FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

Topologias de Compensação em Carregamento sem Fios de Veículos Elétricos

Gonçalo Oliveira Mota



Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Adriano Carvalho

16 de outubro de 2026

© Gonçalo Oliveira Mota, 2026

Resumo

Esta dissertação tem como principal foco a análise comparativa de topologias de compensação ressonante para um sistema de carregamento sem fios de veículos elétricos, com potência nominal de 11 kW e frequência de operação de 85 kHz, baseado em *Wireless Power Transfer* (WPT) por acoplamento indutivo ressonante. O trabalho inicia-se com uma revisão estruturada do estado da arte, incluindo a evolução histórica do WPT, a distinção entre abordagens de campo próximo e campo distante, e os fundamentos da transferência indutiva ressonante: modelação de bobinas acopladas, variabilidade do coeficiente de acoplamento, condições de ressonância e redes de compensação, impedância refletida e comutação suave, bem como o enquadramento normativo e o panorama comercial.

Com base nesta revisão, definiu-se a arquitetura do sistema, e, ao longo de uma gama de *air-gaps* entre 50 mm e 150 mm realizou-se uma análise comparativa, analítica e numérica, de nove topologias de compensação ressonante (SS, SP, PS, PP, S–LCC, LCL–S, CLC–S, LCC–S e LCC–LCC), suportada por um banco de simulação em PLECS automatizado em *Jupyter Notebook*, que permitiu varrer sistematicamente os pontos de operação e extrair os indicadores de desempenho relevantes: potência transferida, eficiência, correntes nos semicondutores e tensões e correntes nos elementos passivos. Complementarmente, desenvolveu-se um modelo térmico dos semicondutores para avaliar a viabilidade térmica das soluções. Da análise resultaram duas topologias como candidatas viáveis, a SP e a LCC–LCC, com compromissos complementares entre eficiência e simplicidade, por um lado, e robustez e flexibilidade de controlo, por outro, não se impondo uma solução única para todas as condições de operação.

Palavras-chave: Transferência de energia sem fios (WPT), carregamento de veículos elétricos, topologias de compensação ressonante, acoplamento indutivo, PLECS.

Abstract

This dissertation addresses the comparative analysis of resonant compensation topologies for a wireless charging system for electric vehicles, rated at 11 kW and operating at 85 kHz, based on resonant inductive *Wireless Power Transfer* (WPT). The work begins with a structured state-of-the-art review, covering the historical evolution of WPT, the distinction between near-field and far-field approaches, and the fundamentals of resonant inductive transfer: coupled-coil modelling, coupling coefficient variability, resonance conditions and compensation networks, reflected impedance and soft-switching, as well as the regulatory framework and the commercial landscape.

Building on this review, the system architecture was defined, and, over an *air-gap* range of 50 mm to 150 mm, an analytical and numerical comparative analysis was carried out for nine resonant compensation topologies (SS, SP, PS, PP, S–LCC, LCL–S, CLC–S, LCC–S and LCC–LCC), supported by a PLECS simulation bench automated with *Jupyter*, which systematically swept the operating points and extracted the relevant performance indicators: transferred power, efficiency, semiconductor currents, voltages and currents in the passive elements. A thermal model of the semiconductors was additionally developed to assess the thermal feasibility of the solutions. The analysis identified two topologies as viable candidates, SP and LCC–LCC, with complementary trade-offs between efficiency and simplicity, on the one hand, and robustness and control flexibility, on the other, with no single solution imposing itself across all operating conditions.

Keywords: Wireless Power Transfer (WPT), electric vehicle charging, resonant compensation topologies, inductive coupling, PLECS.

UN Sustainable Development Goals

The United Nations Sustainable Development Goals (SDGs) provide a global framework to achieve a better and more sustainable future for all. Adopted in 2015 as part of the 2030 Agenda, they comprise 17 goals addressing the world's most pressing challenges, including poverty, inequality, climate change, environmental degradation and access to clean energy.

The work developed in this dissertation contributes, directly and indirectly, to four of these goals: SDG 7 (affordable and clean energy), SDG 9 (industry, innovation and infrastructure), SDG 11 (sustainable cities and communities) and SDG 13 (climate action). By improving the efficiency and the robustness of electric-vehicle charging, and by lowering the barriers to its everyday use, the work supports the electrification of road transport and the associated reduction of greenhouse-gas emissions.

The specific Sustainable Development Goals addressed have the following names:

SDG 7 Ensure access to affordable, reliable, sustainable and modern energy for all

SDG 9 Build resilient infrastructure, promote inclusive and sustainable industrialization and foster innovation

SDG 11 Make cities and human settlements inclusive, safe, resilient and sustainable

SDG 13 Take urgent action to combat climate change and its impacts

SDG	Target	Contribution	Performance Indicators and Metrics
7	7.3	Improving the conversion and transfer efficiency of the WPT charging chain reduces the energy losses in electric-vehicle charging.	Charging-chain efficiency (%); energy losses per charging cycle.
	7.1	Enabling convenient contactless charging facilitates wider access to modern, electrified mobility.	Air-gap range over which the target power is delivered.
9	9.1	Supports the development of a reliable and resilient charging infrastructure, robust to positioning variability between vehicle and ground pad.	Efficiency and transferred power across the operating air-gap range.
	9.4	Advances power-electronic solutions (resonant compensation, SiC devices) that increase the resource-use efficiency of charging systems.	Semiconductor stress and losses per topology.
11	11.2	Automated, cable-free charging lowers the barriers to electric-vehicle adoption, promoting sustainable urban mobility.	Charging convenience and reliability as adoption enablers.
13	13.2	By facilitating the electrification of road transport, the work contributes to the reduction of greenhouse-gas emissions in the transport sector.	Avoided CO_2 emissions associated with EV adoption.

Agradecimentos

A concretização desta dissertação não teria sido possível sem o contributo e o apoio de várias pessoas, a quem deixo uma palavra de sincero reconhecimento.

Ao meu orientador, Professor Adriano da Silva Carvalho, agradeço a orientação, a disponibilidade constante e todo o conhecimento que partilhou ao longo deste percurso. De forma particular, agradeço todas as vezes em que, em vez de me dar a resposta, me deixou a pensar e me desafiou a olhar mais além, ajudando-me a compreender o problema com mais profundidade e a antecipar aquilo que ainda estava por vir. O seu rigor e o seu sentido crítico foram determinantes para o rumo e a qualidade deste trabalho.

Deixo igualmente um agradecimento especial ao laboratório onde esta dissertação foi desenvolvida, e a todos os que o tornam um espaço de entreajuda e de bom ambiente de trabalho. Ao Professor José Vicente, ao Mário Campos, ao Bernardo Fonte e ao Henrique Rocha, obrigado pela companhia diária, pela ajuda nos momentos de maior dificuldade, pelas discussões e partilha de ideias, e por todos os momentos que tornaram este percurso mais leve e enriquecedor.

À Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, agradeço a formação que me proporcionou ao longo destes anos e as condições que permitiram levar este trabalho a bom porto.

Por fim, à minha família e aos meus amigos, o meu profundo agradecimento pelo apoio incondicional e pela paciência ao longo de toda esta caminhada.

Gonçalo Oliveira Mota

"Acredito e digo sempre que sou o melhor."

Cristiano Ronaldo

Índice

Agradecimentos iv

1 Introdução 1
- 1.1 Área de enquadramento . . . 1
- 1.2 Objetivos . . . 1
- 1.3 Motivação . . . 2
- 1.4 Contexto e evolução . . . 2
- 1.5 Estrutura do documento . . . 4

2 Estado da Arte 5
- 2.1 Introdução ao *Wireless Power Transfer* (WPT) . . . 5
  - 2.1.1 Marcos históricos e evolução do WPT . . . 6
  - 2.1.2 Classificação e tipos de WPT . . . 7
- 2.2 Fundamentos do WPT indutivo ressonante . . . 9
  - 2.2.1 Modelo equivalente, coeficiente de acoplamento . . . 11
  - 2.2.2 Ressonância em sistemas WPT . . . 11
  - 2.2.3 Soft-switching em conversores ressonantes . . . 14
  - 2.2.4 Impedância refletida e influência da carga . . . 15
  - 2.2.5 Topologias de compensação . . . 15
  - 2.2.6 Acoplador magnético: estruturas de bobina . . . 18
  - 2.2.7 Fonte de energia e barramento CC . . . 19
  - 2.2.8 Lado do veículo: retificação, barramento CC e regulação do carregamento 21
  - 2.2.9 Normas e enquadramento regulamentar para carregamento sem fios em aplicações automóveis . . . 24
  - 2.2.10 Panorama comercial e maturidade de mercado . . . 24
- 2.3 Síntese do capítulo . . . 26

3 Metodologia 27
- 3.1 Objetivo e abordagem geral . . . 27
- 3.2 Arquitetura do sistema simulado . . . 28
  - 3.2.1 Inversor . . . 28
  - 3.2.2 Rede de compensação ressonante . . . 28
  - 3.2.3 Acoplador magnético . . . 29
  - 3.2.4 Retificador . . . 29
- 3.3 Síntese . . . 30

4 Modelação Térmica dos Semicondutores **31**
4.1 Motivação e abordagem . . . 31
4.2 Analogia térmica-elétrica . . . 31
4.3 Estimativas de perdas . . . 32
4.4 Modelo térmico equivalente . . . 33
4.5 Síntese . . . 34

5 Análise Comparativa de Topologias de Compensação Ressonante **35**
5.1 Enquadramento e estratégia de análise . . . 35
5.2 Circuito de simulação em PLECS . . . 36
5.2.1 Semicondutores: inversor e retificador . . . 37
5.3 Caracterização do acoplador magnético . . . 39
5.3.1 Geometria, materiais e construção . . . 39
5.3.2 Caracterização eletromagnética por FEM . . . 40
5.3.3 Estratégia de controlo implementada no PLECS . . . 42
5.4 Análise individual das topologias . . . 45
5.4.1 Modelo equivalente comum . . . 46
5.4.2 Topologias básicas . . . 46
5.4.3 Topologias híbridas LCC . . . 55
5.4.4 Topologias com filtros adicionais . . . 65
5.4.5 Comparação entre topologias . . . 69
5.5 Conclusão do capítulo . . . 76

6 Conclusão **78**
6.1 Síntese do trabalho realizado . . . 78
6.2 Principais conclusões . . . 78

Referências **80**

A Modelo de simulação em PLECS **85**

B Automação das simulações em Jupyter **86**

Lista de Figuras

1.1 Vendas globais anuais de carros elétricos (2014–2024). Dados: [1]. 3

2.1 Linha temporal de marcos na evolução do *Wireless Power Transfer* (WPT), (imagem gerada com recurso a inteligência artificial, *Google Gemini "Nano Banana Pro"*) 6
2.2 Classificação geral das tecnologias de *Wireless Power Transfer* (WPT) 8
2.3 Arquitetura típica de um sistema de carregamento indutivo ressonante para veículos elétricos (imagem gerada com recurso a inteligência artificial, *Google Gemini "Nano Banana Pro"*) 11
2.4 Resposta em frequência de um circuito ressonante RLC para diferentes valores do fator de qualidade Q (adaptado de [7]). 13
2.5 Topologias básicas de compensação em WPT indutivo ressonante: a) série–série (SS), b) série–paralelo (SP), c) paralelo–série (PS) e d) paralelo–paralelo (PP) (adaptado de [4]) 16
2.6 Principais geometrias de bobinas/pads usadas em WPT indutivo ressonante para veículos elétricos: (a) circular, (b) retangular, (c) Double-D (DD) e (d) Double-D Quadrature (DDQ) (imagem gerada com recurso a inteligência artificial, *Google Gemini "Nano Banana Pro"*) 19
2.7 Topologias típicas de inversores/estruturas de excitação para sistemas WPT. a) Class E inverter; b) Class D inverter; c) Full bridge inverter [4]. 21

3.1 Topologia do inversor *full-bridge*. 28

4.1 Aplicação ilustrativa do modelo térmico: temperatura de junção T_j estimada em regime permanente em função do *air-gap* para a topologia SS 34

5.1 Esquema do sistema WPT simulado. 36
5.2 Vista de topo da bobina primária Double-D 40
5.3 Variação do coeficiente de acoplamento k em função do *air-gap* (50 mm a 150 mm). Dados da Tabela 5.4. 42
5.4 Arquitetura de controlo PSFB implementada no PLECS. 44
5.5 Resposta da malha de controlo a uma sequência de degraus de potência pelas classes SAE J2954 (3,7 kW $\rightarrow$ 7,7 kW $\rightarrow$ 11 kW), na topologia SS a 50 mm: potência de saída P_{out} face à referência P_{ref} (em cima) e ângulo de desfasamento φ (em baixo). 45
5.6 Ampliação da transição 7,7 kW a 11 kW da Figura 5.5, com o tempo de subida t_r e o tempo de estabelecimento t_s. 45
5.7 Esquemático da topologia Série–Série (SS). 47
5.8 Variação dos valores de C_1 e C_2 em função do *air-gap* (50 mm a 150 mm). 47

5.9 Corrente no MOSFET do inversor para a topologia SS em função do *air-gap*, comparados com os limites do semicondutor. 48
5.10 Esquemático da topologia Série–Paralelo (SP). 49
5.11 Variação dos valores de C_1 e C_2 em função do *air-gap* (50 mm a 150 mm). 50
5.12 Corrente no MOSFET do inversor para a topologia SP em função do *air-gap*, comparados com os limites do semicondutor. 51
5.13 Comparação da corrente no condensador C_2 em função do *air-gap* entre as topologias SS (série) e SP (paralelo). 51
5.14 Esquemático da topologia Paralelo–Série (PS). 52
5.15 Correntes no primário da topologia PS em regime permanente (*air-gap* = 50 mm). As linhas tracejadas indicam os valores eficazes (RMS). 53
5.16 Esquemático da topologia Paralelo–Paralelo (PP). 54
5.17 Potência de saída da topologia PP comparada com outras topologias básicas . . . 55
5.18 Esquemático da topologia LCC–Série. 56
5.19 Corrente de pico e corrente eficaz no MOSFET do inversor para a topologia LCC–S em função do *air-gap*, comparadas com os limites do semicondutor. 58
5.20 Esquemático da topologia LCC–LCC. 59
5.21 Eficiência da topologia LCC–LCC em função do *air-gap*. 61
5.22 Corrente de pico e corrente eficaz no MOSFET do inversor para a topologia LCC–LCC em função do *air-gap*, comparadas com os limites do semicondutor. 63
5.23 Esquemático da topologia S-LCC. 64
5.24 Esquemático da topologia LCL-S. 65
5.25 Esquemático da topologia CLC-S. 66
5.26 Potência de saída da topologia CLC-S comparada com outras topologias em estudo 68
5.27 Correntes da topologia CLC-S nos condensadores C_1 e C_2 em função do *air-gap*. 69
5.28 Comparação da potência de saída média em função do *air-gap* para as diferentes topologias analisadas. 70
5.29 Comparação da eficiência global em função do air-gap para as diferentes topologias analisadas. 72
5.30 Comparação da corrente eficaz no MOSFET em função do air-gap para as diferentes topologias analisadas. 74
5.31 Comparação da corrente de pico no MOSFET em função do air-gap para as diferentes topologias analisadas, com indicação do limite de corrente pulsada do dispositivo SiC. 75

A.1 Modelo de simulação do sistema WPT implementado em PLECS (topologia série–série). 85

B.1 Cálculo dos parâmetros das bobinas e dos condensadores de compensação da topologia SS. 86
B.2 Variação dos condensadores de compensação e do coeficiente de acoplamento com o *air-gap*. 87
B.3 Tabela de configuração do PLECS por *air-gap* gerada automaticamente (topologia SS). 87
B.4 Formas de onda exportadas do PLECS (topologia SS, *air-gap* de 50 mm). 88
B.5 Comparação global das métricas entre todas as topologias gerada pelo *notebook*. . 88

Lista de Tabelas

2.1 Comparação qualitativa entre tecnologias de WPT 9
2.2 Comparação qualitativa entre geometrias típicas de bobinas/pads em WPT para veículos elétricos. 19

4.1 Analogia entre grandezas térmicas e elétricas. 32

5.1 Parâmetros base do sistema WPT simulado em PLECS. 37
5.2 Semicondutores adotados no sistema WPT. 38
5.3 Especificações do acoplador magnético. 40
5.4 Parâmetros do acoplador magnético em função do *air-gap* (caracterização FEM em Ansys Maxwell). 41
5.5 Resultados PLECS — topologia SS (50–150 mm). 48
5.6 Resultados PLECS — topologia SP (50–150 mm). 50
5.7 Resultados PLECS — topologia LCC–S (50–150 mm). 57
5.8 Resultados PLECS — topologia LCC–LCC (50–150 mm). 61

Lista de Acrónimos

BMS	Battery Management System
CA	Corrente alternada
CA/CC	Conversor CA/CC
CAGR	Compound Annual Growth Rate (taxa de crescimento anual composta)
CC	Corrente contínua
CC/CA	Conversor CC/CA
CC/CC	Conversor CC/CC
CC/CV	Corrente constante / Tensão constante
CLC	Rede condensador–bobina–condensador
CO_2	Dióxido de carbono
COC	Constant Output Current (Corrente constante de saída)
COV	Constant Output Voltage (Tensão constante de saída)
CPT	Capacitive Power Transfer (transferência capacitiva de potência)
DD	Double-D
DDQ	Double-D Quadrature
EMC	Compatibilidade eletromagnética
FEM	Finite Element Method (método dos elementos finitos)
FOM	Figura de mérito
GA	Ground Assembly (conjunto do lado do solo)
GaN	Gallium Nitride (nitreto de gálio)
IEC	International Electrotechnical Commission
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
IPT	Inductive Power Transfer (transferência indutiva de potência)
ISO	International Organization for Standardization
LC	Rede bobina–condensador
LCC	Rede bobina–condensador–condensador
LCL	Rede bobina–condensador–bobina
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
OEM	Original Equipment Manufacturer
PLECS	Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation
PP	Compensação paralelo–paralelo
PS	Compensação paralelo–série
PSFB	Phase-Shift Full-Bridge
RF	Radiofrequência
RMS	Root Mean Square
Rx	Recetor
SAE	Society of Automotive Engineers
SiC	Silicon Carbide (carboneto de silício)

SP	Compensação série–paralelo
SS	Compensação série–série
Tx	Transmissor
VA	Vehicle Assembly (conjunto do lado do veículo)
VE	Veículo elétrico
WPT	Wireless Power Transfer (transferência de energia sem fios)
ZCS	Zero-Current Switching
ZVS	Zero-Voltage Switching

Capítulo 1

Introdução

1.1 Área de enquadramento

Esta dissertação de mestrado insere-se na área da engenharia eletrotécnica, com foco nas subáreas da eletrónica de potência, mobilidade elétrica e sistemas de transferência de energia sem fios (*Wireless Power Transfer*, WPT).

O trabalho centra-se no projeto e análise de um sistema de carregamento sem fios para veículos elétricos, baseado em WPT por acoplamento indutivo ressonante. Nesta abordagem, a energia é transferida entre uma base transmissora, instalada no solo, e um recetor integrado no veículo, sem contacto físico direto. Para atingir eficiências e potências compatíveis com o carregamento automóvel é essencial o estudo aprofundado das redes de compensação ressonante, do acoplador magnético e dos semicondutores de potência envolvidos, garantindo um compromisso adequado entre eficiência, robustez e segurança.

1.2 Objetivos

O objetivo principal desta dissertação é analisar e comparar topologias de compensação ressonante para um sistema de *Wireless Power Transfer* (WPT) aplicado ao carregamento de veículos elétricos, operando a 11 kW e 85 kHz, em conformidade com a norma SAE J2954 (classe WPT3).

Para atingir este objetivo, foram definidas as seguintes tarefas:

1. Rever criticamente o estado da arte em WPT para veículos elétricos, identificando arquiteturas, topologias de compensação e tendências relevantes.

2. Estabelecer a arquitetura do sistema e implementar o respetivo modelo de simulação em PLECS, incorporando os parâmetros eletromagnéticos do acoplador magnético, ao longo da gama de *air-gaps* relevante, obtidos por simulação por elementos finitos (FEM).

3. Realizar uma análise comparativa quantitativa das topologias de compensação ressonante, avaliando potência transferida, eficiência e esforço nos semicondutores, critério que inclui a verificação da viabilidade térmica, ou seja, da manutenção da temperatura de junção dentro

dos limites do fabricante, ao longo da gama de *air-gaps*, com identificação fundamentada das topologias candidatas ao protótipo.

1.3 Motivação

A motivação para o desenvolvimento deste trabalho surge da necessidade de tornar o carregamento de veículos elétricos mais simples, cómodo e menos dependente da intervenção do utilizador. O carregamento sem fios elimina a necessidade de ligação física direta, reduzindo o desgaste de cabos e conectores e minimizando o risco de falhas associadas a utilização incorreta ou a condições meteorológicas adversas. Para além disso, esta ausência de contacto físico abre caminho a cenários de carregamento dinâmico, com o veículo em movimento, que não são viáveis com as soluções condutivas atuais. Contudo, a concretização prática destas vantagens exige superar desafios técnicos relevantes, nomeadamente garantir eficiência elevada numa gama alargada de distâncias entre emissor e recetor e identificar as topologias de compensação ressonante mais adequadas para a classe de potência em causa. Acresce que, à potência de 11 kW e à frequência de 85 kHz consideradas, as correntes processadas geram perdas que aquecem os semicondutores; uma topologia eletricamente atrativa pode revelar-se inviável na prática se conduzir a temperatura de junção além dos limites admissíveis. Avaliar a viabilidade térmica é, por isso, indissociável da seleção da topologia.

A escolha pessoal deste tema reflete também o interesse pela sustentabilidade e pela mobilidade elétrica enquanto vetor central da transição energética no setor dos transportes. Contribuir para o desenvolvimento de soluções de carregamento mais eficientes e acessíveis é, nesse sentido, um objetivo com relevância tanto técnica como social.

1.4 Contexto e evolução

A crescente preocupação com a sustentabilidade e redução de emissões no setor dos transportes tem acelerado a transição para a mobilidade elétrica. O transporte rodoviário representa uma parcela relevante das emissões globais de CO_2, reforçando a necessidade de alternativas mais eficientes e com menor impacto ambiental. Em paralelo, a adoção de veículos elétricos tem aumentado de forma consistente ao longo dos últimos anos: em 2024, as vendas globais de automóveis elétricos ultrapassaram os 17 milhões, e estima-se que, no final desse ano, existissem cerca de 58 milhões de veículos elétricos em circulação. Estes valores evidenciam a consolidação da mobilidade elétrica e a importância de evoluir, em simultâneo, a infraestrutura e as soluções de carregamento. Como se observa na Figura 1.1, as vendas anuais de veículos elétricos apresentam um crescimento acentuado nos últimos anos [1].

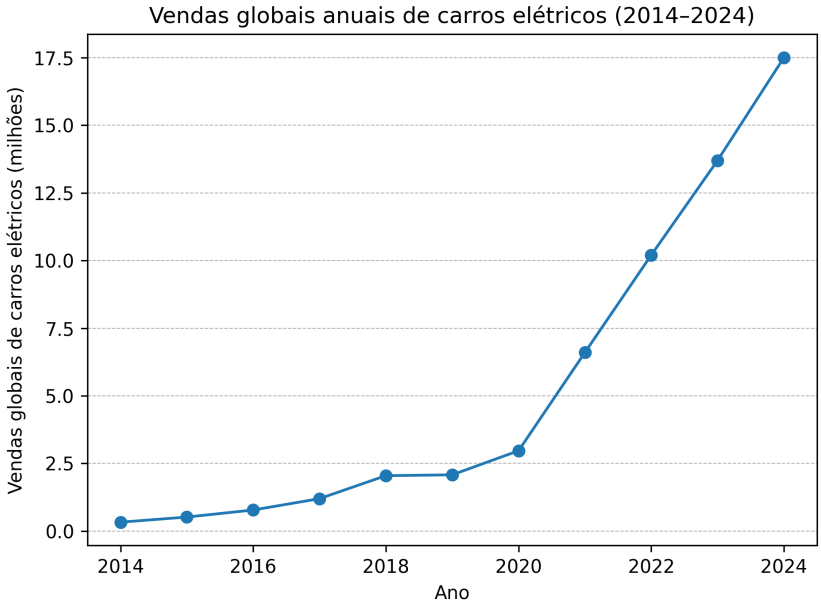


Figura 1.1: Vendas globais anuais de carros elétricos (2014–2024). Dados: [1].

No entanto, a aceitação e utilização diária dos veículos elétricos continua fortemente dependente da experiência de carregamento do utilizador. Fatores como a duração do carregamento, a acessibilidade a pontos de carregamento e preocupações associadas à segurança influenciam diretamente a adoção e a perceção de conveniência. Assim, melhorar o processo de carregamento, tornando-o mais simples, fiável e adequado a contextos reais, é uma condição essencial para apoiar e sustentar o crescimento observado.

Atualmente, o método mais usado é o carregamento por condução, em que cabe ao utilizador ligar e desligar fisicamente o veículo à infraestrutura. Apesar de ser uma solução madura e amplamente utilizada, este método apresenta várias limitações, incluindo preocupações de segurança associadas a risco de choque elétrico e a potenciais danos em condições meteorológicas adversas como chuva ou neve [2]. Adicionalmente, embora existam soluções de carregamento rápido em corrente contínua, estas tendem a implicar custos de infraestrutura elevados e disponibilidade mais limitada em determinados locais. Assim, torna-se relevante estudar abordagens que reduzam as barreiras de utilização e aumentem a flexibilidade do carregamento.

O carregamento sem fios, através de sistemas de transferência de energia sem fios (WPT), surge como uma alternativa promissora e complementar. Nesta abordagem, a energia é transferida sem ligação física direta, recorrendo a campos eletromagnéticos entre uma base transmissora, localizada no solo, e um recetor integrado no veículo. Esta solução pode aumentar a conveniência e reduzir a dependência de cabos e conectores, podendo também permitir carregamento em diferentes cenários, como o carregamento dinâmico. Ainda assim, a adoção generalizada do carregamento sem fios enfrenta desafios relevantes, como garantir eficiência elevada e segurança em ambientes reais, bem como robustez a variações de posicionamento entre o emissor e o recetor [3].

É neste enquadramento que se insere o trabalho que me proponho a desenvolver nesta dissertação: analisar, por simulação, o comportamento de diferentes topologias de compensação ressonante para um sistema WPT de 11 kW, recorrendo aos parâmetros do acoplador magnético, previamente obtidos por simulação FEM pela equipa de investigação do laboratório onde este trabalho é desenvolvido, e avaliando cada topologia ao longo da gama de air-gaps relevante para a aplicação automóvel, com vista à identificação fundamentada das soluções mais adequadas para implementação em protótipo.

1.5 Estrutura do documento

O documento encontra-se organizado em seis capítulos, estruturados de forma a conduzir o leitor desde o enquadramento do problema até às conclusões e trabalho futuro.

O presente capítulo apresenta o enquadramento, a motivação, os objetivos e o contexto do trabalho. O Capítulo 2 reúne o estado da arte sobre WPT aplicado ao carregamento de veículos elétricos, cobrindo os principais fundamentos, topologias de compensação, geometrias de acoplador, arquitetura do sistema e panorama normativo e comercial. O Capítulo 3 descreve a arquitetura do sistema adotada e as escolhas metodológicas que suportam a fase de simulação. O Capítulo 4 apresenta o modelo térmico dos semicondutores e as estimativas de perdas associadas, estabelecendo o critério de viabilidade térmica, posteriormente aplicado na comparação de topologias. O Capítulo 5 constitui o núcleo do trabalho: apresenta a análise comparativa quantitativa das nove topologias de compensação ressonante estudadas, com base em simulação PLECS e caracterização FEM do acoplador magnético, culminando na identificação das topologias candidatas ao protótipo. Por fim, o Capítulo 6 sintetiza as principais conclusões e identifica linhas de trabalho futuro.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Introdução ao *Wireless Power Transfer* (WPT)

O *Wireless Power Transfer* (WPT) refere-se à transferência de energia elétrica sem ligação condutiva direta entre a fonte e a carga, recorrendo a diferentes fenómenos físicos (campos eletromagnéticos, radiação, entre outros), dependendo da tecnologia e do alcance pretendido. A crescente adoção de eletrónica de consumo com carregamento sem fios e o interesse em aplicações de maior potência, como o carregamento de veículos elétricos, têm impulsionado investigação e desenvolvimento nesta área [4].

No carregamento que usa cabo (por condução), a energia é transferida através de uma ligação física, por contacto elétrico, o que implica conectores, cabos e um processo de ligar e desligar. De forma inversa, no WPT a energia é transferida sem contacto elétrico direto.

O WPT surge também como uma solução aos problemas que o atual e tradicional carregamento por cabo apresenta. Assim, alguns aspetos que a nova tecnologia vem melhorar são:

- **Conveniência e automação:** possibilidade de reduzir a intervenção do utilizador e facilitar o carregamento frequente;
- **Robustez mecânica:** menor dependência de conectores e menor desgaste associado ao uso repetido;
- **Segurança e fiabilidade:** eliminação de contactos expostos e maior tolerância a ambientes adversos.

Apesar destas vantagens, o WPT introduz também desafios próprios, como:

- **Eficiência:** dificuldade de atingir eficiência e níveis de desempenho do carregamento condutivo, associado principalmente a distância e desalinhamento;
- **Segurança e Compatibilidade:** necessidade de garantir requisitos de segurança e compatibilidade eletromagnética;

De seguida, apresenta-se uma breve perspetiva histórica do desenvolvimento do WPT e, posteriormente, a classificação das principais tecnologias existentes.

2.1.1 Marcos históricos e evolução do WPT

A evolução do *Wireless Power Transfer* (WPT) resulta de avanços sucessivos em eletromagnetismo e eletrónica de potência, desde bases teóricas até demonstrações experimentais e aplicações modernas. De forma resumida, a Figura 2.1 apresenta uma linha temporal com alguns marcos relevantes que contribuíram para a consolidação do WPT e para o seu crescente interesse em aplicações de maior potência, como o carregamento de veículos elétricos [2, 4].

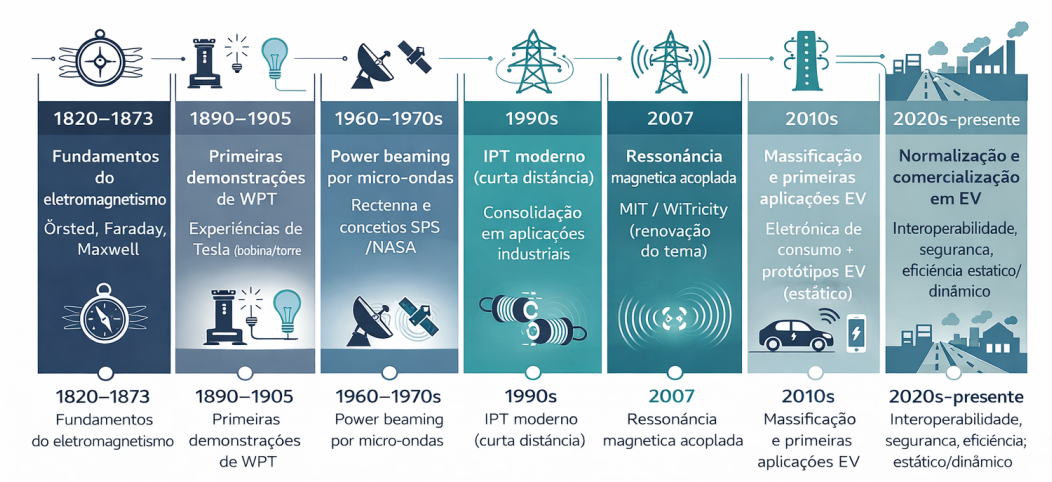


Figura 2.1: Linha temporal de marcos na evolução do *Wireless Power Transfer* (WPT), (imagem gerada com recurso a inteligência artificial, *Google Gemini "Nano Banana Pro"*)

Desta forma:

- **1820–1873- Fundamentos do eletromagnetismo:** estabelecimento das bases teóricas (fenómenos de indução e formulação do eletromagnetismo), temas que suportam a transferência de energia através de campos.
- **1890–1905- Primeiras demonstrações e ideias de transmissão sem fios:** experiências e propostas que revolucionaram a visão e possibilidade de transferir energia sem ligação condutiva direta, frequentemente associadas a Tesla.
- **1960–1970s- *Power beaming* e micro-ondas:** desenvolvimento e demonstrações ligadas à transmissão por radiação eletromagnética e ao conceito de *rectenna*, impulsionadas por investigação aplicada e interesse aeroespacial.
- **1990s- Consolidação do IPT moderno (curta distância):** amadurecimento do *inductive power transfer* para aplicações práticas e industriais, beneficiando do progresso em eletrónica de potência, materiais e controlo.
- **2007- WPT por ressonância magnética acoplada:** demonstrações que renovaram o interesse académico e industrial e contribuíram para um aumento significativo da investigação em sistemas ressonantes.

- **2010s- Massificação:** expansão do carregamento sem fios na eletrónica de consumo e intensificação do desenvolvimento de soluções para veículos elétricos, principalmente em cenários de carregamento estático.
- **2020s–presente- Normalização e comercialização:** maior foco em interoperabilidade, eficiência, segurança e robustez (incluindo tolerância a desalinhamento), acompanhado por esforços de normalização e aproximação a aplicações reais no setor automóvel.

2.1.2 Classificação e tipos de WPT

O WPT engloba um conjunto amplo de tecnologias, com diferentes alcances, níveis de potência e compromissos de eficiência, segurança e complexidade. Por esta razão, a literatura propõe várias formas de classificar o WPT, sendo comum distinguir as abordagens pelo regime de campo (curta vs longa distância) e pelo mecanismo físico dominante (acoplamento reativo vs radiação). No contexto do carregamento de veículos elétricos, as soluções mais relevantes tendem a situar-se no domínio de curta distância, devido à maior facilidade de transferência de energia, melhor eficiência e onde a transferência se realiza principalmente através de acoplamento eletromagnético.

2.1.2.1 Classificações gerais

A principal distinção de tecnologias são *near-field* e *far-field*, associadas, respetivamente, a transferências de curta e longa distância. De forma equivalente, existe a nomenclatura *non-radiative* e *radiative*, onde as soluções *non-radiative* se baseiam sobretudo em campos reativos (energia armazenada na proximidade do emissor), enquanto as soluções *radiative* recorrem a ondas eletromagnéticas propagantes para maiores distâncias. Na prática, estas classificações são amplamente equivalentes:

- *near-field* $\approx$ *non-radiative* (curta distância, acoplamento por campos próximos);
- *far-field* $\approx$ *radiative* (maior distância, transferência por radiação).

A Figura 2.2 mostra essas mesmas abordagens existentes para WPT.

2.1.2.2 Tecnologias *near-field/ non-radiative*

Nas tecnologias *near-field/non-radiative*, a transferência baseia-se sobretudo em campos reativos (magnéticos ou elétricos) na proximidade do emissor [4].

Acoplamento indutivo (IPT): O WPT indutivo baseia-se no acoplamento magnético entre duas bobinas (transmissora e recetora), sendo conceptualmente semelhante ao funcionamento de um transformador, mas com um entreferro significativamente maior. Este método é amplamente utilizado em aplicações de curta distância, e constitui uma base importante para várias arquiteturas de carregamento sem fios.

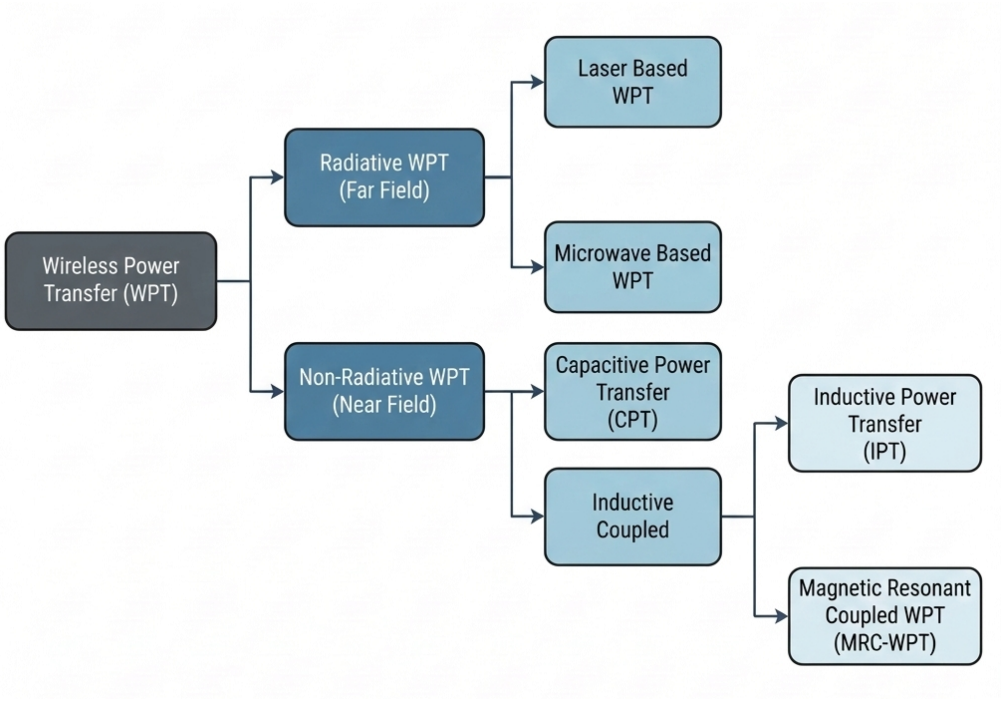


Figura 2.2: Classificação geral das tecnologias de *Wireless Power Transfer* (WPT)

Acoplamento indutivo ressonante: Em sistemas ressonantes, elementos reativos são introduzidos para operar tanto o transmissor como o recetor na mesma frequência, permitindo aumentar a transferência de energia e reduzir a sensibilidade a determinadas condições de operação. Esta abordagem é frequentemente apontada como uma das soluções mais relevantes para aplicações de maior potência, incluindo a que se estuda neste documento, o carregamento de veículos elétricos.

Capacitivo (CPT): O WPT capacitivo fundamenta-se no acoplamento elétrico entre placas condutoras, transferindo energia através do campo elétrico entre emissor e recetor. Tal como no caso indutivo, a operação é tipicamente de curta distância. A escolha entre CPT e IPT depende de vários fatores, incluindo requisitos de integração, segurança e limitações práticas do ambiente de utilização.

2.1.2.3 Tecnologias *far-field/ radiative*

Nas tecnologias *far-field/radiative*, a energia é transferida através de ondas eletromagnéticas propagantes, sendo adequadas a maiores distâncias [4].

RF e micro-ondas: Estas abordagens recorrem à transmissão de energia por radiação eletromagnética, tipicamente usando antenas no emissor e sistemas recetores do tipo *rectenna*. Estas soluções são mais adequadas quando a distância é um requisito central, embora o compromisso com eficiência, alinhamento e segurança se torne particularmente relevante e sensível.

Ótico/laser: A transferência por laser/óptico é outra forma de *power beaming*, potencialmente interessante para cenários específicos de longa distância. Contudo, envolve requisitos rigorosos de segurança e alinhamento.

2.1.2.4 Comparação entre abordagens

A seleção da tecnologia WPT depende fortemente do compromisso entre alcance, potência, eficiência, integração e segurança. Para orientar esta comparação, é útil sintetizar as principais características de cada abordagem na Tabela 2.1 comparativa.

Tabela 2.1: Comparação qualitativa entre tecnologias de WPT

Tecnologia	**Alcance**	**Potência**	**Eficiência**	**Notas**
Indutivo (IPT)	Muito curto	Média–alta	Alta	Maduro; simples; sensível a distância/desalinhamento.
Indutivo ressonante	Curto	Alta	Alta	Maior folga; base em VE; requer compensação/controlo.
Capacitivo (CPT)	Muito curto	Baixa–média	Média–alta	Integração plana; limitado por distância; atenção a EMC/segurança.
RF / micro-ondas	Longo	Baixa	Baixa–média	*Power beaming*; *rectenna*; eficiência e segurança limitam.
Ótico / laser	Longo	Variável	Baixa	Linha de vista; alinhamento crítico; restrições de segurança.

Em síntese, a Tabela 2.1 evidencia que, para aplicações que exigem **potências elevadas** e **eficiência** (como o carregamento de veículos elétricos), as soluções *near-field*/*non-radiative* são as mais adequadas quando comparadas com abordagens *far-field*/*radiative*. Dentro deste grupo, o WPT **indutivo ressonante** destaca-se por permitir operação eficiente com folgas compatíveis com cenários automóveis e por oferecer maior robustez a variações de acoplamento, sendo por isso frequentemente adotado como base em sistemas WPT para veículos elétricos. Assim, a secção seguinte apresenta os fundamentos essenciais do WPT indutivo ressonante.

2.2 Fundamentos do WPT indutivo ressonante

Estabelecida na secção anterior a relevância do WPT indutivo ressonante para o carregamento de veículos elétricos, esta secção aprofunda os seus fundamentos essenciais.

O WPT indutivo ressonante pode ser entendido como uma extensão do IPT: duas bobinas (transmissora e recetora) estabelecem um acoplamento magnético, permitindo que a energia seja transferida através do campo magnético variável, de forma semelhante a um transformador. No entanto, devido à folga e ao desalinhamento típico em aplicações automóveis, o acoplamento é mais

fraco do que num transformador convencional, tornando essencial a utilização de ressonância, que permite maximizar a potência transferida e consequentemente a eficiência [5].

Na Figura 2.3 mostra-se um exemplo típico de arquitetura para um carregador indutivo ressonante para veículos elétricos que é normalmente composto por [6]:

- **Lado emissor / estação (solo):**
  - **Fonte de energia (rede):** alimentação a partir da rede (CA), através de circuito de conversão para um barramento CC;
  - **Retificação e filtros (CA/CC):** retificador, frequentemente com filtragem e correção do fator de potência quando necessário;
  - **Barramento CC:** armazenamento/filtragem intermédia antes da geração de alta frequência;
  - **Inversor de alta frequência (CC/CA):** geração de tensão/corrente CA a alta frequência para excitar o sistema ressonante;
  - **Rede de compensação primária (ressonante):** elementos reativos para sintonizar o conjunto (reduzir potência reativa e melhorar eficiência);
  - **Bobina/pad transmissor (Tx):** bobina emissora (tipicamente integrada num pad no solo).
- **Acoplamento magnético (entre Tx e Rx):**
  - ***Air-gap*:** distância vertical entre pads;
  - **Desalinhamento:** *offsets* laterais/angulares que afetam o coeficiente de acoplamento e a potência transferida.
- **Lado recetor / veículo:**
  - **Bobina/pad recetor (Rx):** recetor instalado na parte inferior do veículo;
  - **Rede de compensação secundária (ressonante):** sintonização do lado do veículo para maximizar a transferência;
  - **Retificação (CA/CC):** conversão da tensão/corrente CA induzida para CC;
  - **Interface com a bateria:** estágio de regulação/controlo de carregamento, coordenado com a gestão da bateria.

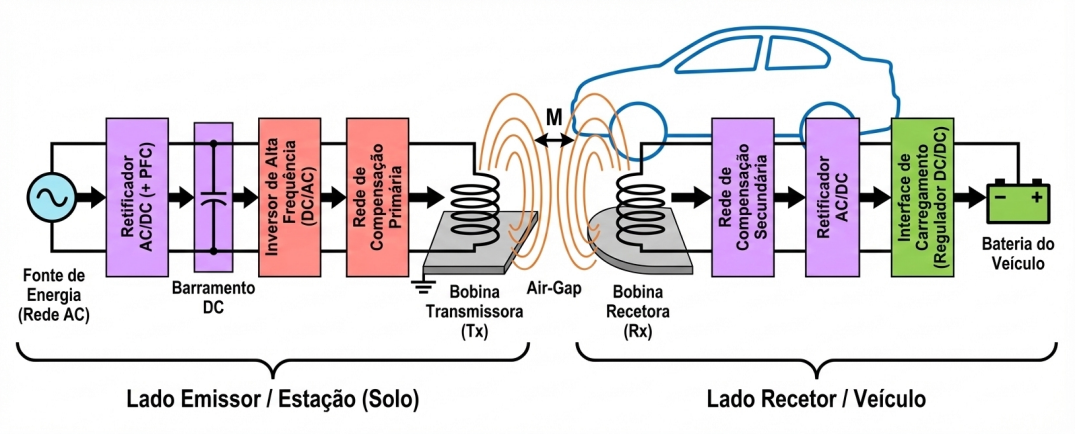


Figura 2.3: Arquitetura típica de um sistema de carregamento indutivo ressonante para veículos elétricos (imagem gerada com recurso a inteligência artificial, *Google Gemini "Nano Banana Pro"*)

2.2.1 Modelo equivalente, coeficiente de acoplamento

Para analisar e projetar um sistema WPT indutivo ressonante, é comum recorrer a um modelo elétrico equivalente que represente o comportamento das duas bobinas acopladas e das respetivas perdas. Neste modelo, o lado transmissor e o lado recetor são representados por indutâncias L_1 e L_2 (associadas às bobinas Tx e Rx), resistências R_1 e R_2 (que agregam perdas no condutor e em materiais), e pela indutância mútua M que traduz o acoplamento magnético entre as bobinas [6].

Um parâmetro central neste tipo de sistemas é o **coeficiente de acoplamento** k, definido por:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \qquad 0 \leq k \leq 1. \tag{2.1}$$

Em aplicações automóveis, k tende a variar significativamente devido ao *air-gap* e ao desalinhamento, o que afeta a potência transferida, eficiência, correntes no sistema e o ponto de operação do conversor. Assim, uma parte importante deste tipo de projetos consiste em garantir um desempenho aceitável para um intervalo de valores de k, e não apenas num único ponto, o que limitaria muito o seu uso.

2.2.2 Ressonância em sistemas WPT

Em sistemas de transferência de energia sem fios baseados em acoplamento indutivo, a utilização de circuitos ressonantes desempenha um papel fundamental na melhoria da eficiência de transferência de potência. Devido ao reduzido coeficiente de acoplamento magnético entre as bobinas transmissora e recetora, a operação em regime ressonante permite maximizar a potência transferida e reduzir a circulação de potência reativa no sistema.

A ressonância é obtida através da combinação das indutâncias das bobinas com condensadores de compensação, formando um tanque ressonante LC. A frequência de ressonância de um circuito deste tipo é dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.2}$$

Quando o sistema opera nesta frequência, as reatâncias indutiva e capacitiva anulam-se, resultando num comportamento predominantemente resistivo do circuito equivalente. As reatâncias associadas à bobina e ao condensador podem ser expressas como:

$$X_L = j\omega L \tag{2.3}$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \tag{2.4}$$

Na frequência de ressonância, estas duas reatâncias têm a mesma magnitude e sinais opostos, verificando-se:

$$X_L = X_C \tag{2.5}$$

o que conduz à condição de ressonância:

$$j\omega_0 L = \frac{1}{j\omega_0 C} \tag{2.6}$$

e consequentemente:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.7}$$

onde ω_0 representa a frequência angular de ressonância do sistema.

Nestas condições, a energia oscila entre o campo magnético armazenado na bobina e o campo elétrico armazenado no condensador, permitindo uma transferência de energia mais eficiente entre o transmissor e o recetor. Este fenómeno é particularmente importante em sistemas WPT, onde o acoplamento magnético entre as bobinas é tipicamente fraco devido ao espaçamento de ar existente entre elas e desalinhamento.

O desempenho do circuito ressonante pode ser caracterizado através do fator de qualidade Q, que representa a relação entre a energia armazenada no sistema e a energia dissipada por ciclo. Este parâmetro pode ser definido como:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \tag{2.8}$$

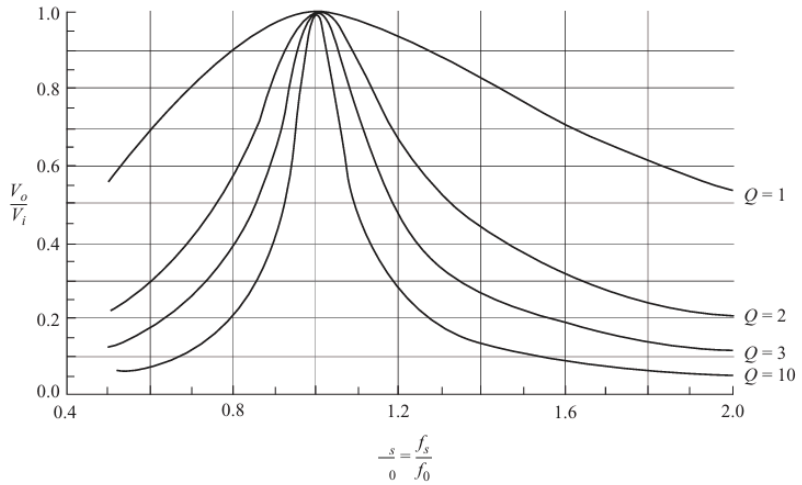


Figura 2.4: Resposta em frequência de um circuito ressonante RLC para diferentes valores do fator de qualidade Q (adaptado de [7]).

Valores elevados de Q indicam menores perdas e maior capacidade de armazenamento de energia no tanque ressonante, contribuindo para uma maior eficiência de transferência de potência. A influência do fator de qualidade na resposta em frequência do circuito ressonante é ilustrada na Figura 2.4. Observa-se que valores mais elevados de Q conduzem a uma resposta mais seletiva em torno da frequência de ressonância, aumentando a amplitude da componente fundamental e atenuando as componentes harmónicas. De forma inversa, um fator de qualidade mais baixo permite ter uma banda de frequências maior, sendo possível operar um pouco acima ou abaixo da frequência de ressonância.

O fator de qualidade caracteriza individualmente cada tanque ressonante. Contudo, o desempenho de um sistema WPT depende da ação conjunta dos dois lados acoplados, sendo habitualmente quantificado por uma **figura de mérito** que combina o coeficiente de acoplamento com os fatores de qualidade das bobinas transmissora e recetora [8]:

$$\text{FOM} = k^2 Q_1 Q_2, \qquad Q_1 = \frac{\omega_0 L_1}{R_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{R_2}. \tag{2.9}$$

A partir desta grandeza, a eficiência máxima teórica da ligação magnética, obtida otimizando a carga, pode ser expressa como:

$$\eta_{\max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{\left(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}\right)^2}. \tag{2.10}$$

Esta figura de mérito é retomada no Capítulo 5 na caracterização do acoplador magnético.

Em sistemas de transferência de energia sem fios para veículos elétricos, a operação em regime ressonante permite não só aumentar a eficiência energética, mas também reduzir a sensibilidade do sistema a variações na carga e ao desalinhamento entre as bobinas.

2.2.3 Soft-switching em conversores ressonantes

Nos conversores eletrónicos de potência convencionais, os dispositivos semicondutores realizam a comutação quando tensão e corrente estão simultaneamente presentes no dispositivo. Este fenómeno origina perdas de comutação significativas, especialmente em aplicações que operam a frequências elevadas.

À medida que a frequência de comutação aumenta, estas perdas tornam-se cada vez mais relevantes, limitando o desempenho e a eficiência dos conversores eletrónicos. Existe, no entanto, um forte incentivo para operar a frequências elevadas: para uma dada potência, uma frequência mais alta permite atingir a ressonância com valores de indutância e capacidade menores ($\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$), reduzindo o número de espiras das bobinas e o volume dos elementos magnéticos e de compensação. Daí resulta um sistema mais compacto e leve, com maior densidade de potência, o que constitui um objetivo central no carregamento sem fios de veículos elétricos, onde o espaço e o peso a bordo são limitados. Esta pressão para subir a frequência é, contudo, contrabalançada pelo aumento das perdas de comutação, pelos efeitos pelicular e de proximidade nos condutores e por restrições de compatibilidade eletromagnética.

Para ultrapassar esta limitação, são frequentemente utilizados conversores ressonantes que exploram as oscilações naturais de circuitos LC para criar condições favoráveis à comutação dos dispositivos semicondutores. Nestes conversores, a comutação pode ocorrer quando a tensão ou a corrente no dispositivo é aproximadamente nula, reduzindo significativamente as perdas de comutação. Este modo de operação é designado por *soft-switching*.

Dependendo da variável que atinge o valor nulo durante a comutação, podem distinguir-se dois modos principais de operação:

- **Zero-Voltage Switching (ZVS):** a comutação ocorre quando a tensão no dispositivo é próxima de zero;
- **Zero-Current Switching (ZCS):** a comutação ocorre quando a corrente no dispositivo é próxima de zero.

Em conversores ressonantes, estas condições são obtidas através da interação entre os elementos indutivos e capacitivos do circuito, que moldam as formas de onda de tensão e corrente. Desta forma, os dispositivos semicondutores podem ser comutados em instantes em que a energia associada à comutação é mínima.

A utilização de técnicas de *soft-switching* permite reduzir significativamente as perdas de comutação, aumentar a eficiência do conversor e possibilitar a operação a frequências mais elevadas. Estas características tornam os conversores ressonantes particularmente adequados para aplicações de transferência de energia sem fios, onde inversores de alta frequência são utilizados para excitar as bobinas transmissoras.

Nos sistemas de carregamento sem fios para veículos elétricos, o inversor do lado transmissor opera tipicamente em regime ressonante, gerando uma tensão alternada de alta frequência que excita o tanque ressonante formado pelas bobinas e pelos condensadores de compensação. Este

funcionamento permite simultaneamente melhorar a eficiência da transferência de potência e reduzir as perdas associadas à comutação dos dispositivos semicondutores. Ainda assim, mesmo com *soft-switching*, as perdas de condução nos semicondutores convertem-se em calor que eleva a temperatura de junção, sendo necessário garantir que esta se mantém dentro dos limites do dispositivo, sendo objeto de análise no Capítulo 4.

2.2.4 Impedância refletida e influência da carga

A carga do lado recetor (bateria através do estágio de retificação e eventual regulação) influencia o comportamento observado no lado transmissor. Do ponto de vista do primário, a energia transferida manifesta-se como uma **impedância refletida**, o que significa que alterações no recetor podem modificar as correntes e tensões do lado emissor.

Em operação real, esta influência torna-se particularmente relevante por duas razões. Primeiro, a impedância equivalente associada ao carregamento da bateria varia ao longo do processo de carregamento (dependendo do estado de carga e do regime imposto). Segundo, o próprio coeficiente de acoplamento k varia com a folga e com o desalinhamento, alterando o acoplamento magnético e, consequentemente, a potência transferida. Assim, um sistema WPT para veículos elétricos deve ser concebido para manter desempenho e limites operacionais sob variações simultâneas de carga e acoplamento, o que reforça a importância das redes de compensação e das estratégias de controlo [4].

2.2.5 Topologias de compensação

A utilização de redes de compensação é um elemento central no WPT indutivo ressonante, uma vez que o acoplamento entre bobinas é variável devido ao *air-gap* e ao desalinhamento [9].

As topologias de compensação podem ser classificadas, numa primeira abordagem, pelas ligações série e paralelo dos condensadores relativamente às bobinas do lado transmissor (Tx) e do lado recetor (Rx). Daí resultam as quatro configurações básicas: série–série (SS), série–paralelo (SP), paralelo–série (PS) e paralelo–paralelo (PP), ilustradas na Figura 2.5. Para além destas, existem topologias de ordem superior que introduzem elementos adicionais para melhorar a robustez, permitir regulação mais estável e reduzir esforços em condições de acoplamento reduzido [10].

A forma de ligação determina o comportamento de cada lado: a compensação em série compensa diretamente a reatância indutiva da bobina e tende a reduzir a potência reativa em torno da ressonância, enquanto a compensação em paralelo altera a impedância equivalente vista pelo acoplamento, com impacto na forma como circulam a corrente e a potência reativa. A análise quantitativa detalhada de cada configuração (condições de ressonância, correntes, eficiência e viabilidade ao longo da gama de *air-gaps*) é desenvolvida no Capítulo 5.

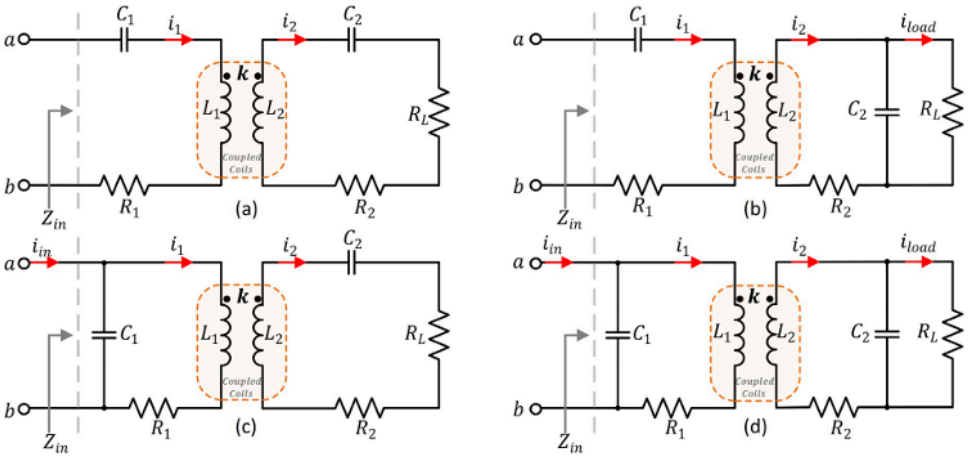


Figura 2.5: Topologias básicas de compensação em WPT indutivo ressonante: a) série–série (SS), b) série–paralelo (SP), c) paralelo–série (PS) e d) paralelo–paralelo (PP) (adaptado de [4])

2.2.5.1 Limitações das topologias de compensação comuns e implicações em carregamento de veículos elétricos

Apesar das diferenças estruturais entre as topologias básicas (SS, SP, PS e PP), estas partilham um conjunto de desafios comuns quando aplicadas ao carregamento sem fios de veículos elétricos. Em primeiro lugar, o coeficiente de acoplamento k varia com o *air-gap* e com o desalinhamento, o que altera a potência transferida e o ponto de operação elétrico do sistema. Na prática, uma redução de k tende a exigir correntes superiores para manter o mesmo nível de potência, penalizando perdas por condução e eficiência.

Em segundo lugar, a carga do lado recetor não é puramente resistiva e pode variar ao longo do carregamento (por influência do retificador, de possíveis estágios CC/CC e da própria gestão da bateria). Esta variabilidade reflete-se no primário sob a forma de uma impedância equivalente diferente, podendo levar a variações de corrente e tensão e a maior esforço nos semicondutores.

Adicionalmente, topologias que incluem ligações em paralelo (SP, PS e PP) podem, em determinados regimes, favorecer correntes circulantes nos ramos reativos e aumentar a sensibilidade a tolerâncias e à afinação do sistema, o que impõe maior cuidado no dimensionamento e na seleção de componentes. Assim, embora as topologias básicas sejam úteis pela simplicidade e como ponto de partida de análise, é frequente recorrer a estratégias de controlo e/ou a topologias de ordem superior (por exemplo, redes LCC) para melhorar robustez, limitar esforços elétricos e estabilizar o comportamento perante variações de acoplamento e carga.

2.2.5.2 Motivação para topologias de compensação de ordem superior

As topologias básicas de compensação (SS, SP, PS e PP) são úteis como ponto de partida devido à sua simplicidade e por permitirem compreender a influência de ligações série/paralelo no comportamento do sistema. No entanto, no carregamento sem fios de veículos elétricos este tipo

de topologias não são suficientes. Este cenário exige assim uma operação robusta para obter um intervalo de condições possíveis e não apenas um único ponto [2].

Para responder a estes desafios, têm sido propostas **topologias de ordem superior** e **topologias híbridas**, que introduzem elementos adicionais (bobinas ou condensadores) para acrescentar graus de liberdade ao projeto.

De forma geral, as redes de compensação de ordem superior procuram cumprir um ou mais dos seguintes objetivos:

- **Maior robustez a variações de k e desalinhamento:** reduzir a sensibilidade da potência transferida e do esforço elétrico quando o acoplamento se afasta do nominal;
- **Melhor comportamento face a variações de carga:** obter características mais próximas de *constant output current* (COC) ou *constant output voltage* (COV), úteis para regimes CC/CV em carregamento de baterias;
- **Redução de esforço no inversor e nos elementos reativos:** diminuir stress de corrente/tensão e limitar correntes circulantes, mantendo boa eficiência;
- **Facilitar condições de comutação suave:** dependendo do conversor e do dimensionamento, a rede pode ajudar a operar com ângulo de fase favorável e suportar ZVS/ZCS.

Um exemplo ilustrativo desta filosofia é que determinadas topologias de ordem superior podem apresentar frequência de ressonância menos dependente do acoplamento e da carga, ou comportamentos equivalentes a fonte de corrente/tensão em torno do ponto de operação, tornando o sistema mais adequado a cenários com grande variação de condições, como é o caso automóvel. Em particular, configurações *double-sided* (e.g., LCC–LCC) são frequentemente apontadas como atrativas para elevada potência e para maior estabilidade perante variações de acoplamento, embora impliquem maior complexidade.

Esta flexibilidade é particularmente útil no carregamento de baterias, que decorre tipicamente em regime CC/CV (corrente constante seguida de tensão constante) e ao longo do qual a carga equivalente vista no acoplamento varia. Topologias que aproximam um comportamento de fonte de corrente (*constant output current*, COC) ou de tensão (*constant output voltage*, COV) na saída são, por isso, especialmente vantajosas, por manterem a regulação e a robustez do carregamento perante essa variação [11].

Apesar das vantagens, a adoção de topologias híbridas introduz **trade-offs** importantes: mais componentes passivos aumentam custo, volume e perdas parasíticas, e a existência de mais elementos ressonantes torna o dimensionamento mais exigente, podendo também complicar o controlo e a estabilidade do sistema. Assim, a seleção da topologia deve equilibrar desempenho (eficiência/robustez) com complexidade e requisitos de implementação.

2.2.5.3 Conclusão sobre as topologias de compensação

Em suma, as topologias básicas (SS, SP, PS e PP) são úteis pela simplicidade e por servirem como referência de análise, mas apresentam limitações relevantes quando o acoplamento e

a carga variam de forma significativa, como acontece em cenários automóveis. As topologias de ordem superior introduzem complexidade adicional para melhorar a robustez e a previsibilidade de operação, mantendo um compromisso razoável com custo e implementação. A análise comparativa quantitativa de todas estas configurações, básicas e de ordem superior, é desenvolvida no Capítulo 5. A secção seguinte aprofunda os aspetos físicos do acoplador (bobinas, materiais e desalinhamento), que condicionam diretamente o coeficiente de acoplamento e, consequentemente, o desempenho global do sistema.

2.2.6 Acoplador magnético: estruturas de bobina

No carregamento sem fios indutivo ressonante, o acoplador magnético (bobina transmissora e recetora e respetiva integração com materiais magnéticos e blindagens) é um dos elementos que mais condiciona o desempenho global. Em particular, a geometria das bobinas e a sua implementação física determinam o coeficiente de acoplamento, a sensibilidade ao desalinhamento, as perdas no cobre e nos materiais, e os níveis de campo disperso [6, 12–14]. O desempenho de um sistema WPT depende diretamente do acoplamento magnético entre as bobinas, frequentemente caracterizado por k e pela indutância mútua M.

2.2.6.1 Geometrias de bobinas/pads em carregamento sem fios de veículos elétricos

Como ilustrado na Figura 2.6, foram já estudadas várias geometrias para bobinas/pads, com destaque para estruturas circulares e retangulares, e para geometrias "polarizadas" como Double-D (DD) e Double-D quadrature (DDQ), frequentemente exploradas pela melhor tolerância ao desalinhamento lateral. Variantes mais avançadas, como configurações Double-DD, são propostas para aumentar a densidade de potência e melhorar a estabilidade de acoplamento sob desalinhamento, através da combinação de múltiplas bobinas e orientação geométrica apropriada [15].

A Tabela 2.2 resume, de forma qualitativa, os principais compromissos associados às geometrias de pads mais comuns em carregamento sem fios para veículos elétricos.

De forma geral, pads circulares e retangulares tendem a privilegiar simplicidade de implementação, mas apresentam maior degradação de desempenho sob desalinhamento. Em contrapartida, geometrias do tipo DD/DDQ são frequentemente exploradas em contexto automóvel por oferecerem maior robustez a desalinhamentos laterais, um aspeto crítico em cenários reais de estacionamento. Estes compromissos tornam-se particularmente relevantes quando se pretende garantir desempenho estável para uma gama de valores de k e não apenas em alinhamento ideal. [15]

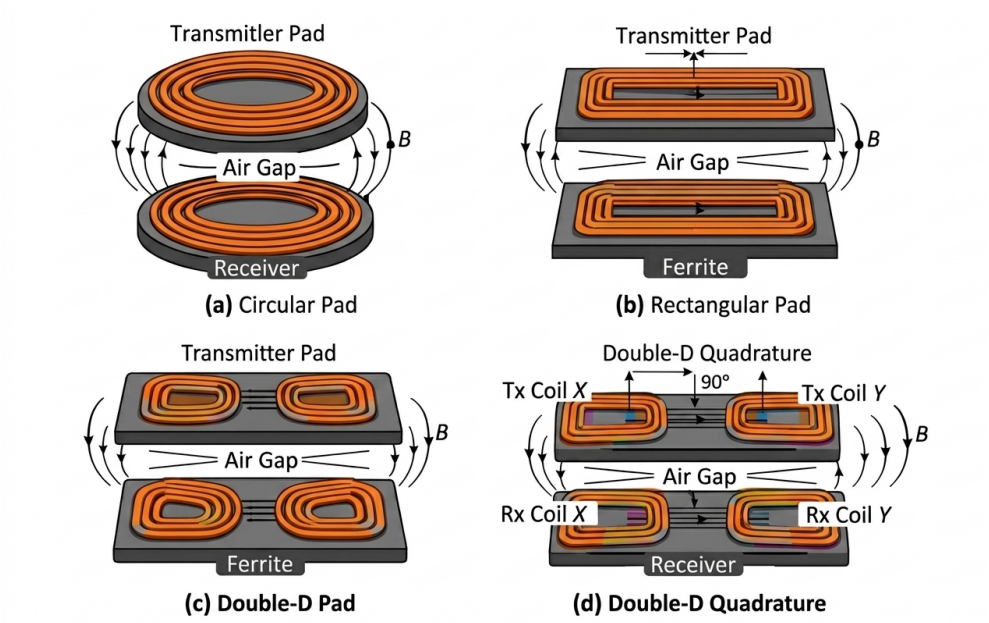


Figura 2.6: Principais geometrias de bobinas/pads usadas em WPT indutivo ressonante para veículos elétricos: (a) circular, (b) retangular, (c) Double-D (DD) e (d) Double-D Quadrature (DDQ) (imagem gerada com recurso a inteligência artificial, *Google Gemini "Nano Banana Pro"*)

Tabela 2.2: Comparação qualitativa entre geometrias típicas de bobinas/pads em WPT para veículos elétricos.

Geometria	**Desalinhamento**	**Complexidade**	**Notas**
Circular	Média–baixa	Baixa	Simples e compacta; perde desempenho com desalinhamentos laterais
Retangular	Média–baixa	Baixa	Fácil de construir; sensível ao posicionamento
DD	Boa	Média	Bom compromisso para VE; mais robusta a desalinhamento
DDQ	Muito boa	Média–alta	Alta tolerância; indicada quando o alinhamento é incerto

2.2.7 Fonte de energia e barramento CC

Na arquitetura considerada, assume-se a existência de um **barramento CC estável** que alimenta o inversor de alta frequência [4, 11].

O barramento CC cumpre duas funções principais: fornecer ao inversor uma tensão aproximadamente constante, e reduzir a ondulação (*ripple*) de tensão/corrente através de filtragem/ armazenamento de energia. Tipicamente, um conjunto de condensadores no barramento CC absorve variações instantâneas de potência impostas pela comutação do inversor e pela dinâmica da carga refletida pelo acoplamento. Um barramento CC com elevada ondulação aumenta o esforço elétrico no inversor e pode degradar a repetibilidade das medições sendo, por isso, relevante garantir um nível de filtragem adequado ao regime de potência considerado.

Em termos práticos, este bloco estabelece o "ponto de partida" da cadeia de conversão: a partir do barramento, o inversor gera um sinal CA de alta frequência para excitar o tanque ressonante e o acoplador magnético, sendo a qualidade do barramento CC um fator que influencia a estabilidade e o desempenho do sistema no seu todo [16].

2.2.7.1 Inversor de alta frequência

O **inversor de alta frequência** tem como função converter a energia do barramento CC num sinal CA na frequência de operação do sistema WPT, excitando o tanque ressonante formado pela rede de compensação e pela bobina transmissora. Este bloco é, assim, responsável por gerar a corrente alternada que cria o campo magnético variável necessário à transferência de energia sem contacto [17].

Em sistemas WPT indutivos ressonantes, são frequentemente usados inversores alimentados em tensão, implementados com diferentes configurações em função da potência pretendida, da tensão disponível no barramento CC e dos objetivos de eficiência e simplicidade. A Figura 2.7 apresenta as configurações típicas de excitação do sistema WPT [4]. De forma geral, as estruturas baseadas em **meia ponte** (p.ex., *half-bridge*/classe D) tendem a ser mais simples e a utilizar um menor número de semicondutores, sendo atrativas em regimes de potência mais reduzidos, incluindo arranjos multi-*leg* para carregamento dinâmico [18]. Em contrapartida, as variantes baseadas em **ponte completa** (*full-bridge*) oferecem maior flexibilidade na amplitude de excitação aplicada ao tanque ressonante e são frequentemente adotadas quando se pretende maior potência transferida e controlo mais amplo do ponto de operação. Para além das configurações clássicas de meia ponte e ponte completa, existem ainda variantes com elementos adicionais (por exemplo, bobina adicional ou arranjos que condicionam a forma como a energia é fornecida ao tanque), com o objetivo de adaptar níveis de tensão/corrente, reduzir esforço nos semicondutores ou melhorar o desempenho em determinados regimes de operação. Estas opções introduzem compromissos entre complexidade, eficiência e requisitos de controlo, devendo ser selecionadas de acordo com as restrições de implementação e com o intervalo de operação previsto. [19]

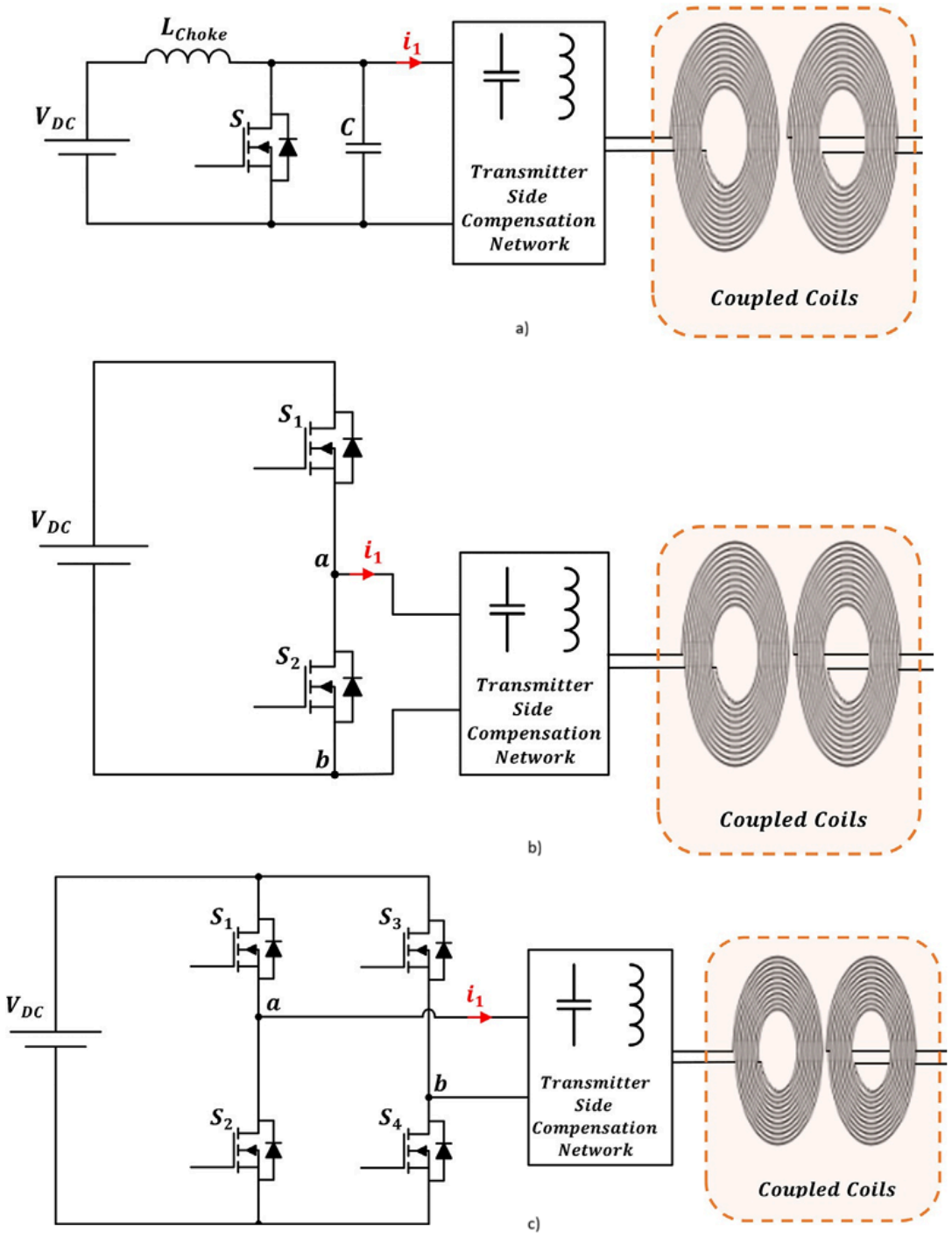


Figura 2.7: Topologias típicas de inversores/estruturas de excitação para sistemas WPT. a) Class E inverter; b) Class D inverter; c) Full bridge inverter [4].

2.2.8 Lado do veículo: retificação, barramento CC e regulação do carregamento

Depois da energia ser transferida pelo acoplamento magnético e condicionada pela compensação no lado do veículo (tratada anteriormente), o sinal disponível no secundário encontra-se,

tipicamente, sob a forma de **CA de alta frequência**. Para que essa energia possa ser utilizada no carregamento, o lado do veículo realiza, de forma geral, as seguintes funções:

- **Retificação (CA/CC):** conversão do sinal CA recebido para um nível CC utilizável;
- **Barramento CC e filtragem:** estabilização da tensão e redução de ondulação (*ripple*);
- **Regulação por CC/CC:** adaptação de tensão/corrente e implementação do perfil de carregamento [20];
- **Coordenação com o BMS e proteções:** imposição de limites de segurança (tensão, corrente e temperatura) e resposta a condições de falha.

2.2.8.1 Retificação: passiva vs síncrona (ativa)

A primeira etapa no lado do veículo é a **retificação** do sinal CA de alta frequência. As duas abordagens mais comuns são:

- **Retificação passiva:**
  - *Vantagens:* simplicidade, baixo custo e elevada robustez;
  - *Limitações:* perdas de condução (queda de tensão nos diodos) e, dependendo da tecnologia, perdas associadas à recuperação reversa, penalizando a eficiência em potências mais elevadas.
- **Retificação síncrona:**
  - *Vantagens:* redução da queda equivalente e melhoria de eficiência, sobretudo em níveis de potência mais elevados;
  - *Limitações:* maior complexidade (controlo e acionamento), necessidade de sincronização e maior sensibilidade a implementação/layout.

A escolha entre retificação passiva e síncrona depende principalmente de:

- **Potência alvo** e margem de eficiência pretendida;
- **Frequência de operação** e implicações em perdas;
- **Custo e complexidade** admissíveis no lado do veículo.

Em particular, a tendência para aumentar densidade de potência (com frequências mais elevadas) torna a seleção tecnológica dos dispositivos no recetor um fator relevante. [21]

2.2.8.2 Barramento CC: filtragem, ondulação e desacoplamento

Após a retificação, é comum existir um **barramento CC** com condensadores de filtragem. Este barramento cumpre duas funções importantes:

- **Filtrar ondulação (*ripple*)** de tensão e corrente resultante da retificação e da dinâmica do sistema;
- **Desacoplar parcialmente** as variações instantâneas do acoplamento (por exemplo, mudanças de k durante posicionamento) do estágio de regulação e da bateria.

Uma filtragem insuficiente pode levar a maior ondulação no carregamento, esforço elétrico acrescido nos semicondutores do estágio seguinte e maior sensibilidade do sistema a perturbações. Em contrapartida, condensadores de grande valor aumentam volume e podem impor maiores correntes RMS, pelo que o seu dimensionamento deve considerar compromissos de integração no veículo.

2.2.8.3 Estágio CC/CC: regulação e perfil CC/CV

Em muitas arquiteturas, o barramento CC após a retificação não é, por si só, suficiente para garantir um carregamento adequado. A tensão equivalente "vista" no recetor varia com o ponto de operação, com a carga refletida e com o acoplamento k. Por isso, um estágio **CC/CC** é frequentemente incluído para:

- **Regular tensão e corrente** entregues à bateria;
- **Implementar o perfil CC/CV** típico de carregamento;
- **Aumentar robustez** face a variações de k e da tensão da bateria ao longo do processo.

Do ponto de vista de eletrónica de potência, conversores CC/CC são empregues como estágios de regulação e adaptação de níveis de tensão/corrente, sendo a escolha dependente de requisitos de potência, gama de tensão e eficiência [20]. Em aplicações onde se pretende elevada densidade de potência, conversores com operação em regime favorável de comutação (incluindo abordagens ressonantes/*soft-switching*) são frequentemente considerados pela redução de perdas a frequências elevadas [22].

2.2.8.4 Coordenação com a bateria e proteções

Por fim, a energia regulada é entregue à bateria sob supervisão do sistema de gestão, que define limites de operação seguros (tensão, corrente e temperatura). Na prática, o carregamento é limitado por restrições térmicas e químicas da bateria e deve responder a eventos como sobrecorrente/sobretensão e falhas de comunicação/posicionamento. Assim, mesmo quando parte do controlo é realizado no lado emissor, o lado do veículo mantém tipicamente mecanismos de supervisão e proteção para garantir operação segura e fiável. [11]

2.2.9 Normas e enquadramento regulamentar para carregamento sem fios em aplicações automóveis

O crescimento do número de veículos elétricos (VE) e da infraestrutura de carregamento tem acelerado o desenvolvimento de normas técnicas. Enquanto o carregamento condutivo já dispõe de um ecossistema vasto de normalização, o carregamento sem fios requer recomendações específicas devido às particularidades da transferência de energia por acoplamento indutivo ressonante e às exigências de interoperabilidade e segurança. [23]

No contexto do carregamento sem fios para veículos ligeiros, a referência mais citada é a **SAE J2954**, que estabelece a metodologia e os requisitos para *Wireless Power Transfer* (WPT) em *light-duty plug-in/electric vehicles*, incluindo aspetos de alinhamento entre bobinas. Esta norma define classes de potência alinhadas com aplicações típicas (3,7 kW, 7,7 kW e 11 kW) e assume acoplamento indutivo ressonante, com operação numa gama de frequências em torno de (aproximadamente 81,38 kHz a 90 kHz). A arquitetura é normalmente descrita através de dois subconjuntos: a *Ground Assembly* (GA), do lado da infraestrutura, e a *Vehicle Assembly* (VA), do lado do veículo, refletindo a separação funcional entre o carregador instalado no solo e o conjunto montado no veículo. [24]

Em termos internacionais, a **IEC 61980** é frequentemente indicada como norma de referência para WPT em VE e encontra-se organizada em três partes. A **IEC 61980-1** estabelece requisitos gerais, cobrindo condições de operação, segurança e compatibilidade eletromagnética (EMC), comunicação para controlo do WPT, eficiência e alinhamento [25]. A **IEC 61980-2** especifica a comunicação entre o veículo e a infraestrutura WPT [26], e a **IEC 61980-3** detalha requisitos para WPT por campo magnético, incluindo condições de operação, segurança elétrica, comunicação base e requisitos de posicionamento que assegurem eficiência e transferência segura, bem como requisitos de EMC [27].

A **ISO 19363** complementa esta série do lado do veículo, especificando os requisitos do equipamento embarcado (*EV device*) para MF-WPT, como segurança, potência transferida e eficiência, distância ao solo e interoperabilidade com os sistemas de infraestrutura da série IEC 61980, refletindo a cooperação entre ISO, IEC e SAE com vista à harmonização internacional [28].

2.2.10 Panorama comercial e maturidade de mercado

O carregamento sem fios de veículos elétricos transitou progressivamente de ambiente laboratorial para produto comercial ao longo da última década, impulsionado pela estabilização normativa em torno da SAE J2954 e pela entrada de fabricantes de equipamento original (OEM) em projetos-piloto e de série. As estimativas de dimensão deste mercado variam de forma significativa entre fontes, refletindo diferenças de metodologia e de segmentos considerados. A Allied Market Research avalia o mercado em $466 milhões em 2023, projetando $12.4 mil milhões em 2033 (CAGR de 38,6 %) [29]; a SkyQuest aponta valores mais elevados, de $1.06 mil milhões em 2025 para $21.1 mil milhões em 2033 (CAGR de 45,3 %) [30]; enquanto a MarketsandMarkets adota uma previsão mais conservadora, de $0.82 mil milhões até 2032 [31]. Apesar da dispersão

dos valores absolutos, todas as fontes convergem na previsão de um crescimento muito acentuado, com taxas de crescimento anual composto (CAGR) na ordem dos 38 % a 45 %.

Principais fornecedores e produtos

A empresa americana **WiTricity** é a principal referência de tecnologia WPT para automóvel a nível global. O seu sistema DRIVE 11, compatível com os três níveis da SAE J2954 (WPT1 a WPT3: 3,7 kW, 7,7 kW e 11 kW), opera a 85 kHz e garante eficiências até 94 % com *air-gaps* até 250 mm [32]. Em 2022, a WiTricity disponibilizou o sistema como opção de fábrica no **Genesis GV60**, inicialmente no mercado sul-coreano, tornando-o o primeiro veículo elétrico de produção em série com carregamento sem fios integrado de origem [33].

A israelita **Electreon** centra-se no carregamento dinâmico, transferência de energia enquanto o veículo se encontra em movimento sobre infraestrutura embutida no pavimento, e no carregamento estático de alta potência para frotas pesadas. A empresa tem ativos cerca de 30 projetos em 9 países, incluindo a primeira estrada pública com carregamento sem fios dos EUA (Detroit) e um troço de autoestrada em França (A10, próximo de Paris) [34, 35]. Em março de 2026, a Electreon concluiu a aquisição da americana **InductEV**, que desenvolvia sistemas estáticos de alta potência para autocarros e veículos de carga, criando uma plataforma integrada de carregamento sem fios para todos os segmentos de veículos [36].

Outros intervenientes relevantes incluem a norueguesa **ENRX** (lançou em 2025 o sistema ENRMOVE para veículos de logística interna), a americana **Plugless Power** (sistemas de retrofitting para Tesla e Nissan) e a **HEVO** (sistemas inteligentes orientados para frotas urbanas).

Níveis de potência e eficiência comercial

Os sistemas comercialmente disponíveis em 2025 cobrem uma gama de potências entre 3,7 kW (residencial, WPT1) e 11 kW (comercial, WPT3), com investigação ativa na definição do nível WPT4 para potências superiores a 22 kW. As eficiências reportadas pelos fabricantes situam-se entre 85 % e 94 %, dependendo do alinhamento e da distância entre bobinas, com os melhores resultados obtidos para alinhamento nominal e *air-gap* mínimo. Esta gama de eficiência é inferior à dos carregadores condutivos equivalentes (>95 %), sendo a redução de perdas sem fios um dos principais focos de investigação e desenvolvimento atuais.

Posicionamento face ao sistema em estudo

O sistema desenvolvido nesta dissertação enquadra-se no nível WPT3 da norma SAE J2954, com uma potência alvo de 11 kW e uma frequência de operação de 85 kHz. O *air-gap* de projeto (50 mm a 150 mm) e a geometria assimétrica das bobinas (primário de maior dimensão no pavimento, secundário mais compacto integrado no veículo) são consistentes com a prática da indústria, tal como evidenciado pelos produtos comerciais descritos. O trabalho desenvolvido contribui para o aprofundamento da base técnica necessária ao projeto eficiente de sistemas nesta

classe de potência, com particular ênfase na seleção e dimensionamento da rede de compensação ressonante.

2.3 Síntese do capítulo

Este capítulo enquadrou o carregamento sem fios de veículos elétricos no contexto mais amplo do *Wireless Power Transfer*. Da análise das diferentes tecnologias concluiu-se que, para os requisitos de potência e eficiência típicos de aplicações automóveis, as soluções *near-field/non-radiative* são as mais adequadas e, dentro destas, o WPT indutivo ressonante destaca-se por permitir uma transferência eficiente com *air-gaps* e desalinhamentos compatíveis com cenários reais de estacionamento.

Sobre esta base, revisitaram-se os fundamentos do sistema: o modelo de bobinas acopladas e o coeficiente de acoplamento, o papel da ressonância e do fator de qualidade, os princípios de *soft-switching* e a influência da carga refletida. Evidenciou-se que as topologias de compensação básicas (SS, SP, PS e PP), apesar de úteis como ponto de partida, são limitadas quando o acoplamento e a carga variam de forma significativa, o que motiva o recurso a topologias de ordem superior. Analisaram-se ainda os restantes blocos da cadeia de conversão (acoplador magnético, barramento CC, inversor de alta frequência e estágio recetor) e o enquadramento normativo (SAE J2954, IEC 61980 e ISO 19363), que situam o sistema em estudo no nível WPT3 (11 kW, 85 kHz).

Estabelecido este enquadramento, o Capítulo 3 descreve a metodologia e a arquitetura do sistema simulado, servindo de base à análise comparativa quantitativa das topologias de compensação desenvolvida no Capítulo 5.

Capítulo 3

Metodologia

3.1 Objetivo e abordagem geral

O objetivo desta dissertação é analisar e comparar, por simulação, topologias de compensação ressonante para um sistema de *Wireless Power Transfer* (WPT) aplicado ao carregamento de veículos elétricos, orientado para potências da ordem dos 11 kW e operação em torno de 85 kHz, em conformidade com a norma SAE J2954 (classe WPT3). A metodologia adotada centra-se na definição de uma arquitetura coerente com os referenciais normativos, na caracterização eletromagnética do acoplador magnético disponível e, na construção de modelos de simulação que permitam avaliar o desempenho elétrico e a robustez operacional de cada topologia.

O trabalho assenta em duas componentes complementares. A primeira consiste na utilização dos parâmetros eletromagnéticos do acoplador magnético (L_1, L_2, M e k) em função do *air-gap*, obtidos por caracterização FEM prévia e disponibilizados para este trabalho, os quais constituem a base de parametrização dos modelos de simulação. Já a segunda corresponde à modelação e simulação de circuito em PLECS, onde são estudados os principais regimes de funcionamento de nove topologias de compensação ressonante e avaliadas as condições críticas de operação.

A análise foi limitada à variação da distância vertical *air-gap* entre as bobinas, mantendo-se o alinhamento lateral entre estas. Optou-se por não considerar o desalinhamento, uma vez que este provocaria uma redução adicional do coeficiente de acoplamento k, cuja influência no desempenho das topologias já é estudada através do aumento do *air-gap*. Desta forma, procurou-se isolar o efeito da variação da distância entre as bobinas, permitindo uma comparação sistemática das diferentes topologias de compensação ressonante.

O desempenho de cada topologia é quantificado através de métricas objetivas: potência transferida, eficiência global, e valores de pico e RMS de correntes nos semicondutores do inversor e nos condensadores de compensação. A estas métricas junta-se a avaliação da viabilidade térmica: as perdas estimadas em simulação alimentam um modelo térmico dos semicondutores (Capítulo 4), a partir do qual se estima a temperatura de junção e se verifica se esta respeita os limites do fabricante. A robustez operacional é avaliada ao longo de toda a gama de *air-gaps*, expondo a

sensibilidade de cada topologia à degradação do acoplamento magnético. Este capítulo descreve as escolhas arquiteturais e os critérios que orientam a análise desenvolvida nos capítulos seguintes.

3.2 Arquitetura do sistema simulado

3.2.1 Inversor

O inversor é o bloco responsável por converter a tensão contínua do barramento CC numa tensão alternada de alta frequência, excitando a rede de compensação e o acoplador magnético. No sistema simulado foi adotado um inversor do tipo *full-bridge*, constituído por quatro semicondutores organizados em duas pernas, a partir do qual se obtém uma tensão de saída v_{AB} que alterna entre $+V_{DC}$ e $-V_{DC}$ consoante a combinação de dispositivos em condução.

Comparativamente com a topologia *half-bridge*, a ponte completa duplica a tensão fundamental aplicada ao tanque ressonante para a mesma tensão de barramento, o que é determinante para atingir a potência alvo de 11 kW. O controlo da potência transferida é realizado por modulação de desfasamento entre os dois ramos do inversor (*Phase-Shift Full-Bridge*, PSFB), preservando a frequência de operação e as condições de ressonância em todos os pontos de operação [37].

Os dispositivos semicondutores adotados são MOSFETs SiC, cuja seleção e justificação detalhadas se encontram na Sec. 5.2.1.

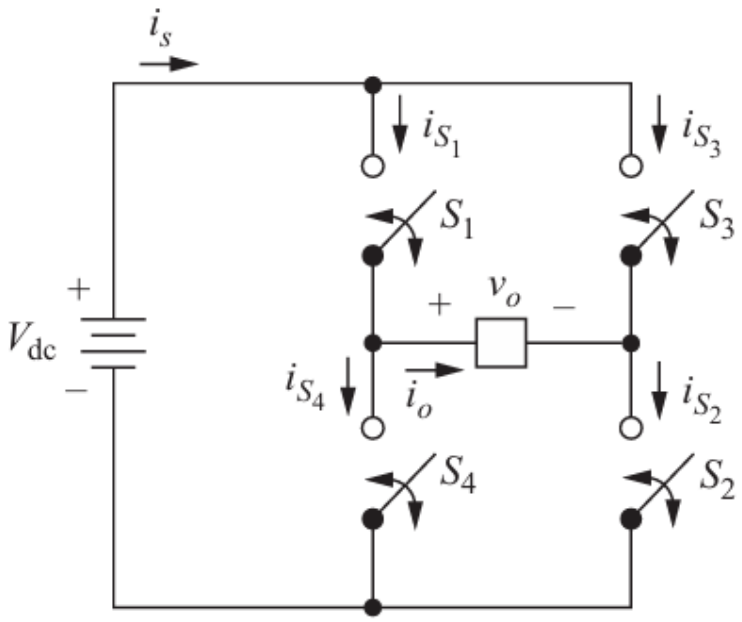


Figura 3.1: Topologia do inversor *full-bridge*.

3.2.2 Rede de compensação ressonante

A rede de compensação ressonante é o bloco que, em conjunto com as indutâncias das bobinas, forma o tanque ressonante do sistema. A sua função é anular a reatância indutiva vista pelo

inversor na frequência de operação, reduzir a circulação de potência reativa e maximizar a potência ativa transferida para o recetor [38]. Sem compensação, as elevadas reatâncias indutivas das bobinas a 85 kHz limitariam severamente a corrente útil e a eficiência do sistema.

A escolha da topologia de compensação, isto é, a forma como os condensadores são ligados relativamente às bobinas transmissora e recetora, condiciona simultaneamente a potência transferida, a eficiência, o esforço elétrico nos semicondutores e a robustez do sistema face a variações de *air-gap* e de carga [39]. Por este motivo, a seleção da topologia não é uma decisão trivial e constitui o objeto central de investigação desta dissertação.

O Capítulo 5 apresenta a análise comparativa quantitativa de nove topologias de compensação ressonante (SS, SP, PS, PP, LCC–S, LCC–LCC, S–LCC, LCL–S e CLC–S) avaliadas ao longo da gama de *air-gaps* relevante para a aplicação automóvel, com base nos critérios de potência transferida, eficiência e esforço nos semicondutores.

3.2.3 Acoplador magnético

O acoplador magnético é o elemento responsável pela transferência de energia entre o lado primário e o lado secundário, por acoplamento indutivo entre as bobinas transmissora e recetora. Os fundamentos deste acoplamento (indução, indutância mútua e coeficiente de acoplamento)foram já apresentados na Secção 2.2.1; recorda-se apenas que a indutância mútua relaciona-se com as indutâncias das bobinas através de:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}, \tag{3.1}$$

onde k ($0 \leq k \leq 1$) depende da geometria das bobinas, da distância entre elas e do alinhamento relativo, afetando diretamente a eficiência da transferência.

O acoplador utilizado neste trabalho é um par de bobinas planares do tipo *Double-D* (DD) [40], disponibilizado para a dissertação. A geometria DD foi adotada pela sua maior tolerância ao desalinhamento lateral [41] face a soluções circulares [42]. A caracterização construtiva completa e os parâmetros eletromagnéticos em função do *air-gap* encontram-se detalhados na Sec. 5.3.

3.2.4 Retificador

O retificador converte a tensão alternada de alta frequência induzida na bobina recetora num nível CC utilizável para o carregamento da bateria. Foi adotada uma topologia de retificação passiva em ponte completa (*full-bridge*), constituída por quatro díodos SiC Schottky.

A escolha de díodos SiC Schottky justifica-se pela ausência de corrente de recuperação inversa e pelas reduzidas perdas de condução associadas. No modelo de simulação, o retificador alimenta a bateria do veículo. A seleção e justificação detalhadas dos dispositivos adotados encontram-se na Sec. 5.2.1.

3.3 Síntese

Este capítulo estabeleceu a arquitetura do sistema WPT simulado, composta por quatro blocos principais: um inversor *full-bridge* com MOSFETs SiC operado por controlo de desfasamento, uma rede de compensação ressonante cuja topologia constitui o objeto de investigação desta dissertação, um acoplador magnético DD disponibilizado para o trabalho, e um retificador passivo em ponte completa com díodos SiC Schottky.

Os blocos do inversor e do retificador são fixos ao longo de toda a análise. A rede de compensação é o único elemento que varia entre as nove topologias estudadas no Capítulo 5, o que permite isolar o efeito de cada topologia sobre o desempenho global do sistema. O Capítulo 4 apresenta o modelo térmico dos semicondutores, complementando a análise elétrica desenvolvida no capítulo seguinte.

Capítulo 4

Modelação Térmica dos Semicondutores

4.1 Motivação e abordagem

Em conversores de eletrónica de potência, a dissipação de energia nos dispositivos semicondutores traduz-se num aumento da temperatura de junção que, se não controlado, pode comprometer a fiabilidade e a vida útil dos componentes. Num sistema WPT operado a 85 kHz com potências da ordem dos 11 kW, as correntes nos MOSFETs do inversor são elevadas e variam significativamente com o *air-gap*, tornando a análise térmica essencial para validar a viabilidade dos dispositivos selecionados ao longo de toda a gama de operação.

Neste capítulo é desenvolvido um modelo térmico equivalente dos semicondutores do inversor, com base nas estimativas de perdas por condução e por comutação. O modelo permite estimar a temperatura de junção em regime permanente e verificar se esta se mantém dentro dos limites definidos pelo fabricante. As correntes e perdas que alimentam este modelo são obtidas diretamente dos resultados de simulação PLECS apresentados no Capítulo 5.

4.2 Analogia térmica-elétrica

A modelação térmica de sistemas eletrónicos é frequentemente simplificada através da analogia entre o fluxo de calor e o fluxo de corrente elétrica em circuitos resistivo-capacitivos. Esta abordagem, baseada na Lei de Ohm e na Lei de Fourier, permite representar grandezas térmicas através de componentes elétricos discretos, facilitando a análise de sistemas com múltiplas interfaces e materiais [43, 44].

Tabela 4.1: Analogia entre grandezas térmicas e elétricas.

Grandeza Térmica	**Grandeza Elétrica**	**Unidade (Térmica)**
Fluxo de calor / Potência (P_{loss})	Corrente (I)	Watt (W)
Diferença de Temperatura (ΔT)	Diferença de Potencial (V)	Kelvin (K) ou °C
Resistência Térmica (R_{th})	Resistência Elétrica (R)	K/W
Capacitância Térmica (C_{th})	Capacitância Elétrica (C)	J/K

A resistência térmica representa a oposição de um material à passagem de fluxo de calor, determinando a diferença de temperatura em regime permanente. A capacitância térmica modela o comportamento transitório: representa a inércia térmica do material, retardando a subida de temperatura perante uma variação súbita de potência dissipada. No modelo implementado em PLECS, a inclusão da capacitância térmica impede variações instantâneas de temperatura durante os transientes de comutação, tornando a simulação fisicamente coerente.

4.3 Estimativas de perdas

As perdas nos semicondutores dividem-se em duas categorias: **perdas de condução** e **perdas de comutação**.

As **perdas de condução** ocorrem quando o dispositivo se encontra no estado ligado. No caso de MOSFETs, o dispositivo comporta-se como uma resistência, sendo a perda instantânea dada por:

$$P_{cond}(t) = R_{DS(on)}(T_j) \cdot i_D^2(t) \tag{4.1}$$

A resistência $R_{DS(on)}$ possui coeficiente de temperatura positivo, pelo que o aumento da temperatura de junção agrava as perdas por condução, acoplamento que o PLECS considera instante a instante através das curvas $R_{DS(on)}(T_j)$ fornecidas pelo fabricante.

As **perdas de comutação** ocorrem nas transições de estado, onde a sobreposição de tensão e corrente origina picos de potência dissipada. O PLECS quantifica-as através das energias de ativação e desativação:

$$E_{sw} = E_{on}(i_D, v_{DS}, T_j) + E_{off}(i_D, v_{DS}, T_j) \tag{4.2}$$

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot (E_{on} + E_{off}) \tag{4.3}$$

A potência total dissipada por dispositivo é:

$$P_{loss} = P_{cond} + P_{sw} \tag{4.4}$$

Num sistema ressonante com controlo PSFB, o inversor opera em regime de *soft-switching* (ZVS), o que reduz significativamente P_{sw}, tornando as perdas de condução dominantes na maioria dos pontos de operação [45].

4.4 Modelo térmico equivalente

O modelo térmico equivalente representa a cadeia de resistências térmicas entre a junção do semicondutor e o ambiente, permitindo estimar a temperatura de junção T_j em regime permanente a partir da potência dissipada. A cadeia é composta por três interfaces em série:

$$R_{th,total} = R_{th,JC} + R_{th,CS} + R_{th,SA} \tag{4.5}$$

onde $R_{th,JC}$ é a resistência térmica junção-caixa (característica do dispositivo), $R_{th,CS}$ é a resistência caixa-dissipador (dependente da interface térmica) e $R_{th,SA}$ é a resistência dissipador-ambiente. A temperatura de junção em regime permanente é então:

$$T_j = T_{amb} + P_{loss} \cdot R_{th,total} \tag{4.6}$$

No PLECS, este modelo é implementado através de uma rede RC térmica do tipo Foster [43], parametrizada com as curvas de impedância térmica transiente $Z_{th,JC}(t)$ fornecidas pelo fabricante. Esta abordagem permite avaliar não só o regime permanente mas também os transientes térmicos durante arranque ou variações de carga. A fonte de calor equivalente é alimentada diretamente pelo bloco *Switch Loss Calculator*, que acumula P_{cond} e P_{sw} instante a instante, assegurando o acoplamento elétrico-térmico ao longo de toda a simulação.

O limite de segurança adotado é $T_{j,max} = 175\,^{\circ}\text{C}$, em conformidade com a especificação dos dispositivos selecionados (Sec. 5.2.1). Sempre que a corrente eficaz num ponto de operação conduz a $T_j > T_{j,max}$, esse ponto é considerado inviável para os dispositivos adotados, independentemente da potência transferida.

A título ilustrativo, a Figura 4.1 apresenta a temperatura de junção estimada para a topologia SS ao longo da gama de *air-gaps*, evidenciando o aumento de T_j com a distância e a ultrapassagem do limite admissível para os maiores valores de *air-gap*.

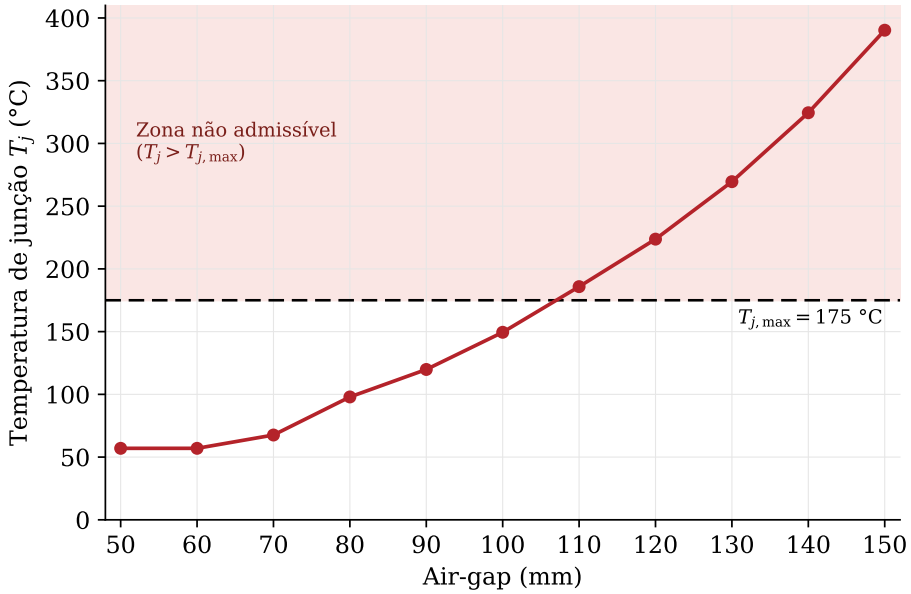


Figura 4.1: Aplicação ilustrativa do modelo térmico: temperatura de junção T_j estimada em regime permanente em função do *air-gap* para a topologia SS

4.5 Síntese

Este capítulo desenvolveu o modelo térmico dos semicondutores do inversor, estruturado em três camadas: a analogia térmica-elétrica que suporta a representação do sistema, as expressões para estimativa de perdas por condução e comutação, e o modelo de resistências térmicas equivalentes que permite calcular a temperatura de junção em regime permanente.

O modelo é alimentado pelas correntes e perdas obtidas nas simulações PLECS do Capítulo 5, onde é aplicado como critério de viabilidade para cada par topologia/*air-gap*: sempre que a temperatura de junção estimada excede $T_{j,max} = 175\,^{\circ}\text{C}$, ou a corrente eficaz ultrapassa o limite contínuo do dispositivo ($I_{D,RMS} = 101\,\text{A}$ a $T_C = 100\,^{\circ}\text{C}$), o ponto de operação é considerado inviável para os semicondutores adotados.

Capítulo 5

Análise Comparativa de Topologias de Compensação Ressonante

5.1 Enquadramento e estratégia de análise

Como discutido nos capítulos anteriores, o desempenho de um sistema de *Wireless Power Transfer* (WPT) indutivo ressonante depende fortemente da rede de compensação adotada. As bobinas transmissora e recetora apresentam, à frequência de operação, reatâncias indutivas elevadas e operam tipicamente com coeficientes de acoplamento reduzidos ($k < 0.35$), o que limita severamente a corrente útil e a potência ativa transferida na ausência de compensação. As redes de compensação ressonam com as indutâncias do par de bobinas, anulam (idealmente) a reatância vista pelo inversor e permitem aproximar a operação do sistema de uma transferência de potência ativa pura. A escolha da topologia de compensação condiciona, simultaneamente, o esforço elétrico no inversor, a sensibilidade do sistema ao desalinhamento, a facilidade de obtenção de *Zero Voltage Switching* (ZVS) e o comportamento da potência transferida em função da carga e do *air-gap*.

O presente capítulo apresenta uma análise comparativa quantitativa e qualitativa das principais topologias de compensação, particularizadas para o sistema em estudo. Desse modo a análise é conduzida em duas vertentes complementares. A primeira assenta num modelo de circuito equivalente, adotado da literatura e particularizado para cada topologia, a partir do qual se derivam, em regime fasorial, as condições de ressonância, a impedância de entrada, a corrente injetada pelo inversor, a potência transferida e a eficiência. Na segunda vertente, é construído um banco de simulação no ambiente PLECS (Sec. 5.2) que reproduz os blocos físicos do sistema (inversor *full-bridge*, rede de compensação, acoplador magnético e retificador) e que é varrido ponto-a-ponto ao longo da gama de *air-gaps* relevante para a aplicação automóvel (50 mm a 150 mm, em passos de 10 mm). Os parâmetros das bobinas usados em simulação são obtidos da caracterização eletromagnética por elementos finitos descrita na Sec. 5.3, garantindo que cada ponto reflete um cenário fisicamente realizável.

A análise procura, para cada topologia, responder às questões centrais de projeto, sintetizadas nos seguintes critérios de avaliação:

1. Dependência dos valores de compensação (C_1, C_2, e os elementos auxiliares quando aplicável) em relação a k e R_L;
2. Variação da potência transferida e da eficiência ao longo da gama de *air-gaps*;
3. Correntes de pico e RMS nos semicondutores e nos condensadores de compensação;
4. Adequação à operação a 11 kW e 85 kHz;
4. Robustez face a variações de *air-gap*.

As conclusões parciais de cada análise individual (Sec. 5.4) são depois consolidadas numa comparação global (Sec. 5.4.5), que serve de base à identificação das topologias candidatas ao protótipo (Sec. 5.5).

5.2 Circuito de simulação em PLECS

O modelo de simulação implementado no PLECS reproduz, com nível de detalhe adequado a uma análise de topologias, todos os blocos do sistema WPT em estudo.

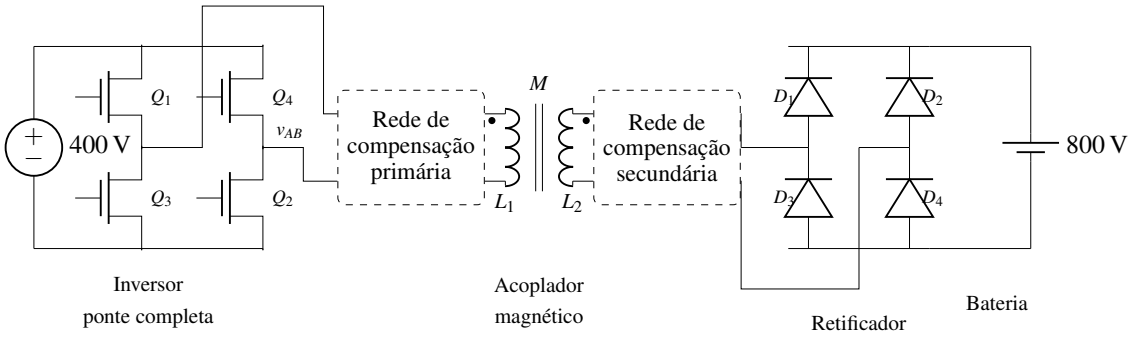


Figura 5.1: Esquema do sistema WPT simulado.

Do lado primário, um inversor *full-bridge* com MOSFETs SiC, comutado a 85 kHz a partir de um barramento CC de 400 V, sintetiza uma tensão alternada de onda quadrada cuja componente fundamental excita a rede ressonante. A rede de compensação é trocada conforme a topologia em análise (SS, SP, PS, PP, LCC–S, LCC–LCC, S–LCC, LCL–S e CLC–S), mantendo-se inalterado o resto do circuito. O acoplador magnético é representado pelo bloco *Mutual Inductor M1*, parametrizado a partir da matriz de indutâncias $[L_1\, M; M\, L_2]$ obtida na caracterização das bobinas (Sec. 5.3). Do lado secundário, um retificador *full-bridge* a díodos alimenta um modelo equivalente da bateria do veículo, constituído por uma fonte de tensão de 750 V, que fixa a tensão correspondente ao estado de carga (SoC) a partir do qual se simula o carregamento, em série com

uma resistência interna e um condensador que representam a dinâmica de carga. As eficiências reportadas ao longo do capítulo são obtidas diretamente do bloco *Efficiency* do PLECS, que calcula a razão entre a potência ativa entregue à bateria e a potência drenada do barramento CC.

A Tabela 5.1 resume os parâmetros base do sistema simulado, comuns a todas as topologias.

Tabela 5.1: Parâmetros base do sistema WPT simulado em PLECS.

Parâmetro	**Valor**
Frequência de operação (f_0)	85 kHz
Tensão do barramento CC (V_{bus})	400 V
Tensão da bateria	800 V
Potência alvo (P_o)	11 kW
Tensão fundamental do inversor ($V_{AB,1}$)	509,3 V
Carga CA equivalente ($R_{L,ac}$)	47,16 Ω
Conversor primário	Inversor *full-bridge* SiC
Conversor secundário	Retificador *full-bridge* a díodos

A carga CA equivalente ($R_{L,ac} \approx 47{,}16\,\Omega$) reflete o efeito do retificador *full-bridge* a díodos visto do lado CA, refletindo a tensão da bateria sobre a corrente fundamental que o secundário injeta. Para cada topologia, e em cada ponto da gama de *air-gaps*, os condensadores (e elementos auxiliares, quando existentes) são recalculados de forma a manter a operação na frequência nominal de 85 kHz. Esta abordagem ponto-a-ponto permite separar claramente o efeito da topologia em si, do efeito do *tuning* e expor com clareza as dependências de cada elemento em k e R_L.

A análise quantitativa de cada topologia é suportada por um *notebook Jupyter* que processa os dados de simulação e calcula as métricas relevantes: eficiência, potência entregue, e valores de pico e RMS de correntes e tensões. Os *scopes* de tensão e corrente nos pontos de interesse (tensão do inversor V_{AB}, corrente na bobina transmissora i_{L_1}, corrente nos condensadores de compensação, tensão e corrente nos MOSFETs) são exportados individualmente e importados pelo *notebook*. O cálculo automatizado das figuras de mérito é essencial dado o número de pontos de operação considerados (nove topologias $\times$ onze *air-gaps* $\approx$ 100 pontos de simulação).

5.2.1 Semicondutores: inversor e retificador

A escolha dos dispositivos semicondutores é determinante para o desempenho elétrico e térmico do sistema, condicionando diretamente as eficiências reportadas ao longo deste capítulo e os limites de viabilidade de cada par (topologia, *air-gap*). A frequência de operação de 85 kHz torna a tecnologia SiC a opção dominante: comparada com IGBT, oferece perdas de comutação substancialmente menores; comparada com GaN, oferece maior capacidade de corrente e tensão de bloqueio com custo e maturidade industrial mais favoráveis para a classe de potência de 11 kW [21]. Adicionalmente, dispositivos SiC com qualificação automóvel (AEC-Q101) estão

hoje disponíveis em encapsulamentos adequados a placas de potência discretas, alinhando a escolha tecnológica com a aplicação alvo de carregamento de veículos elétricos.

MOSFET do inversor

Para os quatro interruptores do inversor *full-bridge* foi selecionado o MOSFET SiC **Wolfspeed E4M0015075J2**. Os três parâmetros determinantes para esta escolha são:

- **Tensão de bloqueio** $V_{DS,\max} = 750\,\text{V}$, conferindo margem de 87,5% acima do barramento CC de 400 V para acomodar picos transitórios de comutação;
- **Corrente nominal e de pulso** $I_D = 101\,\text{A}$ (a $T_C = 100\,^\circ\text{C}$) e $I_{D,\text{pulse}} = 418\,\text{A}$, que constituem os limites de viabilidade aplicados a cada topologia ao longo do capítulo;
- **Resistência de condução** $R_{DS(on)} = 15\,\text{m}\Omega$ (a $25\,^\circ\text{C}$), determinante para as perdas de condução nas topologias com correntes elevadas no inversor.

Díodo do retificador

Para os quatro díodos do retificador foi selecionado o díodo SiC Schottky **Wolfspeed C4D30120H** (1200 V/30 A). Os aspetos críticos são:

- **Tensão reversa** $V_{RRM} = 1200\,\text{V}$, com margem de 50% face à tensão de plena carga da bateria (800 V);
- **Corrente máxima** $I_{FRM} = 121\,\text{A}$, com ampla margem face aos $\sim 22\,\text{A}$ de pico esperados na operação nominal.

A Tabela 5.2 consolida os parâmetros-chave dos dois dispositivos.

Tabela 5.2: Semicondutores adotados no sistema WPT.

Parâmetro	**MOSFET SiC (inversor)**	**Díodo SiC Schottky (retificador)**
Part number	Wolfspeed E4M0015075J2	Wolfspeed C4D30120H
Tensão de bloqueio	$V_{DS} = 750\,\text{V}$	$V_{RRM} = 1200\,\text{V}$
Corrente contínua	$I_D = 101\,\text{A}$ ($T_C = 100\,^\circ\text{C}$)	$I_F = 45\,\text{A}$ ($T_C = 135\,^\circ\text{C}$)
Corrente de pico	$I_{D,\text{pulse}} = 418\,\text{A}$	$I_{FRM} = 121\,\text{A}$
Resistência / queda	$R_{DS(on)} = 15\,\text{m}\Omega$ ($25\,^\circ\text{C}$)	$V_F = 1{,}5\,\text{V}$ ($25\,^\circ\text{C}$, 30 A)
$T_{j,\max}$	$175\,^\circ\text{C}$	$175\,^\circ\text{C}$

Os parâmetros da Tabela 5.2 definem o envelope operacional contra o qual o desempenho de cada topologia foi avaliado nas Sec. 5.4 e 5.4.5. Os modelos térmicos e de perdas de ambos

os dispositivos foram inseridos no PLECS através das curvas $E_{\text{on}}(i_D, V_{DS}, T_j)$, $E_{\text{off}}(i_D, V_{DS}, T_j)$ e $R_{DS(on)}(T_j)$ fornecidas pelo fabricante, permitindo que o bloco *Switch Loss Calculator* contabilize as perdas reais instante a instante e alimente diretamente o cálculo de η reportado ao longo do capítulo. O limite de temperatura de junção ($T_{j,\max} = 175\,^{\circ}\text{C}$) constitui, a par dos limites de corrente, o critério de viabilidade térmica aplicado a cada topologia, avaliado através do modelo térmico desenvolvido no Capítulo 4.

5.3 Caracterização do acoplador magnético

5.3.1 Geometria, materiais e construção

O acoplador magnético adotado neste trabalho é um par de bobinas planares do tipo **Double-D** (DD). Esta geometria foi privilegiada face à alternativa circular por apresentar uma melhor distribuição espacial do campo magnético na zona ativa de transferência e uma maior tolerância ao desalinhamento lateral, características amplamente reportadas para sistemas WPT de carregamento estacionário de veículos elétricos [15, 46]. Numa bobina DD, dois enrolamentos em forma de "D" são dispostos lado a lado e ligados em série, gerando um fluxo magnético predominantemente paralelo ao plano das bobinas em cada uma das metades, o que resulta num caminho de fluxo bem definido entre primário e secundário e numa menor sensibilidade do coeficiente de acoplamento a deslocamentos no plano horizontal.

A construção física do acoplador é a seguinte:

- **Enrolamentos**: realizados em fio de cobre Litz, escolhido para mitigar os efeitos pelicular e de proximidade na frequência de operação de 85 kHz, mantendo as perdas CA nos condutores em níveis compatíveis com a eficiência alvo do sistema.
- **Núcleo magnético**: barras de ferrite **TDK PC40** dispostas paralelamente sob os enrolamentos. O lado primário utiliza **três** barras de ferrite e o lado secundário utiliza **duas**, com objetivo de canalizar o fluxo magnético reduzindo a sua dispersão lateral. A ferrite TDK PC40 apresenta perdas reduzidas no intervalo de 50 kHz a 200 kHz.
- **Blindagem**: placa de **alumínio** colocada na face oposta ao espaço de transferência (visível a cinzento na Figura 5.2). A função desta placa é confinar o campo magnético do lado das bobinas voltado para a estrutura mecânica e reduzir a exposição eletromagnética para o exterior, em conformidade com os requisitos de imunidade e emissões previstos para sistemas WPT3 [24].

A relação de transformação foi escolhida assimétrica, com o primário a possuir **10 voltas** e o secundário **20 voltas**. O secundário é ainda fisicamente **cerca de metade do tamanho do primário**, refletindo uma restrição prática das aplicações automóveis: a bobina recetora tem de ser integrada na carroçaria do veículo, enquanto a bobina transmissora pode ser construída com geometria mais generosa no pavimento de carregamento. As auto-indutâncias correspondentes, obtidas na

caracterização eletromagnética apresentada adiante, são $L_1 \approx 55\,\mu\text{H}$–$64\,\mu\text{H}$ e $L_2 \approx 20\,\mu\text{H}$–$23\,\mu\text{H}$ (Tabela 5.4).

A Tabela 5.3 resume as especificações construtivas do acoplador.

Tabela 5.3: Especificações do acoplador magnético.

Parâmetro	**Primário**	**Secundário**
Geometria	Double-D planar	Double-D planar
Condutor	Fio Litz de cobre	Fio Litz de cobre
Número de voltas	10	20
Núcleo magnético	3 barras de ferrite TDK PC40	2 barras de ferrite TDK PC40
Blindagem	Placa de alumínio	Placa de alumínio

A Figura 5.2 apresenta a vista de topo de cada uma das bobinas, com os enrolamentos Litz visíveis (a vermelho), as barras de ferrite imediatamente abaixo dos enrolamentos e a placa de alumínio de blindagem por baixo de todo o conjunto.

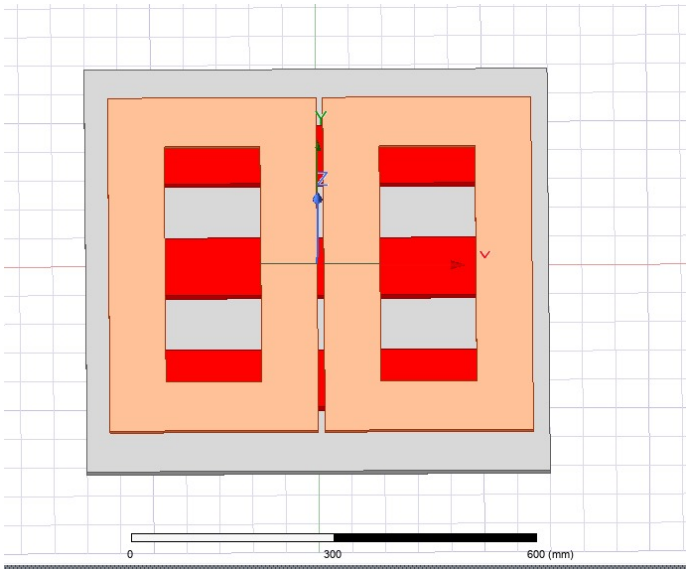


Figura 5.2: Vista de topo da bobina primária Double-D

5.3.2 Caracterização eletromagnética por FEM

A caracterização eletromagnética do par de bobinas foi realizada previamente em *Ansys Maxwell*, para uma gama de *air-gaps* compatível com a aplicação automóvel alvo (50 mm a 150 mm, em passos de 10 mm), sendo os resultados disponibilizados para este trabalho. Para cada *air-gap*, a simulação FEM produz a matriz de indutâncias $[L_1\, M; M\, L_2]$, da qual se extraem L_1, L_2, M e o coeficiente de acoplamento:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \qquad 0 \leq k \leq 1. \tag{5.1}$$

A Tabela 5.4 apresenta os valores obtidos. Os valores de L_1, M e L_2 são depois introduzidos diretamente no bloco *Mutual Inductor M1* do PLECS, de forma a que cada simulação reproduza fielmente o ponto de *air-gap* correspondente.

Tabela 5.4: Parâmetros do acoplador magnético em função do *air-gap* (caracterização FEM em Ansys Maxwell).

Air-gap (mm)	L_1 (µH)	M (µH)	L_2 (µH)	k	FOM ($k^2Q_1Q_2$)
50	63,76	13,17	22,84	0,345	4945
60	61,84	11,64	22,21	0,314	3868
70	60,21	10,35	21,73	0,286	3053
80	58,97	9,23	21,40	0,260	2428
90	57,91	8,28	21,18	0,236	1954
100	57,06	7,44	20,97	0,215	1578
110	56,34	6,71	20,84	0,196	1285
120	55,69	6,06	20,75	0,178	1049
130	55,22	5,48	20,69	0,162	858
140	54,76	4,97	20,63	0,148	705
150	54,48	4,52	20,57	0,135	582

Da análise da Tabela 5.4 extraem-se três observações com impacto direto na análise das topologias. Em primeiro lugar, as auto-indutâncias L_1 e L_2 variam pouco ao longo da gama, o que significa que os condensadores que ressoam apenas com L_1 e L_2 (caso da SS) sofrem variações muito pequenas com o *air-gap*. Em segundo lugar, a indutância mútua M cai aproximadamente para um terço entre 50 mm e 150 mm, com k a baixar de 0,345 para 0,135, degradação reproduzida na Figura 5.3. Finalmente, a figura de mérito FOM $= k^2Q_1Q_2$ degrada-se cerca de 8,5$\times$ ao longo da gama, antecipando que, para manter a potência alvo de 11 kW, o sistema necessitou de correntes progressivamente maiores nas bobinas à medida que o *air-gap* aumentou.

A degradação de k com o *air-gap* é o principal mecanismo físico que distingue as topologias quanto à robustez. Topologias cujos valores de compensação dependem de k ficarão dessintonizadas ao longo da gama, exigindo elementos adaptativos; topologias com compensação independente de k mantêm a ressonância, mas a potência transferida continua a depender quadraticamente de k e o *stress* nos componentes cresce de forma correspondente. Estas duas faces do problema são exploradas nas próximas secções para cada topologia.

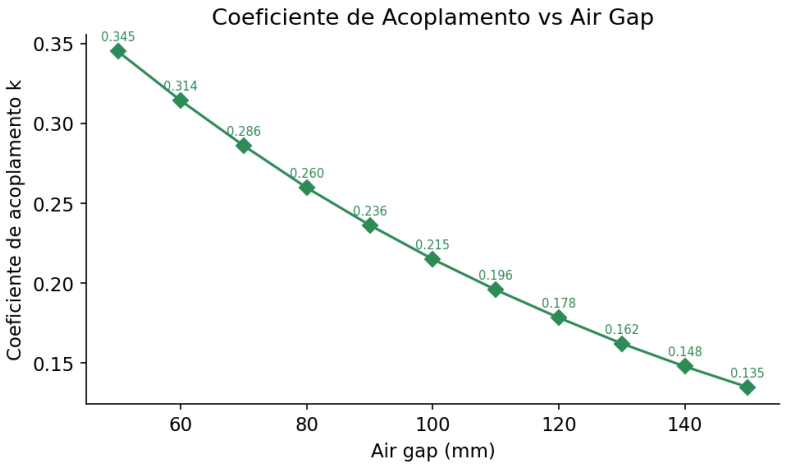


Figura 5.3: Variação do coeficiente de acoplamento k em função do *air-gap* (50 mm a 150 mm). Dados da Tabela 5.4.

5.3.3 Estratégia de controlo implementada no PLECS

Em todos os modelos de simulação PLECS o inversor *full-bridge* opera em modo de controlo por desfasamento (*Phase-Shift Full-Bridge*, PSFB), sendo o ângulo de desfasamento entre os dois ramos do inversor ($\varphi \in [-89{,}9, 89{,}9]$) a variável manipulada. Este modo de controlo é natural para o sistema WPT em estudo: ao variar φ, a componente fundamental da tensão de saída do inversor $V_{AB,1}$ é modulada de forma contínua sem alterar a frequência de operação, o que preserva as condições de ressonância das redes de compensação e permite ZVS nos MOSFETs para ângulos de desfasamento adequados.

A arquitetura de controlo implementada é representada esquematicamente na Figura 5.4 e estrutura-se em três camadas funcionais: medição, regulação e geração de PWM.

Medição e geração do erro: A potência de saída P_{out} é medida a partir dos valores instantâneos de tensão e corrente na carga e propagada até ao bloco de soma. O bloco *Sum*, configurado com entradas $[+, -]$, calcula o sinal de erro:

$$e = P_{\text{ref}} - P_{\text{out}}, \tag{5.2}$$

onde P_{ref} é a referência de potência de saída definida por uma constante. Este erro alimenta diretamente o regulador PI.

Regulador PI contínuo: O bloco *Continuous PI Controller* do PLECS implementa um regulador PI em tempo contínuo com a lei de controlo:

$$u(t) = k_p\, e(t) + k_i \int_0^t e(\tau)\, \mathrm{d}\tau, \tag{5.3}$$

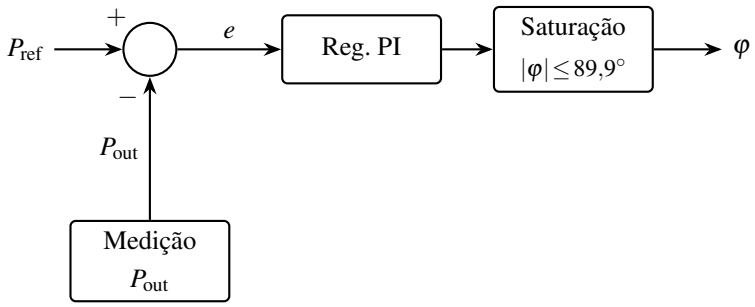
parametrizado com $k_p = 0.001$, $k_i = 0.1$. Os ganhos foram ajustados por tentativa e erro, ao longo de vários ensaios, para garantir estabilidade e tempo de estabelecimento adequado na gama de pontos de operação simulados, não sendo objeto de uma síntese formal, uma vez que o objetivo das simulações é a caracterização em regime permanente e não a análise dinâmica do sistema de controlo. A saída do PI é limitada por um bloco de saturação ao intervalo $[-89.9, +89.9]$, impedindo que o ângulo de desfasamento assuma valores próximos dos extremos ± 90.

Geração de PWM por desfasamento: O sinal de ângulo de desfasamento φ resultante da saturação é propagado, até ao módulo de geração de sinais de gate. Aí, dois geradores de onda triangular, operando à frequência de comutação de 85 kHz, fornecem as portadoras aos comparadores que determinam os instantes de comutação de cada ramo do inversor. O ramo esquerdo (Q_1, Q_3) é referenciado à portadora não desfasada e o ramo direito (Q_4, Q_2) à portadora desfasada de φ graus, gerando entre os pontos médios dos dois ramos a tensão V_{AB} de onda quadrada com largura de pulso proporcional a φ.

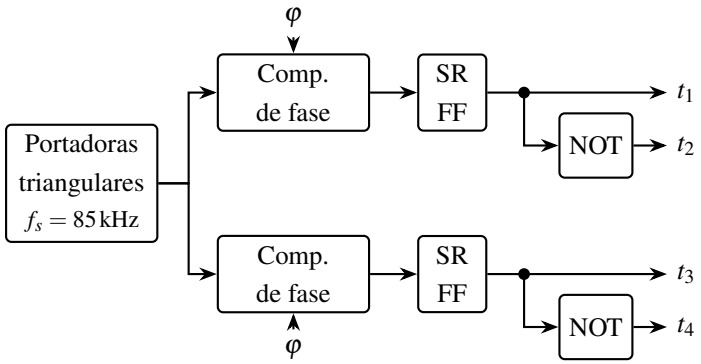
Os sinais lógicos resultantes dos comparadores são processados por dois *SR Flip-flops*, que impõem os *dead-times* e formam os quatro sinais de gate complementares t_1–t_4, enviados a Q_1–Q_4 respetivamente através de blocos *Goto–From* individuais. Esta estrutura impede sobreposição de condução nos ramos e reproduz o comportamento de um controlador de *gate* com tempo morto fixo.

A adoção de um controlador PI contínuo, em vez de um regulador discreto, é adequada ao contexto das simulações: o objetivo é determinar a potência transferida e a eficiência em regime permanente para cada par (topologia, *air-gap*), e não avaliar o desempenho dinâmico do sistema de controlo. A malha fecha com margem de fase suficiente para garantir estabilidade nos pontos de operação simulados, sendo o comportamento dinâmico caracterizado apenas de forma ilustrativa, através da resposta a degraus de potência apresentada em seguida, e não por uma síntese formal do controlador.

Para ilustrar o funcionamento da malha de controlo, realizou-se um ensaio em que a referência de potência P_{ref} percorre, em degraus, as três classes de potência definidas pela norma SAE J2954: WPT1 (3,7 kW), WPT2 (7,7 kW) e WPT3 (11 kW). O ensaio foi conduzido sobre a topologia SS a um *air-gap* de 50 mm, por ser a configuração mais simples e por a malha de controlo (regulador PI e modulação por desfasamento) ser comum a todas as topologias, servindo assim para demonstrar o controlo e não para propor a SS como solução. A Figura 5.5 apresenta a evolução de P_{out} face à referência e o correspondente ângulo de desfasamento φ, e a Figura 5.6 amplia a última transição.



(a) Malha de controlo de potência: geração do erro $e = P_{\text{ref}} - P_{\text{out}}$, regulador PI com saturação em $|\varphi| \leq 89{,}9°$.



(b) Geração de PWM por desfasamento de fase: φ determina os sinais t_1 e t_4; os complementares $t_2 = \overline{t_1}$ e $t_3 = \overline{t_4}$ são gerados com *dead-time*.

Figura 5.4: Arquitetura de controlo PSFB implementada no PLECS.

Em cada degrau, a potência de saída segue a referência de forma monótona e sem sobre-elongação (*overshoot* praticamente nulo), consequência do ganho proporcional reduzido ($k_p = 0.001$). O tempo de subida (10–90%) mantém-se em torno de 54 ms, e o tempo de estabelecimento (banda de $\pm 2\,\%$) situa-se entre 69 ms e 105 ms, diminuindo à medida que a potência aumenta, comportamento coerente com o ganho não-linear entre φ e a potência transferida. O erro em regime permanente mantém-se inferior a 0,3 %, assegurado pela ação integral. Estes resultados confirmam que a malha segue a referência de forma estável, rápida e sem oscilação nos pontos de operação de interesse.

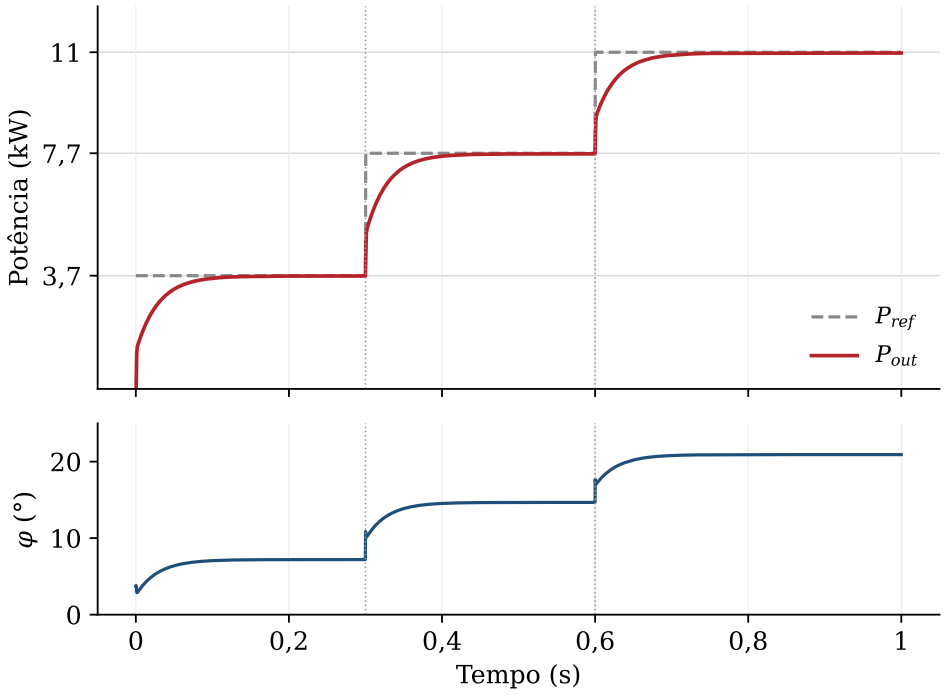


Figura 5.5: Resposta da malha de controlo a uma sequência de degraus de potência pelas classes SAE J2954 (3,7 kW → 7,7 kW → 11 kW), na topologia SS a 50 mm: potência de saída P_{out} face à referência P_{ref} (em cima) e ângulo de desfasamento φ (em baixo).

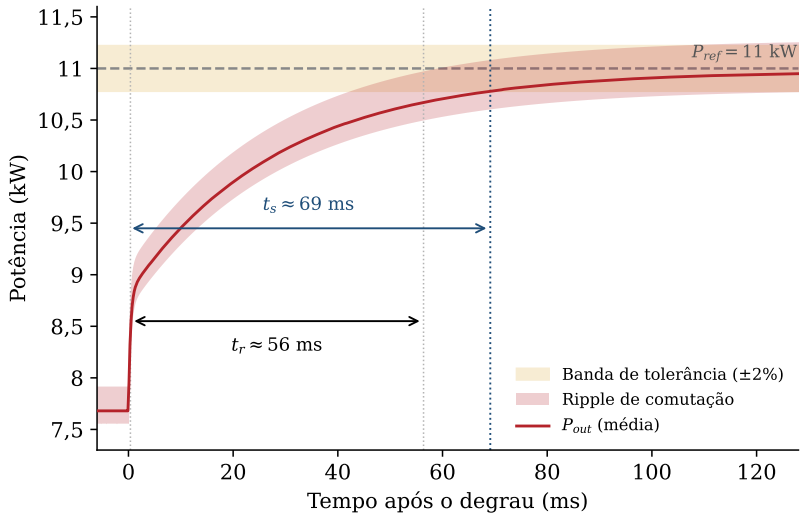


Figura 5.6: Ampliação da transição 7,7 kW a 11 kW da Figura 5.5, com o tempo de subida t_r e o tempo de estabelecimento t_s.

5.4 Análise individual das topologias

Esta secção apresenta a análise individual de cada uma das nove topologias estudadas. Cada subsecção segue uma estrutura comum: (i) modelo de circuito e condições de ressonância, (ii)

expressões fasoriais para impedância de entrada, correntes e potência, (iii) resultados de simulação ao longo da gama de *air-gaps* e (iv) síntese de aspetos relevantes tal como pontos críticos e positivos da topologia em questão.

5.4.1 Modelo equivalente comum

Em todas as topologias o sistema é descrito pelo modelo de duas bobinas acopladas com indutância mútua [47]. Em notação fasorial e excitação sinusoidal de frequência angular ω, as equações de malha primária e secundária são:

$$\mathbf{V}_s = Z_{11}\,\mathbf{I}_1 - j\omega M\,\mathbf{I}_2, \qquad 0 = -j\omega M\,\mathbf{I}_1 + Z_{22}\,\mathbf{I}_2, \tag{5.4}$$

onde $\mathbf{V}_s$ é a fundamental da tensão do inversor e R_L a carga CA equivalente. As grandezas Z_{11} e Z_{22} são as impedâncias totais das malhas do primário e do secundário: Z_{11} agrega a bobina transmissora L_1, a sua resistência R_1 e a rede de compensação primária; Z_{22} agrega a bobina recetora L_2, a resistência R_2, a rede de compensação secundária e a carga R_L. Da segunda equação obtém-se $\mathbf{I}_2 = j\omega M\,\mathbf{I}_1/Z_{22}$, pelo que a impedância de entrada Z_{in}, a impedância equivalente vista pelos terminais de saída do inversor, é:

$$Z_{\text{in}} = Z_{11} + Z_r, \qquad Z_r = \frac{(\omega M)^2}{Z_{22}}, \tag{5.5}$$

onde Z_r é a *impedância refletida*, que traduz o efeito de todo o circuito secundário (rede de compensação e carga) sobre o primário, transmitido através do acoplamento mútuo M; é por esta via que a carga se faz sentir no lado do inversor. A potência entregue à carga e a eficiência são:

$$P_{\text{out}} = |\mathbf{I}_2|^2 R_L, \qquad \eta = \frac{P_{\text{out}}}{Re\{Z_{\text{in}}\}\,|\mathbf{I}_1|^2}. \tag{5.6}$$

A particularização para cada topologia consiste em substituir Z_{11} e Z_{22} pelas impedâncias específicas da rede de compensação, impor a anulação das partes imaginárias para obter as condições de ressonância, e reescrever as expressões em ω_0.

5.4.2 Topologias básicas

5.4.2.1 Topologia Série–Série (SS)

Na topologia SS, C_1 encontra-se em série com L_1 e C_2 em série com L_2 [48].

As impedâncias de malha são:

$$Z_{11}^{SS} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, \quad Z_{22}^{SS} = R_2 + R_L + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}. \tag{5.7}$$

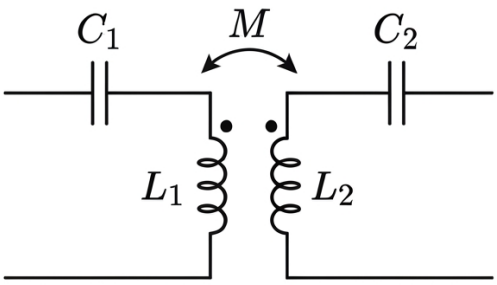


Figura 5.7: Esquemático da topologia Série–Série (SS).

Para anular a parte imaginária da impedância, impõe-se $Im\{Z_{11}^{SS}\} = Im\{Z_{22}^{SS}\} = 0$ a $\omega = \omega_0$, sendo os valores de compensação:

$$C_1^{SS} = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}, \qquad C_2^{SS} = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}. \tag{5.8}$$

Nesta topologia ambos os condensadores são independentes de k, M e R_L. Esta propriedade é exclusiva da SS entre as topologias de primeira ordem e constitui a sua principal vantagem do ponto de vista de projeto, porque os condensadores mantêm praticamente a sua função de ressonância para qualquer condição de operação [49].

Em ressonância as impedâncias tornam-se puramente resistivas, $Z_{11}^{SS} = R_1$ e $Z_{22}^{SS} = R_2 + R_L$, e a impedância de entrada é:

$$Z_{\text{in}}^{SS} = R_1 + \frac{(\omega_0 M)^2}{R_2 + R_L} = R_1 + \frac{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2}{R_2 + R_L}, \tag{5.9}$$

Um aspeto relevante no dimensionamento da SS é que C_1 e C_2 variam pouco ao longo da gama de *air-gaps*, com $C_1 \in [55\,\text{nF}, 64\,\text{nF}]$ e $C_2 \in [154\,\text{nF}, 170\,\text{nF}]$.

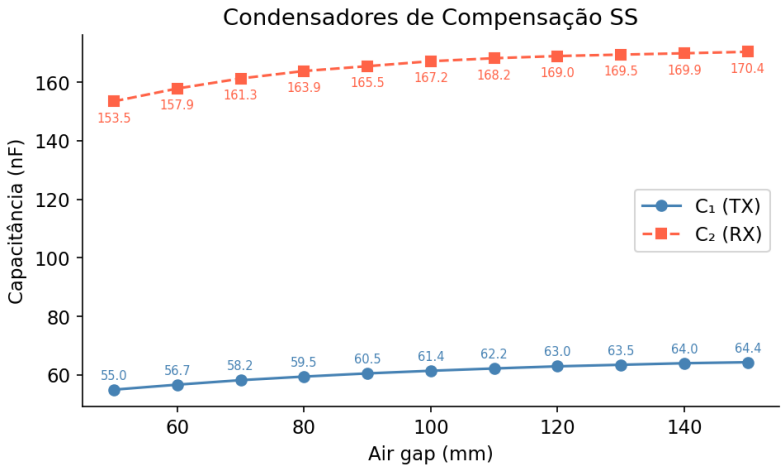


Figura 5.8: Variação dos valores de C_1 e C_2 em função do *air-gap* (50 mm a 150 mm).

Tabela 5.5: Resultados PLECS — topologia SS (50–150 mm).

Parâmetro	**Símbolo**	**Gama (50→150 mm)**
Condensador primário	C_1	55,0 → 64,1 nF
Condensador secundário	C_2	153,6 → 170,4 nF
Eficiência total	η	95,93 → 61,17 %

Resultados de simulação: A eficiência deste sistema varia ao longo da gama dos 50 mm até aos 150 mm, de 95,93 % a 61,17 %. Em contrapartida, a corrente injetada pelo inversor cresce de forma quase linear com o *air-gap*, passando de 127 A de pico a 50 mm para 388 A a 150 mm (Figura 5.9). Estes valores ultrapassam claramente os limites do MOSFET SiC adotado (418 A de pico e 101 A eficaz): a corrente eficaz já excede o limite a partir dos 70 mm, tornando a topologia inviável em mais de dois terços da gama de air-gaps relevante. O *stress* nos condensadores de compensação é também elevado, particularmente em C_1, que conduz a totalidade da corrente do primário.

A redução acentuada da eficiência ao longo da gama de *air-gaps* não traduz uma incapacidade do sistema de entregar a potência alvo. A malha de controlo mantém $P_{out} = 11\,\text{kW}$ em todos os pontos. A queda de η reflete o aumento das perdas nos semicondutores, predominantemente das perdas de condução nos MOSFETs do inversor, que escalam quadraticamente com a corrente eficaz ($P_{cond} = R_{DS(on)} \cdot I_{rms}^2$). Para $I_{rms} \approx 293\,\text{A}$ a 150 mm, as perdas de condução estimadas nos quatro MOSFETs ascendem a $\sim 6{,}9\,\text{kW}$, mais de uma ordem de grandeza acima das observadas a 50 mm. Esta degradação simultânea da eficiência e da viabilidade térmica reforça o critério de inviabilidade da topologia SS para *air-gaps* acima de aproximadamente 70 mm.

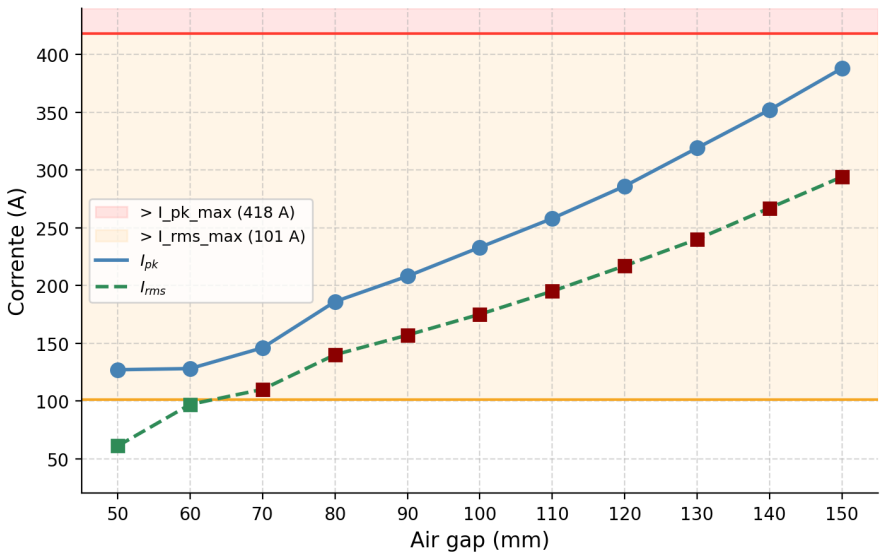


Figura 5.9: Corrente no MOSFET do inversor para a topologia SS em função do *air-gap*, comparados com os limites do semicondutor.

Síntese: Apesar de ser a topologia com a compensação mais simples, a SS apresenta uma forte sensibilidade ao acoplamento: a corrente do primário cresce linearmente para manter a potência alvo, ultrapassando o limite contínuo do MOSFET a partir de cerca de 70 mm e provocando uma queda acentuada da eficiência total ao longo da gama de *air-gaps*. Ainda assim, a topologia SS funciona muito bem como uma topologia de referência e comparação, dada a sua simplicidade e facilidade de dimensionamento.

5.4.2.2 Topologia Série–Paralelo (SP)

Na configuração SP, C_1 permanece em série com L_1 e C_2 é colocado em paralelo com a carga L_2 e R_L [10, 39].

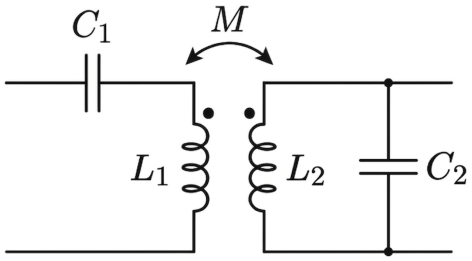


Figura 5.10: Esquemático da topologia Série–Paralelo (SP).

As impedâncias de malha são:

$$Z_{11}^{SP} = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, \qquad Z_{22}^{SP} = R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_L}{1 + j\omega C_2 R_L}. \tag{5.10}$$

Em ressonância, e com a aproximação $R_L \gg \omega_0 L_2$, a expressão geral de Z_{in}^{SP} [8] simplifica para

$$Z_{\text{in}}^{SP} \approx R_1 + \frac{k^2 L_1}{L_2} R_L, \tag{5.11}$$

o que contrasta com a SS, onde $Z_{\text{in}}^{SS} \propto k^2/R_L$: na SP, a impedância de entrada *cresce* com R_L, reduzindo a corrente absorvida pelo inversor para uma dada tensão $V_{AB,1}$.

Impondo a ressonância do secundário com carga puramente resistiva obtém-se:

$$C_1^{SP} \approx \frac{1}{\omega_0^2 L_1 (1 - k^2)}, \qquad C_2^{SP} = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}, \tag{5.12}$$

ou seja, C_1^{SP} depende explicitamente de k. Em condições de acoplamento variável, os valores otimizados para um dado k ficam dessintonizados para outros valores, degradando a eficiência e introduzindo componente reativa na entrada do inversor. Mesmo assim, o valor calculado para o C_1^{SP} varia apenas entre 62,4 nF a 64,1 nF, significativamente menos do que os 55,0 nF a 64,1 nF da topologia SS (Figura 5.11)

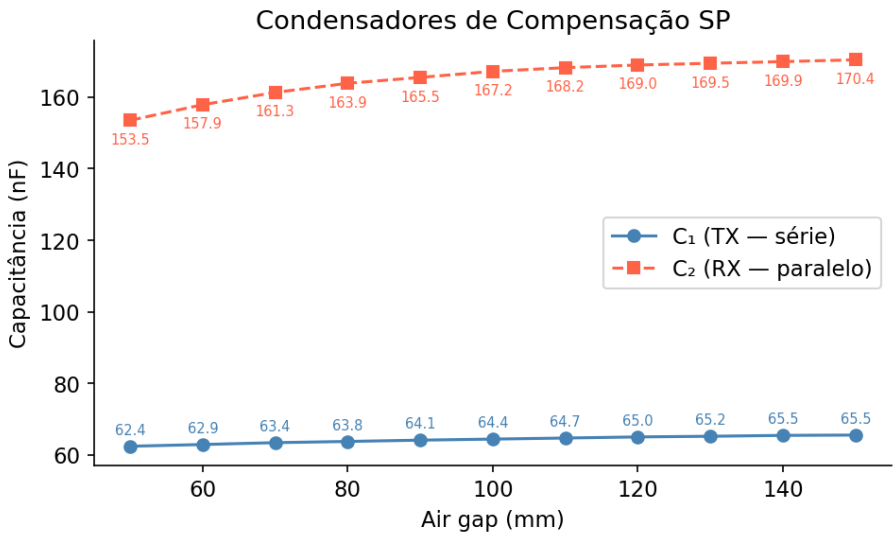


Figura 5.11: Variação dos valores de C_1 e C_2 em função do *air-gap* (50 mm a 150 mm).

Tabela 5.6: Resultados PLECS — topologia SP (50–150 mm).

Parâmetro	**Símbolo**	**Gama (50→150 mm)**
Condensador primário	C_1	62,4 → 64,1 nF
Condensador secundário	C_2	153,6 → 170,4 nF
Eficiência total	η	98,71 → 96,03 %

Resultados de simulação: A Figura 5.12 apresenta a corrente no MOSFET do inversor para a topologia SP em função do *air-gap*, com as componentes de pico ($I_{Q_1,\mathrm{pk}}$) e eficaz ($I_{Q_1,\mathrm{rms}}$) sobrepostas aos limites do semicondutor escolhido.

Ambas as curvas crescem monotonicamente com o *air-gap*, refletindo o aumento da corrente que o inversor tem de injetar para manter a potência alvo à medida que o coeficiente de acoplamento se degrada. A corrente de pico passa de ~ 49 A a 50 mm para ~ 125 A a 150 mm, e a corrente eficaz acompanha proporcionalmente. Em toda a gama simulada, a corrente de pico mantém-se bem abaixo do limite impulsional (125 A vs. 418 A a 150 mm). A corrente eficaz, porém, atinge 100,7 A a 150 mm, valor que se encontra no limiar do limite contínuo de 101 A, exigindo atenção ao dimensionamento térmico nesse extremo da gama.

Esta é a diferença estrutural mais marcante face à topologia SS analisada na secção anterior: na SS, a corrente eficaz no MOSFET ultrapassava o limite do datasheet já a partir dos 70 mm, enquanto que a SP opera de forma segura em praticamente toda a gama analisada. Nesta configuração, a presença de C_2 em paralelo com L_2 e a carga altera a impedância refletida para o primário, reduzindo a corrente que o inversor tem de fornecer. O resultado é um alívio significativo do esforço elétrico no inversor, à custa de um agravamento da corrente em C_2.

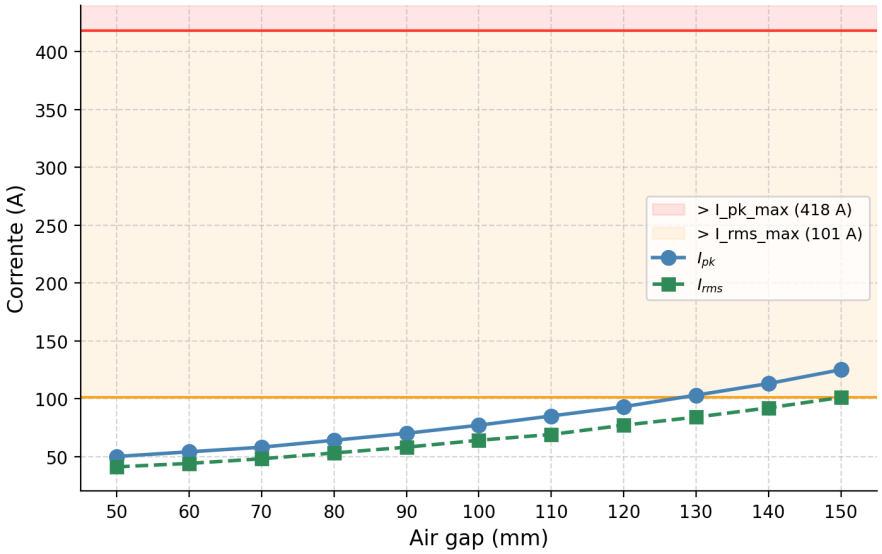


Figura 5.12: Corrente no MOSFET do inversor para a topologia SP em função do *air-gap*, comparados com os limites do semicondutor.

A contrapartida deste alívio do inversor manifesta-se no lado secundário, mais precisamente no condensador C_2, que se encontra num ramo paralelo. A Figura 5.13 mostra a corrente no C_2 ao longo dos *air-gaps* simulados e compara-a com a corrente no C_2 da topologia SS, em que o condensador se encontra em série com L_2.

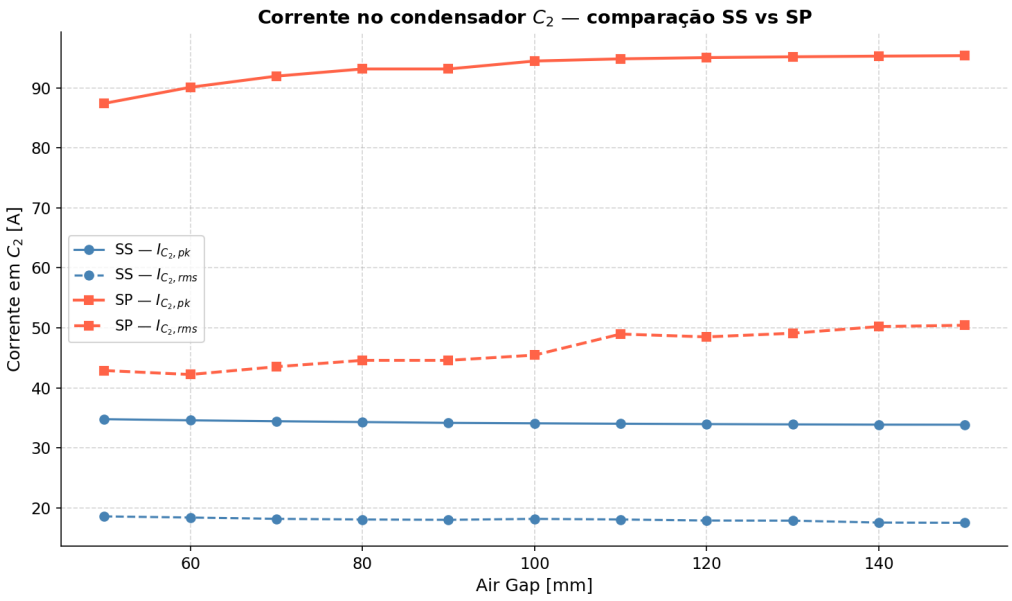


Figura 5.13: Comparação da corrente no condensador C_2 em função do *air-gap* entre as topologias SS (série) e SP (paralelo).

Na SS, C_2 vê apenas a corrente do laço secundário, que se mantém praticamente constante em $18\,\mathrm{A_{rms}}$ ($34\,\mathrm{A_{pk}}$) ao longo da gama. Esta invariância resulta da malha de controlo manter

$P_{out} = 11\,\text{kW}$: a corrente de saída fica fixa em $I_{bat} \approx 13{,}75\,\text{A}$, e a corrente fundamental no laço secundário não escala com k.

Na SP, o cenário é qualitativamente diferente. O condensador C_2 está em paralelo com a carga, e absorve toda a corrente reativa do ramo paralelo. Em consequência, $I_{C_2,\text{rms}}$ apresenta valores entre $\sim 43\,\text{A}$ a 50 mm e $\sim 50\,\text{A}$ a 150 mm, e $I_{C_2,\text{pk}}$ entre $\sim 87\,\text{A}$ e $\sim 95\,\text{A}$, aproximadamente 2.5 a 3 vezes superiores aos valores correspondentes da SS.

Esta redistribuição de corrente confirma o *trade-off* central da SP face à SS: o esforço elétrico não desaparece, é transferido do inversor para o condensador C_2.

Devido a este alívio das correntes nos MOSFETs, a SP apresenta uma eficiência superior à SS (98,71 % a 96,03 %), mantendo-se dentro do envelope térmico do dispositivo em toda a gama, embora com margem muito reduzida a 150 mm.

Síntese: A SP apresenta correntes no inversor substancialmente inferiores à SS, mantendo-se dentro do envelope térmico ao longo de quase toda a gama (50 mm–140 mm), com margem muito reduzida apenas a 150 mm.

5.4.2.3 Topologia Paralelo–Série (PS)

Na topologia PS, o condensador de compensação do primário, C_1, é colocado em paralelo com a bobina transmissora L_1, enquanto o condensador do secundário, C_2, é colocado em série com a bobina recetora L_2 [10], como ilustrado na Figura 5.14.

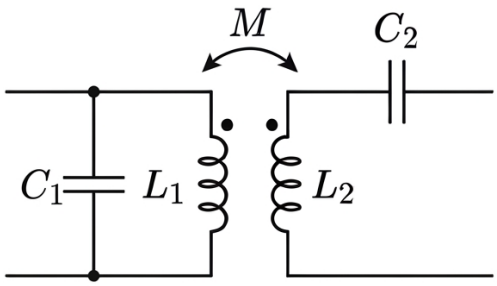


Figura 5.14: Esquemático da topologia Paralelo–Série (PS).

Esta configuração é, de certa forma, complementar à topologia SP: enquanto a SP mantém compensação série no primário e desloca o ramo paralelo para o secundário, a PS introduz o ramo paralelo no lado transmissor. Como consequência, a impedância vista pelo inversor e a corrente absorvida pelo primário passam a depender fortemente da forma como o ramo paralelo é excitado.

O condensador do secundário é dimensionado pela condição clássica de ressonância série:

$$C_2^{PS} = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}. \tag{5.13}$$

No primário, a presença do condensador em paralelo altera a condição de compensação. Considerando a influência da carga refletida através da indutância mútua [8], obtém-se:

$$C_1^{PS} = \frac{L_1}{\left(\frac{\omega_0^2 M^2}{R_L}\right)^2 + \omega_0^2 L_1^2}. \tag{5.14}$$

Resultados de simulação: A simulação da topologia PS ao longo da gama de *air-gap* (50 mm–150 mm) revela um comportamento típico das configurações com condensador em paralelo no primário (à semelhança do que se verá adiante na PP): o condensador C_1, em paralelo com L_1, absorve a quase totalidade da corrente fornecida pelo inversor, deixando a corrente de acoplamento em L_1 num valor residual. Sem acoplamento efectivo, não se estabelece corrente no secundário e a malha de controlo satura sem atingir qualquer nível de transferência de potência. Como se observa na Figura 5.15, a 50 mm a corrente de acoplamento em L_1 mantém-se residual (≈ 18 A de pico, ≈ 11 A RMS), muito abaixo do necessário para transferir a potência-alvo, enquanto a corrente no ramo do condensador C_1 é fortemente impulsiva (≈ 756 A de pico, mas apenas ≈ 53 A RMS), confirmando que praticamente toda a corrente do inversor circula no tanque L_1–C_1 e que a potência entregue ao secundário é praticamente nula.

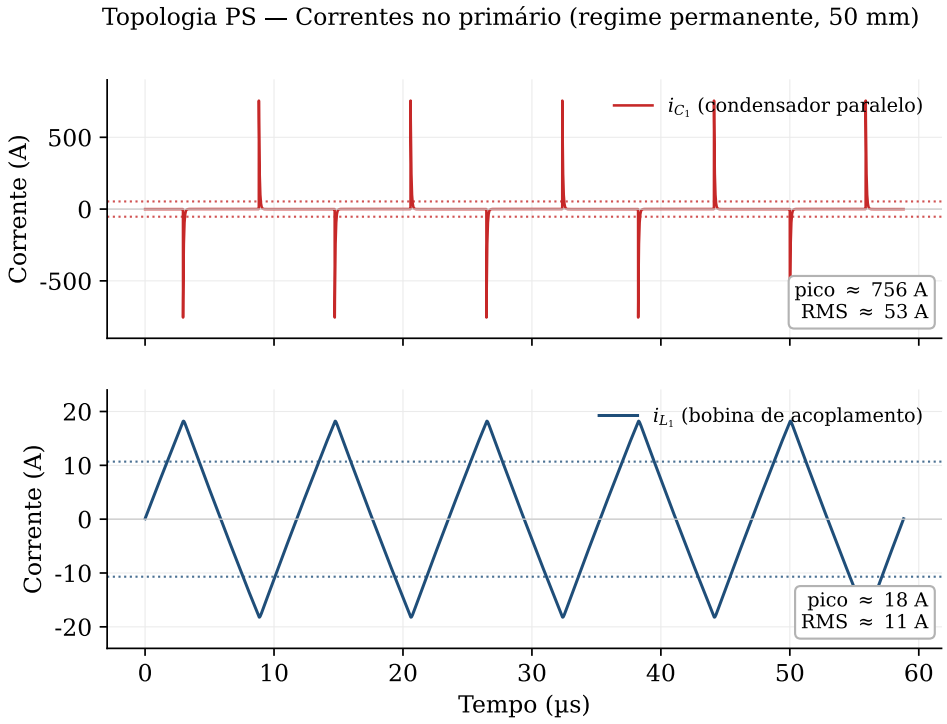


Figura 5.15: Correntes no primário da topologia PS em regime permanente (*air-gap* = 50 mm). As linhas tracejadas indicam os valores eficazes (RMS).

Síntese: A PS é a configuração complementar da SP, com C_1 em paralelo no primário e C_2 em série no secundário. O efeito do condensador paralelo no primário é análogo ao da PP: a corrente de circulação em C_1 domina a excitação do inversor, reduzindo a corrente de acoplamento em L_1 a valores residuais. Em simulação, a topologia não estabelece transferência de potência para a bateria e foi excluída da análise comparativa, à semelhança da PP.

5.4.2.4 Topologia Paralelo–Paralelo (PP)

Na topologia PP, ambos os condensadores estão em paralelo com as respetivas bobinas: C_1 em paralelo com L_1 no primário, e C_2 em paralelo com L_2 [10].

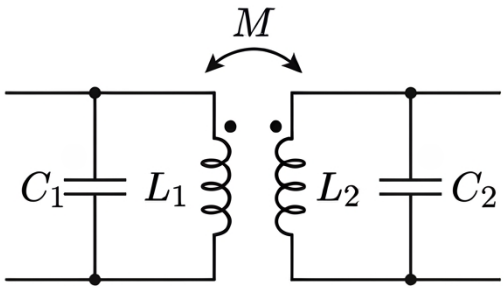


Figura 5.16: Esquemático da topologia Paralelo–Paralelo (PP).

Aplicando análise nodal ao circuito da Figura 5.16 e escrevendo a impedância de entrada vista pelo inversor, Z_{in}, obtém-se uma expressão cuja parte imaginária se anula em duas condições distintas [8]. A primeira, no secundário, fixa C_2 pela condição de ressonância do tanque L_2C_2:

$$C_2^{PP} = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}. \tag{5.15}$$

A segunda condição, no primário, deriva da anulação completa da parte imaginária de Z_{in} na frequência de operação e, na presença da impedância refletida do secundário paralelo, conduz a [8]:

$$C_1^{PP} = \frac{(L_1L_2 - M^2)L_2^2 C_2}{M^4 R_L^2 C_2^2 + (L_1L_2 - M^2)^2}. \tag{5.16}$$

Resultados de simulação: À semelhança das outras topologias, o dimensionamento ponto-a-ponto foi realizado para toda a gama 50 mm a 150 mm, recalculando C_1 e C_2 em cada ponto pelas equações. Os resultados PLECS evidenciam três limitações severas que inviabilizam a topologia para a aplicação alvo. Primeiro, a potência transferida não atinge o valor nominal pretendido em nenhum ponto da gama: P_{out} decresce de 2,76 kW a 50 mm para 1,48 kW a 150 mm, valores que correspondem a apenas 25% a 13% dos 11 kW alvo. Segundo, as correntes nos semicondutores excedem largamente o envelope do dispositivo, com $I_{Q_1,\text{pk}} \approx 740\,\text{A}$ e $I_{Q_1,\text{rms}} \approx 245\,\text{A}$. Terceiro, esta corrente é essencialmente reativa, à semelhança da topologia PS: quase a totalidade flui pelo ramo do C_1 ($I_{C_1,\text{pk}} \approx 760\,\text{A}$), apenas uma fração diminuta atravessando L_1 e contribuindo efetivamente para o acoplamento ($I_{L_1,\text{pk}} \approx 15\,\text{A}$), insuficiente para atingir a potência pretendida no secundário.

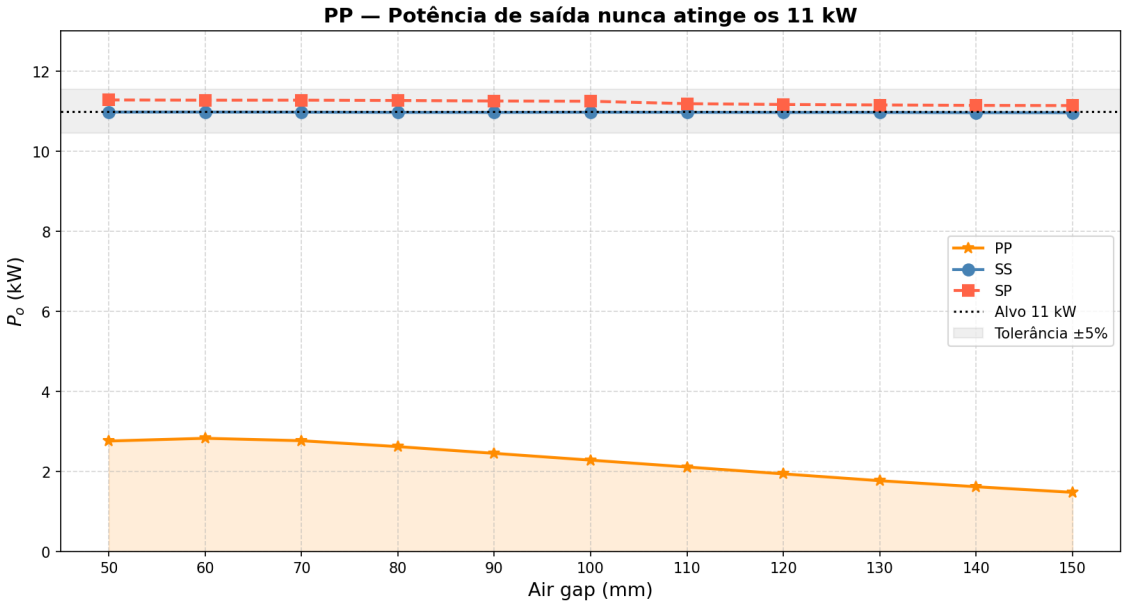


Figura 5.17: Potência de saída da topologia PP comparada com outras topologias básicas

Síntese: A topologia PP apresenta três limitações que, em conjunto, a tornam inadequada para a aplicação alvo: dependência simultânea de C_1 em k e R_L, exigindo reajuste contínuo dos elementos passivos; incapacidade estrutural de atingir os 11 kW alvo, com a potência transferida a cair monotonicamente do quarto do valor nominal a 50 mm para menos de um sétimo a 150 mm; e correntes nos semicondutores muito acima do envelope do MOSFET, dominadas por uma circulação reativa entre o inversor e o ramo do C_1.

5.4.3 Topologias híbridas LCC

Nas topologias de ordem superior descritas a seguir, a análise recorre a impedâncias definidas em diferentes *portos* do circuito, assinalados nos respetivos esquemáticos. [47] Para uniformizar a notação:

- $Z_{11'}$ - **impedância de entrada** nos terminais do inversor (porto 1–1′); é a impedância efetivamente vista pelo inversor e que fixa a corrente que este injeta. Corresponde ao Z_{in} usado nas topologias básicas;
- $Z_{aa'}$ - impedância no porto interno a–a', entre a rede de compensação primária e a bobina transmissora, isto é, olhando da rede para L_1 já com o secundário refletido;
- $Z_{bb'}$ - impedância no porto interno b–b' do secundário, olhando da bobina recetora L_2 para a rede de compensação secundária e a carga;
- R'_L - **carga equivalente**: a resistência de carga R_L transformada pela rede de compensação secundária, tal como vista pela bobina recetora.

5.4.3.1 Topologia LCC–S

A topologia LCC–S substitui a compensação série pura do primário por uma rede de ordem superior, mantendo compensação série no secundário [47, 50]. A rede LCC do primário compreende uma bobina adicional L_f em série com a saída do inversor, um condensador C_f em série com L_f (formando um ramo série ressonante) e um condensador C_1 em paralelo com L_1.

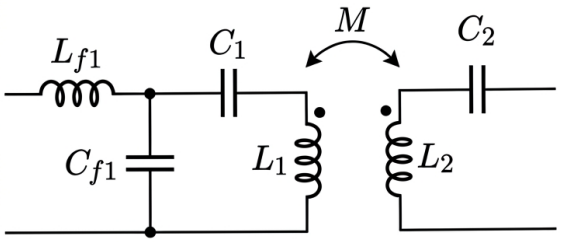


Figura 5.18: Esquemático da topologia LCC–Série.

O condensador do secundário é dimensionado da mesma forma que na topologia SS, isto é,

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}. \tag{5.17}$$

Como o secundário usa compensação série, a impedância refletida no primário é resistiva em ressonância, $Z_r(\omega_0) = \omega_0^2 M^2/(R_2 + R_L)$, resultando no porto a–a' a impedância $Z_{aa'}(\omega_0) = R_1 + j\omega_0 L_1 + Z_r(\omega_0)$.

O dimensionamento da rede LCC consiste em escolher L_f, C_f e C_1 de modo a impor condição de ângulo de fase nulo, tanto em $Z_{aa'}$ como na impedância de entrada $Z_{11'}$ vista pelo inversor. As capacidades da rede LCC são dadas por:

$$C_f = \frac{1}{\omega_0^2 L_f}, \tag{5.18}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 (L_1 - L_f)}. \tag{5.19}$$

A condição anterior mostra que o valor de L_f deve ser inferior a L_1, para que o condensador C_1 apresente um valor físico positivo. Esta restrição é importante na implementação prática da topologia, uma vez que limita a gama de impedâncias de entrada que podem ser obtidas apenas através do ajuste de L_f.

Em plena ressonância, a impedância de entrada da topologia LCC–S é puramente real e pode ser expressa por:

$$Z_{11'}(\omega_0) = \frac{\omega_0^2 L_f^2}{R_1 + \omega_0^2 M^2 R_2 + R_L}. \tag{5.20}$$

Esta expressão evidencia a principal vantagem da topologia LCC–S: a impedância vista pelo inversor pode ser ajustada através da escolha de L_f. Assim, definido um valor alvo de impedância

de entrada $Z_{11',opt}$, adequado ao nível de tensão e corrente admissível no inversor, a bobina L_f pode ser calculado por

$$L_f = \frac{1}{\omega_0}\sqrt{Z_{11',opt}\left(R_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_2 + R_L}\right)}. \tag{5.21}$$

Resultados de simulação: A LCC–S demonstrou capacidade de manter a potência de saída praticamente constante em toda a gama de operação. A potência entregue à carga permaneceu sempre próxima de 11 kW, evidenciando uma boa capacidade de regulação da transferência de potência perante a diminuição do coeficiente de acoplamento.

Este comportamento resulta da ação da rede LCC no primário, que permite moldar a impedância vista pelo inversor e controlar a corrente injetada no acoplador magnético através da bobina auxiliar L_f. À medida que o air-gap aumenta, a indutância mútua M diminui e, consequentemente, o valor de L_f calculado para manter a condição de operação reduz-se. Nos resultados obtidos, L_f decresce de cerca de 6,57 μH, para 50 mm, para aproximadamente 2,25 μH, para 150 mm. Em sentido inverso, o condensador C_f aumenta de cerca de 534 nF para 1556 nF, refletindo a necessidade de reajustar a rede de compensação para preservar a operação ressonante.

Tabela 5.7: Resultados PLECS — topologia LCC–S (50–150 mm).

Parâmetro	**Símbolo**	**Gama (50→150 mm)**
Bobina auxiliar primária	L_f	6,57 → 2,25 μH
Condensador série primário	C_f	534 → 1556 nF
Condensador paralelo primário	C_1	61 → 67 nF
Eficiência total	η	92,6 → 49,1 %

A Figura 5.19 apresenta a evolução da corrente de pico e da corrente eficaz no MOSFET do inversor para a topologia LCC–S, ao longo da gama de *air-gaps* analisada. Observa-se que ambas as componentes de corrente aumentam de forma praticamente monótona com o aumento da distância entre as bobinas. Este comportamento está diretamente associado à redução do coeficiente de acoplamento magnético: à medida que o *air-gap* aumenta, a indutância mútua diminui e torna-se necessário circular mais corrente no lado primário para manter a potência transferida para o secundário.

Para o menor *air-gap* considerado, de 50 mm, a corrente de pico no MOSFET situa-se em 173 A, bem abaixo do limite impulsional de 418 A, mas a corrente eficaz de 117 A já excede o limite contínuo de 101 A, mesmo no ponto de operação mais favorável. Este aspeto é particularmente relevante, uma vez que a corrente RMS está diretamente relacionada com as perdas por condução nos MOSFETs e, consequentemente, com o esforço térmico imposto ao inversor.

Com o aumento do *air-gap*, este esforço torna-se progressivamente mais severo. A corrente de pico cresce até aproximadamente 431 A no ponto de 150 mm, ultrapassando ligeiramente o limite impulsional do semicondutor. Em paralelo, a corrente eficaz aumenta até cerca de 286 A, ficando

bastante acima do limite contínuo admissível. Assim, apesar de a topologia LCC–S conseguir manter a transferência de potência, esta operação é obtida à custa de um aumento significativo da corrente processada pelo inversor.

Este resultado evidencia uma limitação importante da topologia LCC–S no sistema em estudo. A rede de compensação permite controlar a transferência de potência e adaptar a impedância vista pelo inversor, mas não impede que a degradação do acoplamento magnético se traduza num aumento acentuado da corrente no lado primário. Consequentemente, a viabilidade prática desta topologia fica condicionada pelo dimensionamento térmico e elétrico dos semicondutores. Para a gama completa de *air-gaps*, seria necessário recorrer a dispositivos com maior capacidade de corrente ou a uma revisão do dimensionamento da rede LCC de forma a reduzir o esforço imposto ao inversor.

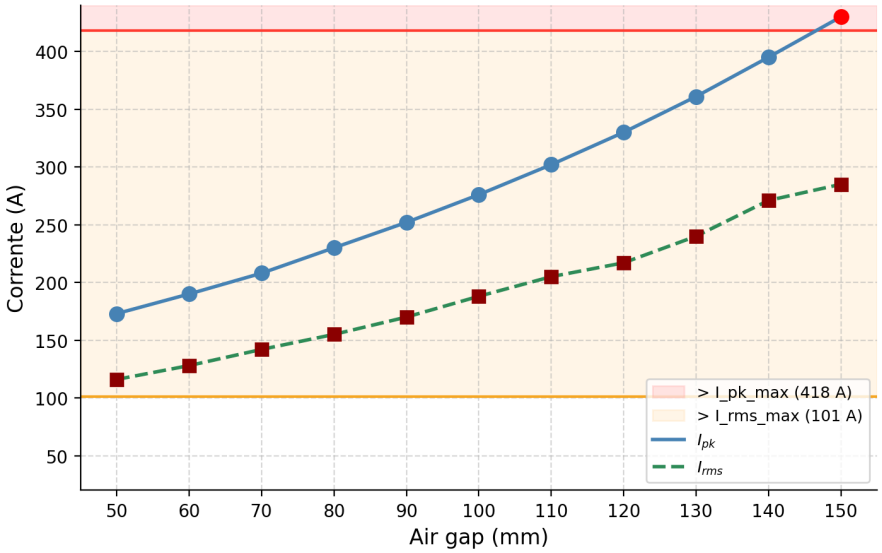


Figura 5.19: Corrente de pico e corrente eficaz no MOSFET do inversor para a topologia LCC–S em função do *air-gap*, comparadas com os limites do semicondutor.

Em termos de eficiência, verifica-se uma degradação significativa com o aumento do air-gap. A eficiência simulada diminui de cerca de 92,6% a 50 mm para aproximadamente 49,1% a 150 mm. Esta redução não está associada à perda de potência transferida, uma vez que a saída se mantém próxima dos 11 kW, mas sim ao aumento acentuado das correntes internas e das perdas por condução no inversor. À medida que o acoplamento magnético se degrada, torna-se necessário circular mais corrente no primário para manter a mesma potência transferida, o que penaliza fortemente as perdas nos semicondutores e nos elementos passivos.

Síntese: A LCC–S mantém a transferência de potência em toda a gama, mas à custa de um esforço elétrico crescente: a corrente eficaz nos MOSFETs excede o limite contínuo já a 50 mm e a corrente de pico ultrapassa o limite impulsional a 150 mm. A topologia é inviável para a gama completa com os semicondutores considerados.

5.4.3.2 Topologia LCC–LCC

A LCC–LCC generaliza a LCC–S replicando a rede LCC também no secundário, com elementos L_{f2}, C_{f2} e C_2. As condições de ressonância das duas redes conduzem a quatro equações, análogas às da LCC–S, agora com índices 1 e 2 para primário e secundário respetivamente.

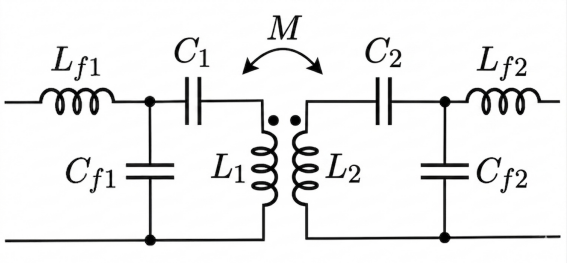


Figura 5.20: Esquemático da topologia LCC–LCC.

As condições de ressonância das duas redes LCC conduzem às seguintes expressões:

$$C_{f1} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{f1}}, \tag{5.22}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 (L_1 - L_{f1})}, \tag{5.23}$$

$$C_{f2} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{f2}}, \tag{5.24}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 (L_2 - L_{f2})}. \tag{5.25}$$

Tal como na topologia LCC–S, as expressões anteriores impõem que:

$$L_{f1} < L_1 \qquad \text{e} \qquad L_{f2} < L_2, \tag{5.26}$$

garantindo valores físicos positivos para os condensadores série. A rede LCC do secundário transforma a carga R_L numa carga equivalente $R'_L = (\omega_0 L_{f2})^2 / R_L$ vista no porto b–b'. Ao contrário da LCC–S, a impedância refletida para o primário passa a depender de R'_L (e não diretamente de R_L), $Z_r(\omega_0) = \omega_0^2 M^2 / (R_2 + R'_L)$. Consequentemente, a impedância no porto a–a' é:

$$Z_{aa'}(\omega_0) = R_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_2 + \omega_0^2 L_{f2}^2 R_L}. \tag{5.27}$$

Esta impedância é puramente real em ressonância. A rede LCC do primário transforma então esta impedância na impedância de entrada vista pelo inversor:

$$Z_{11'}(\omega_0) = \frac{\omega_0^2 L_{f1}^2}{Z_{aa'}(\omega_0)}. \tag{5.28}$$

Substituindo obtém-se:

$$Z_{11'}(\omega_0) = \frac{\omega_0^2 L_{f1}^2}{R_1 + \omega_0^2 M^2 R_2 + \omega_0^2 L_{f2}^2 R_L}. \tag{5.29}$$

No dimensionamento da rede LCC–LCC, as bobinas auxiliares L_{f1} e L_{f2} constituem os dois graus de liberdade independentes do projeto; fixados estes, os condensadores resultam diretamente das condições de ressonância (Eqs. 5.22–5.25). A escolha de L_{f1} e L_{f2} pode seguir diferentes critérios.

Uma primeira abordagem, orientada para a máxima eficiência, dimensiona L_{f2} de modo a apresentar às bobinas a resistência de carga ótima [47]. Contudo, para a geometria de bobinas adotada (secundário reduzido, $L_2 \approx 20\,\mu\text{H}$ a $23\,\mu\text{H}$), este critério conduz a $L_{f2} > L_2$, tornando $C_2 = 1/(\omega_0^2(L_2 - L_{f2}))$ não realizável — a mesma limitação que inviabiliza a topologia S–LCC.

Adota-se, por isso, o método de sintonização do *double-sided* LCC de Li et al. [8, 51], baseado em dois critérios sucessivos. Primeiro, a bobina série do primário L_{f1} é determinada pelo critério de potência nominal, impondo a transferência da potência-alvo P_{nom} no ponto considerado:

$$L_{f1} = \frac{M V_{AB} \sqrt{R_L}}{\sqrt{P_{nom}}\,(R_2 + R_L)}. \tag{5.30}$$

Em seguida, a bobina série do secundário L_{f2} é definida a partir de L_{f1} pelo ganho de tensão pretendido entre o lado CA do inversor e o lado CA do retificador:

$$L_{f2} = L_{f1}\,\frac{V_{out,AC}}{V_{AB}}\,\frac{L_2}{M}, \tag{5.31}$$

onde V_{AB} é a fundamental da tensão do inversor e $V_{out,AC}$ a tensão fundamental no lado CA do retificador correspondente à tensão de bateria alvo. Com este dimensionamento, a corrente entregue ao secundário resulta $I_{out} = M V_{AB} \omega_0 L_{f1} L_{f2}$, praticamente independente da carga, o que confere à LCC–LCC o comportamento de fonte de corrente no secundário, robusto a variações de carga, que motiva a sua adoção.

Esta topologia corresponde à solução de maior ordem analisada, uma vez que utiliza uma rede LCC tanto no lado primário como no lado secundário. Assim, existem mais graus de liberdade no dimensionamento, permitindo controlar de forma mais independente a impedância vista pelo inversor e a forma como a carga é refletida para o primário.

Resultados de simulação: Do ponto de vista dos elementos de compensação, verifica-se que o aumento do *air-gap* provoca uma redução progressiva da indutância auxiliar do primário L_{f1}, que passa de aproximadamente 6,57 μH, para 50 mm, para cerca de 2,25 μH, para 150 mm. Consequentemente, o condensador associado C_{f1} aumenta de cerca de 534 nF para aproximadamente 1556 nF. No lado secundário, a variação é menos acentuada: L_{f2} mantém-se numa gama relativamente estreita, diminuindo de aproximadamente 14,06 μH para 12,66 μH, enquanto C_{f2} aumenta de cerca de 249 nF para 277 nF. Esta evolução mostra que a rede primária é a que mais se ajusta à degradação do acoplamento magnético, enquanto o lado secundário mantém um comportamento mais estável.

A potência de saída obtida em simulação mantém-se próxima do valor nominal ao longo de toda a gama de *air-gaps*. Ao contrário de topologias como a PP, a LCL–S ou a CLC–S, a LCC–LCC consegue preservar a transferência de potência mesmo quando o coeficiente de acoplamento diminui significativamente. Esta característica confirma a elevada robustez da topologia face à variação do *air-gap*.

Tabela 5.8: Resultados PLECS — topologia LCC–LCC (50–150 mm).

Parâmetro	**Símbolo**	**Gama (50→150 mm)**
Bobina auxiliar primária	L_{f1}	6,57 → 2,25 μH
Bobina auxiliar secundária	L_{f2}	14,06 → 12,66 μH
Potência de saída	P_{out}	10,69 → 10,97 kW
Eficiência total	η	97,0 → 91,0 % (máx. 99,1)

Em termos de eficiência, a topologia apresenta também um comportamento bastante favorável. A eficiência simulada varia entre aproximadamente 97,0% a 50 mm e um valor máximo próximo de 99,1% entre 90 mm e 100 mm. Para *air-gaps* superiores, a eficiência começa a diminuir de forma mais evidente, atingindo cerca de 91,0% a 150 mm.

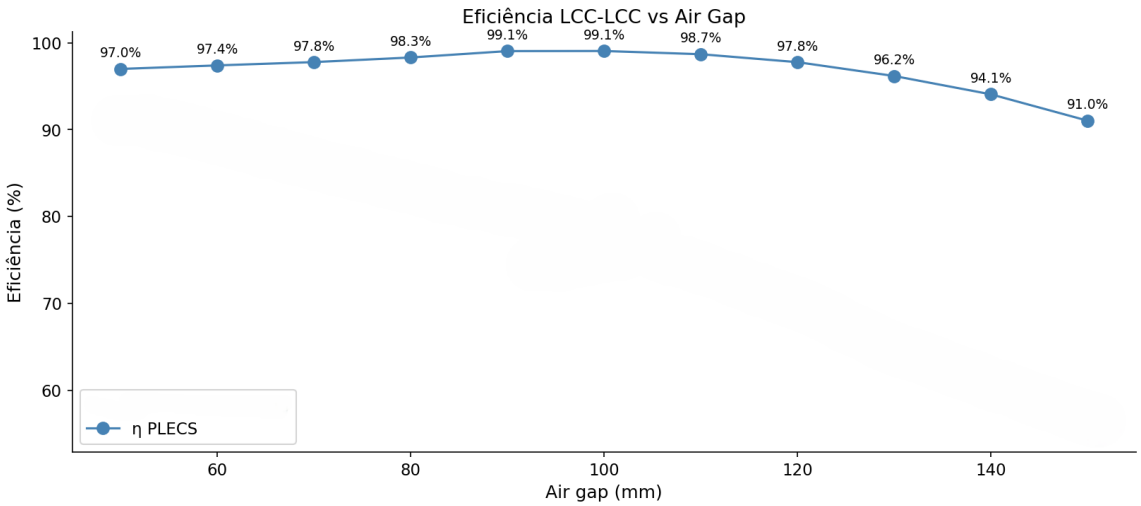


Figura 5.21: Eficiência da topologia LCC–LCC em função do *air-gap*.

Embora fosse expectável uma redução contínua da eficiência com o aumento do *air-gap*, os resultados obtidos para a topologia LCC–LCC evidenciam um ligeiro aumento da eficiência entre os 50 mm e a região intermédia da gama de *air-gaps* analisada. Este comportamento deve-se ao facto de a eficiência global não depender apenas do valor do coeficiente de acoplamento magnético, mas também da adaptação de impedâncias proporcionada pela rede de compensação e das correntes internas que circulam no sistema.

Para *air-gaps* reduzidos, o acoplamento magnético é mais elevado, mas a impedância refletida do secundário para o primário pode afastar-se do ponto ótimo de operação do inversor. Nesta

condição, podem existir correntes reativas ou correntes internas mais elevadas na rede de compensação, aumentando as perdas por condução nos semicondutores e nos elementos passivos. Assim, apesar de o acoplamento ser mais forte, a eficiência não é necessariamente máxima.

À medida que o *air-gap* aumenta até valores intermédios, a rede LCC–LCC passa a apresentar uma adaptação de impedância mais favorável. Nesta zona, a corrente eficaz no inversor e em alguns elementos da rede de compensação diminui, reduzindo as perdas por condução. Por esse motivo, a eficiência sobe de cerca de 97,0% para valores próximos de 99,1% entre 90 mm e os 100 mm.

Para *air-gaps* superiores, a redução do coeficiente de acoplamento torna-se dominante. A indutância mútua diminui de forma significativa e o sistema passa a necessitar de correntes internas mais elevadas para manter a potência transferida. Consequentemente, as perdas por condução aumentam e a eficiência começa a decrescer. Assim, o máximo de eficiência observado na zona intermédia resulta de um compromisso ótimo entre acoplamento magnético, adaptação de impedância e perdas internas da rede de compensação.

Esta redução nos maiores entreferros está associada ao aumento das correntes internas na rede de compensação e nas bobinas, necessário para compensar a degradação do acoplamento magnético. Ainda assim, mesmo no ponto mais desfavorável, a eficiência mantém-se substancialmente superior à obtida em topologias que apresentam correntes excessivas no inversor ou incapacidade de manter a potência nominal.

A análise do esforço nos semicondutores mostra uma das principais vantagens da LCC–LCC. A corrente de pico no MOSFET do inversor, correspondente à corrente em L_{f1}, mantém-se sempre abaixo do limite impulsional considerado de 418 A. Esta corrente apresenta inclusive um comportamento não monotónico: diminui desde aproximadamente 115 A de pico a 50 mm até cerca de 67 A a 100 mm, aumentando depois para aproximadamente 217 A no maior *air-gap*. A corrente eficaz segue uma tendência semelhante, reduzindo-se até cerca de 38 A na zona intermédia e aumentando para aproximadamente 120 A a 150 mm. Assim, a corrente RMS apenas excede ligeiramente o limite contínuo de 101 A no ponto mais extremo da gama, ao contrário da topologia LCC–S, onde este limite é ultrapassado de forma muito mais severa.

Este resultado evidencia que a introdução da rede LCC no secundário permite aliviar significativamente o inversor. A carga é refletida para o primário de forma mais controlada e a corrente fornecida pelo inversor deixa de crescer diretamente com a degradação do acoplamento. Consequentemente, a topologia LCC–LCC apresenta um esforço muito inferior nos semicondutores quando comparada com a LCC–S, mantendo simultaneamente a capacidade de transferir praticamente a potência nominal.

No entanto, esta melhoria no esforço dos semicondutores não significa que todas as correntes internas sejam reduzidas. A corrente na bobina primária L_1, que coincide com a corrente no condensador série C_1, aumenta significativamente com o *air-gap*, passando de cerca de 145 A de pico a 50 mm para aproximadamente 418 A de pico a 150 mm. Em valor eficaz, esta corrente aumenta de cerca de 106 A para 294 A. Este comportamento mostra que, embora o inversor esteja protegido pela ação da rede LCC, existe uma circulação de corrente elevada no tanque ressonante

primário, impondo requisitos importantes ao dimensionamento da bobina, do condensador C_1 e das respetivas perdas por condução.

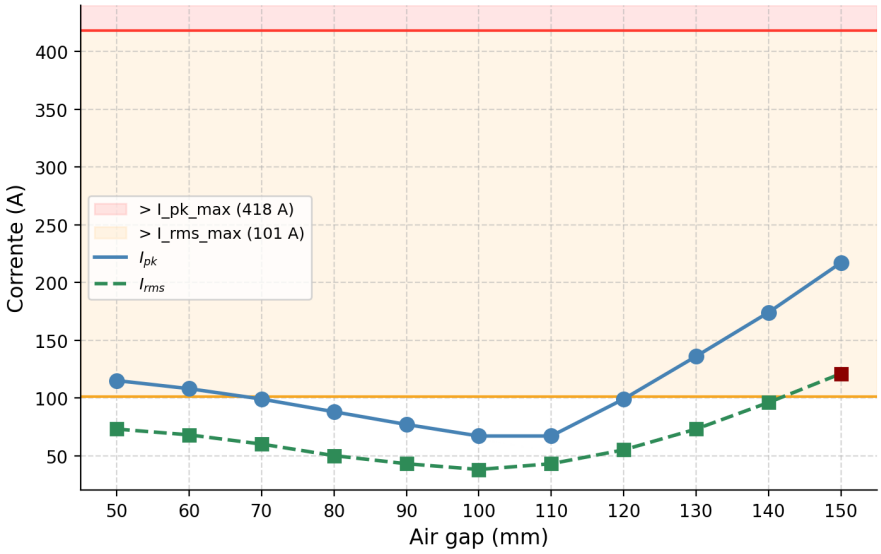


Figura 5.22: Corrente de pico e corrente eficaz no MOSFET do inversor para a topologia LCC–LCC em função do *air-gap*, comparadas com os limites do semicondutor.

No lado secundário, a corrente em L_2 e C_2 mantém-se mais estável, variando aproximadamente entre 122 A e 135 A de pico ao longo da gama analisada. A corrente eficaz situa-se, em geral, entre 88 A e 99 A. Esta estabilidade é coerente com o comportamento pretendido da topologia LCC–LCC, que procura regular a transferência de energia e manter uma condição de funcionamento mais previsível no lado do veículo. As correntes nos condensadores C_{f1} e C_{f2} também são relevantes: C_{f1} conduz correntes de pico na ordem dos 240 A a 271 A, enquanto C_{f2} apresenta correntes de pico próximas de 129 A a 140 A. Assim, a seleção dos componentes passivos deve considerar não apenas a tensão nominal, mas também a corrente RMS admissível e as perdas dielétricas.

Síntese: Deste modo, a topologia LCC–LCC apresenta um compromisso global favorável entre robustez de potência, eficiência e esforço nos semicondutores. A sua principal vantagem relativamente à LCC–S é a redução significativa da corrente diretamente comutada pelo inversor. A principal desvantagem é o aumento da complexidade e a existência de correntes internas elevadas nos elementos ressonantes, especialmente no ramo L_1–C_1. Ainda assim, para o sistema em estudo, a LCC–LCC revela-se uma das topologias mais promissoras, uma vez que mantém praticamente os 11 kW em toda a gama de *air-gaps*, apresenta elevada eficiência e mantém o esforço nos MOSFETs dentro de limites muito mais aceitáveis do que a LCC–S.

5.4.3.3 Topologia S–LCC

A topologia S–LCC inverte a estrutura da LCC–S, colocando a compensação série no primário e a rede LCC no secundário [47]. As condições de ressonância exigem que $L_{f2} < L_2$ para que C_2

resulte realizável fisicamente.

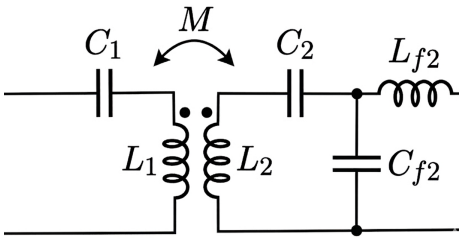


Figura 5.23: Esquemático da topologia S-LCC.

O condensador do primário é dimensionado da mesma forma que na topologia SS, isto é,

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}. \tag{5.32}$$

No secundário, a rede LCC compreende uma bobina adicional L_{f2} em série com a saída do retificador, um condensador C_{f2} em paralelo com a carga e um condensador C_2 em série com L_2. As condições de ressonância destes elementos impõem

$$C_{f2} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{f2}}, \tag{5.33}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \left(L_2 - L_{f2}\right)}. \tag{5.34}$$

A expressão anterior mostra que o valor de L_{f2} deve ser inferior a L_2, para que C_2 apresente um valor físico positivo.

A rede LCC do secundário transforma a carga R_L numa carga equivalente $R'_L = (\omega_0 L_{f2})^2 / R_L$ vista no porto b–b'. A impedância refletida para o primário passa assim a depender de R'_L: $Z_r(\omega_0) = \omega_0^2 M^2 / (R_2 + R'_L) = \omega_0^2 M^2 / \left(R_2 + \omega_0^2 L_{f2}^2 / R_L\right)$.

Como o primário utiliza apenas compensação série, a impedância de entrada vista pelo inversor é puramente real e dada por

$$Z_{11'}(\omega_0) = R_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_2 + \omega_0^2 L_{f2}^2 R_L}. \tag{5.35}$$

O valor de L_{f2} que maximiza a eficiência da topologia S–LCC é, pelo critério de carga ótima [47], dado por

$$L_{f2} = \sqrt{\frac{M R_L}{\omega_0}} \sqrt[4]{\frac{R_2}{R_1} + \left(\frac{R_2}{\omega_0 M}\right)^2}. \tag{5.36}$$

Combinando esta expressão com a condição $L_{f2} < L_2$, obtém-se uma cota superior para a carga R_L para que a topologia seja estruturalmente realizável:

$$R_L < \frac{\omega_0 L_2^2}{M\sqrt{R_2 R_1 + (R_2 \omega_0 M)^2}}. \tag{5.37}$$

Resultados de simulação: O dimensionamento ponto-a-ponto revela que, para a geometria de bobinas adotada, a condição $L_{f2} < L_2$ é violada em quase toda a gama de *air-gaps*: para L_2 entre 20,57 µH e 22,84 µH, os valores de L_{f2} requeridos pela função de transferência objetivo conduzem a $L_{f2} > L_2$, o que torna C_2 não realizável. Apenas para *air-gap* = 150 mm a topologia se torna estruturalmente realizável, mas nesse ponto o coeficiente de acoplamento já é o mais baixo da gama e o desempenho fica fortemente penalizado.

Síntese: A S–LCC é considerada **inviável** para a aplicação alvo, dada a geometria das bobinas e, por isso, é descartada para o protótipo, mantendo-se na análise apenas para registo e completude.

5.4.4 Topologias com filtros adicionais

5.4.4.1 Topologia LCL–S

A topologia LCL–S introduz no primário um filtro LCL (duas bobinas e um condensador) [47] que pretende fixar a corrente do primário e suavizar a tensão de excitação da bobina transmissora. A análise da impedância vista pelo inversor mostra que, para os parâmetros do sistema em estudo, a impedância equivalente $Z_{11'}$ é demasiado elevada, limitando a corrente útil no primário e, por conseguinte, a potência transferida.

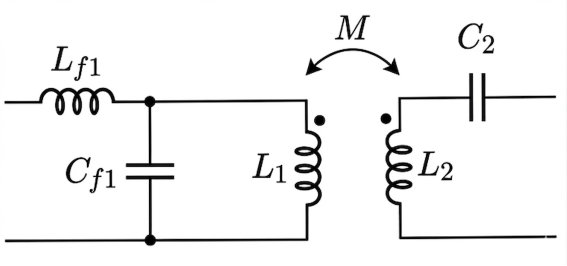


Figura 5.24: Esquemático da topologia LCL-S.

O condensador do secundário é dimensionado da mesma forma que na topologia SS, isto é,

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}. \tag{5.38}$$

No primário, a rede LCL é composta por uma bobina adicional L_f em série com a saída do inversor, um condensador C_f em paralelo com L_1 e a própria bobina transmissora L_1. A condição de ressonância da rede LCL impõe a igualdade obrigatória:

$$L_f = L_1, \tag{5.39}$$

a partir da qual o condensador shunt é determinado por:

$$C_f = \frac{1}{\omega_0^2 L_f} = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}. \tag{5.40}$$

Ao contrário da LCC–S, em que L_f é um parâmetro livre que permite escalar a impedância de entrada, na LCL–S a restrição $L_f = L_1$ elimina esse grau de liberdade fixando $Z_{11'}$ inteiramente pelos parâmetros do acoplador magnético e da carga.

Em ressonância, a impedância refletida é resistiva e idêntica à da SS, $Z_r(\omega_0) = \omega_0^2 M^2/(R_2 + R_L)$.

A impedância de entrada vista pelo inversor à frequência de ressonância é então:

$$Z_{11'}(\omega_0) = \frac{\omega_0^2 L_1^2}{R_1 + \omega_0^2 M^2 R_2 + R_L}. \tag{5.41}$$

Resultados de simulação: Os varrimentos efetuados confirmam a limitação analítica: a potência máxima transferida varia entre ≈35 W e ≈128 W ao longo da gama, valores duas a três ordens de grandeza inferiores ao alvo de 11 kW. A topologia não consegue, portanto, satisfazer o requisito de potência sem alterações estruturais profundas (por exemplo, aumentar a tensão do barramento CC para valores incompatíveis com a aplicação).

Síntese: A LCL–S é descartada para o objetivo de 11 kW: a restrição $L_f = L_1$ elimina o grau de liberdade que na LCC–S permite escalar $Z_{11'}$, resultando numa impedância de entrada excessivamente elevada, corrente primária residual e potência transferida entre 35 W e 128 W.

5.4.4.2 Topologia CLC–S

A topologia CLC–S introduz no primário um filtro CLC (dois condensadores e uma bobina) [47] com o objetivo de obter características de fonte de corrente independentes de k. As condições de ressonância exigem o casamento de impedâncias L_f, C_f, C_1 com a impedância vista do lado das bobinas, pelo que estes elementos têm de ser dimensionados para um *air-gap* alvo.

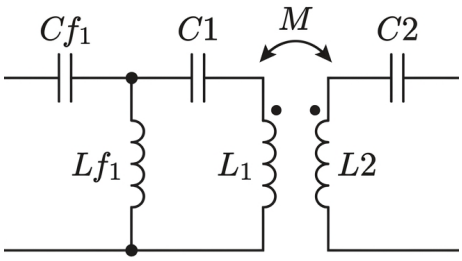


Figura 5.25: Esquemático da topologia CLC-S.

O condensador do secundário é dimensionado da mesma forma que na topologia SS:

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}. \tag{5.42}$$

Tal como na LCC–S, a impedância refletida é resistiva em ressonância, $Z_r(\omega_0) = \omega_0^2 M^2/(R_2 + R_L)$, e no porto a–a' tem-se $Z_{aa'}(\omega_0) = R_1 + Z_r(\omega_0)$.

No primário, a rede CLC é constituída por um condensador C_1 em série com L_1, uma bobina L_f em paralelo e um condensador C_f em série com L_f. As condições de ressonância da rede CLC conduzem às seguintes expressões para os elementos do filtro:

$$C_f = \frac{1}{\omega_0^2 L_f}, \tag{5.43}$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 (L_1 + L_f)}. \tag{5.44}$$

Ao contrário da LCC–S, em que o ramo série requer $L_f < L_1$ para garantir $C_1 > 0$, na CLC–S o denominador $L_1 + L_f$ é sempre positivo. Por conseguinte, L_f pode assumir qualquer valor positivo sem restrição estrutural, alargando a gama de impedâncias de entrada atingíveis.

Em plena ressonância, a impedância de entrada da topologia CLC–S é puramente real e pode ser expressa por:

$$Z_{11'}(\omega_0) = \frac{\omega_0^2 L_f^2}{R_1 + \omega_0^2 M^2 R_2 + R_L}. \tag{5.45}$$

Esta expressão evidencia que, tal como na LCC–S, a impedância vista pelo inversor pode ser ajustada através da escolha de L_f. Definido um valor alvo $Z_{11',opt}$, adequado ao nível de tensão e corrente admissível no inversor, a bobina é dimensionada por:

$$L_f = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{Z_{11',opt} \left(R_1 + \frac{\omega_0^2 M^2}{R_2 + R_L} \right)}. \tag{5.46}$$

Resultados de simulação: Com um dimensionamento fixo de L_f, C_f, C_1 e C_2 otimizado para o ponto central da gama, a CLC–S mantém os 11 kW apenas até ≈80 mm. A partir desse ponto, o casamento de impedâncias deixa de se verificar e a potência transferida cai abruptamente, atingindo praticamente zero a 150 mm (Figura 5.26).

A análise das correntes na rede de compensação permite compreender este comportamento. Como se observa na Figura 5.27, a corrente associada a C_1 aumenta de forma praticamente contínua com o air gap, passando de cerca de 130 A para valores superiores a 320 A. Em sentido oposto, a corrente no ramo associado a C_2, diretamente relacionada com a corrente útil no secundário, diminui significativamente, passando de aproximadamente 35 A para valores residuais nos maiores entreferros.

Este comportamento indica que, com o aumento do air gap, a redução do coeficiente de acoplamento provoca uma diminuição da energia efetivamente transferida para o secundário. Assim, embora a rede CLC continue a estabelecer uma condição ressonante no primário, uma parcela crescente da corrente passa a assumir um carácter essencialmente reativo e circulante na rede de compensação, em particular através de C_1, sem contribuir diretamente para a potência entregue ao

retificador. Consequentemente, a corrente que chega ao secundário diminui e a potência de saída deixa de conseguir acompanhar o valor nominal de 11 kW.

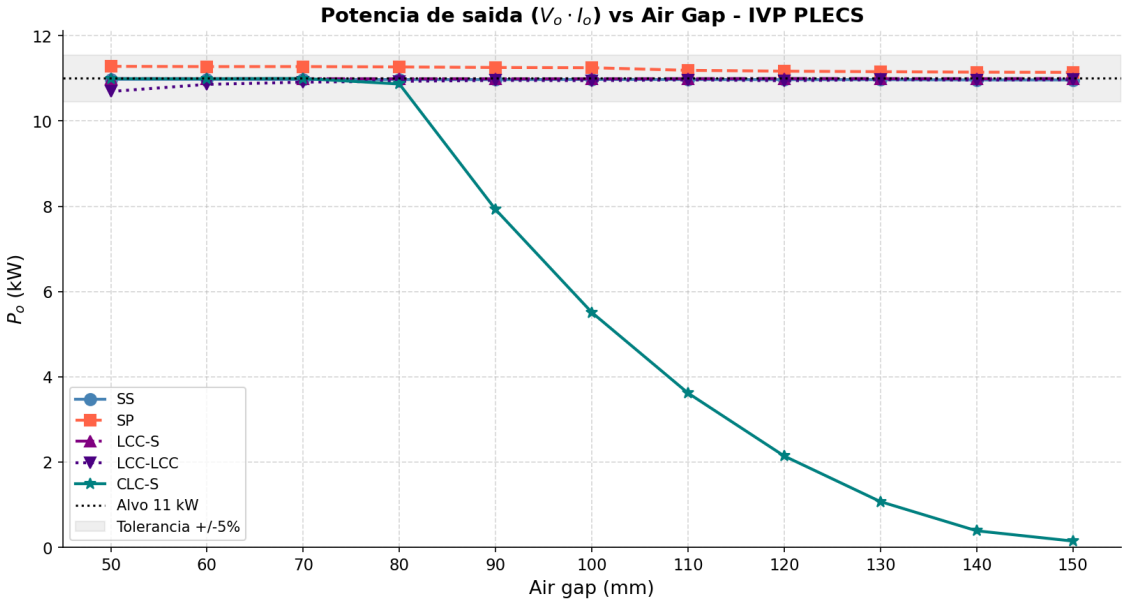


Figura 5.26: Potência de saída da topologia CLC-S comparada com outras topologias em estudo

Importa ainda salientar que esta limitação não está associada ao esforço nos semicondutores. Pelo contrário, como verificado anteriormente, as correntes de pico e eficaz nos dispositivos semicondutores permanecem abaixo dos limites considerados, o que demonstra que o inversor não é o elemento limitante nesta topologia. A limitação principal encontra-se antes na própria capacidade da rede CLC-S em transferir potência útil para o secundário quando o acoplamento magnético se degrada. Assim, a CLC-S apresenta um comportamento favorável do ponto de vista do esforço nos semicondutores, mas revela uma baixa robustez face ao aumento do air gap, uma vez que a corrente tende a concentrar-se na rede de compensação primária em vez de ser convertida em corrente útil no lado secundário.

Síntese: A CLC–S mantém os 11 kW apenas até ≈80 mm; para *air-gaps* superiores, o casamento de impedâncias deteriora-se e a potência cai abruptamente para valores residuais a 150 mm. O esforço nos semicondutores mantém-se dentro do envelope admissível em toda a gama, sendo a limitação principal a perda de robustez da rede de compensação face à variação do acoplamento.

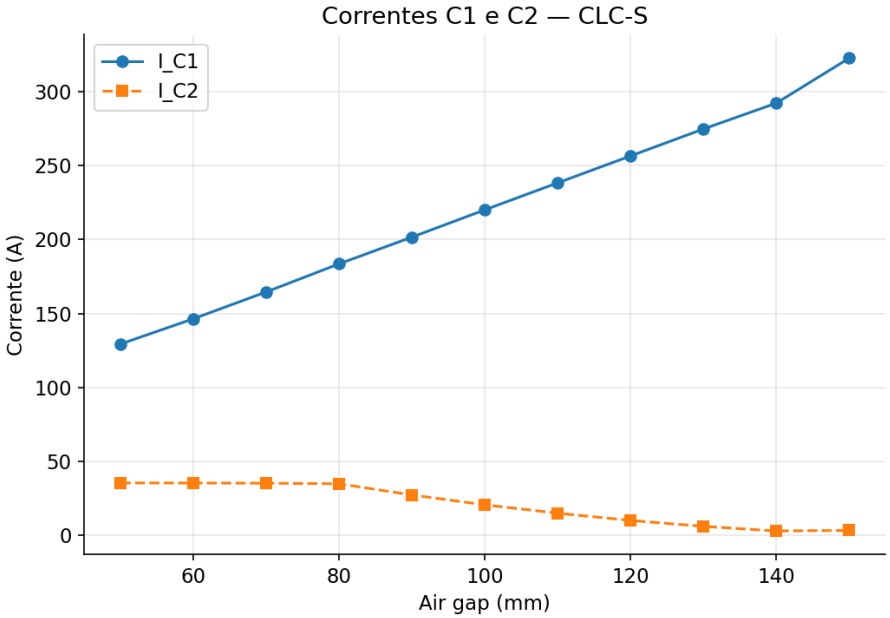


Figura 5.27: Correntes da topologia CLC-S nos condensadores C_1 e C_2 em função do *air-gap*.

5.4.5 Comparação entre topologias

Após a análise individual, importa comparar globalmente as soluções estudadas, as configurações mono-ressonantes (SS, SP, PS e PP) e as multi-ressonantes, sob as mesmas condições de operação (frequência, parâmetros do acoplador magnético, tensão de alimentação e carga equivalente). A escolha da rede de compensação torna-se crucial, uma vez que influencia diretamente a potência transferida, a eficiência, os esforços elétricos nos componentes, bem como a sensibilidade do sistema a variações do coeficiente de acoplamento.

A avaliação não deve basear-se apenas na eficiência máxima: uma topologia pode ser eficiente mas transferir pouca potência, o que a torna inadequada para o carregamento de veículos elétricos. A comparação considera, por isso, simultaneamente a capacidade de entrega de potência, a eficiência global, os níveis de corrente, a sensibilidade ao *air-gap* e a complexidade de implementação, com o objetivo de avaliar o compromisso global de cada topologia para o sistema em estudo.

5.4.5.1 Critérios de comparação

A comparação entre topologias foi realizada com base num conjunto de critérios que permitem avaliar o desempenho global do sistema de transferência de energia. Estes critérios foram definidos de forma a incluir não apenas grandezas diretamente associadas ao rendimento energético, mas também aspetos relacionados com a operação prática do sistema, tais como a capacidade de transferência de potência e a sensibilidade à variação do acoplamento magnético.

a) Potência transferida para a carga

O primeiro critério é a potência ativa entregue à carga, $P_{\text{out}} = V_{\text{out}} I_{\text{out}}$, que representa a potência útil disponível no secundário para a bateria do veículo. Esta grandeza depende fortemente do acoplamento (k, M) e da rede de compensação: com o aumento do *air-gap*, a queda de M tende a degradar a transferência, pelo que uma topologia adequada deve manter a potência de saída próxima do alvo de 11 kW ao longo de toda a gama. Este critério permite ainda identificar topologias que, embora teoricamente válidas, não conseguem entregar potência suficiente à carga nas condições estudadas.

A Figura 5.28 apresenta a evolução da potência de saída média em função do *air-gap* para as topologias analisadas.

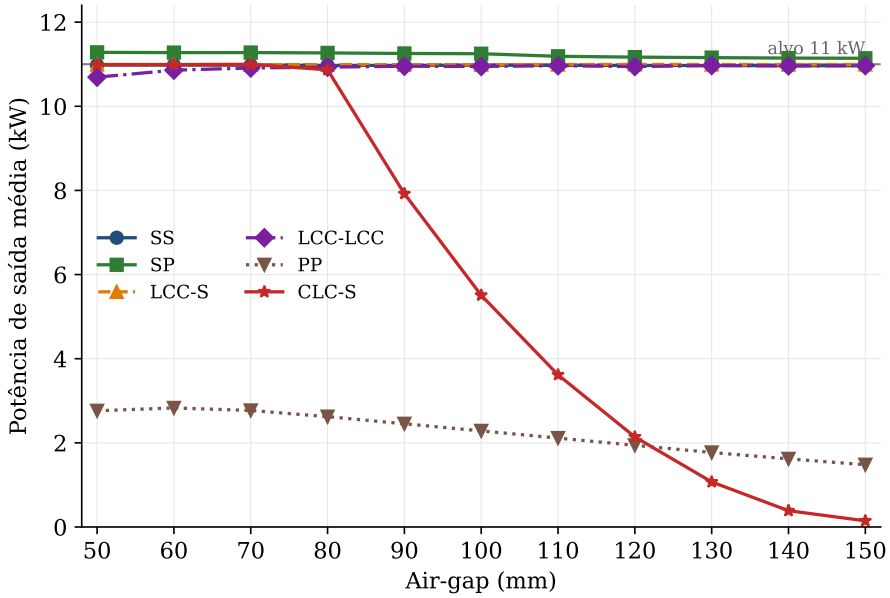


Figura 5.28: Comparação da potência de saída média em função do *air-gap* para as diferentes topologias analisadas.

Pela análise da figura, verifica-se que as topologias SS, SP, LCC-S e LCC-LCC apresentam um comportamento bastante estável ao longo da gama de *air-gap* considerada. Estas topologias mantêm a potência de saída próxima do valor nominal, com variações pouco significativas entre 50 mm e 150 mm. Este comportamento indica que estas configurações conseguem manter uma transferência de potência eficaz mesmo perante a redução do acoplamento magnético causada pelo aumento do *air-gap*.

Entre estas topologias, observa-se que a SP apresenta valores ligeiramente superiores às restantes, mantendo-se próxima ou ligeiramente acima dos 11 kW. As topologias SS, LCC-S e LCC-LCC apresentam valores muito próximos entre si, evidenciando uma boa capacidade de regulação da potência entregue à carga. A proximidade dos resultados obtidos para estas configurações mostra que, do ponto de vista exclusivo da potência de saída, todas estas topologias são capazes de cumprir o objetivo de transferência definido.

A topologia PP apresenta um comportamento distinto. Apesar de apresentar uma potência de saída relativamente estável com o aumento do *air-gap*, o valor transferido mantém-se significativamente abaixo do valor nominal, situando-se aproximadamente entre 1,5 kW e 3 kW. Assim, embora esta topologia apresente uma variação relativamente suave com o aumento da distância entre as bobinas, não consegue entregar potência suficiente à carga para satisfazer os requisitos do sistema em estudo. Este resultado limita a sua aplicabilidade para o regime de potência pretendido.

Por outro lado, a topologia CLC-S apresenta uma elevada capacidade de transferência para valores reduzidos de *air-gap*, mantendo-se próxima dos 11 kW até cerca de 80 mm. No entanto, a partir desse valor observa-se uma queda acentuada da potência de saída. Para *air-gaps* superiores, a potência transferida diminui progressivamente, atingindo valores muito reduzidos para os maiores afastamentos analisados. Este comportamento revela uma forte sensibilidade desta topologia à degradação do acoplamento magnético.

Como o aumento da distância entre as bobinas reduz a parcela de fluxo magnético gerado no primário que é concatenada com o secundário, a capacidade de transferência de energia é degradada. No caso da CLC-S, esta degradação tem um impacto particularmente acentuado, indicando que a topologia não é suficientemente robusta para operar numa gama alargada de *air-gap* sem necessidade de reajuste ou controlo adicional.

Assim, do ponto de vista da potência transferida para a carga, as topologias SS, SP, LCC-S e LCC-LCC apresentam o melhor desempenho, uma vez que conseguem manter a potência de saída próxima do valor nominal ao longo de toda a gama de *air-gap*. A topologia PP, apesar de estável, não transfere potência suficiente para a aplicação pretendida. Por sua vez, a CLC-S apenas apresenta bom desempenho para baixos valores de *air-gap*, tornando-se inadequada para maiores afastamentos devido à forte redução da potência entregue à carga.

Importa ainda referir que a análise da potência de saída, isoladamente, não é suficiente para selecionar a topologia mais adequada. Uma topologia que entregue a potência nominal pode apresentar correntes mais elevadas, maiores perdas ou maior complexidade de implementação. Por esse motivo, a potência transferida deve ser analisada em conjunto com a eficiência, os níveis de corrente, as perdas e a robustez operacional de cada configuração.

b) Eficiência global

O segundo critério de comparação considerado foi a eficiência global do sistema. A eficiência permite avaliar a relação entre a potência útil entregue à carga e a potência absorvida pela fonte, sendo definida por:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \tag{5.47}$$

onde P_{out} corresponde à potência entregue à carga e P_{in} à potência fornecida ao sistema.

Valores elevados de eficiência são desejáveis por reduzirem perdas, aquecimento e exigências térmicas, mas devem ser interpretados em conjunto com a potência transferida (uma eficiência elevada com potência reduzida não traduz bom desempenho global). Como as perdas por condução

escalam com o quadrado da corrente, topologias com correntes internas mais elevadas tendem a ser penalizadas.

A Figura 5.29 apresenta a evolução da eficiência global em função do air-gap para as topologias com dados de simulação disponíveis. A análise é realizada com base nos valores obtidos diretamente a partir dos displays de eficiência do PLECS, mantendo as mesmas condições de operação utilizadas na comparação de potência de saída.

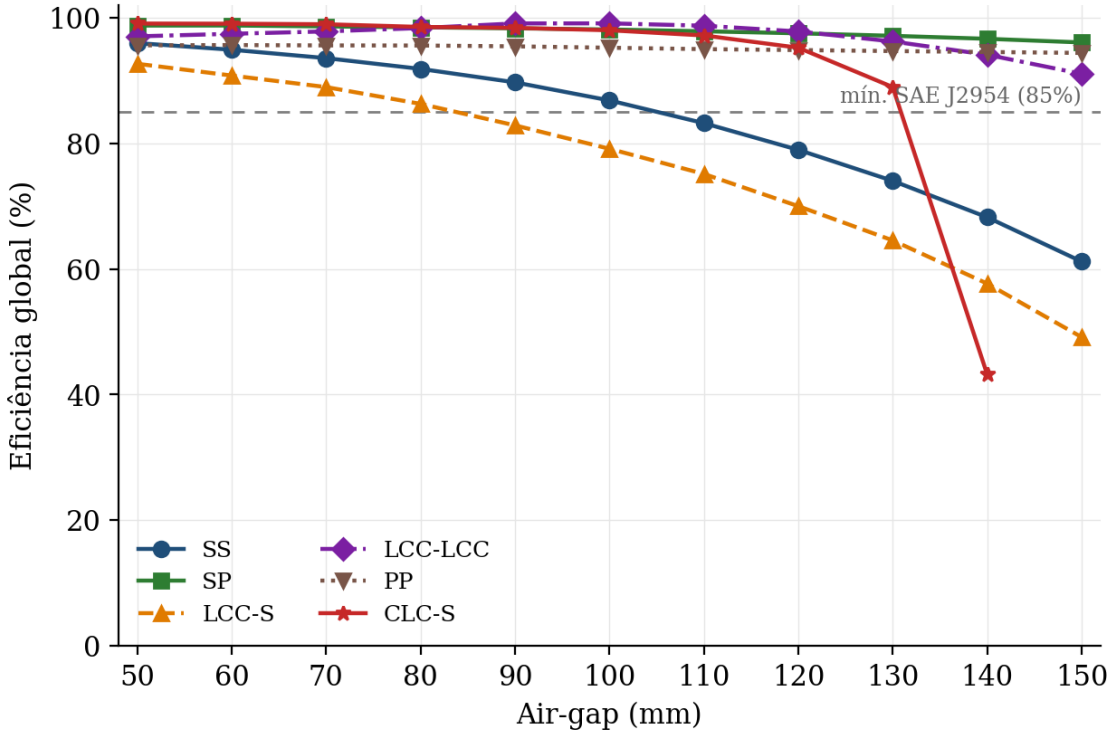


Figura 5.29: Comparação da eficiência global em função do air-gap para as diferentes topologias analisadas.

Pela análise da figura, verifica-se que as topologias apresentam comportamentos bastante distintos ao longo da gama de air-gap considerada. A topologia LCC-LCC destaca-se claramente como a mais eficiente, apresentando um comportamento atípico relativamente às restantes: a eficiência aumenta com o air-gap até atingir um pico de aproximadamente 99,1 % para air-gaps entre 90 mm e 100 mm, decrescendo progressivamente para valores próximos de 91,0 % a 150 mm. Este comportamento resulta do facto de, para air-gaps intermédios, o sistema operar num ponto de adaptação de impedância mais favorável, em que as correntes internas são minimizadas e as perdas por condução reduzidas. Ainda assim, mesmo para o maior air-gap analisado, a LCC-LCC mantém uma eficiência acima de 91 %, o que, conjugado com a capacidade de transferência de potência nominal demonstrada no critério anterior, a coloca entre as topologias com melhor desempenho global.

A topologia SP apresenta uma eficiência elevada e muito estável ao longo de toda a gama,

variando entre 98,7 % a 50 mm e 96,1 % a 150 mm. No entanto, como referido na análise individual desta topologia, o dimensionamento dos seus condensadores de compensação depende do coeficiente de acoplamento k e da resistência equivalente da carga R_L, o que a torna inadequada para operação com air-gap variável sem recurso a controlo adaptativo.

A topologia PP apresenta igualmente uma eficiência estável, situando-se entre 95,6 % e 94,4 % ao longo de toda a gama. Contudo, conforme demonstrado no critério de potência transferida, esta topologia não consegue entregar potência suficiente à carga para satisfazer os requisitos do sistema. Assim, a eficiência aparentemente favorável da PP deve ser interpretada com cautela: a reduzida potência circulante implica menores correntes internas e, consequentemente, menores perdas, sem que isso represente um bom desempenho global do sistema.

A topologia SS apresenta uma eficiência a decrescer de 95,9 % a 50 mm para 61,2 % a 150 mm. A tendência observada é coerente com o comportamento esperado para esta topologia, em que o aumento do air-gap provoca uma redução da indutância mútua e, consequentemente, um aumento das correntes nas bobinas para manter a potência de saída, agravando as perdas por condução.

Por fim, a topologia LCC-S evidencia uma degradação acentuada da eficiência com o aumento do air-gap, passando de 92,6 % a 50 mm para apenas 49,1 % a 150 mm. Este comportamento confirma a forte sensibilidade desta topologia à variação do acoplamento magnético: a LCC–S mantém a potência nominal ao longo de toda a gama, mas à custa de um aumento acentuado das correntes internas e das perdas por condução.

Em síntese, do ponto de vista da eficiência global destacam-se a LCC-LCC e a SP: a LCC-LCC atinge o pico de eficiência mais elevado (99,1 % na zona intermédia), enquanto a SP mantém a eficiência mais alta e estável nos extremos da gama (96,0 % a 150 mm). A SP está, no entanto, condicionada pela dependência dos seus parâmetros de compensação em k, enquanto a LCC-S, apesar de viável para pequenos air-gaps, degrada significativamente para afastamentos superiores.

c) Correntes no primário e no secundário

O terceiro critério corresponde às correntes no primário e no secundário, que determinam o esforço elétrico e térmico imposto aos componentes e auxiliam a explicar limitações na transferência de potência. Nas configurações em série, a corrente na bobina coincide com a do ramo ressonante; nas configurações em paralelo, a circulação de potência reativa entre bobina e condensador pode gerar correntes internas muito superiores à corrente de carga, pelo que uma corrente de entrada reduzida não exclui correntes elevadas nos elementos internos. As topologias multi-ressonantes permitem controlar melhor a corrente injetada no acoplador e a adaptação de impedância, à custa de maior complexidade e de uma distribuição de correntes por mais componentes. Uma topologia favorável é, assim, a que transfere a potência pretendida com correntes moderadas, reduzindo as perdas por condução e simplificando o dimensionamento.

A análise das correntes foi realizada com base nos valores de corrente eficaz (RMS) e de corrente de pico no MOSFET do inversor, obtidos diretamente a partir das formas de onda exportadas pelo PLECS. A corrente RMS determina as perdas por condução e o esforço térmico nos semicondutores, enquanto a corrente de pico condiciona a viabilidade do dispositivo face ao

limite de corrente pulsada. Para o MOSFET SiC utilizado (Wolfspeed E4M0015075J2), os limites relevantes são $I_{D,\mathrm{RMS}} = 101\,\mathrm{A}$ à temperatura de caixa de 100 °C e $I_{D,\mathrm{pulse}} = 418\,\mathrm{A}$.

A Figura 5.30 apresenta a corrente RMS no MOSFET em função do air-gap para as topologias com dados de simulação disponíveis.

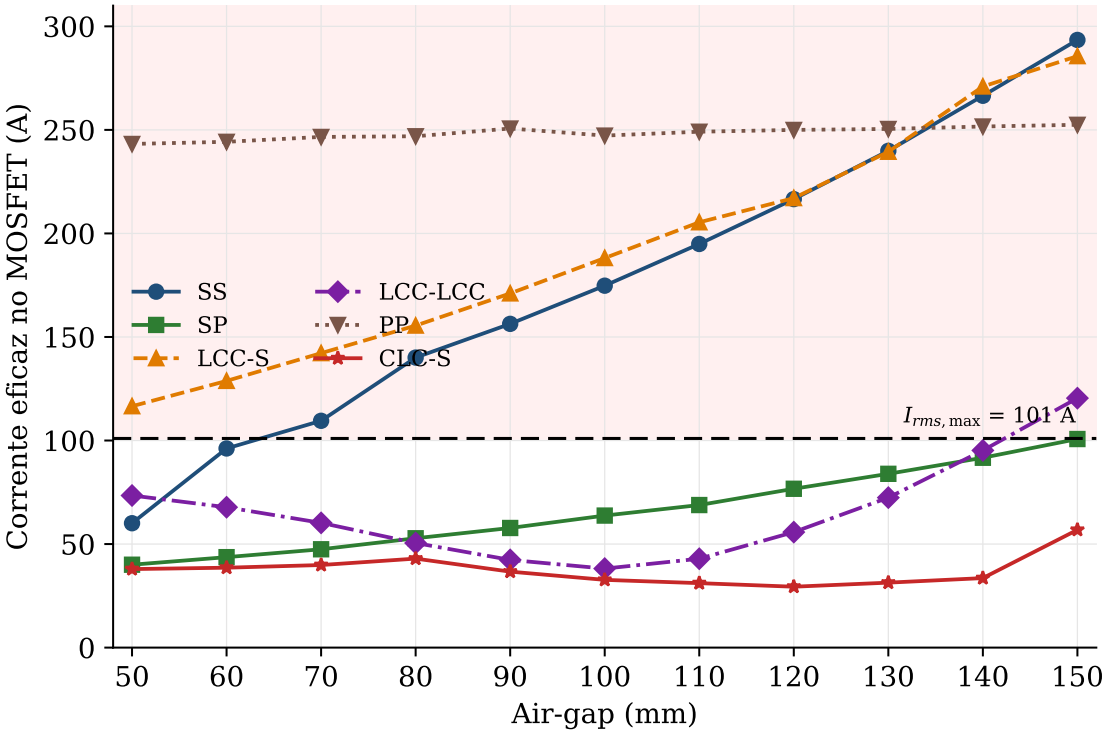


Figura 5.30: Comparação da corrente eficaz no MOSFET em função do air-gap para as diferentes topologias analisadas.

A topologia PP excede largamente o limite de 101 A em toda a gama de air-gap, apresentando valores de corrente RMS entre 243 A e 252 A. Este comportamento é característico das configurações em paralelo no secundário, nas quais circula potência reativa elevada entre a bobina e o condensador de compensação, impondo correntes internas muito superiores à corrente de carga. Além disso, como demonstrado no critério de potência transferida, a PP não entrega potência suficiente à carga, pelo que as correntes elevadas não têm qualquer contrapartida útil em termos de energia transferida.

A topologia LCC-S excede igualmente o limite desde o menor air-gap analisado, apresentando uma corrente RMS de aproximadamente 117 A a 50 mm que cresce progressivamente até 286 A a 150 mm. Este comportamento confirma a inviabilidade desta topologia com o MOSFET selecionado ao longo de toda a gama, sendo consistente com a forte degradação de eficiência e de potência transferida já observada nos critérios anteriores.

A topologia SS apresenta uma corrente RMS de 60 A a 50 mm, abaixo do limite, mas ultrapassa os 101 A já a partir de aproximadamente 70 mm, atingindo 293 A a 150 mm. Este comportamento decorre da necessidade de aumentar a corrente injetada no primário à medida que o acoplamento

magnético diminui, de forma a manter a potência de saída próxima do valor nominal. A SS é, por este motivo, descartada para o protótipo principal, uma vez que a operação acima de 70 mm excede os limites do MOSFET SiC disponível para a classe de potência considerada.

A topologia SP mantém a corrente RMS abaixo do limite ao longo de quase toda a gama, com valores entre 40 A a 50 mm e 101 A a 150 mm. Este desempenho é favorável do ponto de vista dos semicondutores, embora, como referido anteriormente, a dependência dos seus condensadores de compensação em relação a k e R_L a exclua da solução pretendida sem controlo adaptativo.

A topologia LCC-LCC apresenta o comportamento mais favorável. A corrente RMS diminui de 73 A a 50 mm até um mínimo de aproximadamente 38 A a 100 mm, valor que corresponde ao ponto de melhor adaptação de impedância da rede LCC-LCC e que explica diretamente o pico de eficiência observado no critério anterior. A partir daí a corrente cresce progressivamente, ultrapassando o limite de 101 A a 150 mm, onde atinge cerca de 120 A. Assim, embora a LCC-LCC seja a topologia com menor esforço de corrente na maior parte da gama operacional, a operação no extremo superior do air-gap requer atenção ao dimensionamento térmico do inversor ou a utilização de um dispositivo com maior capacidade de corrente.

A Figura 5.31 apresenta a corrente de pico no MOSFET com indicação do limite de corrente pulsada do dispositivo.

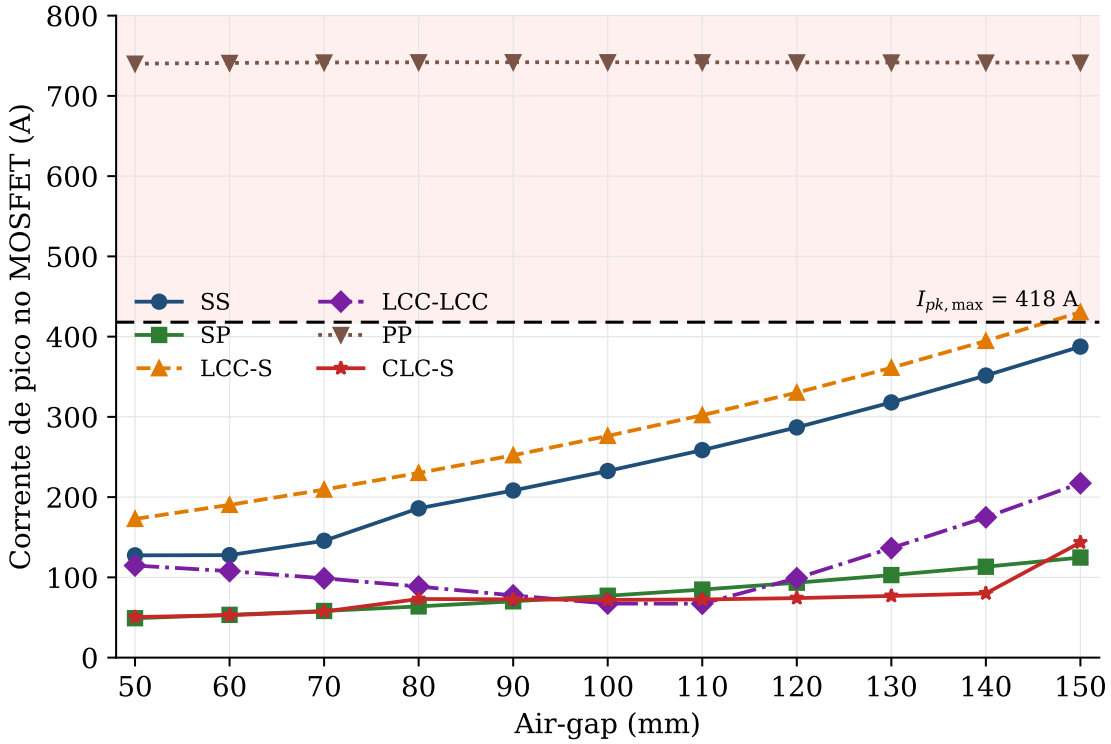


Figura 5.31: Comparação da corrente de pico no MOSFET em função do air-gap para as diferentes topologias analisadas, com indicação do limite de corrente pulsada do dispositivo SiC.

A análise da corrente de pico complementa as conclusões obtidas com a corrente RMS. A topologia PP excede imediatamente o limite de 418 A com valores de pico na ordem dos 741 A

em toda a gama, tornando-a estruturalmente inviável para o MOSFET selecionado. A LCC-S ultrapassa também este limite a 150 mm (431 A), e a SS aproxima-se do mesmo a partir de 130 mm (318 A), atingindo 388 A a 150 mm. A SP e a LCC-LCC mantêm-se abaixo do limite de corrente pulsada em toda a gama analisada, com picos máximos de 125 A e 217 A respetivamente.

Em síntese, do ponto de vista das correntes nos semicondutores, a SP apresenta o perfil mais favorável ao longo de toda a gama, mantendo a corrente RMS abaixo do limite de 101 A em todos os air-gaps analisados, com valor máximo de 101 A precisamente a 150 mm. No entanto, o dimensionamento de C_2 na topologia SP depende simultaneamente de k e de R_L, exigindo reajuste para cada ponto de operação, o que a torna inadequada para operação com air-gap variável sem controlo adaptativo. A LCC-LCC apresenta o segundo melhor perfil de corrente, permanecendo dentro dos limites até 140 mm e excedendo-os marginalmente a 150 mm (120 A). A SS, a LCC-S e a PP são inviáveis com o MOSFET selecionado, por excederem os limites de corrente RMS e/ou de pico ao longo de parte ou de toda a gama de air-gap.

5.5 Conclusão do capítulo

Neste capítulo foi desenvolvida uma análise comparativa, simultaneamente analítica e numérica, das principais topologias de compensação ressonante para sistemas WPT indutivos aplicados ao carregamento de veículos elétricos. A análise baseou-se num modelo fasorial de duas bobinas acopladas e foi suportada por um banco de simulação em PLECS automatizado por *Jupyter*, percorrendo os pontos de operação ao longo da gama de *air-gaps* relevante para o sistema (50 mm a 150 mm) e usando parâmetros das bobinas obtidos por simulação eletromagnética.

Das nove topologias analisadas, três foram descartadas por inviabilidade estrutural ou desempenho insuficiente: a S–LCC (não realizável para a geometria de bobinas adotada exceto na extremidade da gama), a LCL–S (potência máxima duas a três ordens de grandeza abaixo do alvo) e a CLC–S (gama útil limitada a ≤ 80 mm com elementos passivos fixos).

Entre as topologias restantes, a PP é imediatamente excluída por não conseguir entregar potência suficiente à carga e por exceder largamente os limites de corrente do MOSFET em toda a gama. A LCC–S, embora estruturalmente viável, apresenta uma degradação acentuada de eficiência com o *air-gap* (de 92,6 % a 50 mm para 49,1 % a 150 mm) e correntes RMS que excedem o limite do dispositivo desde o menor *air-gap* analisado, pelo que também é excluída.

A topologia SS é a única em que os condensadores de compensação, $C_1 = 1/(\omega_0^2 L_1)$ e $C_2 = 1/(\omega_0^2 L_2)$, são genuinamente independentes da resistência de carga R_L, dependendo apenas das indutâncias próprias das bobinas. No entanto, a corrente RMS no MOSFET ultrapassa o limite de 101 A a partir de aproximadamente 70 mm, inviabilizando o seu uso na gama completa de *air-gap* sem recurso a dispositivos de maior capacidade de corrente.

A topologia SP apresenta o perfil mais favorável em termos de corrente e de eficiência, corrente RMS abaixo do limite em toda a gama e eficiência entre 98,7 % e 96,1 %.

Na topologia LCC–LCC o valor de L_f é calculado para um ponto nominal de operação e depende de M e de R_L , mas distingue-se das topologias de primeira ordem pelo comportamento

de **fonte de corrente** que a rede LCC confere ao primário em condições de ressonância. Nessas condições, a corrente na bobina emissora é aproximadamente $I_{L_1} \approx V_{AB}/(\omega_0 L_f)$, tornando-a essencialmente independente das variações de carga durante a operação, sem necessidade de reajuste dos elementos passivos. Apresenta eficiência elevada ao longo de toda a gama (97 % a 99 % entre 50 mm a 130 mm) e perfil de corrente favorável até 130 mm, com a maior flexibilidade de controlo que a estrutura *double-sided* proporciona, embora à custa de maior complexidade e de correntes circulantes elevadas no tanque L_1–C_1.

Em síntese, a análise identifica **duas topologias como candidatas viáveis** para o sistema em estudo: a **SP** e a **LCC–LCC**, com compromissos complementares. A SP privilegia a eficiência e o baixo esforço de corrente, sendo preferível quando o *air-gap* é bem definido; já a LCC–LCC oferece maior robustez a variações de carga e maior flexibilidade de controlo, devido à maior complexidade que a caracteriza. Não se impõe, assim, uma solução única: a escolha entre ambas dependerá dos requisitos de robustez ao desalinhamento, complexidade e estratégia de controlo do protótipo.

Capítulo 6

Conclusão

6.1 Síntese do trabalho realizado

A presente dissertação centrou-se na análise comparativa de topologias de compensação ressonante para um sistema de carregamento sem fios de veículos elétricos, com potência nominal de 11 kW e frequência de operação de 85 kHz. Para esse efeito, o trabalho foi desenvolvido com base em duas componentes principais: uma revisão e análise do estado da arte, e uma análise comparativa de topologias de compensação ressonante suportada por simulação.

Os primeiros capítulos estabeleceram a base conceptual e tecnológica do sistema. Além disso, foi realizada uma revisão do estado da arte dos sistemas WPT aplicados ao carregamento de veículos elétricos, abrangendo as arquiteturas de conversão de potência mais comuns, as configurações de bobinas, os mecanismos de perda e os requisitos normativos relevantes.

O projeto do sistema incluiu a escolha e dimensionamento do inversor de ponte completa com controlo por desfasamento (*Phase-Shift Full-Bridge*, PSFB) e a seleção dos semicondutores SiC (Wolfspeed E4M0015075J2).

O capítulo central da dissertação consistiu numa análise comparativa, simultaneamente analítica e numérica, de nove topologias de compensação ressonante ao longo de uma gama de *air-gaps* entre 50 mm e 150 mm. Um banco de simulação em PLECS, automatizado com *Jupyter*, permitiu percorrer sistematicamente os pontos de operação de cada topologia e extrair os indicadores de desempenho relevantes: potência transferida, eficiência, correntes nos semicondutores e tensões nos elementos passivos. Complementarmente, um modelo térmico dos semicondutores permitiu traduzir as perdas estimadas em temperatura de junção, estabelecendo um critério de viabilidade térmica aplicado a par do desempenho elétrico.

6.2 Principais conclusões

Da análise comparativa das nove topologias estudadas emergem as seguintes conclusões:

Topologias básicas (SS, SP, PS, PP): A PS e a PP foram descartadas por inviabilidade estrutural: a compensação em paralelo no primário gera uma corrente de circulação massiva em C_1

que absorve a excitação do inversor, impedindo a transferência de potência para o secundário e expondo os MOSFETs a correntes de pico muito acima do limite do dispositivo. A SS consegue transferir os 11 kW, mas a corrente eficaz no MOSFET excede o limite de 101 A a partir de ≈ 70 mm, inviabilizando a operação na gama completa. A SP apresenta o melhor perfil de corrente das topologias básicas e mantém-se dentro do envelope térmico ao longo de toda a gama.

Topologias híbridas (S-LCC, LCL-S, CLC-S, LCC-S, LCC-LCC): A S-LCC e a LCL-S foram descartadas por razões estruturais: a S-LCC exige $L_{f2} < L_2$, condição violada para a geometria de bobinas adotada em quase toda a gama; a LCL-S impõe $L_f = L_1$, eliminando o grau de liberdade que permitiria adaptar a impedância de entrada, resultando numa potência transferida duas ordens de grandeza abaixo do alvo. A CLC-S demonstra comportamento favorável nos semicondutores mas perde robustez para *air-gaps* superiores a ≈ 80 mm, devido à variação do acoplamento. A LCC-S mantém a potência nominal ao longo de toda a gama, mas à custa de correntes crescentes que excedem o limite do MOSFET desde o menor *air-gap* e com uma eficiência que se degrada de 92,6 % a 50 mm para 49,1 % a 150 mm. Por fim, a LCC-LCC mantém a potência nominal e uma eficiência elevada ao longo de toda a gama, com o esforço nos MOSFETs dentro de limites aceitáveis na maior parte do intervalo; distingue-se pelo comportamento de fonte de corrente, que a torna robusta a variações de carga, à custa de maior complexidade.

Topologias candidatas: Das nove topologias analisadas, **duas emergem como candidatas viáveis** para a aplicação, com compromissos complementares: a **SP**, eficiência mais elevada e menor esforço de corrente, e a **LCC–LCC**, comportamento de fonte de corrente robusto a variações de carga e maior flexibilidade de controlo, mas mais complexa e com correntes circulantes elevadas. Ambas se mantêm, além disso, dentro do envelope térmico admissível ao longo da gama de operação, ao contrário de topologias como a SS ou a LCC–S, descartadas por excesso de corrente e consequente aquecimento dos semicondutores. A escolha entre ambas dependerá dos requisitos de robustez ao desalinhamento, complexidade e estratégia de controlo do protótipo a implementar.

Referências

[1] International Energy Agency. *Global EV Outlook 2025: Expanding sales in diverse markets*. Rel. téc. Paris: International Energy Agency (IEA), mai. de 2025. URL: https://iea.blob.core.windows.net/assets/0aa4762f-c1cb-4495-987a-25945d6de5e8/GlobalEVOutlook2025.pdf (acedido em 07/01/2026).

[2] Tasnime Bouanou, Hassan El Fadil e Hafsa Abbade. «Wireless charging for electric vehicles: A comprehensive review of technologies, challenges, and solutions». en. Em: *Journal of Power Sources* 660 (dez. de 2025), p. 238501. ISSN: 03787753. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2025.238501.

[3] Sadeq Ali Qasem Mohammed e Jin-Woo Jung. «A Comprehensive State-of-the-Art Review of Wired/Wireless Charging Technologies for Battery Electric Vehicles: Classification/Common Topologies/Future Research Issues». en. Em: *IEEE Access* 9 (2021), pp. 19572–19585. ISSN: 2169-3536. DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3055027.

[4] Kenan Ünal, Güngör Bal e Selim Öncü. «Wireless Power Transfer». en. Em: *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 2024, pp. 759–778. ISBN: 978-0-323-99216-9. DOI: 10.1016/B978-0-323-99216-9.00007-X.

[5] Mauro Feliziani et al. «Fundamental theory of inductive WPT». Em: *Wireless Power Transfer for E-Mobility: Fundamentals and Design Guidelines for Wireless Charging of Electric Vehicles*. Elsevier, 2024. Cap. 2. DOI: 10.1016/B978-0-323-99523-8.00001-1.

[6] Ankur Yadav e Tushar Kanti Bera. «A critical review of electromagnetic coil assembly design and optimization for wireless power transfer in electric vehicles: Technical insights». en. Em: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 223 (nov. de 2025), p. 115944. ISSN: 13640321. DOI: 10.1016/j.rser.2025.115944.

[7] Daniel W. Hart. *Power Electronics*. New York, NY: McGraw-Hill, 2011. ISBN: 978-0-07-338067-4.

[8] Alicia Triviño-Cabrera, José M. González-González e José A. Aguado. *Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach*. Power Systems. Cham: Springer Nature, 2020. ISBN: 978-3-030-26705-6. DOI: 10.1007/978-3-030-26706-3.

[9] Ngangoiba Maisnam et al. «Compensation network analysis for IWPT system: A review». Em: *Computers and Electrical Engineering* 133 (2026), p. 111047. DOI: 10.1016/j.compeleceng.2026.111047.

[10] Wei Zhang e Chunting Chris Mi. «Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems». Em: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 65.6 (2016), pp. 4768–4778. DOI: 10.1109/TVT.2015.2454292.

[11] Amritansh Sagar et al. «A Comprehensive Review of the Recent Development of Wireless Power Transfer Technologies for Electric Vehicle Charging Systems». en. Em: *IEEE Access* 11 (2023), pp. 83703–83751. ISSN: 2169-3536. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3300475.

[12] Benitto Albert Rayan, Umashankar Subramaniam e S. Balamurugan. «Wireless Power Transfer in Electric Vehicles: A Review on Compensation Topologies, Coil Structures, and Safety Aspects». en. Em: *Energies* 16.7 (mar. de 2023), p. 3084. ISSN: 1996-1073. DOI: 10.3390/en16073084.

[13] Mauro Feliziani et al. «Magnetic couplers for automotive WPT systems». Em: *Wireless Power Transfer for E-Mobility: Fundamentals and Design Guidelines for Wireless Charging of Electric Vehicles*. Elsevier, 2024. Cap. 5. DOI: 10.1016/B978-0-323-99523-8.00005-9.

[14] Hamid Outzguirnimt et al. «Enhancing wireless power transfer efficiency for electric vehicles through optimized shielding and core design». Em: *Measurement* 259 (2026), p. 119610. DOI: 10.1016/j.measurement.2025.119610.

[15] Nataša Prosen, Jure Domajnko e Miro Milanovič. «Wireless Power Transfer Using Double DD Coils». en. Em: *Electronics* 10.20 (out. de 2021), p. 2528. ISSN: 2079-9292. DOI: 10.3390/electronics10202528.

[16] Rajanand Patnaik Narasipuram e Subbarao Mopidevi. «A technological overview & design considerations for developing electric vehicle charging stations». en. Em: *Journal of Energy Storage* 43 (nov. de 2021), p. 103225. ISSN: 2352152X. DOI: 10.1016/j.est.2021.103225.

[17] Mauro Feliziani et al. «Power electronics in WPT systems». Em: *Wireless Power Transfer for E-Mobility: Fundamentals and Design Guidelines for Wireless Charging of Electric Vehicles*. Elsevier, 2024. Cap. 7. DOI: 10.1016/B978-0-323-99523-8.00008-4.

[18] Aganti Mahesh et al. «Analysis and implementation of variable frequency controlled dynamic wireless charging system with half-bridge multi-leg converter topology». Em: *Scientific Reports* 15 (2025), p. 22663. DOI: 10.1038/s41598-025-07616-z.

[19] Nimrod Vázquez e Joaquín Vaquero. «Inverters». en. Em: *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 2024, pp. 293–343. ISBN: 978-0-323-99216-9. DOI: 10.1016/B978-0-323-99216-9.00001-9.

[20] Ayse Kocalmis Bilhan e Ersan Kabalci. «DC-DC Converters». en. Em: *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 2024, pp. 269–291. ISBN: 978-0-323-99216-9. DOI: 10.1016/B978-0-323-99216-9.00018-4.

[21] Tanya K. Gachovska e Jerry L. Hudgins. «SiC and GaN Power Semiconductor Devices». en. Em: *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 2024, pp. 87–150. ISBN: 978-0-323-99216-9. DOI: 10.1016/B978-0-323-99216-9.00039-1.

[22] Muhammad H. Rashid et al. «Resonant and Soft-Switching Converters». en. Em: *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 2024, pp. 345–405. ISBN: 978-0-323-99216-9. DOI: 10.1016/B978-0-323-99216-9.00022-6.

[23] Jarne Van Mulders et al. «Wireless Power Transfer: Systems, Circuits, Standards, and Use Cases». en. Em: *Sensors* 22.15 (jul. de 2022), p. 5573. ISSN: 1424-8220. DOI: 10.3390/s22155573.

[24] SAE International. *Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology*. SAE International Technical Standard J2954_202010. Revised October 2020 (Issued May 2016). Accessed 2026-02-23. SAE International, out. de 2020. DOI: 10.4271/J2954_202010.

[25] International Electrotechnical Commission (IEC). *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems – Part 1: General requirements*. International Standard IEC 61980-1:2020. Accessed 2026-02-23. International Electrotechnical Commission (IEC), 2020. URL: https://webstore.iec.ch/en/publication/31657.

[26] International Electrotechnical Commission (IEC). *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems – Part 2: Specific requirements for MF-WPT system communication and activities*. International Standard IEC 61980-2:2023. Accessed 2026-02-23. International Electrotechnical Commission (IEC), 2023. URL: https://webstore.iec.ch/en/publication/66046.

[27] International Electrotechnical Commission (IEC). *Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems – Part 3: Specific requirements for magnetic field wireless power transfer systems*. International Standard IEC 61980-3:2022. Accessed 2026-02-23. International Electrotechnical Commission (IEC), 2022. URL: https://webstore.iec.ch/en/publication/66059.

[28] International Organization for Standardization (ISO). *Electrically propelled road vehicles — Magnetic field wireless power transfer — Safety and interoperability requirements*. International Standard ISO 19363:2020. Accessed 2026-02-23. International Organization for Standardization (ISO), 2020. URL: https://www.iso.org/standard/73547.html.

[29] Allied Market Research. *Wireless Electric Vehicle Charging Market to Reach $12.4 Billion, Globally, by 2033 at 38.6% CAGR*. Accessed 2026-06-17. 2025. URL: https://www.alliedmarketresearch.com/wireless-electric-vehicle-charging-market.

[30] SkyQuest Technology. *Wireless Electric Vehicle Charging Systems Market*. Accessed 2026-06-17. 2025. URL: https://www.skyquestt.com/report/wireless-electric-vehicle-charging-systems-market.

[31] MarketsandMarkets. *Wireless Charging Market for Electric Vehicles – Global Forecast to 2032*. Accessed 2026-06-17. 2026. URL: https://www.marketsandmarkets.com/Market-Reports/wireless-ev-charging-market-170963517.html.

[32] WiTricity. *DRIVE 11 Evaluation System*. Accessed 2026-06-17. 2019. URL: https://witricity.com/wp-content/uploads/2019/11/DRIVE_11_20191104-1.pdf.

[33] WiTricity. *2022 Genesis GV60 could be the first EV to have wireless inductive charging*. Accessed 2026-06-17. 2022. URL: https://witricity.com/newsroom/in-the-news/2022-genesis-gv60-could-be-the-first-ev-to-have-wireless-inductive-charging/.

[34] Electreon. *The Nation's first wireless charging road in Detroit*. Accessed 2026-06-17. 2023. URL: https://electreon.com/projects/the-nations-first-wireless-charging-road-in-detroit/.

[35] Electreon. *France's wireless charging highway breakthrough marks turning point for electric freight trucking*. Accessed 2026-06-17. Out. de 2025. URL: https://ir.electreon.com/2025-10-30-Frances-wireless-charging-highway-breakthrough-marks-turning-point-for-electric-freight-trucking.

[36] Electreon. *Electreon completes acquisition of InductEV, establishing a global powerhouse in wireless EV charging*. Accessed 2026-06-17. Mar. de 2026. URL: https://www.prnewswire.com/news-releases/electreon-completes-acquisition-of-inductev-establishing-a-global-powerhouse-in-wireless-ev-charging-302709445.html.

[37] J. A. Sabaté et al. «Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter». Em: *Proceedings Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. 1990, pp. 275–284. DOI: 10.1109/APEC.1990.66420.

[38] Robert L. Steigerwald. «A comparison of half-bridge resonant converter topologies». Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 3.2 (1988), pp. 174–182. DOI: 10.1109/63.4347.

[39] Chwei-Sen Wang, Oskar H. Stielau e Grant A. Covic. «Design Considerations for a Contactless Electric Vehicle Battery Charger». Em: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 52.5 (2005), pp. 1308–1314. DOI: 10.1109/TIE.2005.855672.

[40] Jegannathan Srinivasan et al. «Parameterized Models of Double-D Coils for DWPT Applications Through Deep Learning Techniques». Em: *2025 IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo (WPTCE)*. 2025. DOI: 10.1109/WPTCE62521.2025.11062224.

[41] Soumya Bandyopadhyay et al. «Design considerations for a misalignment tolerant wireless inductive power system for electric vehicle (EV) charging». Em: *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*. 2017. ISBN: 9789075815276.

[42] Mickel Budhia, Grant A. Covic e John T. Boys. «Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems». Em: *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.11 (2011), pp. 3096–3108. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2143730.

[43] Thomas Schütze. *Thermal equivalent circuit models*. Application Note AN2008-03. Infineon Technologies AG, 2008. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Thermal_equivalent_circuit_models-ApplicationNotes-v01_02-EN.pdf.

[44] Peter R. Wilson. «Thermal Modeling and Analysis for Power Electronic Components and Systems». Em: *Power Electronics Handbook*. 5ª ed. Elsevier, 2024. Cap. 44.

[45] Ke Li, Paul Evans e Mark Johnson. «SiC/GaN power semiconductor devices: a theoretical comparison and experimental evaluation under different switching conditions». Em: *IET Electrical Systems in Transportation* 8.1 (2018), pp. 3–11. DOI: 10.1049/iet-est.2017.0022.

[46] M. M. R. Ahmed et al. «Optimized design and sizing of wireless magnetic coupling stage for electric vehicle to grid V2G charging station». en. Em: *Scientific Reports* 15.1 (fev. de 2025), p. 7188. ISSN: 2045-2322. DOI: 10.1038/s41598-025-90139-4.

[47] Mauro Feliziani et al. «Compensation networks of automotive WPT system». Em: *Wireless Power Transfer for E-Mobility: Fundamentals and Design Guidelines for Wireless Charging of Electric Vehicles*. Elsevier, 2024. Cap. 6.

[48] Fabio Corti et al. «Design procedures for series–series WPT systems: A comparative analysis». Em: *Computers and Electrical Engineering* 119 (2024), p. 109511. DOI: 10.1016/j.compeleceng.2024.109511.

[49] Zhicong Huang, Siu-Chung Wong e Chi K. Tse. «Design methodology of a series-series inductive power transfer system for electric vehicle battery charger application». Em: *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2014, pp. 1778–1782. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953633.

[50] Pengqi Deng et al. «Modeling and Analysis of EMI of Full-bridge Inverter for LCC-S Compensated WPT System». Em: *2020 8th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*. IEEE, 2020. DOI: 10.1109/PESA50370.2020.9343992.

[51] Siqi Li et al. «A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer». Em: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 64.6 (2015), pp. 2261–2273. DOI: 10.1109/TVT.2014.2347006.

Anexo A

Modelo de simulação em PLECS

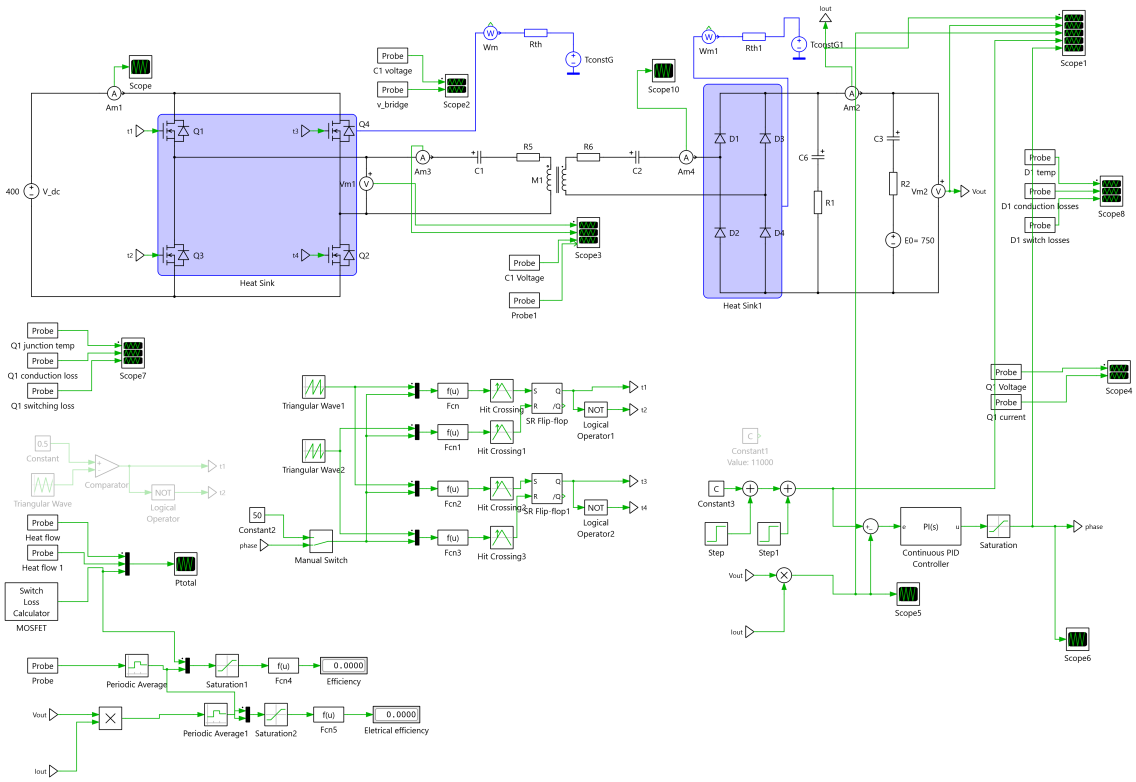


Figura A.1: Modelo de simulação do sistema WPT implementado em PLECS (topologia série–série).

Anexo B

Automação das simulações em Jupyter

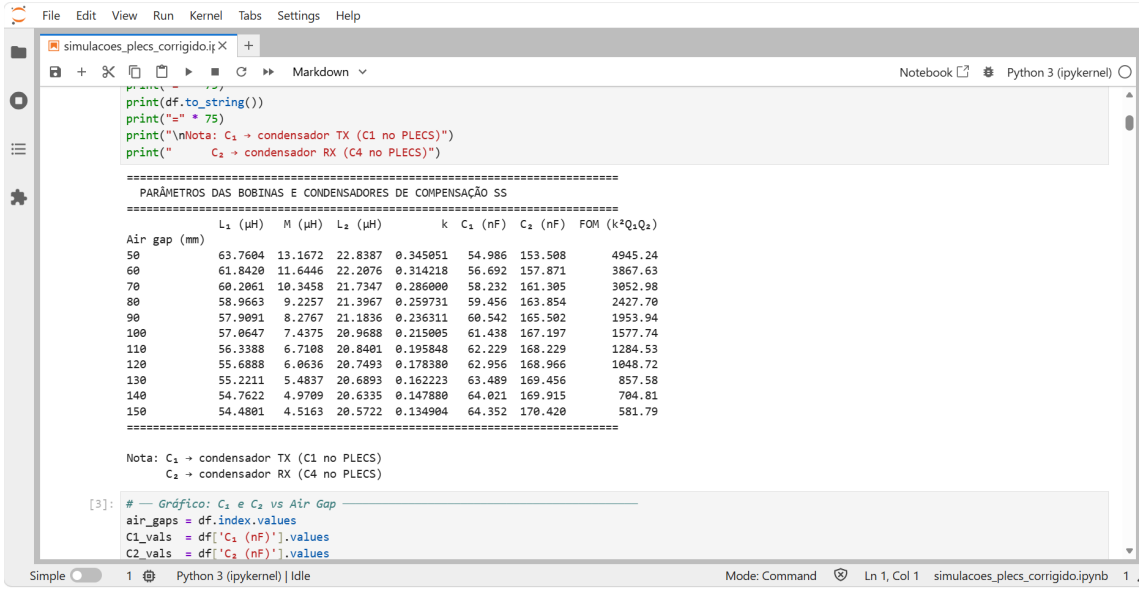


Figura B.1: Cálculo dos parâmetros das bobinas e dos condensadores de compensação da topologia SS.

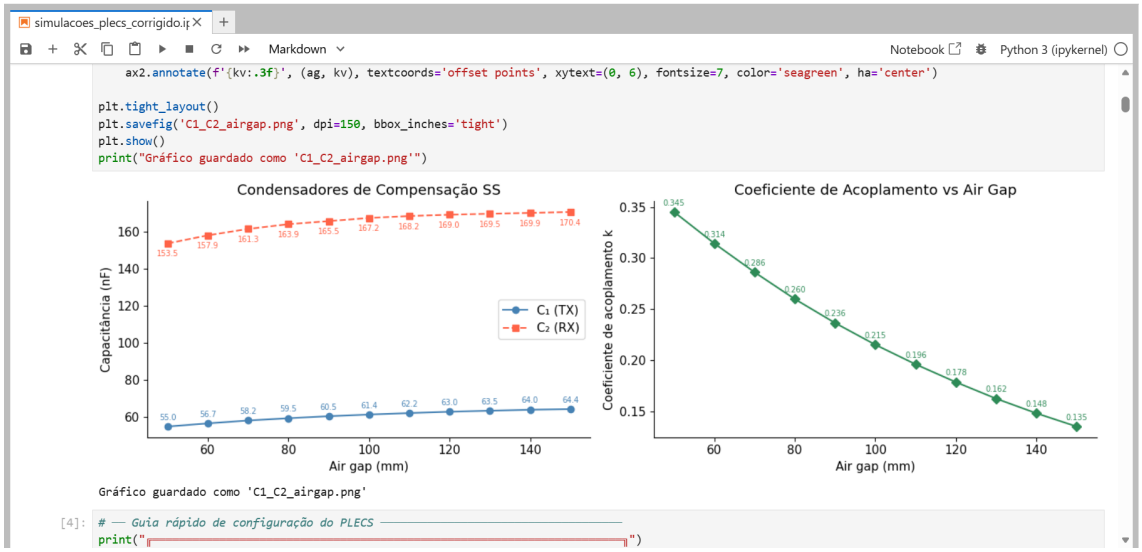


Figura B.2: Variação dos condensadores de compensação e do coeficiente de acoplamento com o *air-gap*.

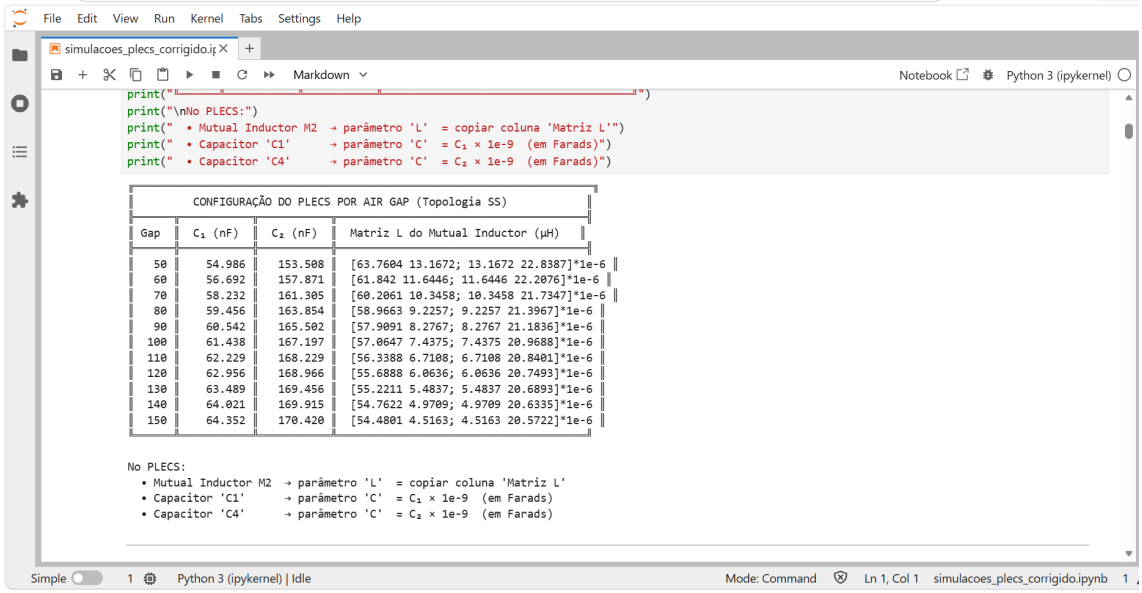


Figura B.3: Tabela de configuração do PLECS por *air-gap* gerada automaticamente (topologia SS).

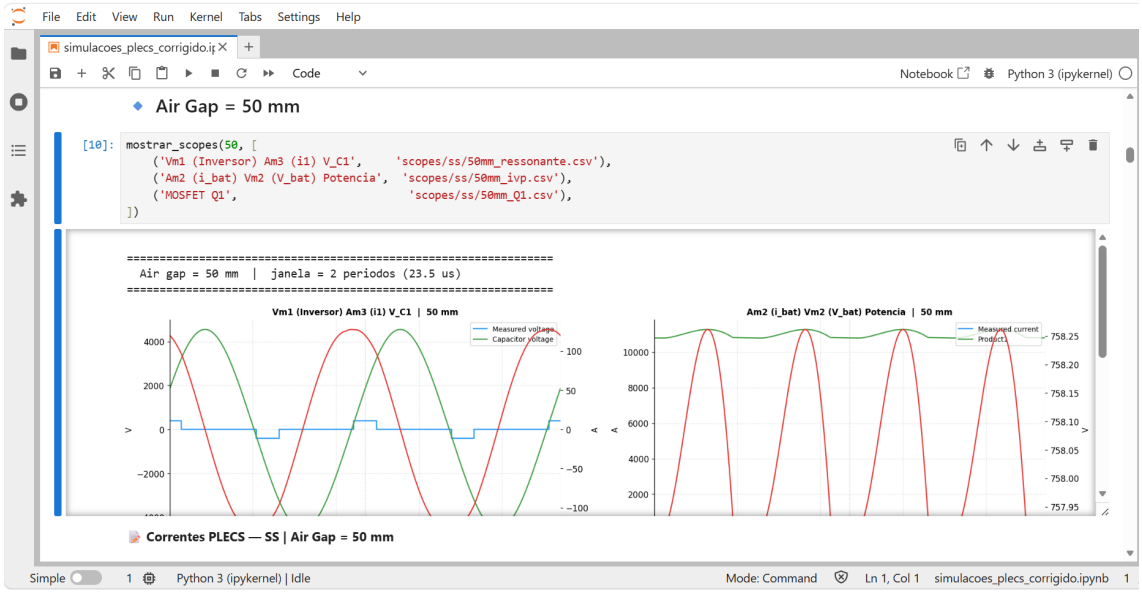


Figura B.4: Formas de onda exportadas do PLECS (topologia SS, *air-gap* de 50 mm).

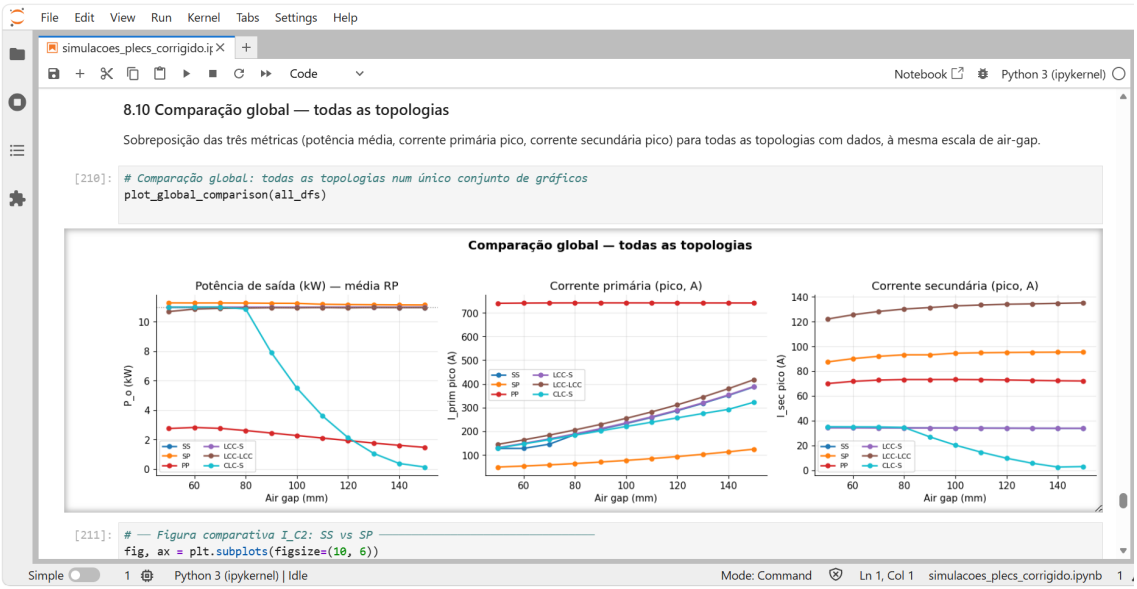


Figura B.5: Comparação global das métricas entre todas as topologias gerada pelo *notebook*.