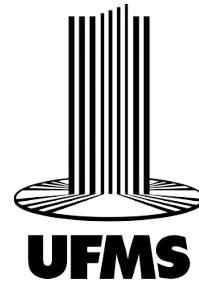


UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL  
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**SISTEMA RESSONANTE SÉRIE-SÉRIE  
APLICADO À RECARGA DE BATERIAS  
PARA VEÍCULOS DE  
MICROMOBILIDADE URBANA**

**Vitor Grateki**

Campo Grande - MS  
05 de Dezembro de 2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL  
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**SISTEMA RESSONANTE SÉRIE-SÉRIE  
APLICADO À RECARGA DE BATERIAS PARA  
VEÍCULOS DE MICROMOBILIDADE URBANA**

Vitor Grateki

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado  
como exigência para obtenção do grau de Ba-  
charelado em Engenharia Elétrica da Universi-  
dade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

Orientador: Prof. Dr. Ruben Barros Godoy

Campo Grande - MS  
05 de Dezembro de 2025

# SISTEMA RESSONANTE SÉRIE-SÉRIE APLICADO À RECARGA DE BATERIAS PARA VEÍCULOS DE MICROMOBILIDADE URBANA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como exigência para obtenção do grau de Bacharelado em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

## **Banca Examinadora:**

---

Prof. Dr. Ruben Barros Godoy

---

Prof. Dr. Tiago Henrique de Abreu Mateus

---

Prof. Dr. Cristiano Quevedo Andrea

Campo Grande - MS  
05 de Dezembro de 2025

# Agradecimentos

Gostaria de iniciar meus agradecimentos à minha mãe, Maria Luzia Dellarmelino Grateki, pelo amor, incentivo e apoio incondicional ao longo de toda a minha trajetória acadêmica, mesmo estando distante da família durante grande parte da minha formação. Sua força e confiança sempre me motivaram a enfrentar desafios e a buscar meus objetivos com dedicação e perseverança. À memória do meu pai, Miguel Arcangelo Grateki, que partiu tão cedo, deixo minha homenagem pelos valores morais que me transmitiu, que continuam a orientar minhas decisões e a inspirar minhas ações com ética, responsabilidade e integridade.

Agradeço também à minha madrinha, Maria da Penha Margon, pelo carinho, apoio e incentivo constante, que contribuíram de maneira significativa para minha formação pessoal e acadêmica.

Meus irmãos, Tadeu Fernandes Grateki e Wilian Grateki, merecem meu agradecimento pelo incentivo, apoio e presença constante, mesmo à distância. A amizade, companheirismo e motivação que sempre me transmitiram foram fundamentais para minha perseverança ao longo dessa trajetória.

Registro minha profunda gratidão ao meu orientador, Ruben Barros Godoy, por sua orientação, paciência e ensinamentos durante todas as etapas deste trabalho, contribuindo decisivamente para meu crescimento acadêmico e profissional.

Não poderia deixar de agradecer aos amigos que fiz na faculdade, que tornaram minha trajetória mais leve, alegre e inspiradora. Destaco, em especial, o grupo do PET - Engenharia Elétrica da UFMS, representado aqui por Gustavo e Witória, cujo apoio técnico, dedicação e parceria foram essenciais para o desenvolvimento, implementação e validação do protótipo deste TCC.

A todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para a realização deste trabalho, deixo meu sincero e profundo agradecimento.

# Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento, a modelagem e a implementação experimental de um sistema de transferência de energia sem fio destinado ao carregamento de dispositivos de micromobilidade elétrica. A topologia série-série foi selecionada devido à sua simplicidade estrutural e à capacidade de manter o ponto de compensação em diferentes condições de acoplamento magnético, favorecendo operação estável. O estudo compreendeu simulações ideais e, posteriormente, simulações baseadas em medições reais das impedâncias, possibilitando comparar o desempenho previsto com o comportamento experimental. Os resultados mostraram que o rendimento e a circulação de correntes são fortemente influenciados pela variação do acoplamento e pelas resistências parasitas presentes nas bobinas construídas. Foram observadas discrepâncias relevantes entre as simulações e o protótipo, associadas ao aumento da resistência série, à compensação reativa incompleta e à possível presença de fenômenos parasitas que intensificam as perdas. Ainda assim, o sistema demonstrou operação estável e capacidade de fornecer potência adequada para a carga, evidenciando a viabilidade da tecnologia de transferência de energia sem fio em aplicações urbanas de baixa potência.

**Palavras-chaves:** Transferência de Energia Sem Fio; Micromobilidade Elétrica; Acoplamento Magnético.

# Abstract

This work presents the development, modeling, and experimental implementation of a wireless power transfer system intended for charging electric micromobility devices. The series-series topology was selected due to its structural simplicity and its ability to maintain the compensation point under different magnetic coupling conditions, contributing to stable operation. The study included ideal simulations followed by simulations based on measured impedance values, enabling comparison between predicted performance and experimental behavior. The results showed that efficiency and current circulation are strongly influenced by variations in coupling and by parasitic resistances present in the constructed coils. Relevant discrepancies between simulations and the prototype were observed, mainly associated with increased series resistance, incomplete reactive compensation, and the possible presence of parasitic effects that intensify losses. Even so, the system demonstrated stable operation and the ability to provide adequate power to the load, confirming the feasibility of Wireless Power Transfer technology for low-power urban applications.

**Keywords:** Wireless Power Transfer; Electric Micromobility; Magnetic Coupling.

# Lista de ilustrações

Figura 1 –	WPT . . . . .	15
Figura 2 –	Tipos de WPT . . . . .	16
Figura 3 –	Topologias ressonantes . . . . .	17
Figura 4 –	Topologias clássicas de compensação em sistemas WPT . . . . .	18
Figura 5 –	Círculo térmico equivalente de um dispositivo semicondutor . . . . .	25
Figura 6 –	Modelo de simulação da topologia SS . . . . .	28
Figura 7 –	Esforços de tensão e corrente nos componentes . . . . .	28
Figura 8 –	Bobina helicoidal . . . . .	31
Figura 9 –	Projetos dos carretéis e suportes . . . . .	31
Figura 10 –	Fluxograma do projeto das bobinas . . . . .	32
Figura 11 –	Fator de acoplamento em função da distância. . . . .	34
Figura 12 –	Projetos dos bancos de capacitores . . . . .	35
Figura 13 –	Retificador monofásico em ponte completa . . . . .	36
Figura 14 –	Características de perda de potência direta por diodo . . . . .	36
Figura 15 –	Modelo de simulação . . . . .	39
Figura 16 –	Análise de impedâncias (Círculo com carga . . . . .	40
Figura 17 –	Análise de impedâncias (Secundário em curto) . . . . .	41
Figura 18 –	Tensão e corrente no inversor . . . . .	41
Figura 19 –	Esforços de tensão e corrente nos componentes . . . . .	42
Figura 20 –	Potência de saída em função do fator de acoplamento . . . . .	43
Figura 21 –	Rendimento do sistema em função do fator de acoplamento . . . . .	44
Figura 22 –	Correntes nos enrolamentos em função do fator de acoplamento . . . . .	44
Figura 23 –	Fonte de tensão CC - <i>Supplier</i> FCCT 250-50-i . . . . .	46
Figura 24 –	Inversor monofásico . . . . .	46
Figura 25 –	Bobinas primária e secundária . . . . .	47
Figura 26 –	Bancos de capacitores utilizados no sistema . . . . .	47
Figura 27 –	Retificador monofásico . . . . .	47
Figura 28 –	Bateria usada como carga . . . . .	48
Figura 29 –	Bancada de testes montada . . . . .	48
Figura 30 –	Análise de impedância dos circuitos primário e secundário. . . . .	49
Figura 31 –	Análise de impedância no circuito acoplado . . . . .	50
Figura 32 –	Sinais medidos na saída do inversor e na carga . . . . .	50
Figura 33 –	Correntes em função do distanciamento das bobinas . . . . .	51
Figura 34 –	Potências em função do distanciamento das bobinas . . . . .	52
Figura 35 –	Rendimento em função do distanciamento das bobinas . . . . .	52



# Lista de tabelas

Tabela 1 –	Equações de compensação das topologias ressonantes . . . . .	22
Tabela 2 –	Fator de Qualidade para topologias clássicas . . . . .	23
Tabela 3 –	Rendimento das topologias clássicas . . . . .	24
Tabela 4 –	Parâmetros elétricos do sistema WPT . . . . .	27
Tabela 5 –	Esforços elétricos obtidos na simulação do sistema WPT . . . . .	29
Tabela 6 –	Configuração dos cabos Litz utilizados nas bobinas primária e secundária . . . . .	30
Tabela 7 –	Parâmetros de projeto das bobinas . . . . .	33
Tabela 8 –	Parâmetros de projeto das bobinas readequadas . . . . .	33
Tabela 9 –	Características do diodo V80100PW . . . . .	35
Tabela 10 –	Resistências térmicas associadas ao dispositivo . . . . .	37
Tabela 11 –	Parâmetros elétricos utilizados no modelo de simulação . . . . .	38
Tabela 12 –	Esforços de tensão e corrente nos componentes . . . . .	42
Tabela 13 –	Medidas obtidas . . . . .	45
Tabela 14 –	Parâmetros obtidos na análise de impedâncias do sistema WPT . .	49
Tabela 15 –	Grandezas elétricas em função do afastamento entre as bobinas . .	51
Tabela 16 –	Medidas elétricas nos estágios de potência do sistema . . . . .	54
Tabela 17 –	Grandezas elétricas nos capacitores de compensação primário (C1) e secundário (C2) . . . . .	54
Tabela 18 –	Perdas por estágio do sistema . . . . .	54
Tabela 19 –	Resultados da simulação com $K = 0,40$ e sem resistência série adicionada . . . . .	55
Tabela 20 –	Resultados da simulação com $K = 0,53$ e resistência série de $0,8 \Omega$ no primário . . . . .	55

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>11</b>
1.1	Contextualização	11
1.2	Objetivos	13
1.2.1	Objetivo Geral	13
1.2.2	Objetivos Específicos	13
1.3	Organização do Trabalho	13
<b>2</b>	<b>Revisão Bibliográfica</b>	<b>15</b>
2.1	Transferência de energia sem fio - WPT	15
2.2	Topologias clássicas	17
2.2.1	Equacionamento geral	19
2.2.2	Topologia série-série (SS)	19
2.2.3	Topologia série-paralelo (SP)	20
2.2.4	Topologia paralelo-série (PS)	21
2.2.5	Topologia paralelo-paralelo (PP)	21
2.3	Fator de Qualidade	22
2.4	Cálculo Térmico e Dimensionamento do Dissipador	25
<b>3</b>	<b>Metodologia de projeto</b>	<b>27</b>
3.1	Levantamento dos esforços de tensão e corrente	27
3.2	Dimensionamento dos cabos Litz	29
3.3	Projeto das bobinas	30
3.3.1	Validação do fator de acoplamento	34
3.4	Dimensionamento dos bancos de capacitores	34
3.5	Dimensionamento do Retificador	35
3.5.1	Dimensionamento dos dissipadores de calor	36
<b>4</b>	<b>Resultados e discussões</b>	<b>38</b>
4.1	Metodologia de simulação	38
4.2	Resultados de Simulação	39
4.2.1	Varredura de impedância	39
4.2.2	Formas de onda de tensão e corrente no inversor	41
4.2.3	Esforços elétricos nos componentes da topologia	42
4.2.4	Influência do fator de acoplamento no comportamento da topologia SS	43
4.2.5	Perdas e análise de rendimento do sistema	45

4.3	Metodologia de implementação . . . . .	45
4.4	Resultados experimentais . . . . .	48
4.4.1	Varredura de impedâncias . . . . .	48
4.4.2	Formas de onda de tensão e corrente no inversor e na carga . . . . .	50
4.4.3	Influência do fator de acoplamento no comportamento da topologia SS . . . . .	51
4.4.4	Perdas e análise de rendimento do sistema . . . . .	52
4.4.5	Validação da simulação . . . . .	54
<b>5</b>	<b>Conclusão . . . . .</b>	<b>56</b>
5.1	Comportamento do Rendimento . . . . .	56
5.2	Comportamento das Correntes . . . . .	56
5.3	Comportamento da Potência . . . . .	57
5.4	Análise de Perdas . . . . .	57
5.5	Considerações Finais . . . . .	58
<b>Referências . . . . .</b>	<b>59</b>	

# 1 Introdução

## 1.1 Contextualização

Nos últimos anos, a micromobilidade tem ganhado destaque nos grandes centros urbanos, uma vez que essas regiões enfrentam desafios relacionados ao trânsito congestionado e à poluição do ar, demandando soluções de mobilidade sustentáveis. Além de auxiliar na fluidez do trânsito, os veículos de micromobilidade ajudam a reduzir gases do efeito estufa e a pegada de carbono, contribuindo para a descarbonização das cidades (CASTRO; GOMES; LEAL, 2024).

Dentro desse contexto, a micromobilidade elétrica refere-se ao uso de veículos leves, como bicicletas, patinetes e scooters elétricas, voltados para deslocamentos urbanos de curta distância, geralmente de até 10 km. Esses veículos operam com motores elétricos alimentados por baterias recarregáveis e circulam a velocidades de até 25 km/h, oferecendo uma alternativa de transporte sustentável, eficiente e economicamente acessível (Instituto de Políticas de Transporte e Desenvolvimento (ITDP Brasil), 2020). Além de ampliar o acesso ao transporte público e reduzir a dependência do automóvel, esses veículos contribuem para a melhoria da mobilidade urbana como um todo.

Outro fator que promove a disseminação dos veículos de micromobilidade é a viabilidade econômica. O custo de aquisição tem diminuído nos últimos anos, impulsionado por novas modalidades de financiamento, com taxas reduzidas voltadas especificamente para esse tipo de transporte. Além disso, os custos operacionais são significativamente menores quando comparados aos veículos elétricos de grande porte, como carros e motos, ou mesmo aos veículos movidos por combustíveis fósseis (AFFONSO, 2025). No Brasil, bicicletas elétricas, scooters e patinetes contam com isenção do IPVA (Imposto sobre a Propriedade de Veículos Automotores), não exigem seguro obrigatório e, conforme a Resolução nº 996/2023 do Conselho Nacional de Trânsito (CONTRAN) (2023), não precisam de registro, emplacamento ou carteira de habilitação, desde que atendam aos critérios técnicos estabelecidos para equipamentos autopropelidos .

Aliada à acessibilidade econômica, a evolução tecnológica tem sido determinante para a consolidação da micromobilidade. Os avanços em equipamentos, especialmente nas estações de carregamento e nas baterias, têm possibilitado a ampliação da oferta de serviços de transporte leve elétrico, como os sistemas de compartilhamento de bicicletas(National Association of City Transportation Officials (NACTO), 2019).

À medida que a micromobilidade elétrica se consolida, cresce também a demanda por soluções de recarga mais práticas, seguras e eficientes. Paralelo a esse crescimento, o

avanço dos componentes eletrônicos, especialmente após a introdução dos semicondutores, possibilitaram o desenvolvimento de chaves de alta frequência, como os MOSFETs, capazes de comutar em altas frequências, permitindo a transferência eficiente de potência pelo circuito ressonante. Essa inovação impulsionou o surgimento de aplicações voltadas para a Transferência de Energia sem Fio (Wireless Power Transfer – WPT), que mostrou-se como uma alternativa promissora para diversas modalidades de carregamento de baterias (JORGETTO, 2015).

O sistema WPT consiste em uma tecnologia que permite transmitir energia elétrica entre dois pontos sem a necessidade de contato físico direto. Conforme descrito por (VIEIRA; OLIVEIRA; SILVA, 2019), essa transmissão ocorre por meio de acoplamento magnético entre bobinas, uma transmissora e uma receptora, operando com base nos princípios da indução eletromagnética e da ressonância, o que possibilita uma transferência de potência de forma eficiente e segura. Essa abordagem elimina a necessidade de cabos, reduz o risco de choques elétricos e aumenta a praticidade operacional, especialmente em ambientes urbanos.

Entretanto, apesar desses avanços na tecnologia WPT, a infraestrutura de recarga dos veículos de micromobilidade ainda apresenta limitações significativas. Atualmente, a recarga desses veículos é realizada, predominantemente, por meio de conectores físicos (JORGETTO, 2015). Esses componentes, ao serem expostos às intempéries, estão sujeitos a processos de degradação, como o desgaste mecânico e a oxidação, que comprometem a integridade da conexão elétrica entre o dispositivo e a estação de carregamento. Tal condição pode resultar em falhas de contato, aumento da resistência elétrica, geração de calor localizado e perdas energéticas, configurando um ponto crítico para a eficiência e a durabilidade dos sistemas de alimentação.

Estudos recentes indicam que a transmissão de energia sem fio representa uma alternativa eficiente e confiável para a recarga de veículos elétricos (RAFINEJAD; GHAYEBLOO, 2025). Dessa forma, o WPT apresenta-se como uma solução viável para o carregamento de veículos elétricos de micromobilidade, principalmente em ambientes urbanos onde a exposição a intempéries e o desgaste de conectores físicos são fatores críticos. Ao eliminar a necessidade de contato direto entre o veículo e a estação de recarga, o WPT contribui para a redução das falhas mecânicas, melhora a confiabilidade do sistema e amplia a vida útil dos componentes de alimentação.

## 1.2 Objetivos

### 1.2.1 Objetivo Geral

Tendo em vista o aspecto promissor do WPT aplicado à recarga de baterias em veículos de micromobilidade, este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento, simulação e implementação de um sistema de carregamento baseado em acoplamento magnético ressonante. A proposta contempla o dimensionamento dos componentes, a análise dos parâmetros elétricos e magnéticos envolvidos, bem como a comparação entre os resultados obtidos em ambiente de simulação e os dados experimentais da implementação física. O enfoque está na eficiência energética, estabilidade do acoplamento e viabilidade técnica do sistema para aplicações urbanas em micromobilidade.

### 1.2.2 Objetivos Específicos

- Projetar um sistema de transferência de energia sem fio utilizando a topologia série-série com bobinas helicoidais, dimensionado para operar com acoplamento magnético fraco e potência de transferência de até 500 W.
- Simular o comportamento eletromagnético e elétrico do sistema em ambiente computacional, avaliando parâmetros como eficiência de acoplamento, frequência de ressonância, corrente induzida e tensão de saída.
- Implementar fisicamente a planta experimental do sistema projetado, incluindo a construção das bobinas, elementos de compensação e de retificação, visando a obtenção de 36 V na saída do lado receptor.
- Comparar os resultados obtidos na simulação com os dados experimentais, analisando discrepâncias, perdas, estabilidade do sistema e possíveis ajustes para otimização do desempenho.
- Avaliar a viabilidade técnica da aplicação do sistema em contextos de micromobilidade elétrica, considerando aspectos como robustez e estabilidade.

## 1.3 Organização do Trabalho

O presente trabalho está estruturado em cinco capítulos principais, buscando apresentar de forma progressiva o desenvolvimento do protótipo de carregador sem fio de alto rendimento para veículos de micromobilidade elétrica.

No Capítulo 1 – Introdução, apresentam-se o contexto da micromobilidade urbana, seus desafios e a motivação para o uso da transferência de energia sem fio como solução para recarga segura, robusta e alinhada a aplicações elétricas leves. São discutidos os

benefícios do carregamento sem contato, bem como os objetivos geral e específicos do trabalho, justificando a relevância do desenvolvimento de um sistema WPT de 500 W com foco em micromobilidade.

O Capítulo 2 – Fundamentação Teórica reúne os conceitos necessários para o entendimento e dimensionamento do sistema. São abordados os princípios da transferência de energia por acoplamento magnético, a equação de ressonância, o acoplamento mútuo e o coeficiente de acoplamento. Detalham-se as topologias ressonantes clássicas, com ênfase na topologia série-série, utilizada neste projeto. Também são discutidos o fator de qualidade, o fenômeno da bifurcação, o comportamento das topologias frente a variações no acoplamento, e o cálculo térmico dos semicondutores. Além disso, apresentam-se os fundamentos para o dimensionamento das bobinas helicoidais e dos cabos Litz utilizados no protótipo.

No Capítulo 3 – Metodologia, descrevem-se as etapas empregadas no desenvolvimento do sistema, incluindo a seleção dos parâmetros elétricos a partir da literatura, o dimensionamento das bobinas via algoritmo em *MATLAB*<sup>®</sup>, o projeto do retificador em ponte completa, e a modelagem do sistema no *Simulink*<sup>®</sup>. Apresentam-se ainda os procedimentos adotados para o cálculo térmico, seleção do dissipador e preparação da implementação física do protótipo.

O Capítulo 4 – Resultados e Discussões apresenta os resultados numéricos obtidos nas simulações elétricas, incluindo esforços de tensão e corrente nos componentes, comportamento ressonante, e avaliação da potência transferida. São analisados os efeitos do acoplamento magnético e o impacto nas correntes do circuito. Realiza-se também, a comparação entre valores simulados e projetados.

Por fim, o Capítulo 5 – Conclusão sintetiza os principais resultados do estudo, destacando a viabilidade do sistema projetado, suas limitações e possíveis aprimoramentos. São apresentadas recomendações para trabalhos futuros, incluindo testes experimentais completos, otimização dos enrolamentos e investigação de estratégias de controle para sistemas WPT aplicados à micromobilidade elétrica.

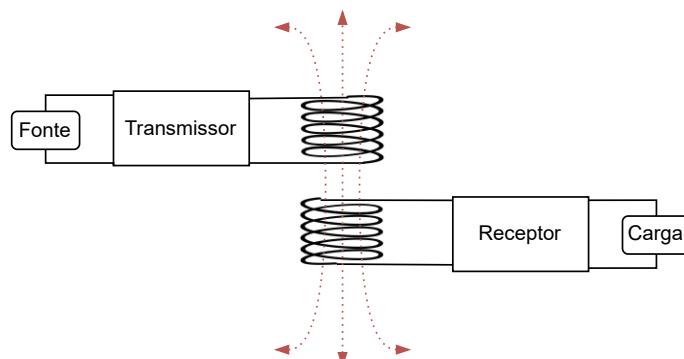
## 2 Revisão Bibliográfica

### 2.1 Transferência de energia sem fio - WPT

Segundo Liu et al. (2024), a transferência de energia sem fio, conhecida como Wireless Power Transfer, é uma tecnologia que permite transmitir potência elétrica a certa distância sem conexões físicas entre a fonte e a carga, por meio da conversão da energia elétrica em campos eletromagnéticos que, ao serem captados por dispositivos receptores, são reconvertidos em energia elétrica utilizável.

A WPT, portanto, propõe a transmissão de energia elétrica sem a necessidade de conexão física entre o transmissor e o receptor, seja através do vácuo ou da atmosfera(SIDIKU; ERONU; ASHIGWUIKE, 2020). É ilustrado na Figura 1, de forma simplificada, o princípio de funcionamento da transferência de energia sem fio, destacando os elementos básicos envolvidos no processo.

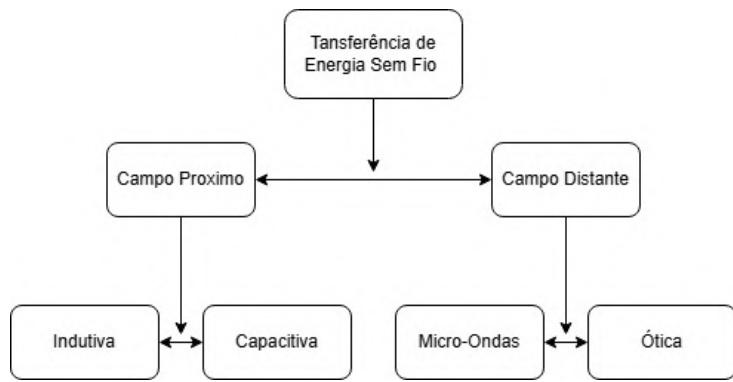
Figura 1 – WPT



Fonte: Adaptado de (SIDIKU; ERONU; ASHIGWUIKE, 2020)

Essa tecnologia pode ser implementada por diferentes métodos, como micro-ondas, lasers, acoplamento elétrico ou magnético, cada qual com características e aplicações específicas. Os métodos de WPT são geralmente agrupados em dois grandes sistemas: os de campo distante (*far field*), que utilizam ondas eletromagnéticas irradiadas como micro-ondas e lasers para transmitir energia a longas distâncias, e os de campo próximo (*near field*), que realizam a transferência por meio de acoplamento indutivo ou capacitivo entre elementos ressonantes, sendo esses últimos mais comuns em aplicações de curta distância e alta eficiência, como ilustrado na Figura 2(SIDIKU; ERONU; ASHIGWUIKE, 2020).

Figura 2 – Tipos de WPT



Fonte: Adaptado de (GODOY, 2024)

De acordo com Triviño, González-González e Aguado (2021), a tecnologia mais desenvolvida para transferência de energia sem fio em veículos elétricos é a baseada na indução magnética. Segundo Sidiku, Eronu e Ashigwuike (2020), essa técnica é amplamente usada em aplicações de baixa potência, como sistemas RFID, implantes médicos e sensores. A transferência de energia ocorre entre bobinas que operam na faixa de quilohertz e em distâncias curtas, geralmente de alguns milímetros até cerca de 20 cm.

Entre as principais vantagens estão a simplicidade de implementação, a operação prática e a segurança para os seres humanos, já que utiliza baixas frequências e não emite radiação. Também apresenta alta eficiência, chegando a 95% em pequenas distâncias, e elimina riscos como faíscas, choques elétricos e curtos-circuitos, pois depende do acoplamento magnético. No entanto, seu desempenho cai rapidamente quando a distância entre as bobinas aumenta, o que limita seu uso a aplicações de curta proximidade (SIDIKU; ERONU; ASHIGWUIKE, 2020).

Conforme estabelecido pela Lei de Ampère, quando uma corrente alternada percorre a bobina transmissora (primária), forma-se ao seu redor um campo magnético cuja intensidade é proporcional à magnitude da corrente e varia conforme sua frequência. A intensidade e o direcionamento desse campo também dependem da forma de enrolamento da bobina, que concentra e orienta as linhas de fluxo magnético, tornando o campo mais intenso e uniforme (TRIVIÑO; GONZÁLEZ-GONZÁLEZ; AGUADO, 2021).

Por sua vez, segundo a Lei de Faraday, uma bobina receptora (secundária), posicionada dentro desse campo magnético oscilante, é capaz de concatenar parte do fluxo magnético, induzindo uma tensão em seus terminais. Assim, a quantidade de energia transferida entre as bobinas depende diretamente da capacidade da bobina receptora de capturar o fluxo magnético gerado pela bobina transmissora (TRIVIÑO; GONZÁLEZ-GONZÁLEZ; AGUADO, 2021).

Além disso, os sistemas de WPT por indução podem ser classificados em resso-

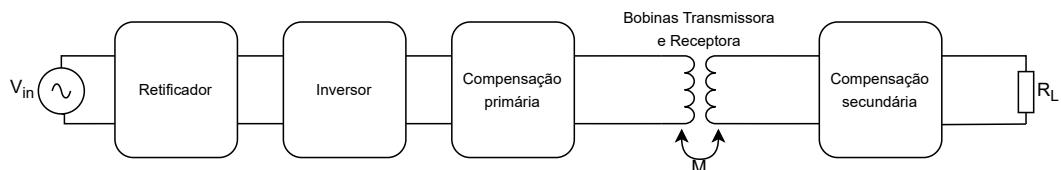
nantes e não ressonantes. Os sistemas ressonantes são projetados para operar em uma frequência de ressonância, utilizando circuitos de compensação formados por capacitores e indutores conectados às bobinas primária e secundária. Essa configuração otimiza o acoplamento magnético e, consequentemente, maximiza a eficiência da transferência de energia, mesmo diante de variações moderadas na distância ou em desalinhamentos entre as bobinas (TRIVIÑO; GONZÁLEZ-GONZÁLEZ; AGUADO, 2021).

## 2.2 Topologias clássicas

Os circuitos de compensação são utilizados em sistemas de transferência de energia sem fio para corrigir o defasamento entre corrente e tensão, possibilitando o funcionamento em regime ressonante. No ponto de ressonância ideal, o capacitor anula a reatância induitiva da bobina transmissora, permitindo que a corrente permaneça em fase com a tensão de entrada e garantindo a máxima transferência de potência. Já no circuito secundário, o conjunto formado pela bobina receptora e o capacitor associado atua como um circuito ressonante sintonizado na mesma frequência do transmissor, de modo que a energia recebida por indução magnética seja eficientemente convertida em tensão e corrente para a carga (SILVA, 2022; ZHANG et al., 2017).

Um sistema típico de transferência de energia sem fio por acoplamento ressonante pode ser observado na Figura 3, na qual a tensão da rede em baixa frequência (50/60 Hz) é inicialmente convertida em corrente contínua por meio de um conversor CA–CC com correção do fator de potência. Essa energia contínua alimenta um inversor de alta frequência, cuja saída é aplicada ao circuito de compensação e à bobina transmissora. O campo magnético alternado gerado induz tensão na bobina receptora, que, em conjunto com a rede de compensação secundária, maximiza a potência transferida e a eficiência do sistema. Por fim, a tensão alternada recebida é retificada e utilizada para alimentar a carga.

Figura 3 – Topologias ressonantes



Fonte: Adaptado de (LI; MI, 2015)

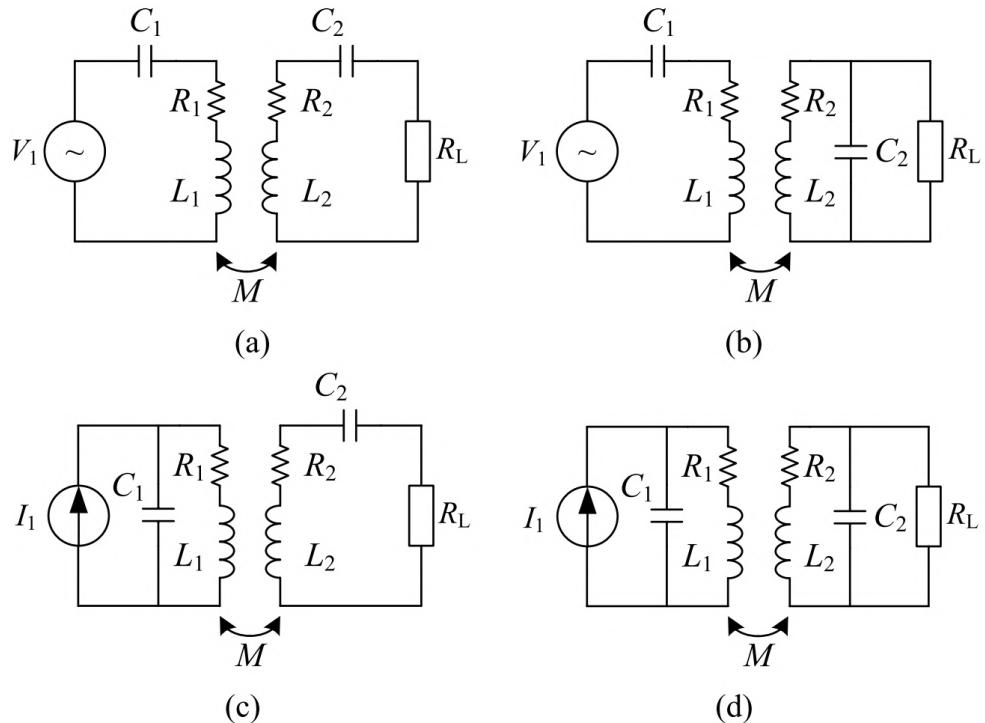
De acordo com Li e Mi (2015), em sistemas de transferência de energia sem fio fracamente acoplados, a compensação é necessária devido ao forte efeito da indutância de dispersão entre as bobinas. Nesse contexto, a literatura define quatro topologias clás-

sicas ressonantes, que são série-série (SS), série-paralelo (SP), paralelo-paralelo (PP) e paralelo-série (PS). A escolha da configuração está associada a parâmetros elétricos e magnéticos do sistema, como o coeficiente de acoplamento entre as bobinas, o fator de qualidade dos enrolamentos e a impedância equivalente da carga, os quais determinam a eficiência e a estabilidade da transferência de potência em regime ressonante.

A principal diferença entre essas topologias encontra-se na forma como a rede de compensação é implementada nos lados primário e secundário. A disposição dos capacitores em série ou em paralelo com as bobinas modifica o comportamento elétrico do circuito, alterando a impedância refletida, a regulação de tensão e corrente e a sensibilidade a desalinhamentos. Dessa forma, cada configuração apresenta vantagens e limitações específicas, sendo mais adequada a determinadas condições de carga e requisitos de operação (LI; MI, 2015).

Apresenta-se na Figura 4, um diagrama ilustrativo das quatro topologias ressonantes, evidenciando as diferentes formas de conexão dos capacitores de compensação no circuito transmissor e receptor. Essas configurações definem as equações de compensação, mostradas ao longo deste tópico e resumidas na Tabela 3.

Figura 4 – Topologias clássicas de compensação em sistemas WPT



Fonte: Adaptado de (LI; MI, 2015)

### 2.2.1 Equacionamento geral

Um sistema WPT pode ser modelado por duas bobinas magneticamente acopladas, sendo a bobina primária associada à indutância  $L_1$  e a bobina secundária à indutância  $L_2$ . A interação entre ambas é caracterizada pela indutância mútua  $M$ , expressa por:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (2.1)$$

onde  $k$  representa o coeficiente de acoplamento magnético, que varia entre 0 (acoplamento nulo) e 1 (acoplamento perfeito).

A operação em regime ressonante ocorre quando as reatâncias indutiva e capacitiva se anulam, satisfazendo a condição

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

Nessa condição, o sistema apresenta máxima transferência de potência e mínima defasagem entre tensão e corrente. Os capacitores de compensação  $C_1$  e  $C_2$  são conectados, respectivamente, nos lados primário e secundário do sistema, enquanto  $L_1$  e  $L_2$  representam as indutâncias das bobinas transmissora e receptora. Conforme destacado por Wang Chun T.; Covic (2004), a compensação no primário é projetada de forma que a frequência de ângulo de fase zero coincide com a frequência de ressonância do secundário, garantindo assim a máxima potência transferida com a mínima potência aparente exigida da fonte.

Essas expressões servem de base para o dimensionamento dos elementos de compensação nas diferentes topologias, apresentadas na Figura 4, e resumidas posteriormente na Tabela 3.

### 2.2.2 Topologia série-série (SS)

A topologia série-série é amplamente adotada em sistemas de WPT devido à sua simplicidade e elevado rendimento em curtas distâncias. Nessa configuração, ambos os capacitores são conectados em série com suas respectivas bobinas ( $L_1$  e  $L_2$ ), garantindo a compensação completa das reatâncias indutivas e operação com corrente e tensão em fase.

As equações de compensação são:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1} \quad (2.3)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \quad (2.4)$$

A topologia SS é a mais simples entre as clássicas, pois utiliza capacitores em série tanto no primário quanto no secundário. Uma de suas principais vantagens é não refletir a parcela imaginária da impedância para o primário, além de não depender da indutância mútua para o dimensionamento do capacitor  $C_p$ , o que simplifica o projeto e torna o ponto de compensação independente do fator de acoplamento (GODOY, 2024).

Por outro lado, a SS apresenta instabilidade em situações de redução ou perda de acoplamento, podendo transferir potência acima do valor nominal com baixo rendimento. Além disso, é sensível ao fenômeno de bifurcação, no qual pequenas variações de frequência podem conduzir a pontos de operação prejudiciais. Quando projetada para operar sem bifurcação, entretanto, a topologia SS mostra-se bastante estável e eficiente (GODOY, 2024).

### 2.2.3 Topologia série-paralelo (SP)

Na configuração série-paralelo, o capacitor do primário é conectado em série à bobina transmissora ( $L_1$ ), enquanto o do secundário é conectado em paralelo à bobina receptora ( $L_2$ ). Essa estrutura mantém a tensão de saída praticamente constante, mesmo com variações de carga, o que a torna adequada para aplicações que exigem regulação de tensão (LI; MI, 2015).

As condições de compensação são dadas por:

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 \left( L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)} \quad (2.5)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \quad (2.6)$$

Segundo Godoy (2024), a topologia SP apresenta menor criticidade no projeto de parâmetros em relação à SS, mas enfrenta desafios práticos relevantes. O capacitor primário ( $C_p$ ) depende da indutância mútua ( $M$ ), tornando o sistema sensível a variações do fator de acoplamento ( $k$ ). Essa característica pode comprometer a compensação, gerar fase na impedância equivalente e levar a pontos de operação distintos do projetado.

A redução de  $k$  pode causar instabilidade, elevando a corrente de entrada e a potência transferida a valores superiores aos nominais, o que pode causar colapso do circuito. Além disso, a presença de bifurcação agrava o problema, pois variações paramétricas de até 20% na ressonância podem comprometer severamente a operação do sistema (GODOY, 2024).

### 2.2.4 Topologia paralelo-série (PS)

Nesta topologia, o capacitor do primário é ligado em paralelo à bobina transmissora ( $L_1$ ), enquanto o do secundário é conectado em série à bobina receptora ( $L_2$ ). Essa configuração reduz a corrente de entrada no transmissor, o que diminui as perdas por condução e aumenta a eficiência da fonte (LI; MI, 2015).

As equações de compensação são:

$$C_1 = \frac{1}{\left(\frac{M^2\omega_0^2}{R_L}\right)^2 + \omega_0^2 L_1^2} \quad (2.7)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \quad (2.8)$$

Na topologia PS, a compensação paralela no primário exige uma fonte de corrente para a alimentação do circuito, o que pode ser vantajoso, pois facilita o controle dessa grandeza frente a variações de frequência. Além disso, Godoy (2024) afirma que essa configuração garante estabilidade mesmo em condições de redução do fator de acoplamento, permitindo inclusive a remoção completa do lado receptor sem riscos de danificar o circuito.

No lado secundário, a compensação série contribui para melhorar a regulação e a estabilidade da tensão aplicada à carga. Diferentemente da topologia SS, a PS não reflete a parcela imaginária da impedância para o primário. Contudo, apresenta dependência da indutância mútua para a determinação do capacitor  $C_p$ , o que torna o desempenho sensível ao fator de acoplamento: para valores de  $k$  superiores ao nominal de projeto, o circuito tende a apresentar comportamento capacitivo, enquanto para valores inferiores, o comportamento se torna indutivo (GODOY, 2024).

### 2.2.5 Topologia paralelo-paralelo (PP)

A topologia paralelo-paralelo utiliza capacitores conectados em paralelo em ambos os lados do sistema. Esse arranjo proporciona isolamento entre o circuito e a carga, sendo indicado para aplicações que envolvem múltiplos receptores (SILVA, 2022).

As condições de compensação são:

$$C_1 = \frac{1}{\frac{M^2\omega_0^2 R_L}{L_2^2} + \omega_0^2 \left(L_1 - \frac{M^2}{L_2}\right)^2} \quad (2.9)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2} \quad (2.10)$$

A topologia PP apresenta comportamento semelhante à PS, com a máxima potência e o rendimento ocorrendo em frequência ligeiramente superior à  $\omega_r$ . A compensação

paralela no secundário, entretanto, dificulta a seleção dos compensadores do primário, pois além de refletir parcela imaginária, o capacitor  $C_p$  depende da indutância mútua, tornando o sistema sensível ao fator de acoplamento e tendendo ao comportamento capativo (GODOY, 2024).

Já a compensação paralela no primário confere estabilidade frente à perda de acoplamento, permitindo a remoção do secundário sem riscos ao circuito. Contudo, desvios de frequência podem levar a correntes de entrada elevadas, exigindo controle rigoroso, uma vez que a topologia requer alimentação por fonte de corrente.(GODOY, 2024)

Na Tabela 3, apresenta-se um resumo das equações utilizadas no processo de compensação das quatro topologias clássicas.

Tabela 1 – Equações de compensação das topologias ressonantes

Topologia	Cap. Primário	Cap. Secundário
SS	$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 L_1}$	$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}$
SP	$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2 \left( L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)}$	$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}$
PS	$C_1 = \frac{1}{\left( \frac{M^2 \omega_0^2}{R_L} \right)^2 + \omega_0^2 L_1^2}$	$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}$
PP	$C_1 = \frac{1}{\frac{M^2 \omega_0^2 R_L}{L_2^2} + \omega_0^2 \left( L_1 - \frac{M^2}{L_2} \right)^2}$	$C_2 = \frac{1}{\omega_0^2 L_2}$

Fonte: Adaptado de (LI; MI, 2015)

## 2.3 Fator de Qualidade

O fator de qualidade é um parâmetro fundamental na análise e no desempenho dos sistemas de transferência de energia sem fio por acoplamento indutivo (IWPT). Ele expressa a relação entre a energia armazenada no campo magnético e as perdas resistivas do circuito em cada ciclo de operação, influenciando diretamente a eficiência de transferência de potência, a estabilidade do sistema e a ocorrência de fenômenos como a bifurcação (WANG CHUN T.; COVIC, 2004).

Segundo Godoy (2024), o fenômeno de bifurcação ocorre quando a combinação

dos parâmetros elétricos do sistema resulta no surgimento de múltiplas frequências de ressonância. Nas topologias com compensação série no primário, esse comportamento pode gerar picos de potência em frequências próximas à de projeto ( $\omega_0$ ). Já nas configurações com circuito primário paralelo, a bifurcação pode contribuir para estabilizar a corrente de entrada frente a variações de frequência, embora também possa ocasionar picos de potência em frequências distintas de  $\omega_0$ , aumentando o risco de sobretensões e danos aos componentes.

Conforme apresentado por Wang Chun T.; Covic (2004), em sistemas ressonantes o fator de qualidade ( $Q$ ) é definido separadamente para os circuitos primário ( $Q_p$ ) e secundário ( $Q_s$ ), variando conforme a topologia de compensação adotada. As equações que descrevem essas relações estão apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Fator de Qualidade para topologias clássicas

	$Q_p$	$Q_s$
Capacitância secundária em série	$\frac{L_p R}{\omega_0 M^2}$	$\frac{\omega_0 L_s}{R}$
Capacitância secundária em paralelo	$\frac{\omega_0 L_p L_s^2}{RM^2}$	$\frac{R}{\omega_0 L_s}$

Fonte: Adaptado de (WANG CHUN T.; COVIC, 2004).

Variações no coeficiente de acoplamento ( $k$ ) e na frequência de operação ( $\omega$ ) podem ocorrer durante o funcionamento do sistema, afetando diretamente a estabilidade e comportamento ressonante do circuito. De acordo com Wang Chun T.; Covic (2004), o desvio da frequência de operação em relação à frequência de ressonância pode provocar o surgimento de múltiplos pontos de potência máxima, caracterizando o fenômeno da bifurcação. Para evitar esse comportamento e garantir a estabilidade na frequência de ressonância, é necessário que os fatores de qualidade do circuito primário ( $Q_p$ ) e do circuito secundário ( $Q_s$ ) satisfaçam determinadas condições de projeto, expressas pelas desigualdades a seguir:

$$Q_p > \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1} \quad (2.11)$$

$$Q_p > Q_s + \frac{1}{Q_s} \quad (2.12)$$

$$Q_p > Q_s \quad (2.13)$$

As relações apresentadas nas Equações (2.11) a (2.13) estão associadas à eliminação do fenômeno de bifurcação em diferentes configurações de compensação. A condição expressa em (2.11) refere-se à compensação série-série (SS), enquanto a Equação (2.12) é aplicável às topologias paralelo-paralelo (PP) e série-paralelo (SP). Por fim, a relação indicada em (2.13) corresponde à compensação paralelo-série (PS), conforme discutido por Wang Chun T.; Covic (2004).

A variação do coeficiente de acoplamento magnético ( $k$ ), geralmente causada pelo desalinhamento entre as bobinas transmissora e receptora, afeta diretamente a estabilidade e o rendimento dos sistemas de transferência de energia sem fio (WANG CHUN T.; COVIC, 2004; GODOY, 2024).

Quando o acoplamento magnético é reduzido, a eficiência de transferência decai de forma significativa, especialmente em topologias nas quais a indutância mútua ( $M$ ) é essencial para o cálculo da compensação, como nas configurações série-paralelo (SP) e paralelo-paralelo (PP). Nessas topologias, a diminuição de  $M$  resulta em potências reativas não compensadas no circuito primário, o que provoca perda de rendimento e instabilidade (WANG CHUN T.; COVIC, 2004).

Em contrapartida, nas topologias série-série (SS) e paralelo-série (PS), o desempenho é menos sensível à variação da indutância mútua, uma vez que o parâmetro  $M$  não é diretamente utilizado no dimensionamento dos elementos de compensação. Contudo, essas configurações também apresentam limitações. Embora a compensação SS possua alta eficiência de transferência e comportamento estável em curtas distâncias, torna-se instável em condições de desalinhamento ou ausência da bobina receptora, devido à baixa impedância refletida no primário durante a operação em vazio (GODOY, 2024).

Na Tabela 3, são apresentadas, as equações de rendimento para as topologias clássicas.

Tabela 3 – Rendimento das topologias clássicas

Topologia	Rendimento ( $\eta$ )
SS e PS	$\eta \approx \frac{R_L}{R_2 + R_L}$
SP e PP	$\eta \approx \frac{R_L}{R_2 + R_L + \frac{R_1 \cdot L_2^2}{M^2}}$

Fonte: Tabela adaptada de (TRIVIÑO; GONZÁLEZ-GONZÁLEZ; AGUADO, 2021).

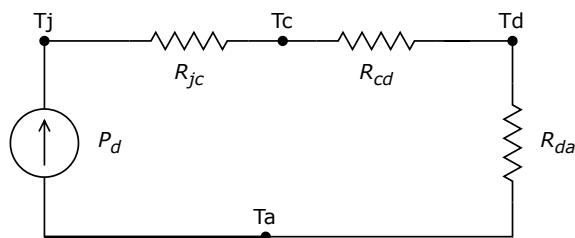
De modo geral, observa-se que as topologias clássicas, embora amplamente em-

pregadas em sistemas IWPT, apresentam limitações que restringem sua aplicação em condições dinâmicas. A topologia SS, por exemplo, oferece elevado rendimento e simplicidade de implementação, mas não é adequada para situações com术 desalinhamento entre as bobinas, nas quais sua estabilidade é severamente comprometida. Já as configurações PS e PP demonstram maior tolerância à variação do acoplamento, porém com eficiência de potência inferior (TRIVIÑO; GONZÁLEZ-GONZÁLEZ; AGUADO, 2021).

## 2.4 Cálculo Térmico e Dimensionamento do Dissipador

O cálculo térmico é fundamental em sistemas de eletrônica de potência, pois a temperatura de junção dos semicondutores determina sua confiabilidade e vida útil. Conforme apresentado por Rashid (2014), o fluxo de calor entre a junção do dispositivo e o ambiente pode ser modelado como um circuito térmico equivalente em série, composto pelas resistências térmicas da junção à cápsula, da cápsula ao dissipador e do dissipador ao ambiente, conforme ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Circuito térmico equivalente de um dispositivo semicondutor



Fonte: Adaptado de (RASHID, 2014)

A potência dissipada no semicondutor, denotada por  $P_d$ , corresponde ao calor gerado durante sua operação devido às perdas associadas ao dispositivo. Essa potência constitui a principal fonte de elevação da temperatura de junção e deve ser adequadamente conduzida até o ambiente por meio do caminho térmico equivalente.

A resistência térmica total entre a junção e o ambiente é dada por:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} \quad (2.14)$$

onde:

- $R_{ja}$ : resistência térmica total junção–ambiente ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );
  - $R_{jc}$ : resistência térmica entre a junção e a cápsula ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );
  - $R_{cd}$ : resistência térmica entre a cápsula e o dissipador ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );

- $R_{da}$ : resistência térmica entre o dissipador e o ambiente (°C/W).

Assim, a temperatura de junção do dispositivo semicondutor pode ser estimada por:

$$T_j = T_a + P_d \cdot R_{ja} \quad (2.15)$$

onde:

- $T_j$ : temperatura de junção (°C);
- $T_a$ : temperatura ambiente (°C);
- $P_d$ : potência dissipada pelo dispositivo (W).

Para determinar o dissipador adequado, calcula-se a resistência térmica máxima permitida para o caminho dissipador–ambiente:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - R_{jc} - R_{cd} \quad (2.16)$$

onde:

- $R_{da}$ : resistência térmica requerida do dissipador (°C/W);
- o termo  $\frac{T_j - T_a}{P_d}$  representa a resistência térmica total admissível entre junção e ambiente;
- $R_{jc}$  e  $R_{cd}$  são fornecidos pelo fabricante ou definidos pelo método de montagem.

Segundo Rashid (2014), o dissipador selecionado deve apresentar valor de  $R_{da}$  igual ou inferior ao calculado, garantindo que o dispositivo opere abaixo da temperatura máxima especificada. Medidas como o uso de pasta térmica e pressão de montagem adequada também reduzem a resistência térmica  $R_{cd}$ , contribuindo para uma dissipação de calor mais eficiente.

### 3 Metodologia de projeto

#### 3.1 Levantamento dos esforços de tensão e corrente

O dimensionamento dos parâmetros elétricos foi realizado para obter-se um sistema com a topologia SS de 500 W de potência transferida, com a frequência de operação fixa em 50 kHz e fator de acoplamento de 0,4. De acordo com Filgueiras (2025), os parâmetros correspondentes a um sistema com essas características estão listados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros elétricos do sistema WPT

Parâmetro	Valor
Indutância da bobina primária ( $L_1$ )	200 $\mu\text{H}$
Indutância da bobina secundária ( $L_2$ )	11 $\mu\text{H}$
Resistência da bobina primária ( $R_1$ )	0,2 $\Omega$
Resistência da bobina secundária ( $R_2$ )	0,011 $\Omega$
Resistência de carga ( $R_L$ )	2,6 $\Omega$
Capacitância primária ( $C_1$ )	50,6 $\eta\text{F}$
Capacitância secundária ( $C_2$ )	921 $\eta\text{F}$
Tensão de entrada ( $V_{\text{in}}$ )	83 V
Fator de acoplamento ( $k$ )	0,4
Tensão de saída ( $V_{\text{out}}$ )	36 V
Rendimento (n)	98 %

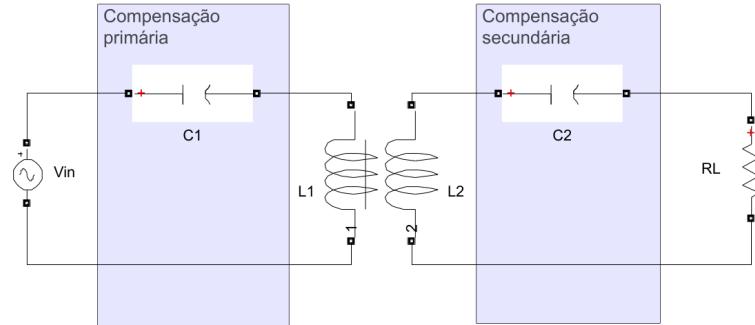
Fonte: Adaptado de (FILGUEIRAS, 2025)

Com os parâmetros dimensionados, foram realizadas simulações no *MATLAB*<sup>®</sup> e no *Simulink*<sup>®</sup> com o objetivo de avaliar o comportamento elétrico do sistema WPT. As simulações permitiram determinar os esforços de tensão e corrente em cada componente do circuito, incluindo as bobinas, os capacitores de compensação e a carga. Essa análise é essencial para o projeto dos bancos de capacitores e da implementação física das bobinas primária e secundária, assegurando que esses elementos suportem as condições de operação previstas e que os valores adotados conduzam o sistema ao regime ressonante conforme esperado.

Além disso, as simulações possibilitaram verificar se o conjunto de parâmetros escolhidos atende aos requisitos definidos no projeto, como potência transferida, níveis de tensão e corrente e eficiência estimada. O esquemático do circuito simulado é representado na Figura 6, bem como os esforços de tensão e corrente nos componentes podem ser

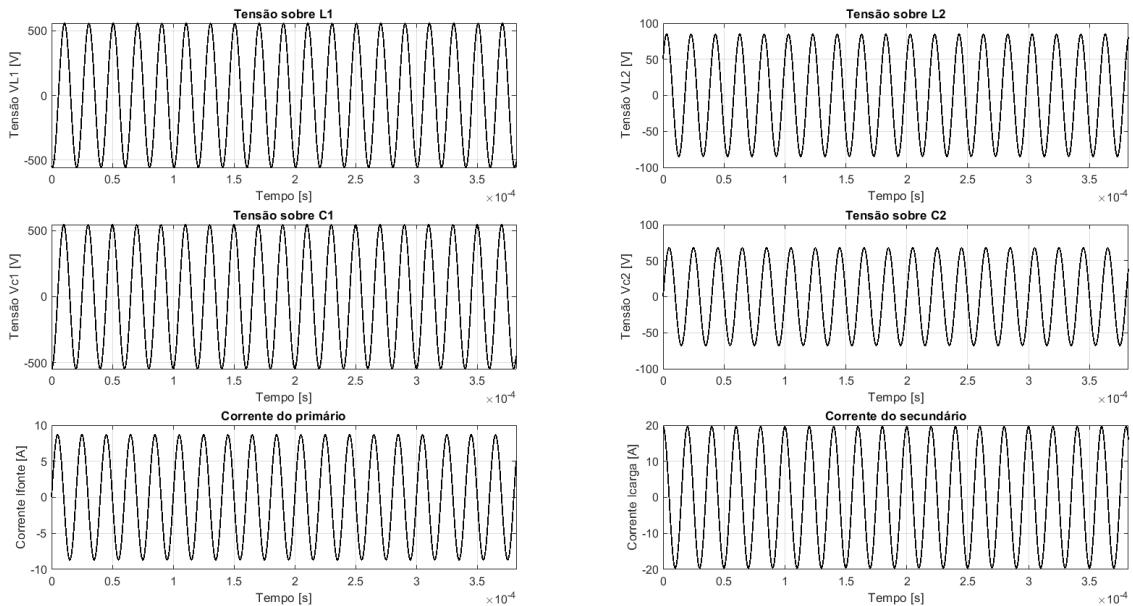
analizados por meio da Figura 7

Figura 6 – Modelo de simulação da topologia SS



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 7 – Esforços de tensão e corrente nos componentes



Fonte: Elaborado pelo autor

Os valores máximos dos esforços de tensão e corrente apresentados na Figura 7 encontram-se organizados na Tabela 5.

Tabela 5 – Esforços elétricos obtidos na simulação do sistema WPT

Grandezas	Valor de pico
Tensão sobre L1 ( $V_{L1}$ )	558,3 V
Tensão sobre L2 ( $V_{L2}$ )	84,8 V
Tensão sobre $C_1$ ( $V_{C1}$ )	545,5 V
Tensão sobre $C_2$ ( $V_{C2}$ )	67,75 V
Corrente na fonte / L1 / $C_1$ ( $I_{\text{fonte}}$ )	8,68 A
Corrente na carga / L2 / $C_2$ ( $I_{\text{carga}}$ )	19,7 A
Tensão no retificador ( $V_{\text{ret}}$ )	50,9 V

Fonte: Elaborado por autor

### 3.2 Dimensionamento dos cabos Litz

Para frequências elevadas o efeito pelicular faz com que a corrente se concentre perto da superfície do condutor, reduzindo a seção útil do fio e aumentando as perdas ôhmicas efetivas (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2006). A profundidade pelicular para um condutor homogêneo é dada por

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (3.1)$$

onde  $\omega = 2\pi f$  é a frequência angular,  $\mu$  é a permeabilidade magnética (no cobre  $\mu \approx \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m) e  $\sigma$  é a condutividade elétrica do material (para o cobre  $\sigma \approx 5,8 \times 10^7$  S/m).

Para a frequência de projeto  $f = 50$  kHz temos:

$$\omega = 2\pi \cdot 50000 \approx 3,14159 \times 10^5 \text{ rad/s}$$

Substituindo na Equação (3.1) com  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m e  $\sigma = 5,8 \times 10^7$  S/m obtemos

$$\delta \approx 2,96 \times 10^{-4} \text{ m}$$

Assim, a profundidade pelicular no cobre para a frequência de 50 kHz é aproximadamente

$$\delta = 0,296 \text{ mm.}$$

Com esse valor, a escolha do fio condutor pode ser feita utilizando o critério usual para condutores sólidos em alta frequência, no qual o diâmetro do fio deve satisfazer:

$$D_{\text{AWG}} \leq 2\delta \quad (3.2)$$

Substituindo o valor calculado:

$$2\delta = 2 \times 0,296 \text{ mm} = 0,592 \text{ mm.}$$

Consultando a tabela padronizada de bitolas AWG, o fio AWG 23 apresenta diâmetro nominal de:

$$D_{\text{AWG23}} = 0,573 \text{ mm,}$$

valor este que atende à condição  $D_{\text{AWG}} \leq 2\delta$ . Dessa forma, o fio AWG 23 foi selecionado por possuir diâmetro ligeiramente inferior ao limite imposto pelo efeito pelicular, garantindo operação adequada em 50 kHz.

Para os respectivos esforços de corrente apresentados na Tabela 5, foi necessária a paralelização de múltiplos condutores AWG a fim de compor um cabo Litz capaz de suportar as correntes de pico definidas nas simulações. Na Tabela 6 são apresentados os parâmetros dos condutores.

Tabela 6 – Configuração dos cabos Litz utilizados nas bobinas primária e secundária

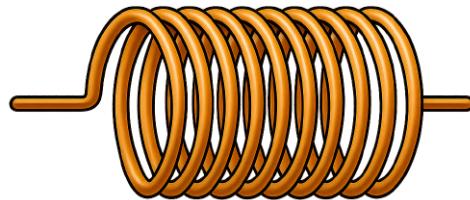
<b>Bobina</b>	<b>Bitola do condutor</b>	<b>Quantidade de fios paralelizados</b>
Primária	AWG 23	8
Secundária	AWG 23	18

Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.3 Projeto das bobinas

Uma vez que a topologia SS apresenta instabilidade na corrente primária quando ocorre redução do fator de acoplamento (GODOY, 2024), optou-se por adotar uma geometria de bobinas que minimizasse variações bruscas de alinhamento entre transmissor e receptor. Para essa finalidade, foi escolhida a configuração helicoidal, ilustrada na Figura 8, cuja construção favorece um posicionamento mais controlado e reduz a sensibilidade a deslocamentos laterais.

Figura 8 – Bobina helicoidal

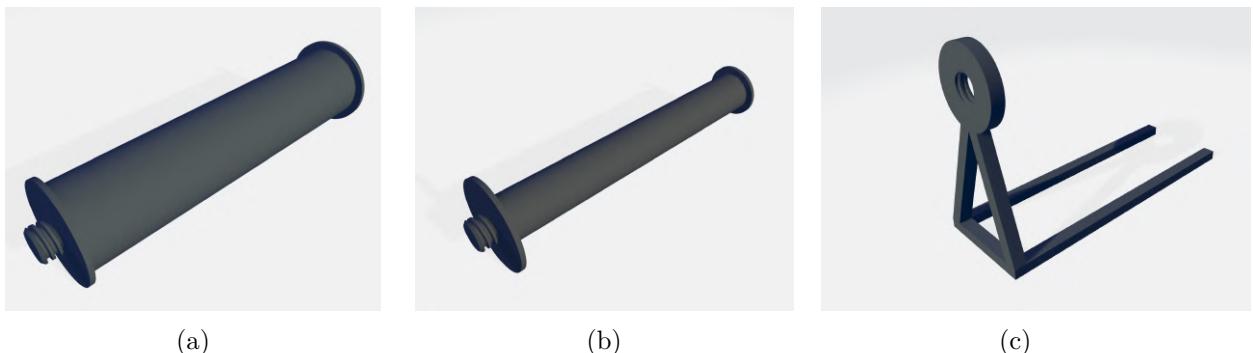


Fonte: Elaborado pelo autor

Inicialmente, optou-se pelo desenvolvimento de um suporte com 5 cm de diâmetro para a bobina primária e um suporte com 3 cm de diâmetro para a bobina secundária, ambos com 23 cm de comprimento. A escolha dessas dimensões foi baseada na estrutura de carregamento das bicicletas elétricas do eletroposto da UFMS – Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, visando uma futura implementação do sistema de carregamento sem fio nas estruturas já existentes.

A modelagem 3D dos carretéis e dos suportes foi realizada no software *Solid Edge* e, posteriormente, as peças foram fabricadas por meio de impressão 3D. O projeto das bobinas pode ser visualizado na Figura 9. A imagem (a) representa o carretel da bobina primária, a imagem (b) corresponde ao carretel da bobina secundária, e a imagem (c) apresenta o suporte utilizado para ambos os carretéis, uma vez que sua geometria é idêntica para as duas bobinas.

Figura 9 – Projetos dos carretéis e suportes



Fonte: Elaborado pelo autor

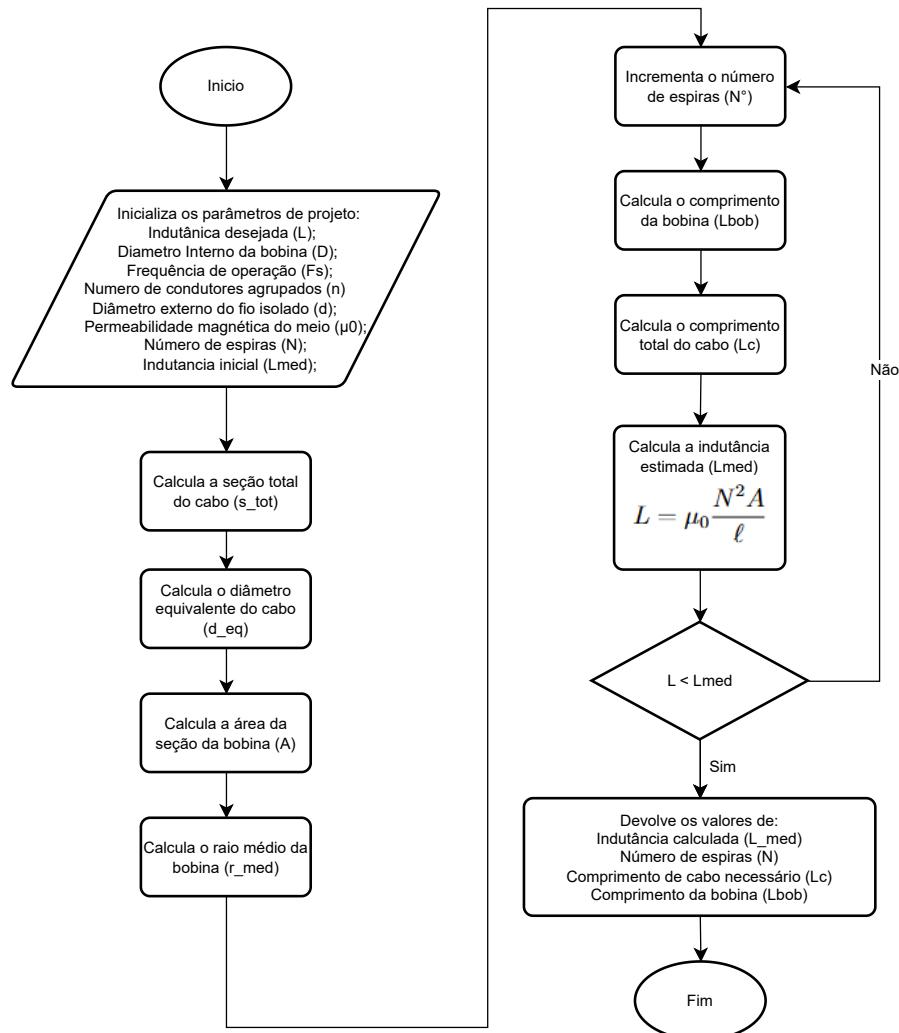
Para a determinação das indutâncias das bobinas, desenvolveu-se um código em *MATLAB*<sup>®</sup> com o propósito de calcular o número de espiras necessário para que a bobina helicoidal atinja o valor de indutância especificado para o sistema WPT. O processo inicia-se pela definição dos parâmetros físicos do condutor, incluindo o diâmetro equivalente do cabo Litz, e das dimensões geométricas do carretel utilizado no enrolamento.

A partir desses dados, o algoritmo incrementa iterativamente o número de espiras e, a cada iteração, estima a indutância utilizando o modelo simplificado de uma bobina helicoidal, cuja expressão aproximada é dada por:

$$L = \mu_0 \frac{N^2 A}{\ell} \quad (3.3)$$

onde  $L$  é a indutância,  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo,  $N$  é o número de espiras,  $A$  é a área da seção transversal da bobina e  $\ell$  é o comprimento do enrolamento. O procedimento continua até que a indutância desejada seja alcançada, como pode ser visualizado no fluxograma da Figura 10.

Figura 10 – Fluxograma do projeto das bobinas



Fonte: Elaborado pelo autor

Dessa forma, considerando o comprimento do fio a ser utilizado e a quantidade de

condutores paralelizados, é possível calcular a resistência total das bobinas. Sabe-se que a resistência do condutor AWG 23 é de  $0,000668 \Omega/\text{cm}$  à temperatura de  $20^\circ\text{C}$ . Assim, utilizando o comprimento total de fio e o número de condutores empregados em paralelo, determina-se a resistência equivalente de cada bobina. O dimensionamento completo das bobinas pode ser visualizado na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros de projeto das bobinas

Parâmetro	L1	L2
Indutância estimada	$200,60 \mu\text{H}$	$10,02 \mu\text{H}$
Número de espiras	149	31
Raio interno	5 cm	3 cm
Comprimento	27,5 m	8,6 m
Resistência	$0,203 \Omega$	$0,011 \Omega$
Condutor	$8 \times [23\text{AWG}]$	$18 \times [23\text{AWG}]$

Fonte: Elaborado pelo Autor.

É possível observar na Tabela 7 que o comprimento calculado para a bobina primária  $L_1$  é de 27,5 cm, valor superior ao estipulado para os carretéis utilizados (23 cm). Dessa forma, optou-se por manter o projeto baseado nos carretéis de 23 cm, tendo em vista a futura compatibilidade com o sistema de carregamento das bicicletas elétricas da universidade. Assim, para atingir o número de espiras estimado no dimensionamento, será necessária a sobreposição de camadas de espiras.

Entretanto, devido à indisponibilidade do fio AWG 23 no laboratório, optou-se pela utilização de fios AWG 25, que também atendem ao pré-requisito da profundidade pelicular, mas que possuem resistência de  $0,001062 \Omega/\text{cm}$ . Optou-se ainda por manter a quantidade de fios paralelizados para a confecção dos cabos Litz, uma vez que os testes serão realizados com potência reduzida, visto que a fonte CC disponível no laboratório não é capaz de suprir correntes superiores a 5 A. A Tabela 8 contém os parâmetros das bobinas readequadas.

Tabela 8 – Parâmetros de projeto das bobinas readequadas

Parâmetro	L1	L2
Indutância estimada	$200,13 \mu\text{H}$	$10,26 \mu\text{H}$
Número de espiras	117	25
Raio interno	5 cm	3 cm
Comprimento	17 m	5,5 m
Resistência	$0,252 \Omega$	$0,017 \Omega$
Condutor	$8 \times [25\text{AWG}]$	$18 \times [25\text{AWG}]$

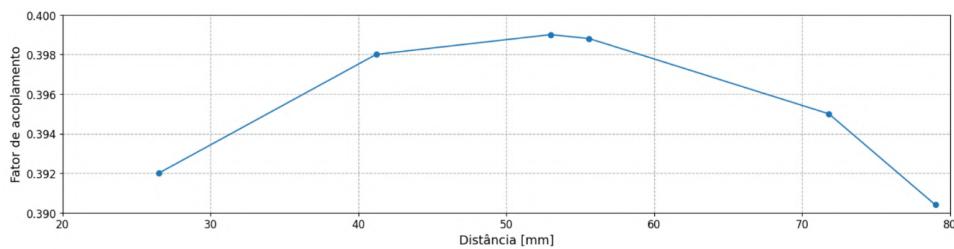
Fonte: Elaborado pelo Autor.

### 3.3.1 Validação do fator de acoplamento

Com as bobinas devidamente dimensionadas, elas foram modeladas no *software ANSYS Maxwell* para a realização de simulações magnéticas, com o objetivo de estimar a variação do fator de acoplamento em função da distância entre os enrolamentos. Definida a geometria final das bobinas, procedeu-se ao estudo do acoplamento magnético entre elas. O sistema físico foi projetado de modo que a bobina de menor diâmetro pudesse ser encaixada no interior da bobina de maior diâmetro.

Conforme apresentado na Figura 11, o fator de acoplamento obtido para a configuração com as bobinas encaixadas foi de aproximadamente 0,39, valor muito próximo do inicialmente previsto no projeto.

Figura 11 – Fator de acoplamento em função da distância.



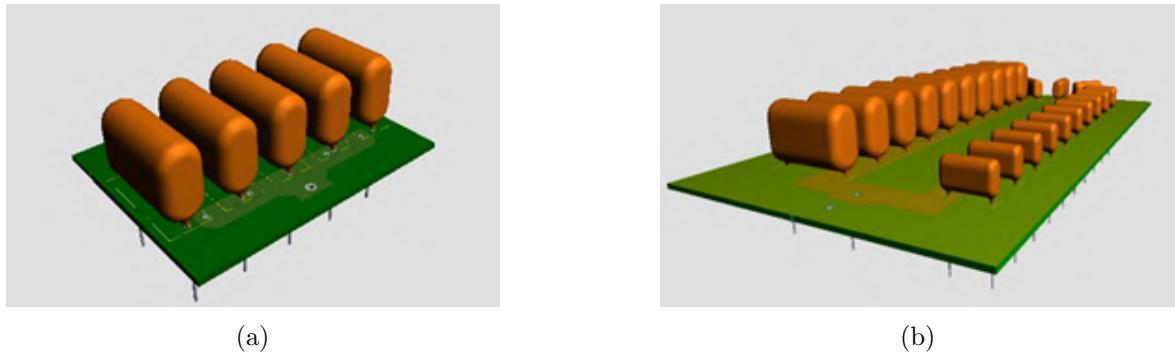
Fonte: Elaborado pelo autor

## 3.4 Dimensionamento dos bancos de capacitores

Os bancos de capacitores foram dimensionados para suportar a máxima tensão e corrente presentes em cada lado do circuito, conforme os valores apresentados na Tabela 5. O banco primário  $C_1$ , com capacitância total de 50 nF, foi constituído por cinco capacitores de 10 nF conectados em paralelo. Já o banco secundário  $C_2$ , com capacitância total de 1.075  $\mu$ F, foi formado por treze capacitores de 75 nF e dez capacitores de 10 nF, todos conectados em paralelo.

Em seguida, foram desenvolvidas as placas de circuito impresso destinadas à implementação desses bancos. As trilhas dessas placas foram projetadas para suportar a corrente máxima de operação de cada banco, levando-se em consideração o aproveitamento adequado da área condutora. Em altas frequências, essas trilhas são afetadas pelo efeito pelicular, o que exige larguras maiores a fim de assegurar a condução apropriada da corrente. As Figuras 12a e 12b, mostram o modelo tridimensional das placas projetadas para os bancos  $C_1$  e  $C_2$  respectivamente.

Figura 12 – Projetos dos bancos de capacitores



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.5 Dimensionamento do Retificador

Tendo em vista que a corrente fornecida pelo sistema WPT é alternada e em alta frequência, enquanto o processo de carregamento de baterias requer corrente contínua, torna-se indispensável a utilização de um estágio de retificação. Para atender a essa necessidade, adotou-se um retificador monofásico em ponte completa.

De acordo com Rashid (2014), diodos Schottky são amplamente recomendados em aplicações de baixa tensão devido à sua reduzida queda de tensão direta, característica que contribui significativamente para a melhoria da eficiência global do sistema. Com isso, optou-se pela utilização do diodo *Vishay V80100PW*, que apresenta baixa queda de tensão direta, elevada capacidade de corrente e comportamento adequado em alta frequência. Os principais parâmetros do dispositivo empregado são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Características do diodo V80100PW

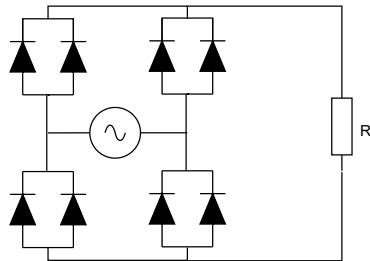
Parâmetro	Valor
Corrente média direta ( $I_{F(AV)}$ )	$2 \times 40\text{ A}$
Tensão reversa máxima ( $V_{RRM}$ )	100 V
Corrente de surto ( $I_{FSM}$ )	450 A
Tensão direta ( $V_F @ I_F = 40\text{ A}$ )	0,64 V
Temperatura de junção máxima ( $T_J$ )	150°C
Resistência térmica junção-capsula por dispositivo ( $R_{\theta JC}$ )	0,8°C/W

Fonte: Adaptado de (Vishay Semiconductors, 2020).

O modelo V80100PW integra dois diodos de 40 A em um único encapsulamento, configurados com cátodo comum. Dessa forma, foi possível utilizar os dois diodos internos em paralelo no estágio de retificação, permitindo a divisão da corrente, reduzindo as perdas por condução e diminuindo o aquecimento do componente, o que contribui para

maior confiabilidade térmica do sistema. A estrutura do retificador monofásico em ponte completa empregada no projeto é apresentada na Figura 13.

Figura 13 – Retificador monofásico em ponte completa



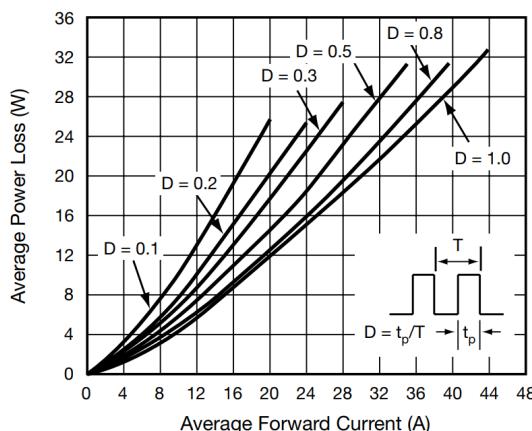
Fonte: Elaborado pelo autor

### 3.5.1 Dimensionamento dos dissipadores de calor

Para garantir o correto funcionamento dos dispositivos semicondutores, é necessário realizar o adequado dimensionamento térmico, a fim de evitar o sobreaquecimento dos diodos durante a operação. De acordo com as simulações realizadas no *Simulink*<sup>®</sup>, a corrente média em cada ramo do retificador é de aproximadamente 6,3 A. Como os diodos do módulo estão conectados em paralelo, essa corrente se divide igualmente entre eles, resultando em uma corrente média de 3,15 A por diodo.

Além disso, por se tratar de um retificador monofásico em ponte completa, cada diodo conduz durante metade do ciclo, ou seja, com razão cíclica  $D = 0,5$ . Dessa forma, para estimar as perdas de condução, utiliza-se a curva de Características de perda de potência direta por diodo, apresentada na Figura 14. Essa curva fornece a potência dissipada em função da corrente conduzida, permitindo determinar a perda térmica do componente para as condições de operação do sistema.

Figura 14 – Características de perda de potência direta por diodo



Fonte: (Vishay Semiconductors, 2020)

Com isso, tem-se que a potência dissipada por diodo é de aproximadamente 2 W, resultando em uma potência total de  $P_d = 4$  W por dispositivo. Considerando a temperatura ambiente  $T_a = 35^\circ\text{C}$  e a temperatura máxima de junção indicada no *datasheet*,  $T_j = 150^\circ\text{C}$ , e manipulando a Equação 2.15, obtém-se:

$$R_{ja} = \frac{T_j - T_a}{P_d} \quad (3.4)$$

Substituindo os valores:

$$R_{ja} = \frac{150 - 35}{4} = \frac{115}{4} = 28,75 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (3.5)$$

Segundo Barbi (2001) a resistência térmica entre a cápsula e o dissipador, considerando o uso de pasta térmica para reduzir a impedância térmica de contato, pode ser estimada em  $R_{cd} = 0,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . Dessa forma, as resistências térmicas associadas ao circuito térmico do dispositivo podem ser organizadas conforme apresentado na Tabela 10.

Tabela 10 – Resistências térmicas associadas ao dispositivo

Parâmetro	Valor
Resistência térmica junção–ambiente ( $R_{ja}$ )	28,75 $\text{ }^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica junção–capsula ( $R_{jc}$ )	0,8 $\text{ }^\circ\text{C/W}$
Resistência térmica capsula–dissipador ( $R_{cd}$ )	0,2 $\text{ }^\circ\text{C/W}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com base nos valores apresentados e utilizando a Equação 2.14, obtém-se a resistência térmica máxima permitida entre o dissipador e o ambiente:

$$R_{da} = 28,75 - 0,2 - 0,8 = 27,75 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (3.6)$$

Portanto, o dissipador selecionado deve possuir resistência térmica igual ou inferior a 26,95  $\text{ }^\circ\text{C/W}$ , de modo a garantir que o dispositivo opere abaixo da temperatura máxima de junção especificada pelo fabricante.

## 4 Resultados e discussões

### 4.1 Metodologia de simulação

Os modelos de simulação foram desenvolvidos na ferramenta *MATLAB®/Simulink®*. Como ilustrado na Figura 15, o sistema é composto por uma fonte de tensão contínua que alimenta um inversor monofásico de onda quadrada, conectado à bobina primária do sistema WPT.

Na Figura 15 também apresenta-se o circuito elétrico correspondente à topologia série-série (SS) implementada no ambiente de simulação. Para a ativação do inversor, empregou-se uma modulação de três níveis com razão cíclica de 25%. As chaves foram modeladas de acordo com os dispositivos disponíveis no laboratório, ainda que o estudo detalhado do estágio inversor não constitua o foco deste trabalho.

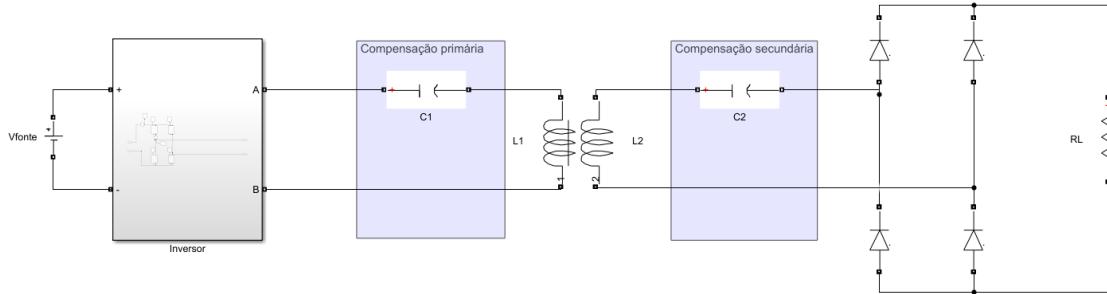
As bobinas foram representadas por modelos RL, isto é, cada enrolamento foi modelado como uma indutância em série com sua resistência ôhmica. Os capacitores foram considerados ideais neste primeiro momento de simulação. Os parâmetros adotados no modelo encontram-se resumidos na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros elétricos utilizados no modelo de simulação

Parâmetro	Valor
Indutância primária ( $L_1$ )	200,13 $\mu\text{H}$
Resistência da bobina primária ( $R_{L1}$ )	0,252 $\Omega$
Indutância secundária ( $L_2$ )	10,26 $\mu\text{H}$
Resistência da bobina secundária ( $R_{L2}$ )	0,017 $\Omega$
Capacitância primária ( $C_1$ )	50 nF
Capacitância secundária ( $C_2$ )	1075 $\mu\text{F}$
Queda de tensão do diodo em condução ( $V_F$ )	0,64 $V$
Resistência de Carga ( $R_L$ )	2,6 $\Omega$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 15 – Modelo de simulação



Fonte: Elaborado pelo autor.

As simulações realizadas contemplaram os primeiros 120 ciclos de operação do sistema. A metodologia numérica utilizada pelo *software* foi o método *ode23tb stiff/TR-BDF2*. Além disso, empregaram-se componentes da biblioteca *Power Electronics – Specialized Technology*, que oferecem modelos compatíveis com aplicações em eletrônica de potência.

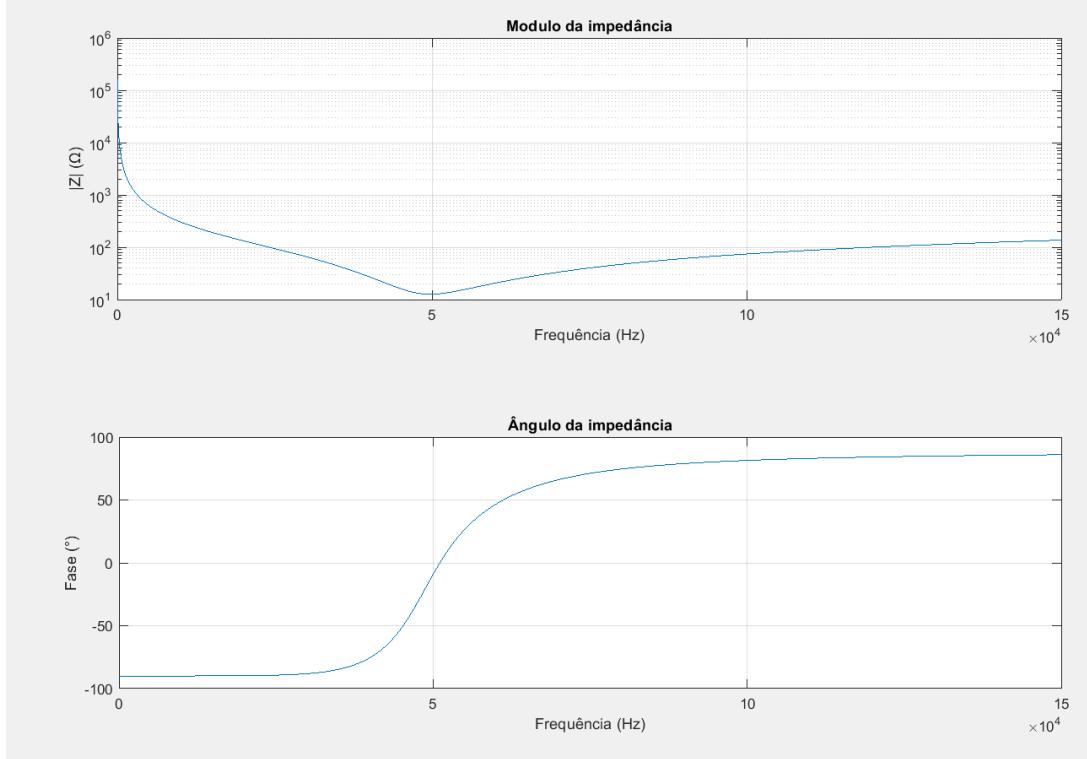
## 4.2 Resultados de Simulação

### 4.2.1 Varredura de impedância

De início, torna-se fundamental analisar como a impedância do conjunto, vista a partir da tensão de entrada, se comporta ao longo de uma ampla faixa de frequências. Apresenta-se na Figura 16, o módulo e a fase da impedância do sistema quando submetido a uma variação de até 50% em torno da frequência de operação nominal, previamente determinada pelo projeto.

Observa-se que o módulo da impedância apresenta um único mínimo pronunciado dentro da faixa analisada, indicando a inexistência de múltiplas ressonâncias relevantes no espectro considerado e confirmando a ausência do fenômeno da bifurcação. Por sua vez, o gráfico da fase mostra que o ângulo cruza a região próxima de  $0^\circ$  em torno de 50 kHz, evidenciando a compensação dos elementos reativos.

Figura 16 – Análise de impedâncias (Círculo com carga)



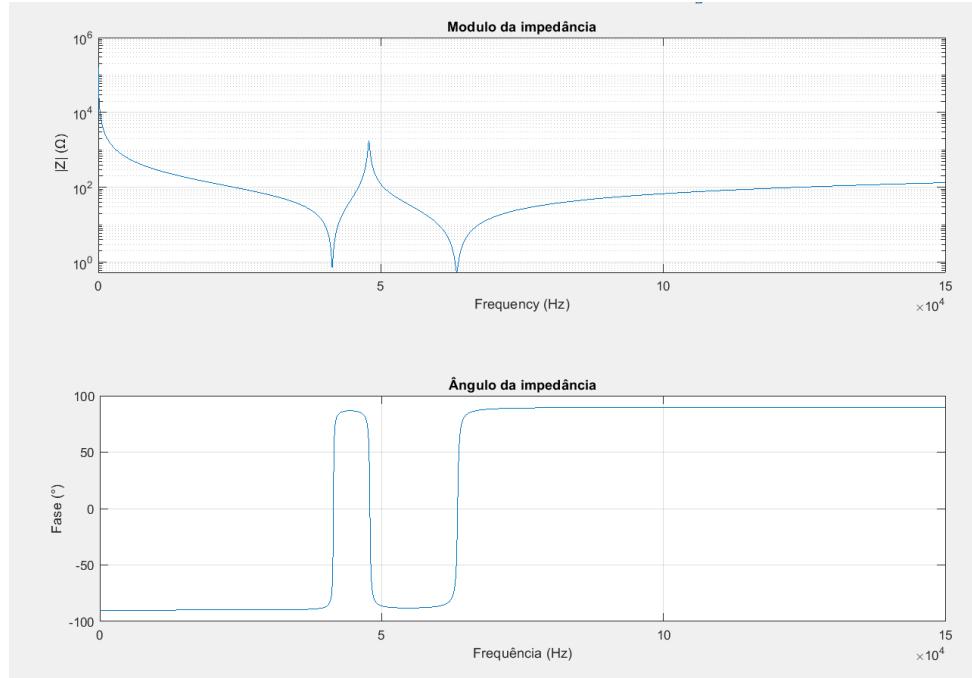
Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 17, apresenta-se o comportamento da impedância do sistema quando o secundário é curto-circuitado. Observa-se a presença de dois vales distintos no módulo da impedância, evidenciando a existência de duas frequências de ressonância próximas à frequência de projeto nessa condição. Esse fenômeno ocorre devido ao aumento significativo do fator de qualidade do circuito secundário, uma vez que a resistência de carga é removida. De acordo com a relação apresentada em 2.11, expressa por

$$Q_p > \frac{4Q_s^3}{4Q_s^2 - 1},$$

a elevação de  $Q_s$  torna a condição para o surgimento de dois modos ressonantes facilmente satisfeita. Assim, o circuito passa a apresentar os modos ressonantes acoplados inferior e superior, separados por uma antiressonância, comportamento plenamente consistente com a teoria de sistemas ressonantes fortemente acoplados.

Figura 17 – Análise de impedâncias (Secundário em curto)

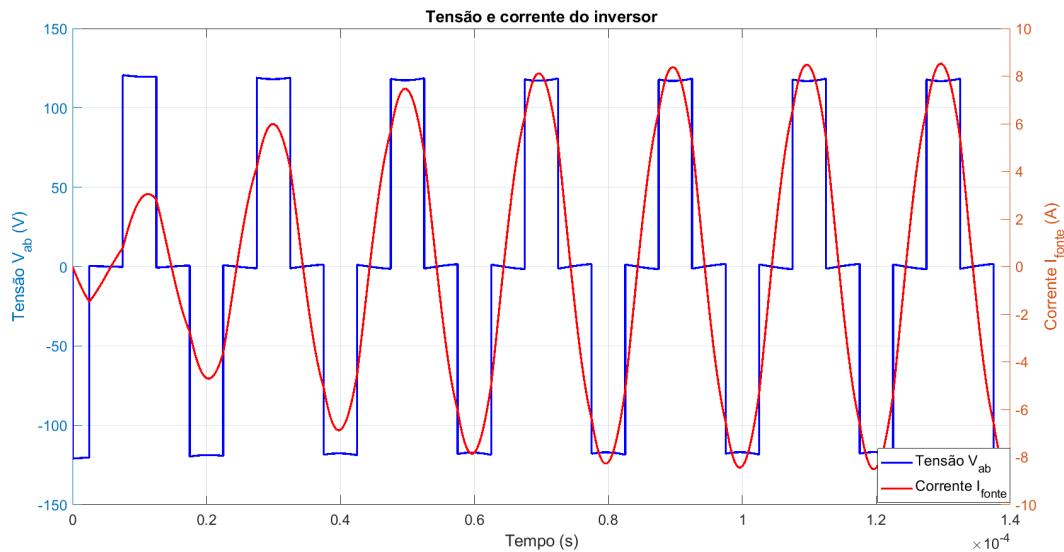


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.2.2 Formas de onda de tensão e corrente no inversor

Na Figura 18 apresenta-se as formas de onda da corrente de saída do inversor juntamente com a tensão aplicada ao primário. Observa-se que a forma de onda de tensão evidencia a razão cíclica de 25% utilizada na modulação do inversor, além de que tensão e corrente encontram-se em fase.

Figura 18 – Tensão e corrente no inversor

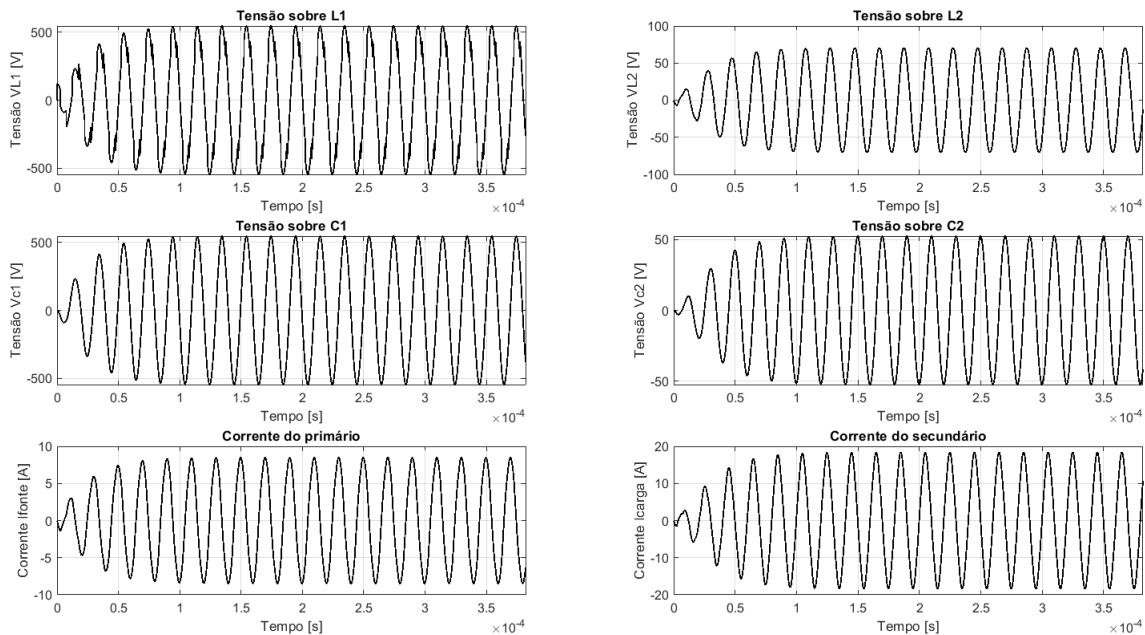


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.2.3 Esforços elétricos nos componentes da topologia

Na Figura 19 são apresentadas as formas de onda dos esforços de tensão e corrente sobre os componentes do sistema. Além disso, a Tabela 12 reúne os valores de pico obtidos na simulação. Comparando esses valores com aqueles utilizados no dimensionamento dos componentes, apresentados na Tabela 5, observa-se que os esforços simulados permanecem abaixo dos limites especificados, confirmando a adequação do projeto.

Figura 19 – Esforços de tensão e corrente nos componentes



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 12 – Esforços de tensão e corrente nos componentes

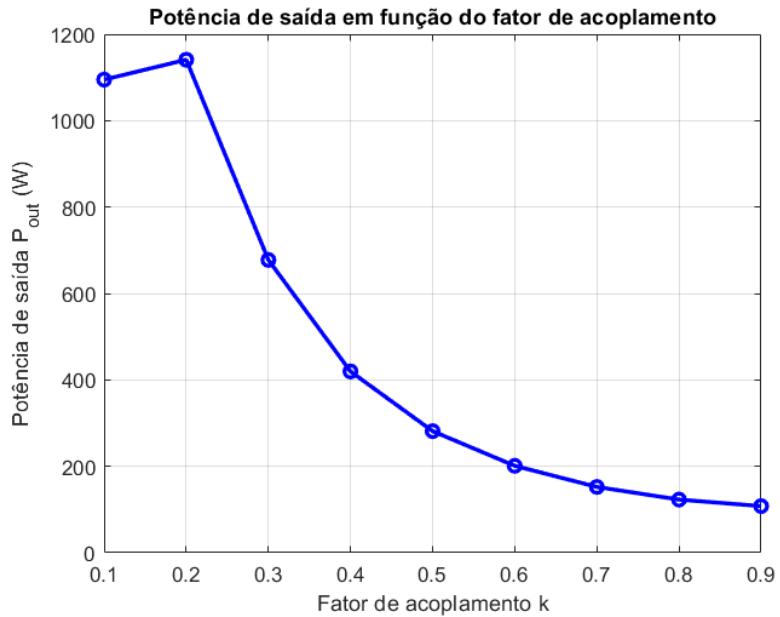
Grandezas	Valor de pico
Tensão sobre L1 ( $V_{L1}$ )	543,0 V
Tensão sobre L2 ( $V_{L2}$ )	71,87 V
Tensão sobre C1 ( $V_{C1}$ )	546,1 V
Tensão sobre C2 ( $V_{C2}$ )	53,20 V
Corrente na fonte / L1 / C1 ( $I_{\text{fonte}}$ )	8,59 A
Corrente na carga / L2 / C2 ( $I_{\text{carga}}$ )	17,98 A
Tensão no retificador ( $V_{\text{ret}}$ )	48,38 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.2.4 Influência do fator de acoplamento no comportamento da topologia SS

Na Figura 20 apresenta-se o comportamento da potência de saída em função do fator de acoplamento. Observa-se que valores muito baixos de  $k$  resultam em elevada transferência de potência, enquanto acoplamentos elevados reduzem significativamente a potência entregue à carga.

Figura 20 – Potência de saída em função do fator de acoplamento



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 21 ilustra-se o rendimento do sistema para os mesmos valores de acoplamento. Nota-se que, a partir de aproximadamente  $k = 0,2$ , o rendimento se estabiliza próximo ao valor máximo, mantendo-se elevado mesmo com a redução da potência transferida. Isso ocorre porque, para acoplamentos mais altos, embora a potência caia, as correntes também diminuem, reduzindo as perdas resistivas e mantendo a eficiência elevada.

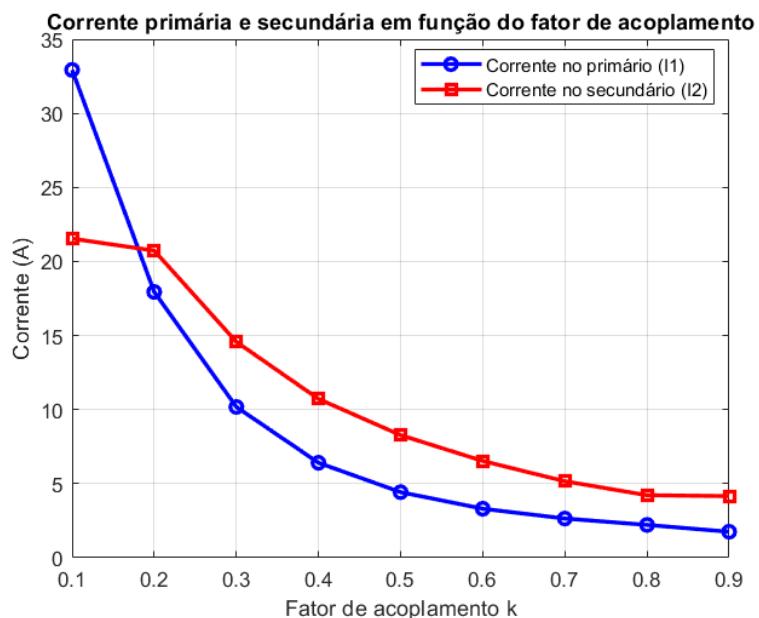
Figura 21 – Rendimento do sistema em função do fator de acoplamento



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 22 apresenta-se as correntes nos enrolamentos primário e secundário. Ambas reduzem conforme o acoplamento aumenta, o que está diretamente relacionado ao aumento da impedância mútua vista pelo primário. Com maior acoplamento, menos corrente é necessária para sustentar a transferência de potência, resultando não apenas na redução do estresse elétrico sobre os componentes, mas também contribuindo para o aumento do rendimento mostrado anteriormente.

Figura 22 – Correntes nos enrolamentos em função do fator de acoplamento



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.2.5 Perdas e análise de rendimento do sistema

Na Tabela 13 apresenta-se os valores de tensão, corrente e potência ativa e aparente obtidos nos diferentes estágios do sistema, incluindo a saída do inversor, a entrada do retificador e a carga em corrente contínua. Além das grandezas elétricas, são indicadas também as defasagens associadas aos estágios em corrente alternada, bem como o rendimento parcial entre cada etapa e o rendimento global do sistema. Por fim, a tabela reúne as perdas individuais em cada estágio, tanto em watts quanto em porcentagem, permitindo uma análise consolidada da eficiência do sistema WPT sob as condições testadas.

Tabela 13 – Medidas obtidas

	Saída do inversor	Entrada do retificador	Carga (CC)
Potência (W)	446,4	434,5	419,16
Tensão (V)	82,97	34,21	29,49
Corrente (A)	6,07	12,70	11,34
Potência (VA)	504,0	434,6	—
Defasagem (°)	8,7	0,1	—
Rendimento entre estágios	—	0,9735	0,9646
Rendimento global		0,939	
Perdas nas Bobinas (W / %)		11,9 W (2,7%)	
Perdas no retificador (W / %)		15,3 W (3,5%)	
Perdas totais (W / %)		27,2 W (6,1%)	

Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota-se uma queda no rendimento quando comparado ao sistema ideal proposto por Filgueiras (2025), o qual apresentou rendimento de aproximadamente 98%. Tal redução ocorre devido ao aumento da resistência das bobinas primária e secundária, resultante da necessidade de modificações no dimensionamento dos fios *litz*. Além disso, a não compensação total dos reativos no primário indica um deslocamento no ponto de ressonância para frequências próximas à frequência de projeto, ocasionando uma leve redução no rendimento global do sistema.

### 4.3 Metodologia de implementação

Para a validação experimental da topologia Série-série, empregou-se uma bancada laboratorial capaz de fornecer a frequência e a tensão especificadas no projeto. A bancada foi composta por fontes de tensão auxiliares e por um inversor monofásico utilizado para os ensaios. As bobinas utilizadas possuíam valores de indutância compatíveis com aqueles

definidos no projeto. Para a representação da carga, foi utilizada uma bateria com tensão nominal igual a especificada em projeto.

Nas Figuras 23 a 28 são apresentados os principais itens utilizados na bancada experimental.

Figura 23 – Fonte de tensão CC - *Supplier* FCCT 250-50-i



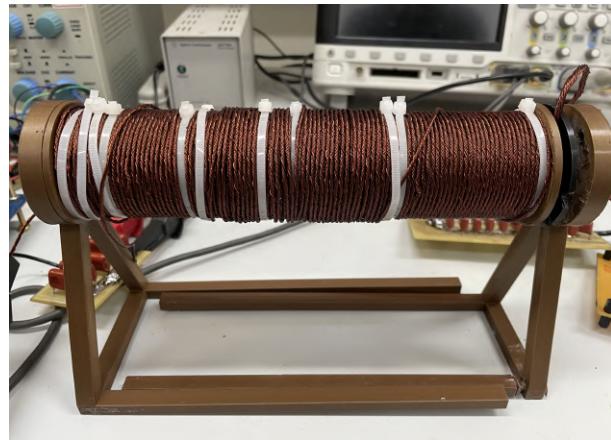
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 24 – Inversor monofásico



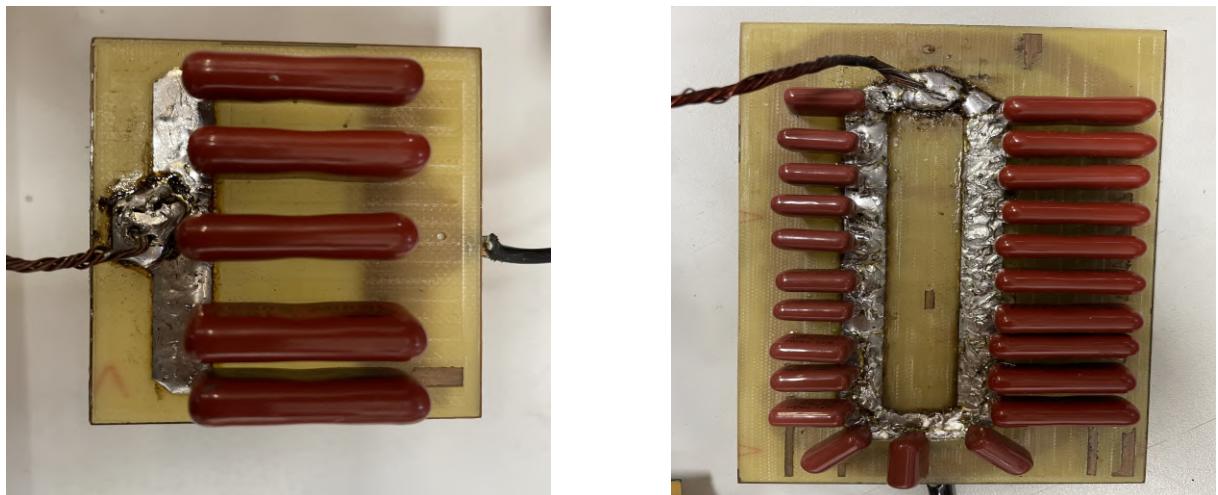
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 25 – Bobinas primária e secundária



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 26 – Bancos de capacitores utilizados no sistema



(a) Banco de capacitores do primário

(b) Banco de capacitores do secundário

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 27 – Retificador monofásico



Fonte: Elaborado pelo autor.

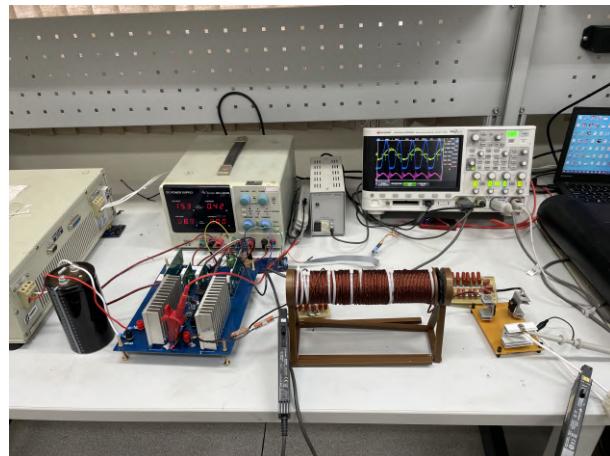
Figura 28 – Bateria usada como carga



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os testes realizados consistiram na obtenção de valores de tensão, corrente, potência, formas de onda e rendimento da planta ensaiada. Como padrão de medição, utilizaram-se os dados adquiridos por meio do osciloscópio Keysight DSOX3054T, 500 MHz, 5 GSa/s. Na Figura 29 apresenta-se uma visão geral da bancada montada em laboratório.

Figura 29 – Bancada de testes montada



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 4.4 Resultados experimentais

### 4.4.1 Varredura de impedâncias

Após o projeto dos componentes, foi realizada a implementação física das bobinas e bancos de capacitores. Os parâmetros elétricos dos componentes foram medidos com o equipamento Handheld LCR Meter Keysight U1733C em 50 kHz como frequência de medição. Os parâmetros elétricos dos componentes podem ser visualizados por meio da tabela 14

Tabela 14 – Parâmetros obtidos na análise de impedâncias do sistema WPT

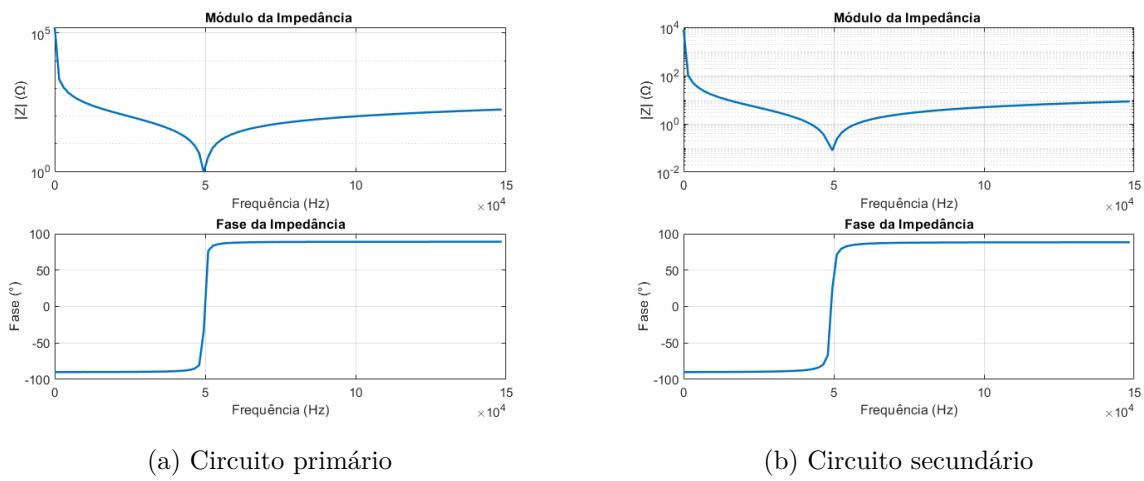
Parâmetro	Valor
Indutância primária ( $L_1$ )	204,06 $\mu\text{H}$
Resistência série primária ( $R_{L1}$ )	754,74 $\text{m}\Omega$
Indutância secundária ( $L_2$ )	10,79 $\mu\text{H}$
Resistência série secundária ( $R_{L2}$ )	65,64 $\text{m}\Omega$
Capacitância primária ( $C_1$ )	49,67 $\text{nF}$
Resistência série do capacitor $C_1$ ( $R_{C1}$ )	25,31 $\text{m}\Omega$
Capacitância secundária ( $C_2$ )	1014 $\mu\text{F}$
Resistência série do capacitor $C_2$ ( $R_{C2}$ )	6,56 $\text{m}\Omega$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Analizando os dados da tabela, nota-se que as resistências das bobinas primária e secundária ficaram significativamente maiores que os valores calculados apresentados na Tabela 8. Uma das hipóteses para esse aumento é a presença do efeito de proximidade, no qual a interferência do campo magnético gerado por condutores adjacentes altera a distribuição de corrente no interior do fio, elevando assim a resistência efetiva do cabo, especialmente em altas frequências.

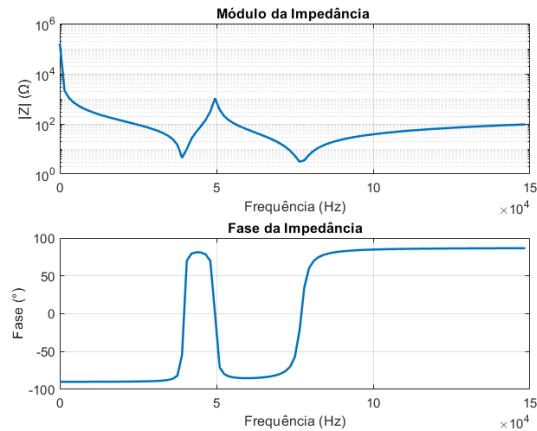
Também foi realizada uma varredura de impedâncias nos conjuntos capacitor–bobina dos circuitos primário e secundário, bem como no circuito acoplado com o secundário em curto-círcuito. As análises correspondentes podem ser observadas nas Figuras 30 e 31.

Figura 30 – Análise de impedância dos circuitos primário e secundário.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 31 – Análise de impedância no circuito acoplado



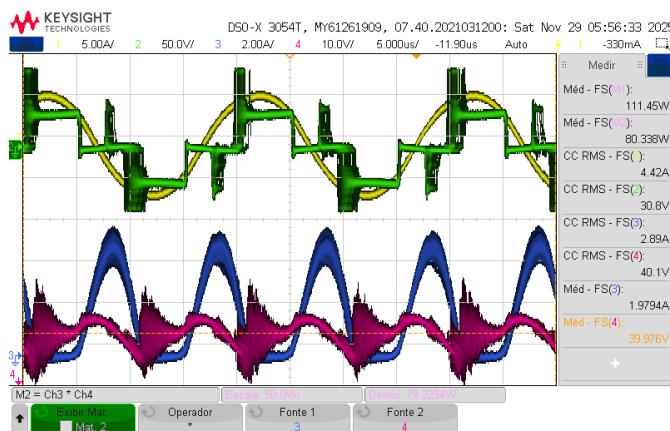
Fonte: Elaborado pelo autor.

Analizando as imagens, é possível observar que os pontos de mínima impedância nos circuitos primário e secundário encontram-se muito próximos da frequência de 50 kHz, evidenciando que ambos operam em ressonância nas proximidades da frequência de projeto. Além disso, o ângulo da impedância torna-se nulo nesse ponto, indicando a compensação dos reativos e confirmando que a condição de ressonância é atingida na frequência de operação especificada.

#### 4.4.2 Formas de onda de tensão e corrente no inversor e na carga

Na Figura 32 apresenta-se as formas de onda de tensão e corrente na saída do inversor e na carga, respectivamente. O Canal 1 (verde) e o Canal 2 (amarelo) correspondem à tensão e à corrente medidas na saída do inversor. Já o Canal 3 (azul) e o Canal 4 (rosa) representam, respectivamente, a corrente e a tensão na carga.

Figura 32 – Sinais medidos na saída do inversor e na carga



Fonte: Elaborado pelo autor.

Observa-se que a forma de onda de tensão na saída do inversor apresenta comportamento quadrado com razão cíclica de 25%. A corrente associada a esta etapa, medida no Canal 2 (amarelo), possui formato senoidal e encontra-se praticamente em fase com a tensão, indicando que os elementos reativos do circuito primário estão compensados na frequência de operação.

Na carga, os sinais de tensão (Canal 4) e corrente (Canal 3) exibem sinais contínuos, confirmando o funcionamento adequado do estágio retificador do sistema.

#### 4.4.3 Influência do fator de acoplamento no comportamento da topologia SS

Para analisar o comportamento da topologia, foram medidos os valores de tensão, corrente e potência de entrada e saída sob diferentes distanciamentos entre as bobinas, o que corresponde à variação do fator de acoplamento magnético.

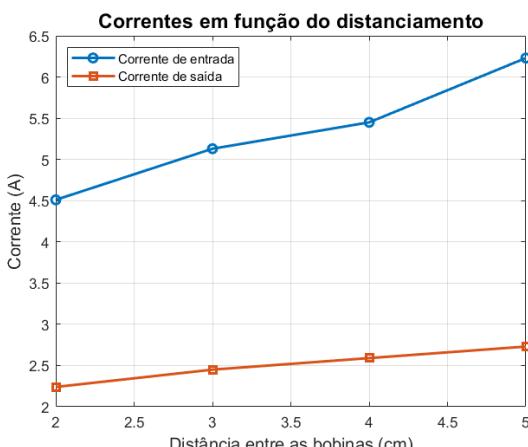
Na Tabela 15 são apresentados os resultados experimentais obtidos para as principais grandezas elétricas da topologia em estudo, permitindo avaliar o desempenho do sistema em função do afastamento entre as bobinas. As Figuras 33 e 35 apresentam, de forma gráfica, a variação dessas grandezas em função do distanciamento entre as bobinas.

Tabela 15 – Grandezas elétricas em função do afastamento entre as bobinas

Grandezza	2 cm	3 cm	4 cm	5 cm
Potência de entrada (W)	123,10	130,70	136,92	158,46
Corrente de entrada (A)	4,51	5,13	5,45	6,23
Potência de saída (W)	86,84	95,20	100,74	106,23
Corrente de saída (A)	2,24	2,45	2,59	2,73
Rendimento (%)	70,6	72,8	73,6	67,0

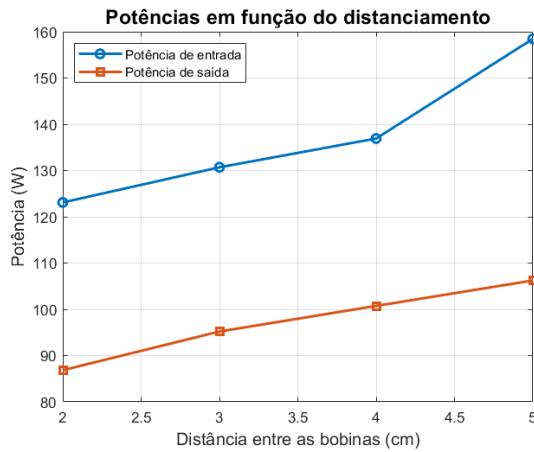
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 33 – Correntes em função do distanciamento das bobinas



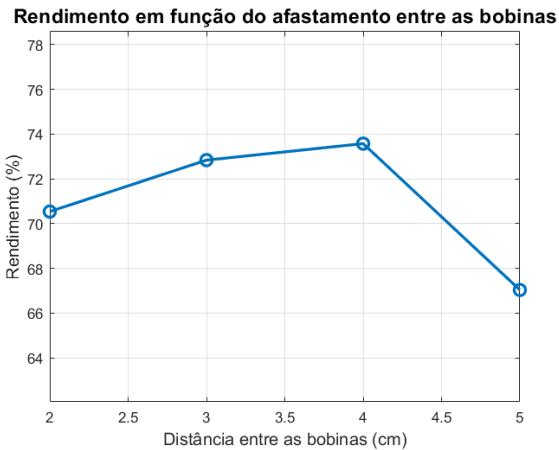
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 34 – Potências em função do distanciamento das bobinas



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 35 – Rendimento em função do distanciamento das bobinas



Fonte: Elaborado pelo autor.

Com o distanciamento das bobinas, ocorre um decaimento no fator de acoplamento. Por meio dos gráficos, é possível observar a tendência de aumento da corrente primária conforme o acoplamento diminui, bem como um aumento da corrente de saída, ainda que em menor proporção. Nota-se também que, embora a potência de saída apresente um acréscimo com a redução do fator de acoplamento, o rendimento passa a diminuir para valores muito baixos de acoplamento.

#### 4.4.4 Perdas e análise de rendimento do sistema

As formas de onda apresentadas na Figura 37 ilustram o comportamento elétrico do sistema em diferentes pontos de operação. Na Figura 36a, são mostradas a corrente, a tensão e a potência na saída do inversor e na carga. Na Figura 36b apresenta-se a corrente, a tensão e a potência medidas simultaneamente na saída do inversor e na entrada

retificador. Já nas Figuras 36c e 36d apresenta-se, respectivamente, a corrente, a tensão e a potência dissipadas nos capacitores primário e secundário do sistema ressonante. O sinal em verde corresponde ao canal 1, enquanto os sinais em amarelo, azul e rosa correspondem, respectivamente, aos canais 2, 3 e 4.

Figura 36 – Formas de onda medidas nos diferentes estágios do sistema.

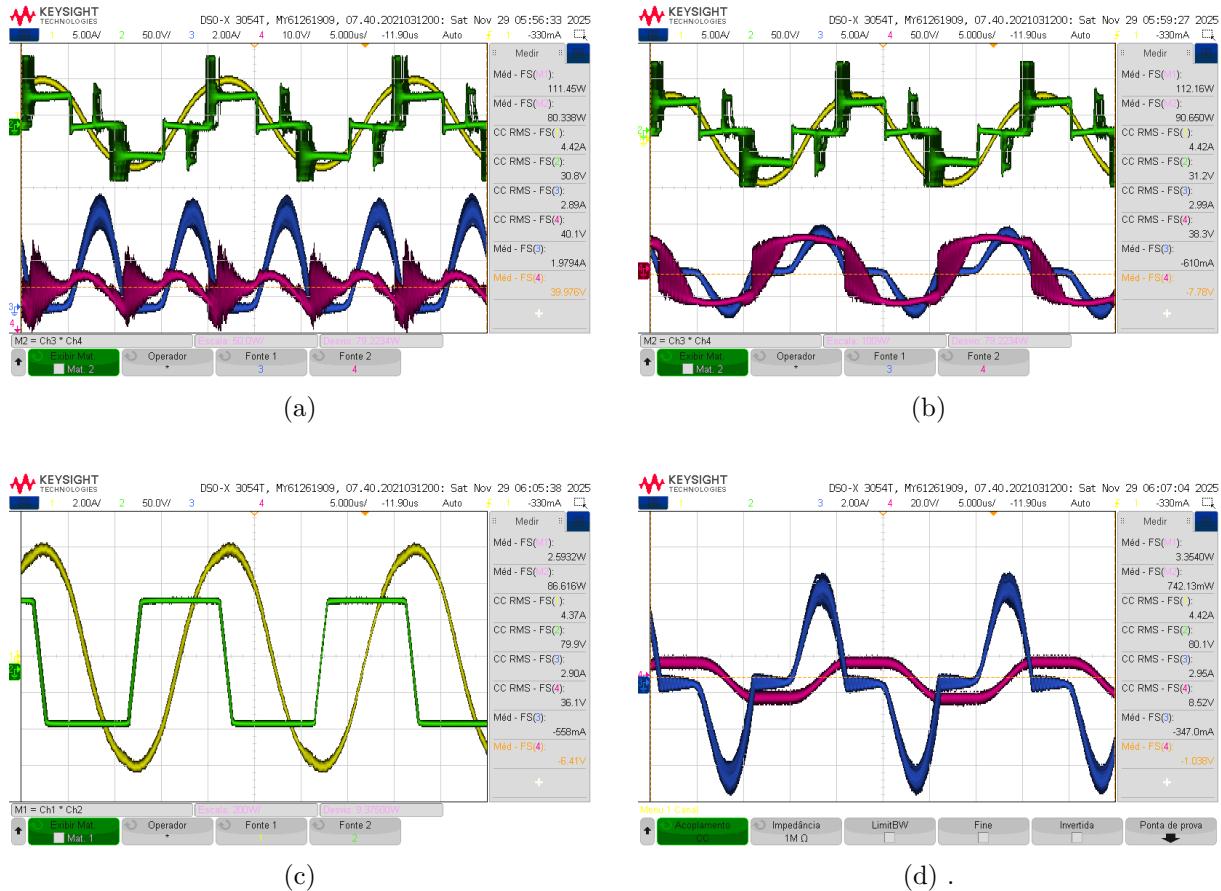


Figura 37 – Fonte: Elaborado pelo autor

A fim de facilitar a visualização dos resultados, as Nas Tabelas 16 a 18 apresenta-se, de forma consolidada, as grandezas elétricas medidas ao longo do sistema, bem como as perdas associadas a cada estágio.

Tabela 16 – Medidas elétricas nos estágios de potência do sistema

Medidas	Inversor (CA)	Retificador (CA)	Carga (CC)
Potência (W)	112,16	90,65	80,33
Tensão (V)	31,20	38,30	39,97
Corrente (A)	4,42	2,99	1,98
Potência (VA)	137,90	114,40	–
Potência (Var)	80,7	68,90	–
Defasagem (°)	8,1	12,3	–
<b>Rendimento global: 0,716</b>			

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 17 – Grandezas elétricas nos capacitores de compensação primário (C1) e secundário (C2)

Medidas	C1	C2
Tensão (V)	79,90	8,52
Corrente (A)	4,37	2,95
Potência dissipada (W)	2,59	0,742
Potência (VA)	349,70	25,13
Potência (Var)	349,60	25,11

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 18 – Perdas por estágio do sistema

Estágio	Perdas (W)	%
Compensação primária (C1)	2,59	2,31%
Bobinas	18,18	16,21%
Compensação secundária (C2)	0,742	0,66%
Retificador	10,32	9,20%
<b>Perdas Totais</b>	<b>31,83</b>	<b>28,38%</b>

Fonte: Elaborado pelo autor.

Ao analisar o ângulo de defasagem da potência na saída do inversor e na entrada do retificador, verifica-se que os componentes reativos não foram totalmente compensados. Além disso, as perdas apresentadas na Tabela 18 evidenciam contribuições relevantes, principalmente nas bobinas e no retificador.

#### 4.4.5 Validação da simulação

Para fins de comparação, uma nova simulação foi realizada utilizando os parâmetros de impedância apresentados na Tabela 14, bem como uma tensão de entrada

compatível com aquela utilizada nos experimentos. Adicionalmente, a resistência de carga foi substituída por uma fonte de corrente contínua, de forma a representar o comportamento da bateria. Na simulação, adotou-se a tensão de 38 V, correspondente à tensão medida nos terminais da bateria.

Na Tabela 19 são apresentados os resultados obtidos para a simulação com fator de acoplamento igual a 0,40. Como pode ser observado, os valores obtidos divergem significativamente daqueles registrados experimentalmente em bancada.

Tabela 19 – Resultados da simulação com  $K = 0,40$  e sem resistência série adicionada

Grandeza	Inversor	Carga
Tensão (V)	31,5	38,0
Corrente (A)	5,98	3,07
Potência (W)	156,8	116,8
<b>Rendimento (%)</b>		0,74

Fonte: Elaborado pelo autor.

Dessa forma, o fator de acoplamento e a resistência série no primário foram ajustados até que os resultados simulados se aproximassesem daqueles observados experimentalmente. As simulações indicaram que um fator de acoplamento de 0,53, ligeiramente superior ao previsto em projeto, fornece valores mais coerentes com a prática. Além disso, a necessidade de inserção de uma resistência de 0,8  $\Omega$  em série com o circuito primário evidencia a presença de perdas não consideradas no modelo inicial.

Tabela 20 – Resultados da simulação com  $K = 0,53$  e resistência série de 0,8  $\Omega$  no primário

Grandeza	Inversor	Carga
Tensão (V)	31,54	38,0
Corrente (A)	4,35	2,223
Potência (W)	115,0	84,48
<b>Rendimento (%)</b>		0,73

Fonte: Elaborado pelo autor.

# 5 Conclusão

## 5.1 Comportamento do Rendimento

A avaliação do rendimento do sistema de transferência de energia sem fio mostrou que a eficiência está diretamente relacionada ao fator de acoplamento magnético e às condições reais dos componentes. As simulações indicaram que, a partir de aproximadamente  $k$  igual a 0,2, o rendimento tende a se manter próximo de um valor máximo mesmo com a redução da potência transferida, uma vez que o aumento do acoplamento reduz as correntes e as perdas resistivas. No entanto, ao se considerar o sistema implementado na prática, observou-se que o rendimento global medido ficou em torno de 71,6%, valor inferior ao previsto no projeto ideal, o que evidencia o impacto das resistências adicionais e das não idealidades presentes na planta real.

Nos ensaios com variação da distância entre as bobinas verificou-se que o rendimento oscilou em uma faixa intermediária para afastamentos de dois a quatro centímetros e apresentou queda mais pronunciada para o maior afastamento testado. Enquanto a potência de saída aumentou levemente com a redução do acoplamento, a eficiência deixou de acompanhar esse crescimento, já que a potência de entrada aumentou de forma expressiva. Esse comportamento confirma que o sistema permanece funcional em diferentes pontos de operação, porém com sensível degradação de desempenho quando o acoplamento se torna muito fraco.

## 5.2 Comportamento das Correntes

O estudo das correntes no sistema permitiu compreender de forma mais clara como o acoplamento magnético influencia o esforço elétrico sobre os componentes. Nas simulações observou-se que as correntes nos enrolamentos primário e secundário diminuem à medida que o acoplamento aumenta, resultado compatível com o aumento da impedância mútua vista pelo primário. Em condições de maior acoplamento a transferência de potência passa a exigir correntes menores, o que reduz o estresse elétrico sobre os elementos da topologia e contribui para o aumento do rendimento.

Nos resultados experimentais verificou-se o comportamento complementar em termos de distância física entre as bobinas. Com o aumento do afastamento e consequente redução do acoplamento a corrente primária apresentou tendência de aumento significativo conforme a distância cresceu. A corrente de saída também aumentou, embora em menor proporção, evidenciando que o sistema passa a exigir mais corrente de entrada para

manter a potência entregue à carga em níveis aceitáveis. Esse comportamento reforça a necessidade de cuidado no projeto das bobinas, bem como da implementação de um sistema físico capaz de manter o acoplamento constante para evitar aumentos inesperados de corrente.

### 5.3 Comportamento da Potência

A análise da potência transferida mostrou que, em ambiente de simulação e para determinados valores de acoplamento, a potência de saída é elevada mesmo com rendimento alto, enquanto para valores mais elevados de  $k$  há uma redução da potência transferida acompanhada de correntes menores e eficiência ainda satisfatória. Esse resultado indica que existe uma região de operação em que a topologia série-série consegue conciliar boa potência de saída com controle adequado dos esforços elétricos.

Nos ensaios experimentais verificou-se que a potência de entrada aumenta de forma mais acentuada que a potência de saída quando o acoplamento é reduzido pela variação da distância entre as bobinas. Em outras palavras, o sistema passa a demandar mais potência da fonte para obter incrementos relativamente modestos na potência entregue à carga. Esse comportamento confirma que, em condições de baixo acoplamento, o sistema se torna menos eficiente do ponto de vista energético, o que restringe a operação ideal a uma faixa de distâncias em que a relação entre potência de entrada e potência de saída se mantém favorável.

### 5.4 Análise de Perdas

A análise detalhada das perdas revelou que o sistema apresenta uma distribuição bem definida entre os diferentes estágios de potência. As medições indicaram que as bobinas são responsáveis pela maior parcela das perdas devido às resistências série superiores às previstas em projeto, consequência direta da construção física e das limitações impostas pelo cabo litz utilizado. Também foi constatado que o retificador contribui com uma fração relevante das perdas totais, enquanto os capacitores de compensação primário e secundário apresentam dissipações menores porém não desprezíveis diante da potência processada.

Além dessa distribuição observou-se que as defasagens entre tensão e corrente na saída do inversor e na entrada do retificador evidenciam uma compensação reativa incompleta, resultando em circulação de potência reativa pelo sistema. A soma desse fator com o aumento da resistência das bobinas resultou em perdas globais da ordem de trinta por cento da potência processada, explicando a diferença entre o rendimento experimental e o valor previsto em simulação. Os resultados reforçam a importância de

uma modelagem mais precisa das resistências e dos elementos reativos, bem como da otimização das bobinas e dos estágios de conversão para reduzir as perdas.

## 5.5 Considerações Finais

Com base nas análises realizadas conclui-se que o sistema de transferência de energia sem fio desenvolvido mostrou-se tecnicamente viável e capaz de operar de forma estável nas condições experimentais avaliadas. A topologia série-série atendeu aos requisitos de tensão e corrente para o carregamento da bateria em regime de baixa potência ao mesmo tempo em que manteve operação sem contato físico, característica desejável em aplicações de micromobilidade elétrica em ambientes urbanos.

As diferenças observadas entre simulação e experimento evidenciaram a influência significativa das não idealidades presentes na construção física do sistema. Entre esses fatores destacam-se as resistências elevadas das bobinas e possíveis fenômenos ainda não completamente caracterizados como efeito de proximidade e capacitâncias parasitas originadas da sobreposição de espiras. Esses fenômenos foram considerados neste trabalho como hipóteses que explicam o aumento das perdas e deverão ser investigados com maior profundidade em trabalhos futuros.

Como continuidade recomenda-se a investigação detalhada dos mecanismos associados ao efeito de proximidade e às capacitâncias parasitas por meio de simulações eletromagnéticas tridimensionais e ensaios controlados. Recomenda-se também o aprimoramento do suporte físico das bobinas visando eliminar sobreposição de espiras e a otimização dos enrolamentos para redução de perdas resistivas. O estudo de estratégias de controle capazes de manter a corrente dentro de uma faixa ideal também se apresenta como um tema relevante para a evolução do sistema, considerando possíveis reduções no fator de acoplamento durante o funcionamento. Dessa forma, este trabalho estabelece uma base sólida para aprimoramentos futuros, aproximando a operação experimental das condições ideais observadas em simulação.

## Referências

- AFFONSO, B. *4 motivos que explicam por que a mobilidade elétrica leve tem ganhado tantos adeptos*. 2025. Acessado em 16 de outubro de 2025. Disponível em: <<https://www.tecmundo.com.br/auto/405873-4-motivos-que-explicam-por-que-a-mobilidade-eletrica-leve-tem-ganhado-tantos-adeptos.htm>>
- BARBI, I. *Eletrônica de potência: projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis: Edição do Autor, 2001. 334 p.
- CASTRO, N.; GOMES, J. P.; LEAL, L. M. Tendências da micromobilidade na construção de cidades sustentáveis. *Broadcast Energia*, 2024. Disponível em: <[https://gesel.ie.ufrj.br/wp-content/uploads/2024/02/Castro\\_2024\\_02\\_26\\_2.pdf](https://gesel.ie.ufrj.br/wp-content/uploads/2024/02/Castro_2024_02_26_2.pdf)>
- Conselho Nacional de Trânsito (CONTRAN). *Resolução CONTRAN nº 996, de 15 de junho de 2023*. 2023. <https://www.gov.br/transportes/pt-br/assuntos/transito/conteudo-contran/resolucoes/Resolucao9962023.pdf>. Publicada no Diário Oficial da União em 22 de junho de 2023. Acessado em 16 de outubro de 2025.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. ed. New York: Springer, 2006.
- FILGUEIRAS, M. A. B. *Modelagem e Análise de Desempenho Comparativo sob Condições Iguais de Carga das Topologias Clássicas em Sistemas de Transferência de Energia sem Fio Indutiva*. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica)) — Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, 2025.
- GODOY, R. B. *Transferência de energia sem fio: topologias clássicas para acoplamento indutivo*. 1. ed. Curitiba: Appris, 2024. ISBN 978-65-250-6424-6.
- Instituto de Políticas de Transporte e Desenvolvimento (ITDP Brasil). *O que é micromobilidade?* 2020. Disponível em: <<https://itdpbrasil.org/wp-content/uploads/2020/04/O-que-%C3%A9-micromobilidade.pdf>>
- JORGETTO, M. F. C. *Transmissão indutiva de energia eletromagnética sem fios para aplicações em postos de abastecimento de veículos elétricos puros: modelagem para o elemento eletromagnético*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, Ilha Solteira, 2015. Disponível em: <<https://repositorio.unesp.br/server/api/core/bitstreams/d4a226a9-1668-4e71-9623-6933c9a51e91-content>>
- LI, S.; MI, C. C. Wireless power transfer for electric vehicle applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 3, n. 1, p. 4–17, 2015.

- LIU, Z. et al. Advancements and challenges in wireless power transfer: A comprehensive review. *Nexus*, v. 1, p. 100014, 2024. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.nynexs.2024.100014>><https://doi.org/10.1016/j.nynexs.2024.100014>.
- National Association of City Transportation Officials (NACTO). *Shared Micromobility Policy Toolkit: Docked and Dockless Bike and Scooter Sharing*. 2019. Disponível em: <<https://escholarship.org/content/qt00k897b5/qt00k897b5.pdf>><https://escholarship.org/content/qt00k897b5/qt00k897b5.pdf>.
- RAFINEJAD, M.; GHAYEBLOO, A. Investigating the effect of winding structures in dynamic wireless power transmission in electric vehicle applications. *Iranica Journal of Energy and Environment*, v. 16, n. 3, p. 439–446, 2025. Disponível em: <[https://www.ijee.net/article\\_192943\\_374d16504e99c7bc110d438313962c96.pdf](https://www.ijee.net/article_192943_374d16504e99c7bc110d438313962c96.pdf)>[https://www.ijee.net/article\\_192943\\_374d16504e99c7bc110d438313962c96.pdf](https://www.ijee.net/article_192943_374d16504e99c7bc110d438313962c96.pdf).
- RASHID, M. H. *Eletrônica de potência: dispositivos, circuitos e aplicações*. 4. ed. São Paulo: Pearson, 2014. E-book. Disponível em: <https://plataforma.bvirtual.com.br>. Acesso em: 2025-11-18.
- SIDIKU, M. B.; ERONU, E. M.; ASHIGWUIKE, E. C. A review on wireless power transfer: Concepts, implementations, challenges, and mitigation schemes. *Nigerian Journal of Technology*, v. 39, n. 4, p. 1206–1215, 2020. Disponível em: <<https://doi.org/10.4314/njt.v39i4.29>><https://doi.org/10.4314/njt.v39i4.29>.
- SILVA, R. *Estudo comparativo entre topologias híbridas para transferência de energia sem fio*. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso) — Universidade Federal de Mato Grosso do Sul, Campo Grande, 2022.
- TRIVIÑO, A.; GONZÁLEZ-GONZÁLEZ, J. M.; AGUADO, J. A. Wireless power transfer technologies applied to electric vehicles: A review. *Energies*, v. 14, n. 6, p. 1547, 2021. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/14/6/1547>><https://www.mdpi.com/1996-1073/14/6/1547>.
- VIEIRA, L. A. B.; OLIVEIRA, R. M.; SILVA, J. P. Análise e projeto de um sistema de recarga de veículos elétricos através da transferência de energia sem fio. In: SOBRAEP. *Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP*. 2019. Disponível em: <<https://www.sobraep.org.br/artigos/analise-e-projeto-de-um-sistema-de-recarga-de-veiculos-eletricos-atraves-da-transferencia-de-energia-sem-fio/>><https://www.sobraep.org.br/artigos/analise-e-projeto-de-um-sistema-de-recarga-de-veiculos-eletricos-atraves-da-transferencia-de-energia-sem-fio/>.
- Vishay Semiconductors. *V80100PW: High-performance dual ultrafast diode*. [S.l.]: [s.n.], 2020. Datasheet. Disponível em: <<https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/443079/VISHAY/V80100PW.html>><https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/443079/VISHAY/V80100PW.html>.
- WANG CHUN T.; COVIC, G. A. S. O. H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 51, n. 1, p. 148–157, 2004.
- ZHANG, W. et al. Overview of megahertz wireless power transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 1, p. 329–340, 2017.