis de controlo: δ , i_L , sendo que o controlador gera os pulsos para os *MOSFETs* presentes no inversor monofásico de ponte completa, de forma a encontrar os valores de referência desejados.

Relativamente às pontes completas, incluíram-se módulos de Diodos (Rectificador Trifásico) e *MOSFETs* (Inversor) com uma resistência interna de $20\text{ m}\Omega$ e uma resistência de *snubber* de $1\text{ M}\Omega$. Uma frequência de comutação, f_c , de 85 kHz foi definida, gerando os impulsos para os transístores com um *duty-cycle* ajustável dependendo da corrente de entrada, cabendo ao controlador regular o *phase-shift*. Os parâmetros do circuito ressonante foram sintonizados para uma frequência de ressonância, f_{res} , de 89.25 kHz (considerando $+5\% \cdot f_c$)

Para verificar o desempenho do conversor ilustrado nesta secção, serão apresentados os resultados da simulação para diferentes parâmetros do sistema, bem como diversas situações-teste enquadradas no carregamento dinâmico sem contacto.

5.2 Análise dos Resultados

Nesta secção, serão analisados os resultados obtidos do sistema proposto desenvolvido em diferentes condições de funcionamento. Como tal, simulou-se o mesmo no programa de simulação numérica.

5.2.1 Rede Eléctrica + Transformador

Nas Figuras (5.1) e (5.2) encontram-se representadas as formas de onda das tensões (simples) trifásicas do lado primário do transformador presente no bloco *Rede Eléctrica* e das correntes do mesmo.

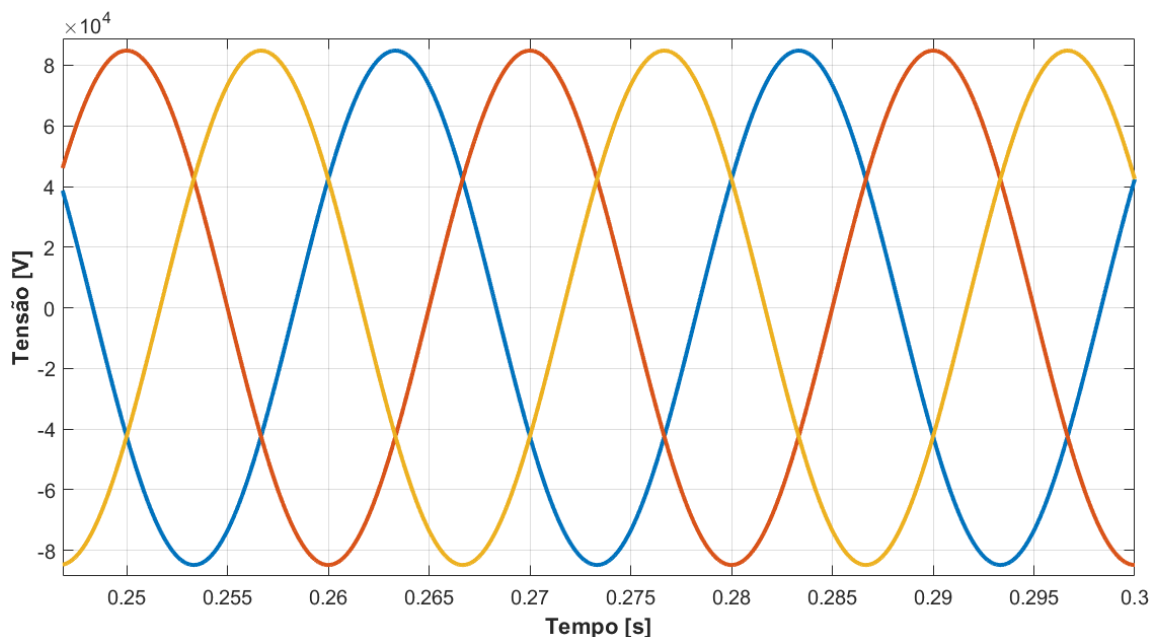


Figura 5.1: Tensões trifásicas representativas do lado primário do transformador.

Sendo a potência transmitida $P = 50 \text{ kW}$, o valor eficaz da tensão composta $V_{abc} = 60 \text{ kV}$ e admitindo um fator de potência para este retificador, $F_P \approx 0.95$, pode-se calcular o valor eficaz (*RMS*) das correntes trifásicas:

$$I_{abc1} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot V_{abc} \cdot F_P} = \frac{50 \times 10^3}{\sqrt{3} \cdot 60 \times 10^3 \cdot 0.95} \approx 0.51 \text{ A} \quad (5.1)$$

As três correntes trifásicas com este valor eficaz, encontram-se ilustradas na Figura (5.2).

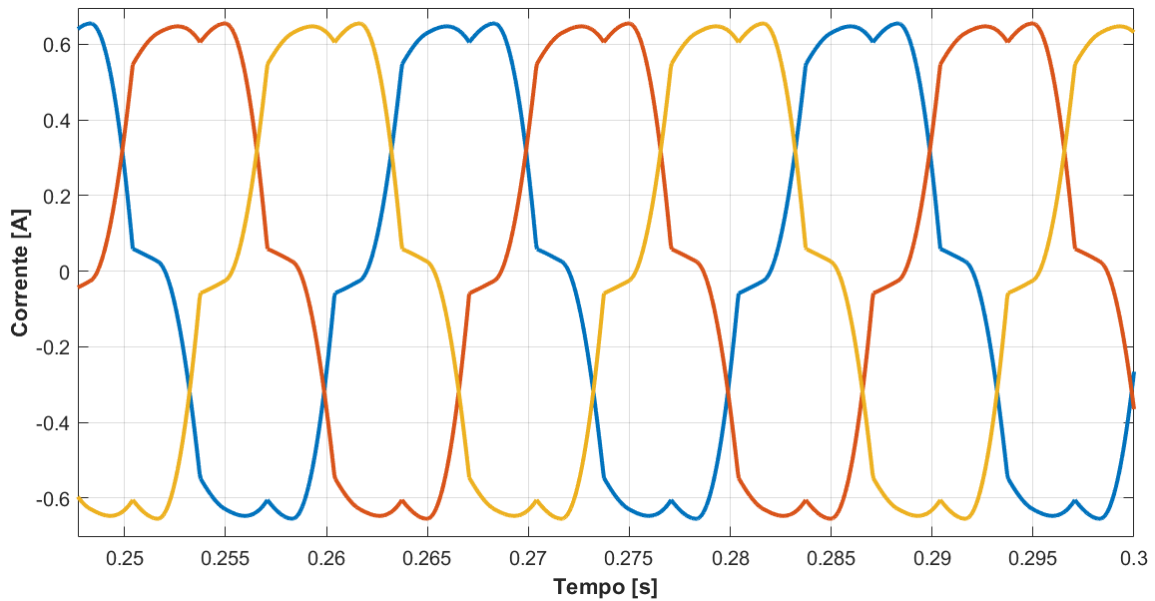


Figura 5.2: Correntes trifásicas representativas do lado primário do transformador.

Analogamente, as formas de onda das tensões (simples) e correntes trifásicas no lado secundário do transformador encontram-se representadas nas Figuras (5.3-5.4) de acordo com as suas amplitudes máximas.

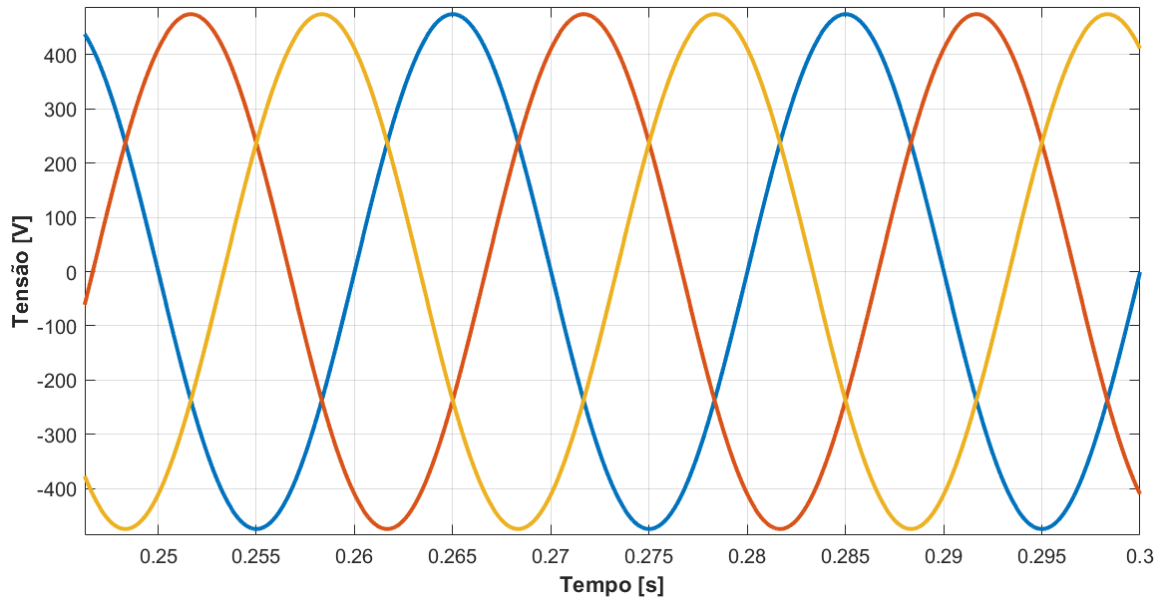


Figura 5.3: Tensões trifásicas representativas do lado secundário do transformador.

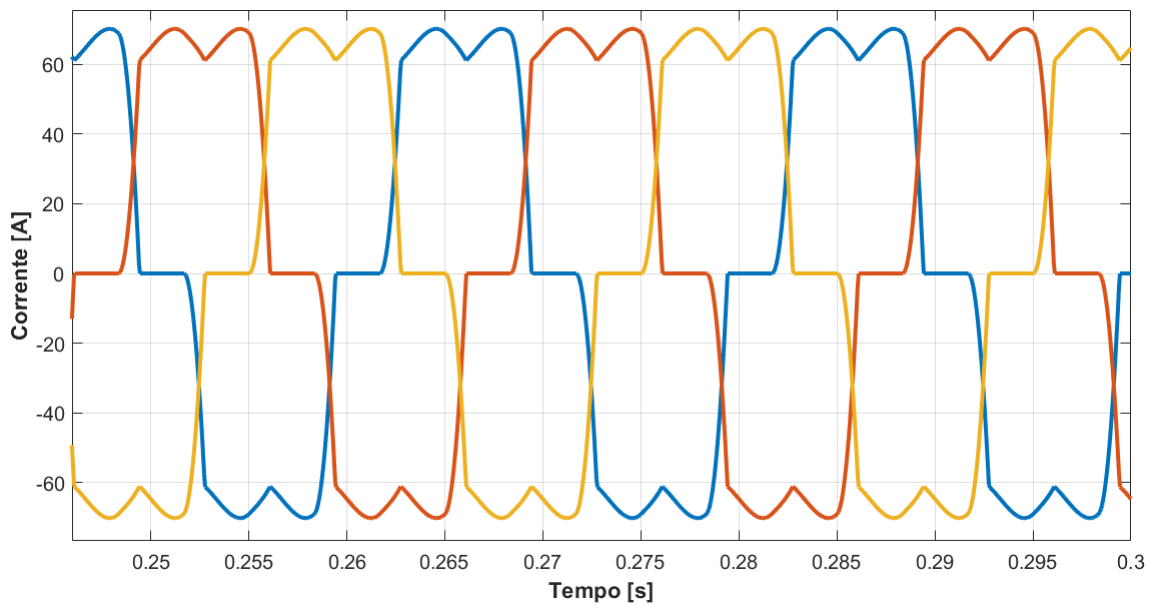


Figura 5.4: Correntes trifásicas representativas do lado secundário do transformador.

5.2.2 Influência da Bobine de Filtragem - L_s

Tal como enunciado no Capítulo (4.1.2.1), o rectificador trifásico implementado a jusante do transformador, origina uma forma de onda de corrente retangular o que não é pretendido em Média/Alta Tensão, considerado prejudicial.

A introdução de uma bobine de filtragem por fase, L_s , permite a viabilidade deste tipo de retificador em aplicações de tensões elevadas removendo o aspecto retangular, aproximando de uma onda sinusoidal pretendida com menor taxa de distorção.

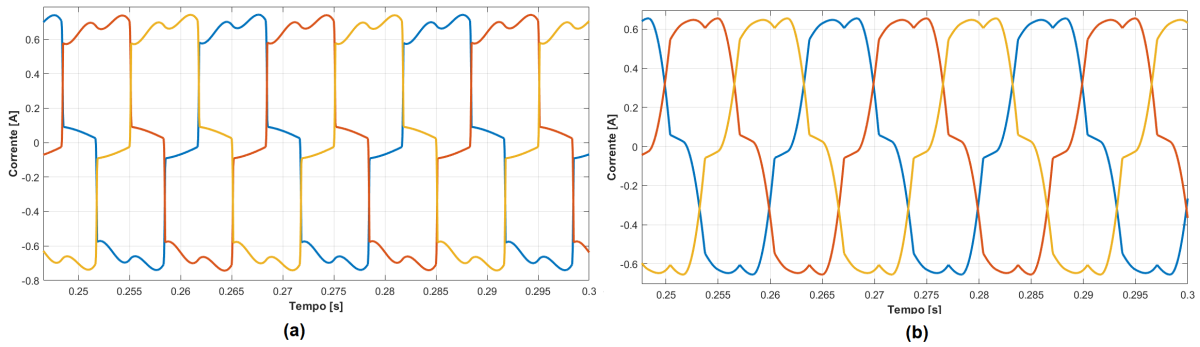


Figura 5.5: Comparação das correntes do primário: (a) - Sem bobine, (b) - Presença da bobine L_s .

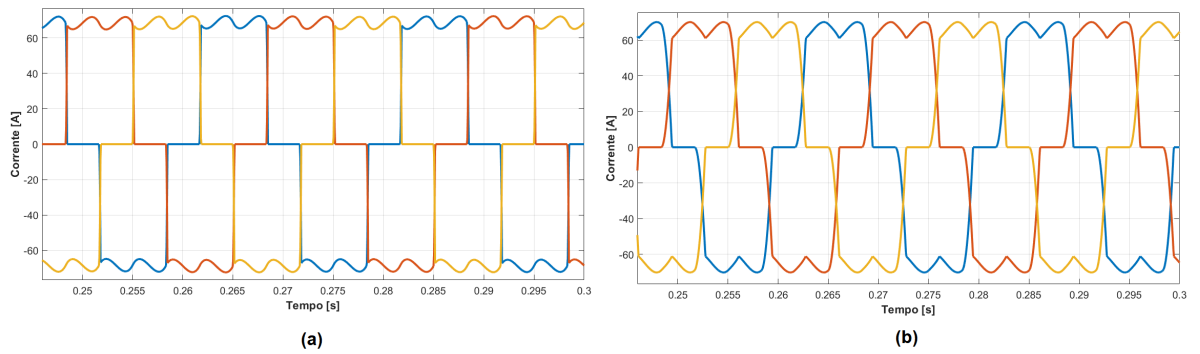


Figura 5.6: Comparação das correntes do secundário: (a) - Sem bobine, (b) - Presença da bobine L_s .

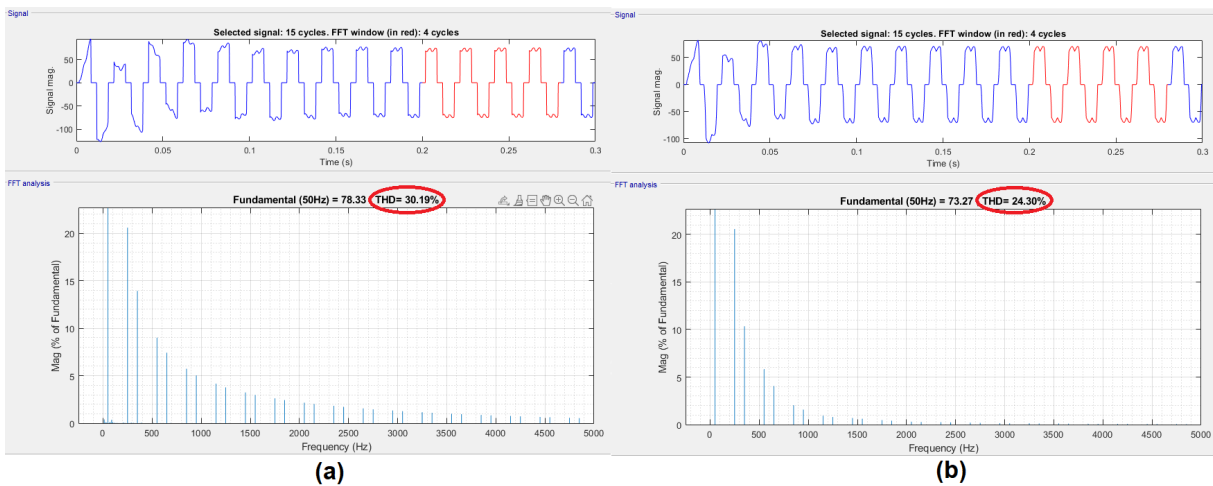


Figura 5.7: Comparação da taxa de distorção harmônica das correntes do secundário: (a) - Sem bobine, (b) - Presença da bobine L_s .

5.2.3 Rectificador

Nas Figuras (5.8) e (5.9) é possível observar as comparações entre Tensões/Correntes de Entrada/Saída, as quais se referem às formas de onda após rectificação no bloco *Rectificador Trifásico* e conseguinte passagem pelo Filtro *LC* representado no esquema geral do conversor, presente na Figura (4.2).

O condensador (*C*) *shunt* reduzirá o *ripple* associado à tensão, mas fará com que a corrente do diodo aumente. Essa corrente pode danificar o diodo e além disso causar problemas de aquecimento, diminuindo a eficiência do filtro. Por outro lado, foi utilizada uma bobine (*L*) em série, reduzindo os valores de pico e eficazes da corrente de saída e da tensão de saída.

A acção estabilizadora de tensão do condensador *shunt* em torno de $U_{dc} = 700\text{ V}$, não assumindo por completo este valor devido à queda de tensão presente nas impedâncias correspondentes do transformador, e a acção de suavização da corrente presente na bobine em série podem ser observadas nas seguintes figuras, com saída praticamente constante DC.

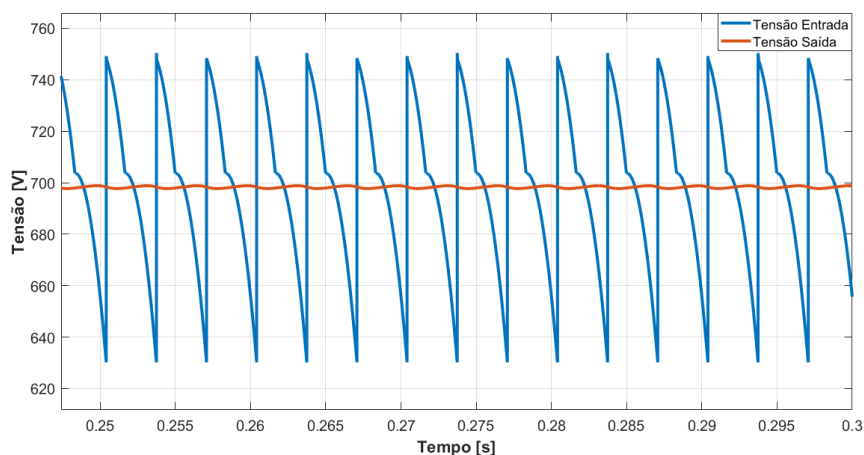


Figura 5.8: Formas de onda da tensão à entrada do filtro *LC* após rectificação e respectiva tensão de saída.

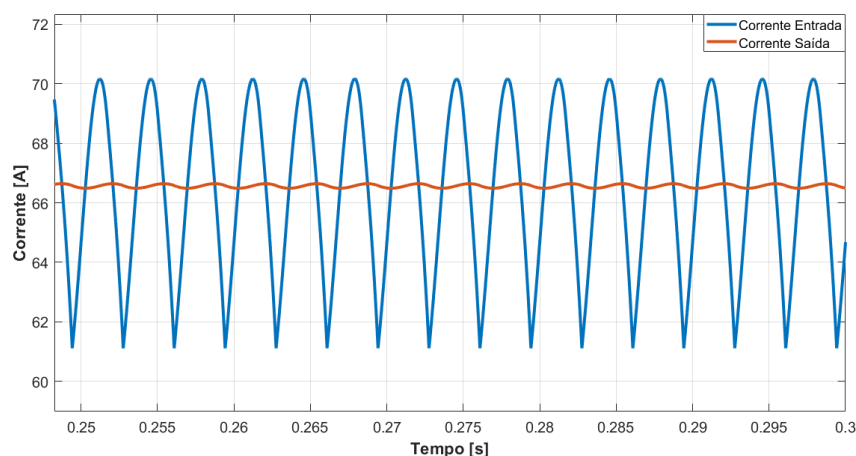


Figura 5.9: Formas de onda da corrente à entrada do filtro *LC* após rectificação e respectiva corrente de saída.

5.2.4 Modulador para Inversor Ressonante

Relativamente ao modulador, este funciona através da modulação por largura de um impulso (PWM), *Single Pulse Modulation* de três níveis.

Neste tipo de modulação, existe apenas um pulso de saída por meio ciclo. A saída é alterada variando a largura dos pulsos. Os sinais de comando são gerados comparando uma referência sinusoidal (onda modulante) com uma referência triangular (portadora) com uma certa frequência angular de sincronização (ωt), tal como abordado no Capítulo 4.2.

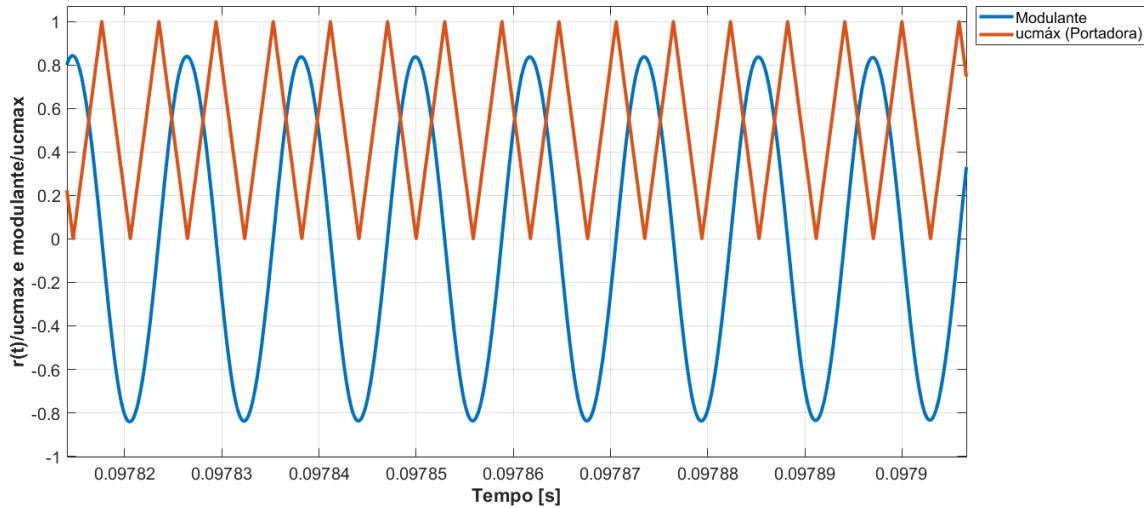


Figura 5.10: Formas de onda das ondas modulante e portadora.

Sabendo que é uma modulação a três níveis, as funções f_{B1} e f_{B2} presentes na Figura (5.11), representam o estado dos semicondutores definidos matematicamente por (2.10), associado às 2 pernas do circuito onde posteriormente, na Figura (5.12), pode ser representado a tensão associada a este tipo de modulação de acordo com a seguinte lógica [14].

$$U_2 = (f_{B1} - f_{B2})U \longrightarrow f_{B1} - f_{B2} = \gamma \in [-1; 1] \quad (5.2)$$

$$\gamma = \begin{cases} 1 & \text{se } f_{B1} = 1 \wedge f_{B2} = 0 \\ 0 & \text{se } \begin{cases} f_{B1} = 1 \wedge f_{B2} = 1 \\ f_{B1} = 0 \wedge f_{B2} = 0 \end{cases} \\ -1 & \text{se } f_{B1} = 0 \wedge f_{B2} = 1 \end{cases} \quad (5.3)$$

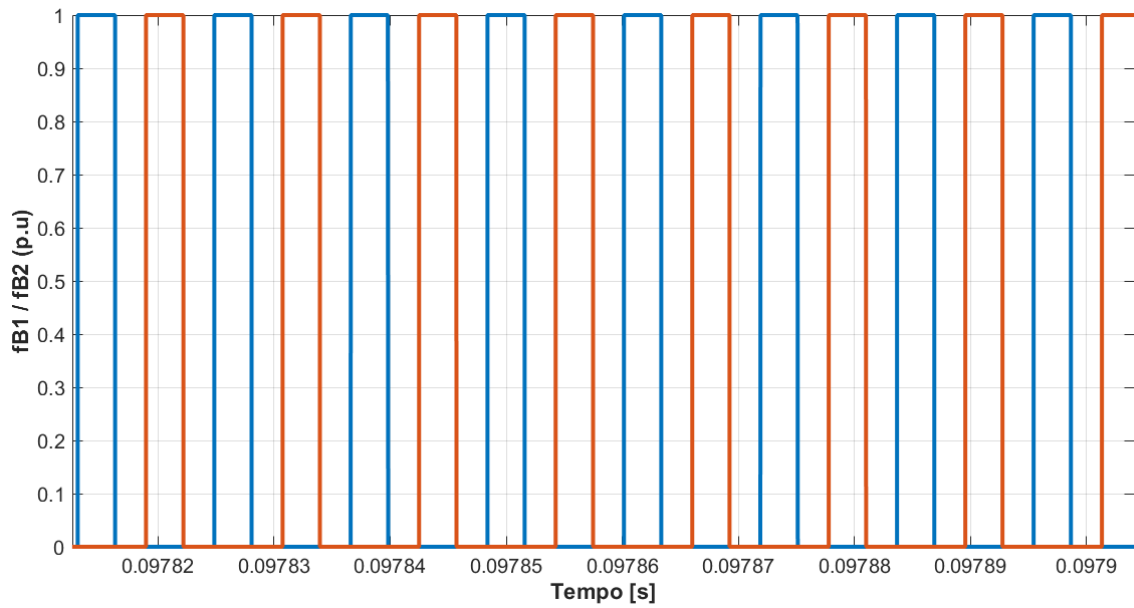


Figura 5.11: Caracterização das funções f_{B1} e f_{B2} , responsáveis pela geração alternada de impulsos.

De acordo com as equações (4.14) e (4.15), é possível observar na Figura (5.12) a implementação da tensão, v_{PWM} . Esta forma de onda apresenta na totalidade três níveis, realizando o funcionamento do sistema em questão.

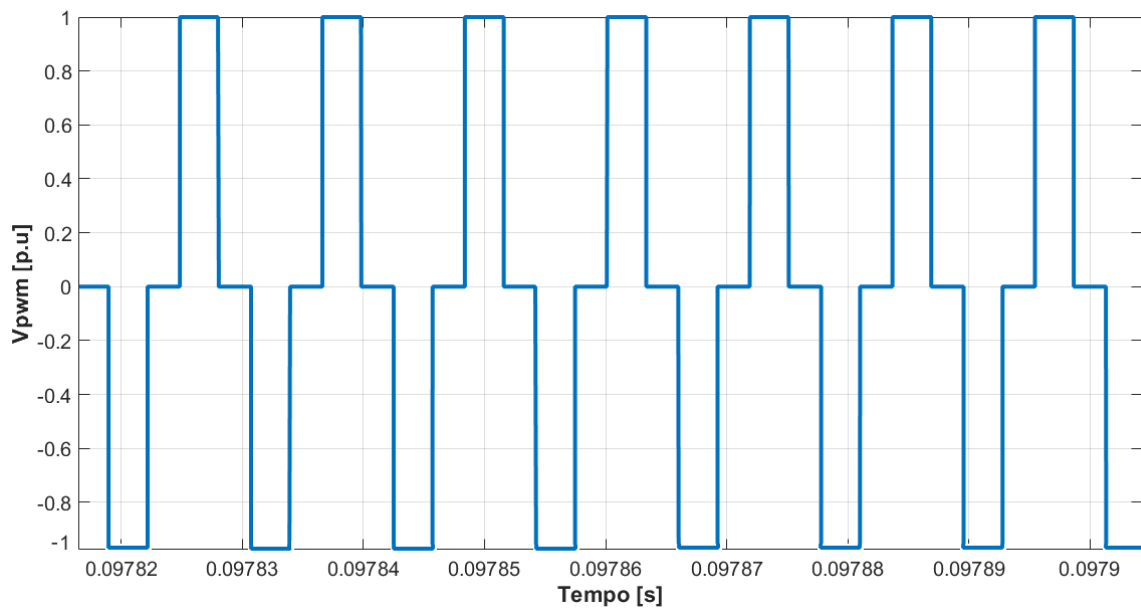


Figura 5.12: v_{PWM} de 3 níveis.

5.2.5 Inversor Ressonante

5.2.5.1 Distanciamento entre bobinas emissora/receptora de 5cm

As formas de onda de tensão e corrente no circuito ressonante série foram medidas. As Figuras (5.19) e (5.14) ilustram a mudança de fase (*phase-shift*) entre a tensão nos lados primário e secundário do circuito e mostra que as correntes em cada lado estão em fase com as suas tensões correspondentes, o que significa que a energia transferida denota-se principalmente ativa, sendo este um dos principais requisitos pretendidos. A legenda relativamente à tensão à saída do inversor e sua forma de onda comprovam o modelo teórico explicitado na figura anterior (5.12)

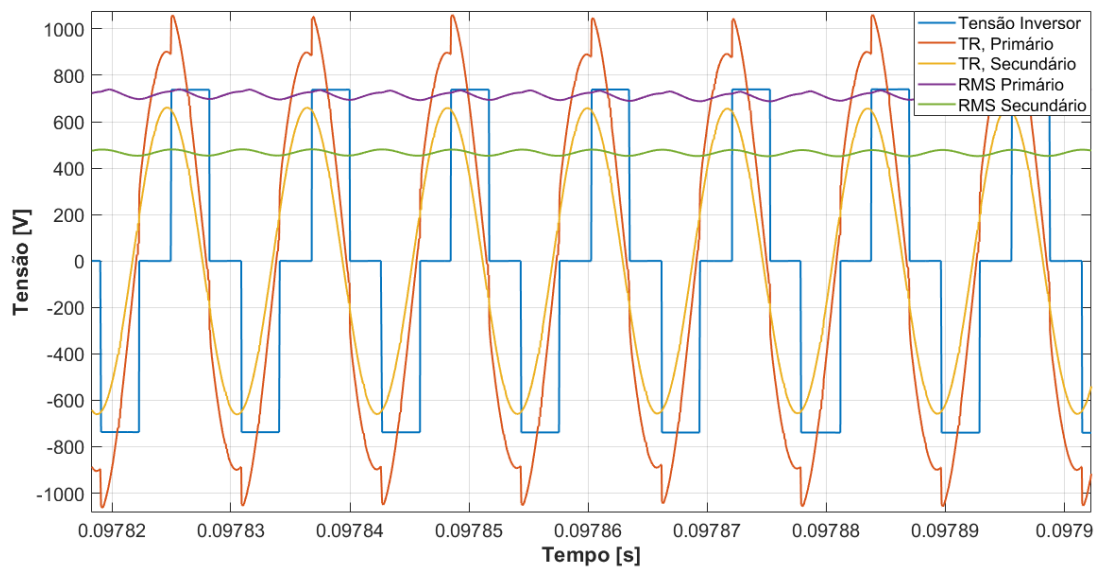


Figura 5.13: Formas de onda das tensões associadas ao circuito ressonante série.

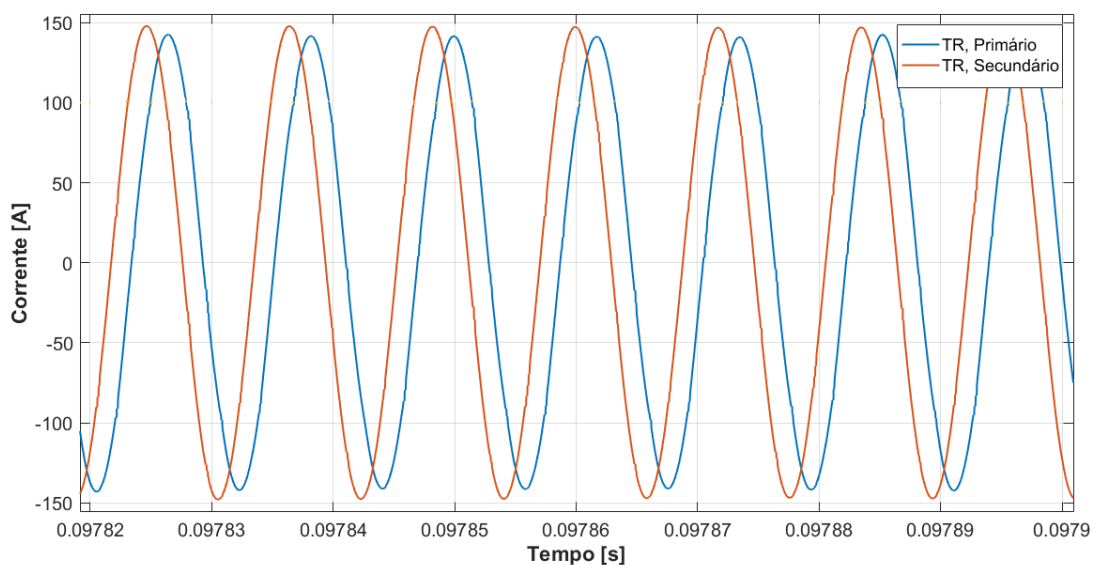


Figura 5.14: Formas de onda das correntes associadas ao circuito ressonante série.

Intercalando as duas figuras anteriores, tal como referido ao longo da dissertação, o pretendido neste tipo de sistemas é garantir que não existam perdas de comutação e condução à frequência de ressonância, alcançando o ZVS e o ZCS.

Como se pode constatar pela Figura (5.15), o conversor a funcionar com uma frequência de comutação, f_s , abaixo da frequência de ressonância, f_r , comuta em ZVS e ZCS para este carregamento. Esta figura é concordante com o pressuposto suportado pela Figura (3.1) do Capítulo 3.

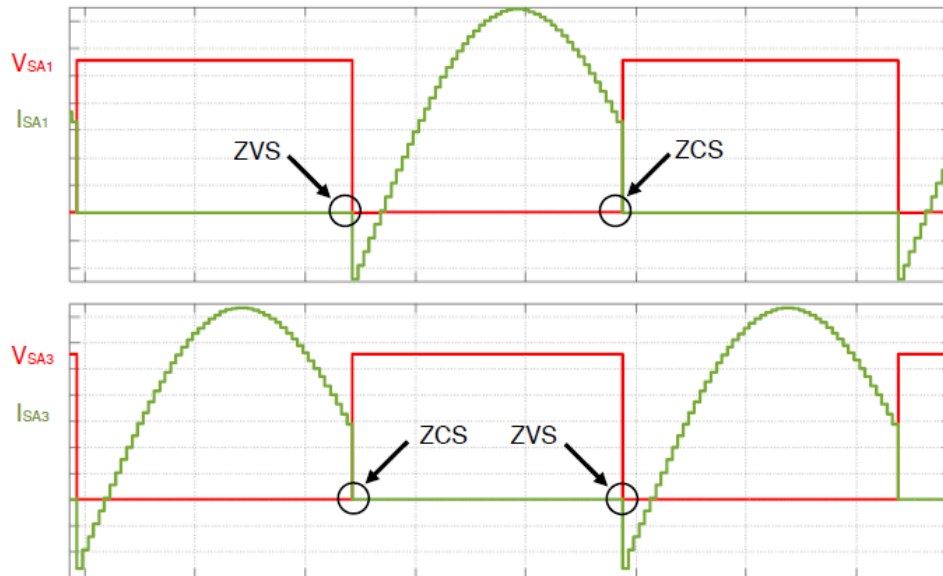


Figura 5.15: Comutação Suave (*Soft-Switching*), alcançando ZCS e ZVS.

Em relação ao controlador de corrente dimensionado no Capítulo 4.2.1, a Figura (5.16) ilustra o erro entre a corrente aplicada e a corrente de referência. É possível observar um seguimento correto do valor de referência com uma pequena ondulação da corrente em torno da corrente de referência. O erro permanece próximo a zero durante o processo de carregamento.

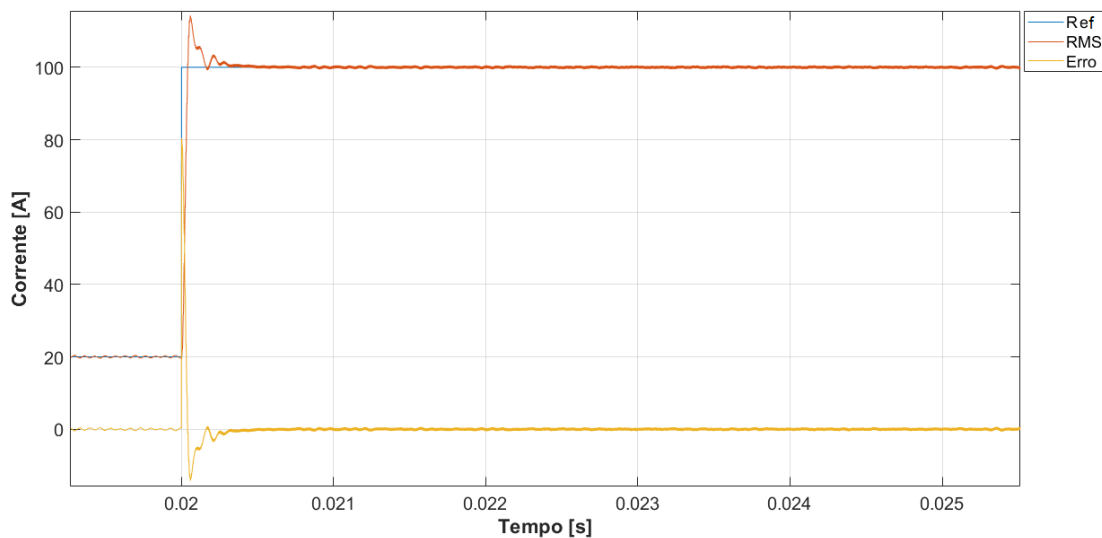


Figura 5.16: Corrente eficaz aplicada (RMS), valor de referência (Ref) e erro associado.

5.2.5.2 Distanciamento entre bobinas emissora/receptora de 15cm

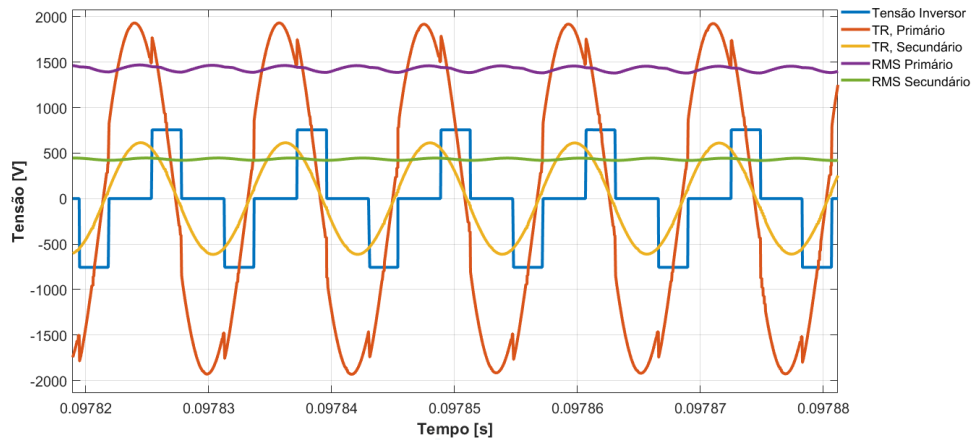


Figura 5.17: Formas de onda das tensões associadas ao circuito ressonante série.

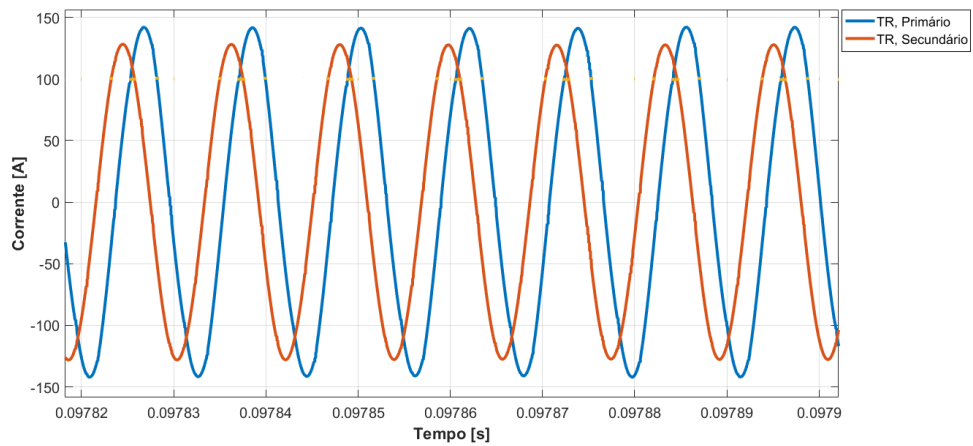


Figura 5.18: Formas de onda das correntes associadas ao circuito ressonante série.

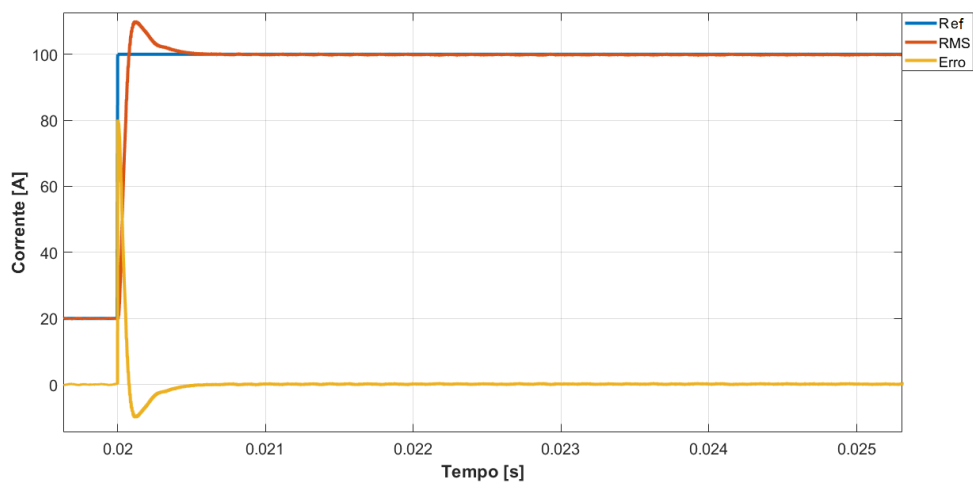


Figura 5.19: Corrente eficaz aplicada (RMS), valor de referência (Ref) e erro associado.

5.2.5.3 Potência Transferida

Tal como abordado ao longo da dissertação, as Figuras (5.20 - 5.21) permitem mostrar que a potência a ser transferida para a carga de tração do VE varia consoante o distanciamento do entreferro, presente no núcleo do transformador.

Para 5cm de afastamento (Figura (5.20)), é ligeiramente inferior à potência que o sistema foi projectado, $P = 50 \text{ kW}$, devido às perdas inerentes dos vários constituintes do sistema, mesmo que o ZCS e ZVS sejam efectuados nos dispositivos.

Para 15cm de afastamento (Figura (5.21)), tal como evidenciado pelas fugas de campo magnético ilustrado na Figura (3.18), a potência transmitida para a carga de tração do VE diminui em cerca de 10 kW ($P = 40 \text{ kW}$), resultante do fraco acoplamento magnético existente entre primário/secundário do transformador, aumentando as indutâncias de dispersão, L_{11} e L_{12} , diminuindo a indutância mútua, $L_{12} = L_M$ suportado pela equação (3.16).

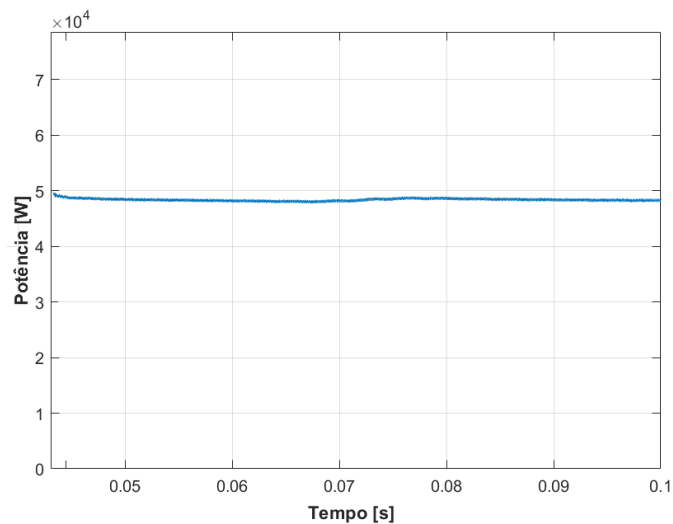


Figura 5.20: Potência transferida pelo conversor ressonante, $d = 5 \text{ cm}$.

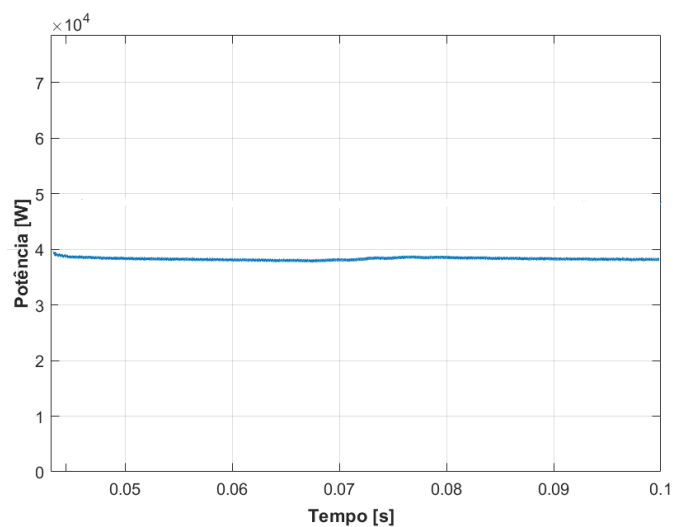


Figura 5.21: Potência transferida pelo conversor ressonante, $d = 15 \text{ cm}$.

5.2.5.4 Rendimento Estimado

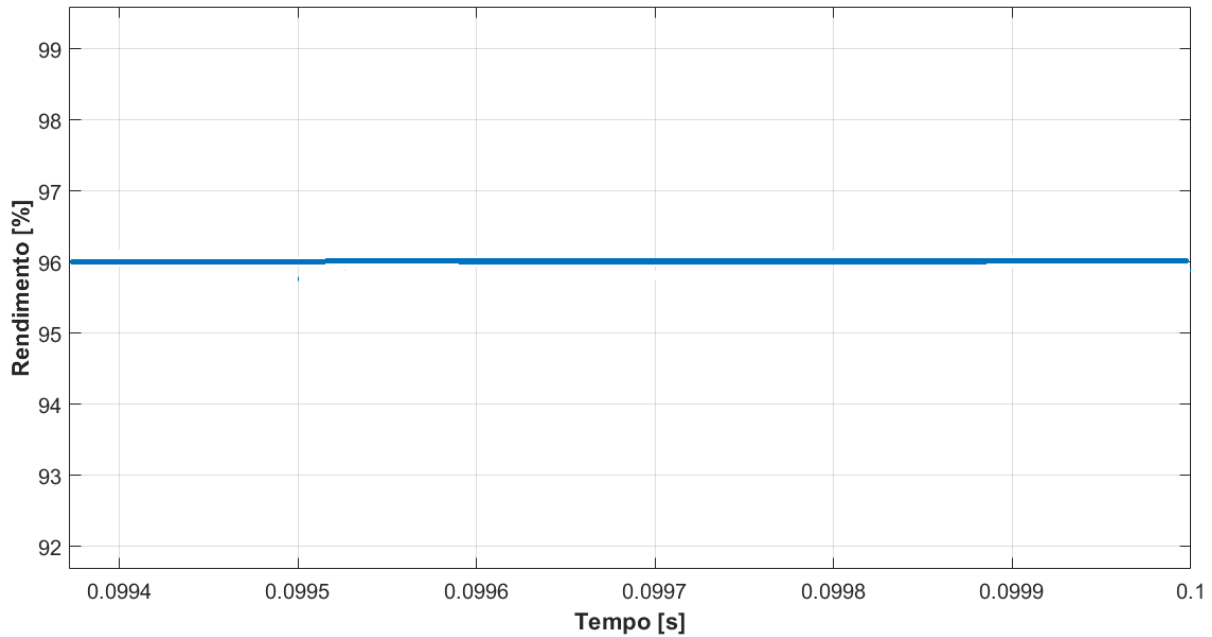


Figura 5.22: Rendimento estimado do sistema.

Na Figura (5.22), é possível observar o valor estimado por simulação do rendimento do conversor ressonante de 96%, desde a entrada do Inversor até à chegada ao veículo.

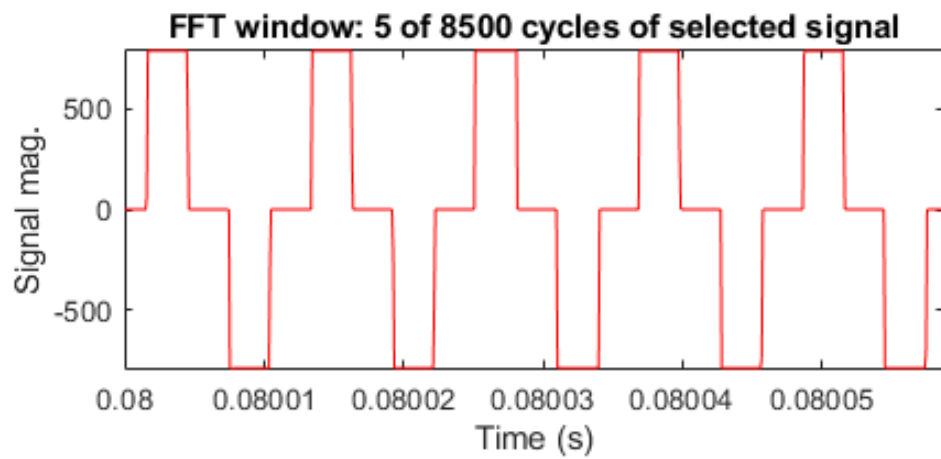
5.2.5.5 Taxa de Distorção associada ao inversor

Por fim, torna-se necessário avaliar a taxa de distorção harmónica presente quer na tensão como na corrente à saída do inversor.

Na Figura (5.23) é possível observar à frequência fundamental (comutação), para o *duty-cycle* escolhido, a função *FFT* associada à tensão.

Analogamente, na Figura (5.24) é possível também observar à frequência fundamental, a função *FFT* associada à corrente.

-Signal



-FFT analysis

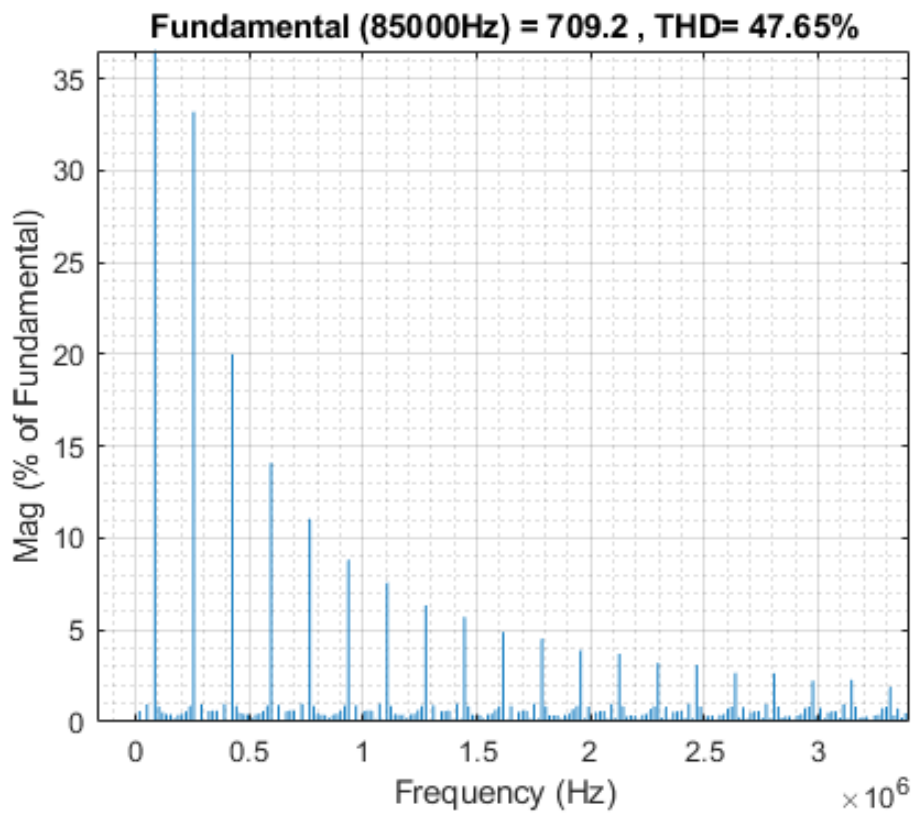


Figura 5.23: Taxa Distorção Harmónica, K_{vTHD} , associada à tensão.

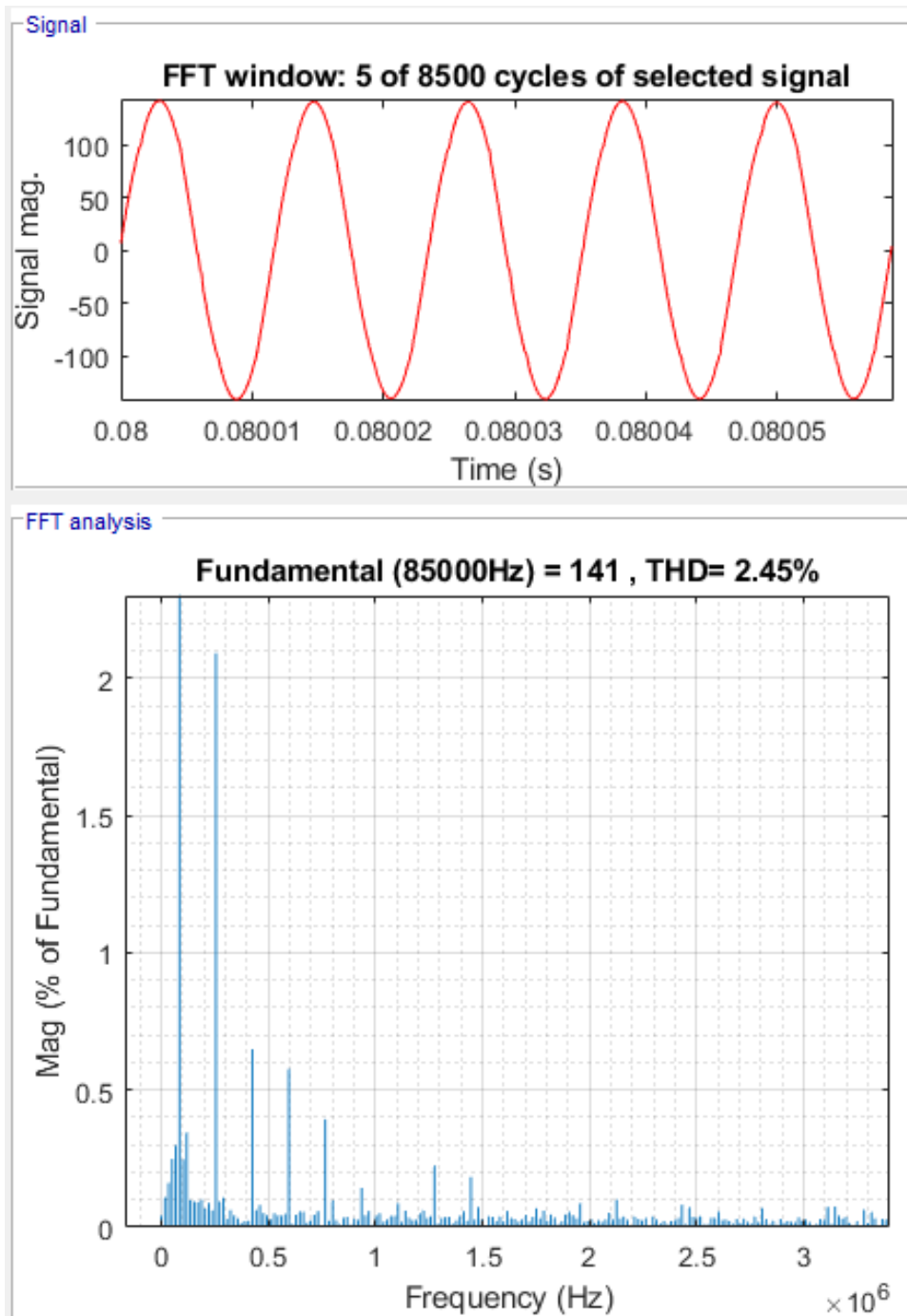


Figura 5.24: Taxa Distorção Harmónica, $K_{iTHD} = K_{vWTHD}$, associada à corrente.

| Distorção Harmónica Total (THD) | Tensão | Corrente |
|------------------------------------|--------|----------|
| (%) | 47.65 | 2.45 |

Tabela 5.1: Tabela comparativa dos valores de distorção harmónica.

Apesar da tensão apresentar uma distorção significativa (47,65%), o circuito ressonante tem corrente de distorção relativamente reduzida (2,45%).

Terminada a análise à simulação computacional de um conversor ressonante série, pode-se concluir que a topologia ressonante e de controlo proposta na dissertação poderá funcionar em aplicações de veículos elétricos.

A simulação do protótipo de carregamento sem contacto foi essencial para compreender as limitações da frequência de trabalho dos conversores e a eficiência geral do processo de carregamento usando a topologia de compensação seleccionada.

O rendimento, explicitado no Apêndice (A) e demonstrado como estimativa em ambiente de simulação em (5.2.5.4), pode ser considerado elevado pois as perdas do conversor são praticamente nulas. As perdas de comutação e de condução dos MOSFET's são quase nulas devido ao ZCS e ZVS, as resistências equivalentes da malha ressonantes são praticamente desprezáveis e por último, considera-se que o transformador utiliza enrolamentos do tipo *Litz*, o que leva a baixas perdas uma vez que o efeito pelicular dos enrolamentos é eliminado.

Capítulo 6

Conclusão

Esta dissertação teve como principal objetivo a implementação de um conversor ressonante que permitisse carregar sem contacto e em movimento veículos eléctricos, utilizando um transformador com um factor de acoplamento baixo, devido essencialmente à relação entre a distância do entreferro e as dimensões do núcleo do transformador. A implementação deste conversor incluiu a aplicação teórica e prática do princípio da ressonância, no qual todos os elementos reativos existentes no conversor devem estar sintonizados para uma dada frequência de ressonância, neste caso de 85 kHz, permitindo apenas a passagem da componente fundamental da corrente, levando a uma maior quantidade de energia transferida.

A pesquisa subsequente levou à utilização do modelo equivalente de três parâmetros do transformador, um modelo de equações expeditas, que permitiu obter as características de saída do conversor ressonante a operar com um transformador de fraco acoplamento.

Através das simulações do comportamento magnético do núcleo do transformador, das caracterizações realizadas, bem como dos resultados de simulação eléctrica e electrónica, concluiu-se que o factor de acoplamento apenas depende das propriedades magnéticas do núcleo do transformador, da geometria das bobines e da distância de entreferro, sendo este estudo fundamental na escolha do tipo de núcleo a utilizar neste sistema.

A opção pelo Conversor Ressonante a aplicar no sistema foi o resultado principal do Capítulo 3. Da comparação entre as topologias ressonantes possíveis optou-se pela compensação série. Este tipo de compensação requer a operação do Conversor Série a frequências de trabalho inferiores à frequência de ressonância, permitindo comutação no zero da corrente (*ZCS*) e da tensão (*ZVS*).

Depois de concluída a análise matemática do conversor, procedeu-se a uma simulação teórica de um conversor aplicado a um veículo eléctrico em ambiente computacional, o que permitiu observar o comportamento do conversor e a dinâmica dos controladores implementados, os quais actuaram correctamente através da aplicação da modulação por *phase-shift*.

É de máxima importância concretizar experimentalmente o conversor ressonante dimensionado no decorrer do trabalho, para verificar a validade dos resultados obtidos. Devido a limitações a nível de tempo, a concretização experimental não foi realizada, porém, a metodologia de dimensionamento do conversor é apresentada, mostrando ser um sistema bastante eficaz no que diz respeito à transferência de energia, possibilitando um fluxo de energia com um rendimento bastante elevado. Deve ser utilizado com tensões e frequências elevadas para se obter o melhor rendimento, menor dimensão e menor custo.

6.1 Sugestões para trabalhos futuros

Para prosseguir os trabalhos desta dissertação são apresentadas de seguida algumas sugestões, com o principal objetivo de melhorar o sistema implementado.

Em relação às simulações realizadas para testar o carregador baseado em princípios de transferência de energia ressonante, além de controlar a corrente, seria benéfico também controlar a potência fornecida à carga, desta forma, um modelo completo de bateria também poderia ser testado, tornando-o ainda mais realista no que a um carregador sem contacto diz respeito.

Relativamente à distância do entreferro, sugere-se o estudo da variação da frequência de comando do inversor tal que esta frequência esteja adaptada à variação da frequência de ressonância e maximize a potência transferida.

Por último, é sugerido a construção e teste de um protótipo de carregador para um veículo elétrico, com níveis de potência da ordem dos valores implementados na simulação com possível desenvolvimento e implementação de algoritmos de diagnóstico de avarias e de tolerância a falhas nos semicondutores e elementos passivos do protótipo desenvolvido.

Bibliografia

- [1] M. Nascimento. Vendas de Veículos Elétricos até outubro ultrapassam o total do ano passado. *Associação de Utilizadores de Veículos Elétricos*, 2020.
- [2] G. André. Portugal: A partir de 2040 será proibida a venda de veículos poluentes novos. *Associação de Utilizadores de Veículos Elétricos*, 2018.
- [3] Q. Zhu, L. Wang, and C. Liao. Compensate capacitor optimization for kilowatt-level magnetically resonant wireless charging system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(12):6758–6768, 2014.
- [4] F. C. of Engineering and Computing. Inductive power transfer systems for electric vehicles, 2020. URL <https://eps.fiu.edu/inductive-power-transfer-systems/>.
- [5] D. Vilathgamuwa and J. Sampath. Wireless power transfer (wpt) for electric vehicles (evs)—present and future trends. In *Plug in electric vehicles in smart grids*, pages 33–60. Springer, 2015.
- [6] C. Jiang, K. Chau, C. Liu, and C. H. Lee. An overview of resonant circuits for wireless power transfer. *Energies*, 10(7):894, 2017.
- [7] S. Chopra. Contactless power transfer for electric vehicle charging application. 2011.
- [8] C.-S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 52(5):1308–1314, 2005.
- [9] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen, and C. C. Mi. A double-sided lcc compensation network and its tuning method for wireless power transfer. *IEEE transactions on Vehicular Technology*, 64(6):2261–2273, 2014.
- [10] H. Feng, T. Cai, S. Duan, J. Zhao, X. Zhang, and C. Chen. An lcc-compensated resonant converter optimized for robust reaction to large coupling variation in dynamic wireless power transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(10):6591–6601, 2016.
- [11] T. Campi, S. Cruciani, F. Maradei, and M. Feliziani. Near-field reduction in a wireless power transfer system using lcc compensation. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 59(2):686–694, 2017.

- [12] J. Millán, P. Godignon, X. Perpiñà, A. Pérez-Tomás, and J. Rebollo. A survey of wide bandgap power semiconductor devices. *IEEE transactions on Power Electronics*, 29(5):2155–2163, 2013.
- [13] T. Heckel, C. Rettner, and M. März. Fundamental efficiency limits in power electronic systems. In *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, pages 1–6. IEEE, 2015.
- [14] J. F. A. da Silva. *Electrónica Industrial: Semicondutores e Conversores de Potência*. Fundação Calouste Gulbenkian, 2013.
- [15] J. Cho, J. Sun, H. Kim, J. Fan, Y. Lu, and S. Pan. Coil design for 100 khz and 6.78 mhz wpt system: Litz and solid wires and winding methods. In *2017 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility & Signal/Power Integrity (EMCSI)*, pages 803–806. IEEE, 2017.
- [16] D. Patil, M. K. McDonough, J. M. Miller, B. Fahimi, and P. T. Balsara. Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4(1):3–37, 2017.
- [17] Z. Dai, J. Wang, M. Long, and H. Huang. A witrlicity-based high-power device for wireless charging of electric vehicles. *Energies*, 10(3):323, 2017.
- [18] J. Kim, J. Kim, S. Kong, H. Kim, I.-S. Suh, N. P. Suh, D.-H. Cho, J. Kim, and S. Ahn. Coil design and shielding methods for a magnetic resonant wireless power transfer system. *Proceedings of the IEEE*, 101(6):1332–1342, 2013.
- [19] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Mühlethaler, I. Stevanović, B. Wunsch, and F. Canales. Modeling and $\eta - \alpha$ -pareto optimization of inductive power transfer coils for electric vehicles. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(1):50–64, 2015. doi: 10.1109/JESTPE.2014.2311302.
- [20] F. Jolani, Y. Yu, and Z. Chen. A planar magnetically coupled resonant wireless power transfer system using printed spiral coils. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13:1648–1651, 2014.
- [21] M. Zhixin, F. Aming, Q. Haihong, and P. Pingyan. Characteristics and design of transformer in loosely coupled inductive power transfer system. In *2010 International Conference on Electrical and Control Engineering*, pages 3454–3457, 2010. doi: 10.1109/iCECE.2010.841.
- [22] D. Leskarac, C. Panchal, S. Stegen, and J. Lu. Pev charging technologies and v2g on distributed systems and utility interfaces. *Vehicle-to-Grid: Linking Electric Vehicles to the Smart Grid*, 79: 157–209, 2015.
- [23] M. L. Kissin, J. T. Boys, and G. A. Covic. Interphase mutual inductance in polyphase inductive power transfer systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(7):2393–2400, 2009.

- [24] L. Chen, G. R. Nagendra, J. T. Boys, and G. A. Covic. Double-coupled systems for ipt roadway applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(1):37–49, 2014.
- [25] W. Zhang, S.-C. Wong, K. T. Chi, and Q. Chen. An optimized track length in roadway inductive power transfer systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(3): 598–608, 2014.
- [26] X. Zhang, Z. Yuan, Q. Yang, Y. Li, J. Zhu, and Y. Li. Coil design and efficiency analysis for dynamic wireless charging system for electric vehicles. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52(7):1–4, 2016.
- [27] M. K. Kazimierczuk. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. John Wiley & Sons, 2015.
- [28] M. K. Kazimierczuk and D. Czarkowski. *Resonant power converters*. John Wiley & Sons, 2012.
- [29] F. A. Himmelstoss. Analysis and comparison of half-bridge bidirectional dc-dc converters. In *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference-PESC'94*, volume 2, pages 922–928. IEEE, 1994.
- [30] Z. Bi, T. Kan, C. C. Mi, Y. Zhang, Z. Zhao, and G. A. Keoleian. A review of wireless power transfer for electric vehicles: Prospects to enhance sustainable mobility. *Applied Energy*, 179:413–425, 2016.
- [31] C. Panchal, S. Stegen, and J. Lu. Review of static and dynamic wireless electric vehicle charging system. *Engineering science and technology, an international journal*, 21(5):922–937, 2018.
- [32] M. W. Kennedy, S. Akhtar, J. A. Bakken, and R. E. Aune. Analytical and experimental validation of electromagnetic simulations using comsol®, re inductance, induction heating and magnetic fields. In *COMSOL Users Conference, Stuttgart Germany*, pages 1–9, 2011.

Apêndice A

Rendimento do Sistema

O rendimento do sistema é obtido colocando as características dos dispositivos apresentadas de seguida, efectuando o ensaio da potência de saída e da potência de entrada.

Como tal, é necessário representar o dispositivo por um modelo com uma resistência (r_D) com uma tensão de condução (V_D) mostrados em (A.1) e medir a potência de saída com um medidor de potência, calculando o valor médio do produto da tensão pela corrente. De seguida efectua-se a medição da potência de entrada do sistema DC, obtendo-se o rendimento pelo quociente (P_{out}/P_{in}) comparando-o com o valor teórico, calculado pelas seguintes equações.

A.1 Perdas nos dispositivos

A análise de perdas nos dispositivos é muito importante para qualquer sistema electrónico de potência. Devido ao aumento de utilização deste tipo de dispositivos numa ampla gama de aplicações, a medição de perdas de potência com elevada precisão é de grande importância no processo de *design* para avaliar o desempenho do sistema e otimizar as características do mesmo. Para medir as perdas totais de um sistema é necessário ter em conta as perdas individuais de cada dispositivos presente no mesmo.

As perdas no conversor distinguem-se em dois tipos, a saber, perdas por condução e comutação. Ao comutar o inversor na frequência de ressonância, a comutação ressonante leva a que ZCS (*Zero Current Switching*) e ZVS (*Zero Voltage Switching*) possam ser realizados, reduzindo assim as perdas de comutação (≈ 0) durante o processo de ligar e/ou desligar. Torna também possível operar o conversor a altas frequências de comutação quando comparadas aos conversores *PWM* de comutação abrupta.

As outras perdas associadas ao conversor são as perdas de condução, que dependem do tipo de interruptores utilizados. No caso de SiC-MOSFETs (acrónimo do inglês, *Silicon Carbide Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), as perdas por condução são dependentes da corrente que flui através do interruptor e da resistência de condução do dreno para a fonte.

A.1.1 Perdas associadas aos díodos

As perdas totais de potência no díodo são dadas pela soma da perda total de condução (P_{ON}) e da perda de comutação (P_{SW}). No entanto, uma vez que o ZCS/ZVS é efectuado a corrente ou tensão nulas tem-se que $P_{SW} \approx 0$.

Perda total de condução [14],

$$P_{ON} = V_D \cdot I_{D_{av}} + r_D \cdot I_{D_{RMS}}^2 \quad (\text{A.1})$$

Perdas totais,

$$P_{total,diodo} = P_{ON} + P_{SW} = P_{ON} = V_D \cdot I_{D_{av}} + r_D \cdot I_{D_{RMS}}^2 \quad (\text{A.2})$$

A.1.2 Perdas associadas ao SiC-MOSFET

Analogamente, as perdas totais de potência no SiC-MOSFET é a soma da perda total de condução e a perda total de comutação (também elas nulas) dadas por:

Perda total de condução [14],

$$P_{cond} = P_{on} + P_{off} = R_{DS(on)} \cdot I_{on}^2 + V_{DS} \cdot I_{DS} \quad (\text{A.3})$$

Perdas totais,

$$P_{total,MOSFET} = P_{cond} + P_{SW} = P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{on}^2 + V_{DS} \cdot I_{DS} \quad (\text{A.4})$$