

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: SISTEMAS DE ENERGIA



Controle da Tensão ou Corrente de Saída por Meio da Estimativa de Parâmetros em Sistema de Transferência de Energia Sem Fio Com Topologia Duplo-LCC

Thaís Maria Tolfo

Campo Grande - MS

2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: SISTEMAS DE ENERGIA



Controle da Tensão ou Corrente de Saída por Meio da Estimativa de Parâmetros em Sistema de Transferência de Energia Sem Fio Com Topologia Duplo-LCC

Thaís Maria Tolfo

Dissertação de mestrado apresentada como exigência para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Sistemas de Energia da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul – UFMS.

Orientador: Prof. Dr. Ruben Barros Godoy

Campo Grande - MS

2025

Controle da Tensão ou Corrente de Saída por Meio da Estimativa de Parâmetros em Sistema de Transferência de Energia Sem Fio Com Topologia Duplo-LCC

Dissertação de mestrado apresentada como exigência para obtenção do título de Mestre
em Engenharia Elétrica na área de Sistemas de Energia da Universidade Federal de
Mato Grosso do Sul – UFMS.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ruben Barros Godoy

Prof. Dr. Edson Antonio Batista

Prof. Dr. Tiago Henrique de Abreu Mateus

Campo Grande - MS

2025

Agradecimentos

A Deus, por me conceder força e sabedoria ao longo desta caminhada.

À minha mãe, Fátima Aparecida Passianoto, à minha avó, Eliza Ganaza Passianoto, e à minha tia, Elisângela Cristina Passianoto, pelo apoio incondicional, carinho e incentivo constantes ao longo desta trajetória.

Ao Kevin Leonardo Lima Duarte, que esteve ao meu lado durante todo esse percurso, pelo apoio, paciência e motivação.

Aos meus amigos, pelo companheirismo e apoio.

Aos professores, pela dedicação e conhecimentos compartilhados. Em especial, ao Prof. Dr. Ruben Godoy, pela orientação, pela confiança depositada e pelo apoio constante ao longo desta trajetória, fundamentais para meu crescimento acadêmico e pessoal.

Resumo

A Transferência de Energia Sem Fio (*Wireless Power Transfer – WPT*) configura-se como uma tecnologia estratégica na fronteira da inovação, com elevado potencial de impacto em aplicações como o carregamento de veículos elétricos, sistemas de micromobilidade e dispositivos portáteis. O desenvolvimento de soluções eficientes e robustas nessa área contribui diretamente para a mobilidade sustentável e para o fortalecimento da soberania tecnológica nacional. Nos sistemas WPT, variações na carga conectada ao lado receptor podem causar instabilidades nas formas de onda de tensão e corrente de saída, devido à sensibilidade do sistema a mudanças na impedância da carga. Para mitigar esse problema, este trabalho propõe um esquema de controle voltado para o controle da tensão e da corrente na saída de um sistema WPT com a topologia híbrida duplo-LCC, utilizando bobinas solenoides concêntricas. A principal contribuição deste trabalho consiste na proposição de um esquema de controle baseado na estimativa da resistência equivalente de carga e da tensão de saída no lado secundário, assumindo que o coeficiente de acoplamento das bobinas concêntricas permanece próximo ao valor de projeto durante a operação. Dessa forma, o controle é realizado exclusivamente a partir de medições no lado primário, não sendo necessária a comunicação entre os lados primário e secundário do sistema. A metodologia inicia-se com a modelagem matemática dos circuitos ressonantes primário e secundário. A partir das medições de tensão e corrente de entrada, a impedância de carga é estimada e utilizada para calcular a tensão de saída, bem como a referência para a tensão de entrada. Para garantir a estabilidade, o sistema ajusta dinamicamente a tensão de entrada de modo a mantê-la alinhada com o valor de referência teórico. Foram realizadas análises e simulações nos softwares MATLAB®/Simulink® para validar a abordagem proposta. Os resultados de simulação confirmaram as previsões teóricas para um sistema sem fio operando a 120 kHz e transferindo 100 W de potência. Observou-se que a tensão de saída se mantém estável em 32 V, mesmo sob variações de carga, e que a corrente de saída permanece em 3 A, apesar das flutuações na tensão da bateria.

Palavras-chave: controle de tensão e corrente, estimativa da resistência equivalente de carga, topologia híbrida duplo-LCC, transferência de energia sem fio.

Abstract

Wireless Power Transfer (WPT) has emerged as a strategic technology of innovation, with strong potential impact on applications such as electric vehicle charging, micromobility systems, and portable electronic devices. Advances in efficient and robust WPT solutions play an important role in promoting sustainable mobility and supporting technological development. In Wireless Power Transfer Systems (WPTS), variations in the load connected to a receiver can cause instability in the waveforms of output voltage and current due to their sensitivity to changes in load impedance. To overcome such drawbacks, this paper presents a control scheme for regulating voltage and current at the output of a WPTS system with the double-LCC topology, employing concentric solenoidal coils. The main contribution of this work lies in the development of a control strategy based on the estimation of the equivalent load impedance and the output voltage at the secondary side, under the assumption that the coupling coefficient of the concentric coils remains close to its design value during operation. As a result, the control system relies solely on measurements at the primary side, eliminating the need for communication between the primary and secondary sides of the system. The proposed method is based on estimating secondary-side parameters while assuming that the coupling coefficient of the concentric coils remains close to its design value during operation. The methodology begins with the mathematical modeling of the primary and secondary resonant circuits. By measuring the input voltage and current, the system estimates the load impedance, which is then used to derive the expected output voltage and a reference for the input voltage. To maintain a stable output, the system dynamically adjusts the input voltage, ensuring that it aligns with the theoretical reference value. Analytical calculations and simulations were performed using the MATLAB®/Simulink® platform to validate the proposed approach. Simulations confirmed the theoretical predictions for a wireless system operating at 120 kHz with a power transfer of 100 W. The results demonstrated that the load voltage remains stable at 32 V, even under varying load conditions, while the output current remains at 3 A despite fluctuations in battery voltage.

Keywords: voltage and current regulation, load equivalent resistance estimation, hybrid double-LCC topology, wireless power transfer.

Lista de figuras

Figura 1 –	Circuito equivalente de transferência de energia sem fio com a topologia híbrida de compensação duplo-LCC.	23
Figura 2 –	Modelo T-equivalente da topologia duplo-LCC.	26
Figura 3 –	Fator de acoplamento em função do deslocamento.....	32
Figura 4 –	Bobinas solenoides concêntricas primária e secundária.	33
Figura 5 –	(a) Estratégia de controle proposta. (b) Detalhe do controlador PI. .	36
Figura 6 –	Diagrama de Bode do sistema original e do sistema equivalente de ordem reduzida.	38
Figura 7 –	Diagrama de Bode do sistema de controle em malha aberta para os casos com parâmetros nominais e parâmetros aleatoriamente variáveis.	39
Figura 8 –	Formas de onda para o sistema sem controle.....	42
Figura 9 –	Formas de onda para o sistema com controle e um único degrau crescente de carga.	43
Figura 10 –	Formas de onda para o sistema com controle e dois degraus crescentes de carga.	44
Figura 11 –	Formas de onda para o sistema com controle e um único degrau decrescente de carga.....	45
Figura 12 –	Formas de onda para o sistema com controle e dois degraus decrescentes de carga.	47
Figura 13 –	Circuito equivalente com topologia duplo-LCC e bateria acoplada. ...	48
Figura 14 –	Formas de onda para o sistema com controle e variação crescente da tensão da bateria.	49

Lista de tabelas

Tabela 1	–	Comparação entre principais topologias híbridas de compensação para WPT.	18
Tabela 2	–	Parâmetros do sistema	25
Tabela 3	–	Parâmetros projetados para as bobinas primária e secundária	30
Tabela 4	–	Variações de parâmetros para cada caso	39
Tabela 5	–	Métricas de desempenho do sistema controlado para degrau crescente de carga, referente à Figura 9.....	44
Tabela 6	–	Métricas de desempenho do sistema controlado para degrau decrescente de carga, referente à Figura 11.	46

Sumário

1	Introdução	10
1.1	Objetivos	12
1.1.1	Objetivo geral	12
1.1.2	Objetivos específicos	13
1.2	Organização do trabalho	13
2	Revisão Bibliográfica	15
2.1	Transferência de energia sem fio	15
2.2	Topologias de compensação	16
2.2.1	Topologias clássicas	16
2.2.2	Topologias híbridas	17
2.3	Topologia duplo-LCC	18
2.4	Geometria das bobinas	19
2.4.1	Influência da geometria	19
2.4.2	Bobinas solenoides concêntricas	19
2.5	Carregamento de baterias	20
2.6	Controle em sistemas WPT	20
2.6.1	Controle baseado no lado primário	21
3	Visão Geral do Sistema	23
4	Metodologia	26
4.1	Impedância de entrada	26
4.2	Projeto das bobinas de acoplamento	28
4.3	Análise do fator de acoplamento entre as bobinas diante de deslocamentos	31
4.4	Estimativa da carga	32
4.5	Controle da tensão de saída	35
5	Resultados	41
5.1	Operação como fonte de tensão	41
5.1.1	Degrau crescente de carga	41
5.1.2	Degrau decrescente de carga	45
5.2	Operação como fonte de corrente	47
	Conclusão	50
A	Artigo Publicado	52

Referências	53
--------------------------	-----------

1 Introdução

A transferência de energia sem fio, do inglês *Wireless Power Transfer* (WPT), é uma tecnologia desenvolvida para transmitir energia entre uma fonte e uma carga, utilizando campos eletromagnéticos, sem a necessidade de fios e cabos. A sua origem remonta ao final do século XIX, quando Nikola Tesla iniciou seus experimentos, baseando-se nas teorias já propostas por Michael Faraday e James Maxwell. Tesla desenvolveu a Bobina de Tesla, um dispositivo com cerca de 40 metros de comprimento, capaz de transmitir eletricidade sem fios a uma distância de até 3 km. O projeto operava com um sinal de 300 kW a uma frequência de 150 Hz (OKOYEIGBO et al., 2021). Além disso, Tesla idealizou um sistema global de transmissão de eletricidade sem fio, baseado em torres transmissoras e receptoras. Para isso, projetou a Torre Wardenclyffe em Long Island, de modo a transmitir energia sem a necessidade de cabos. Porém, devido à falta de recursos, o projeto foi interrompido em 1906, e a torre acabou sendo demolida em 1917 (DETKA; GORECKI, 2022).

As ideias e pesquisas continuaram a evoluir ao longo do século XX. H. V. Noble, trabalhando nos laboratórios da Westinghouse, realizou testes controlados com antenas transmissora e receptora idênticas operando em 100 MHz, posicionadas a cerca de, aproximadamente, 8 metros uma da outra. Os ensaios demonstraram a transferência de algumas centenas de watts entre os dipolos. Esses resultados serviram, posteriormente, como base para uma demonstração pública exibida pela Westinghouse na Feira Mundial de Chicago de 1933–1934 (BROWN, 1984).

Nas décadas seguintes, novos avanços destacaram-se especialmente no campo da transmissão de potência via micro-ondas. Um marco importante ocorreu em 1964, quando William C. Brown demonstrou a viabilidade desse método ao alimentar um helicóptero por meio de um feixe de micro-ondas convertido em eletricidade por uma *rectenna*, um tipo de antena capaz de converter ondas eletromagnéticas em corrente contínua (BROWN, 1984). Assim, foi possível transmitir energia sem o uso de fios em longas distâncias. Em 1968, Peter Glaser propôs o conceito de *Solar Power Satellites* (SPS), em que sugeriu a captação de energia solar em órbita e o seu envio para a Terra por meio de feixes de micro-ondas. Então, uma *rectenna* realizaria a conversão para corrente contínua (BROWN, 1996).

Já nos anos 2000, Frank Steinsiek apresentou experimentos de transmissão de energia sem fio voltados a aplicações em missões espaciais. Em seu trabalho, o autor propôs o uso de feixes de laser para fornecer energia a um pequeno *rover*, um veículo de exploração espacial, destacando o potencial dessa tecnologia para o suporte a plataformas orbitais e veículos exploratórios (STEINSIEK, 2003).

Com os avanços acumulados ao longo de mais de um século, a transferência de energia sem fio consolidou-se como uma tecnologia viável e promissora, impulsionando aplicações em setores variados. No setor da mobilidade, destaca-se o papel da WPT em veículos elétricos associados à micromobilidade, categoria que abrange automóveis leves projetados para trajetos curtos em áreas urbanas, isto é, veículos que circulam a uma velocidade baixa (até 25 km/h) ou de velocidade moderada (até 45 km/h) e são utilizados para viagens de até 10 km de distância (ITDP Brasil, 2020). Esses veículos representam uma alternativa sustentável, econômica e prática frente aos desafios da mobilidade urbana. Além disso, a WPT pode ser aplicada ao carregamento de veículos elétricos de maior porte (JIANG et al., 2018; TRIVINO; GONZALEZ-GONZALEZ; AGUADO, 2021). Nesses sistemas, a utilização da transferência de energia sem fio oferece vantagens significativas, sobretudo em ambientes urbanos, onde a exposição a intempéries e o desgaste de conectores físicos se tornam fatores críticos para a confiabilidade e a manutenção dos pontos de recarga.

Além do setor de transportes, a transferência de potência sem fio mostra-se eficaz para o carregamento de diversos dispositivos eletrônicos, como *smartphones*, fones de ouvido e *smartwatches*. No campo da medicina, essa tecnologia é essencial e amplamente explorada no carregamento de equipamentos médicos implantados no corpo humano, como marcapassos, neuroestimuladores e sensores internos, promovendo o carregamento dos dispositivos de maneira não invasiva (AGARWAL et al., 2017; PAHLAVAN; JAFARABADI-ASHTIANI; MIRBOZORGI, 2025). O emprego da WPT contribui, desse modo, para o aumento da confiabilidade e da vida útil dos equipamentos implantados, reduzindo a necessidade de intervenções cirúrgicas recorrentes.

Avanços recentes indicam aplicações mais complexas e inovadoras para a WPT. O estudo apresentado em (PAHLAVAN; SHOOSHTARI; ASHTIANI, 2022) propõe uma plataforma de transmissão de energia extensível para objetos em movimento, com aplicações viáveis em estudos neurocomportamentais e pesquisas sobre interfaces cérebro-máquina.

De modo geral, o diferencial da transferência de energia sem fio reside em sua capacidade de operar com segurança e confiabilidade, mesmo em condições adversas, como ambientes úmidos, sujeitos a intempéries, corrosivos ou de difícil acesso (LIU et al., 2017).

Nessas aplicações, a inexistência de comunicação entre os circuitos transmissor e receptor é desejável, uma vez que sistemas de comunicação adicionais aumentam a complexidade do sistema, o consumo de energia e a suscetibilidade a falhas, além de representarem um ponto crítico em ambientes restritos ou sensíveis do ponto de vista biológico (THRIMAWITHANA; MADAWALA, 2010). No contexto do carregamento de baterias por meio de sistemas de transferência de energia sem fio, essa característica contribui para uma operação mais robusta e confiável, especialmente diante de interferências

eletromagnéticas e limitações impostas pelo ambiente.

Durante o processo de carregamento, a impedância equivalente da bateria varia ao longo das etapas de corrente constante e tensão constante, impactando diretamente a tensão e a corrente de saída do sistema. Sendo assim, torna-se relevante o desenvolvimento de estratégias de controle capazes de lidar com variações de carga a partir de medições realizadas exclusivamente no lado primário. Para viabilizar essa abordagem, o uso de bobinas solenoides concêntricas mostra-se fundamental, uma vez que essa geometria mantém o acoplamento magnético pouco sensível diante de deslocamentos longitudinais, o que cria condições favoráveis para estratégias de controle baseadas apenas no circuito transmissor.

Diante do exposto, a relevância deste trabalho compreende o desenvolvimento de uma estratégia de controle da tensão ou corrente de saída para sistemas de transferência de energia sem fio aplicados ao carregamento de baterias, baseada exclusivamente em medições no lado primário. Para isso, emprega-se a topologia de compensação duplo-LCC em conjunto com bobinas solenoides concêntricas, arranjo que favorece a estabilidade do acoplamento magnético mesmo na presença de desalinhamentos longitudinais, condição típica de aplicações em micromobilidade elétrica.

Este trabalho estabelece um conjunto de objetivos voltados ao desenvolvimento, à análise e à validação de uma metodologia de controle aplicável ao carregamento de baterias. A seguir, são apresentados o objetivo geral e os objetivos específicos que norteiam a condução deste estudo.

1.1 Objetivos

Este trabalho está pautado em objetivos que proporcionam contribuições científicas e técnicas, alinhadas às linhas de pesquisa do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), especialmente no contexto de sistemas de transferência de energia sem fio. Os objetivos estabelecidos visam viabilizar o desenvolvimento, a análise e a validação de métodos e estratégias de controle aplicados a topologias híbridas de WPT, com foco em robustez, simplicidade de implementação e aplicabilidade prática.

1.1.1 Objetivo geral

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver e validar um método de controle para sistemas de transferência de energia sem fio, baseado na estimativa de parâmetros do lado secundário, aplicável à topologia híbrida duplo-LCC, a partir de medições realizadas no lado primário.

1.1.2 Objetivos específicos

- Analisar e modelar o comportamento de sistemas de transferência de energia sem fio com topologia híbrida duplo-LCC, estabelecendo uma base analítica que permita a estimativa de parâmetros do lado secundário a partir de medições realizadas no lado primário;
- Investigar a influência da geometria das bobinas no fator de acoplamento magnético, propondo o uso de bobinas solenoides concêntricas como alternativa para a redução da sensibilidade do sistema a desalinhamentos entre os enrolamentos primário e secundário;
- Desenvolver um método analítico para a estimativa da resistência equivalente de carga conectada ao lado secundário do sistema, utilizando exclusivamente medições de tensão e corrente no lado primário, sem a necessidade de comunicação entre os dois lados;
- Estimar analiticamente a tensão de saída do sistema de transferência de potência sem fio a partir da resistência equivalente de carga previamente estimada, considerando um coeficiente de acoplamento próximo ao valor de projeto;
- Implementar uma estratégia de controle baseada na estimativa de parâmetros do lado secundário, visando à regulação da tensão ou da corrente na carga por meio do ajuste da tensão de saída do inversor;
- Projetar um controlador do tipo PI a partir de um modelo reduzido da topologia duplo-LCC;
- Avaliar o comportamento do sistema por meio de simulações computacionais nos softwares MATLAB[®]/Simulink[®], considerando degraus crescentes e decrescentes de carga;
- Evidenciar a aplicabilidade do método proposto em sistemas de carregamento sem fio de baterias para micromobilidade elétrica, destacando sua simplicidade, robustez e potencial de implementação prática.

1.2 Organização do trabalho

Capítulo 1 – Introdução: apresenta a contextualização dos sistemas de transferência de potência sem fio, com ênfase em aplicações de carregamento de baterias para veículos elétricos de micromobilidade. São discutidas a motivação e a relevância do tema. Ao final do capítulo, são apresentados o objetivo geral e os específicos do trabalho.

Capítulo 2 – Revisão Bibliográfica: reúne os principais fundamentos teóricos relacionados à transferência de energia sem fio. São abordados os princípios do acoplamento magnético, as topologias clássicas e híbridas de compensação, com destaque para a topologia duplo-LCC, bem como a influência da geometria das bobinas. O capítulo também apresenta conceitos relacionados ao carregamento de baterias e uma revisão de estratégias de controle em sistemas WPT, com ênfase em métodos baseados exclusivamente no lado primário.

Capítulo 3 – Visão Geral do Sistema: descreve a topologia duplo-LCC adotada neste trabalho, apresentando o circuito equivalente do sistema de transferência de energia sem fio. São definidos os principais parâmetros de projeto, incluindo potência, frequência de operação, fator de acoplamento e características da carga, além da justificativa para a escolha das bobinas solenoides concêntricas.

Capítulo 4 – Metodologia: detalha o desenvolvimento analítico do sistema proposto. São apresentados o modelo T-equivalente da topologia duplo-LCC, o cálculo da impedância de entrada, o projeto das bobinas de acoplamento, a análise do fator de acoplamento frente a deslocamentos, o método de estimativa da resistência equivalente de carga e a estratégia de controle proposta.

Capítulo 5 – Resultados: apresenta os resultados obtidos por meio de simulações computacionais realizadas no ambiente MATLAB®/Simulink®. São analisados o desempenho do sistema operando como fonte de tensão e como fonte de corrente, considerando variações crescentes e decrescentes da carga.

Capítulo 6 – Conclusões: descreve as principais contribuições do trabalho, destacando os resultados alcançados e a eficácia do método proposto. O capítulo também apresenta sugestões para trabalhos futuros.

2 Revisão Bibliográfica

A partir da apresentação dos princípios gerais da transferência de energia sem fio, esta seção organiza os principais conceitos da literatura relacionados às topologias de compensação em sistemas WPT. Inicialmente, abordam-se as topologias clássicas e suas limitações frente a variações de carga, acoplamento e desalinhamento. Em seguida, apresentam-se as topologias híbridas, propostas para aumentar a robustez do sistema. Por fim, discutem-se a topologia duplo-LCC, a geometria das bobinas e a estratégia de controle, estabelecendo o embasamento teórico para o desenvolvimento do método proposto neste trabalho.

2.1 Transferência de energia sem fio

A transferência de energia sem fio pode ser dividida em três categorias com base no seu princípio de funcionamento (BI et al., 2016), sendo elas, (1) radiação eletromagnética (micro-ondas ou laser) para a transmissão de energia a longas distâncias; (2) indução elétrica/acoplamento capacitivo, em que a energia é transferida por meio de um campo elétrico entre eletrodos de placas metálicas; (3) acoplamento magnético, que envolve a transmissão de energia sem fio por meio de um campo magnético através do acoplamento indutivo entre as bobinas do transmissor e do receptor.

Entre as três categorias de transferência de energia sem fio, o acoplamento magnético apresenta vantagens importantes para aplicações de curta distância, como o carregamento de veículos elétricos associados à micromobilidade. Diferentemente dos sistemas baseados em radiação eletromagnética (micro-ondas ou laser), que sofrem perdas elevadas por dispersão, exigem antenas direcionais e são limitados por questões de segurança relacionadas à exposição humana (SHINOHARA, 2012), o acoplamento magnético opera no campo próximo, proporcionando alto rendimento em pequenas distâncias. Em comparação com o acoplamento capacitivo, cuja capacitância formada entre eletrodos metálicos impõe limitações e torna o sistema mais sensível ao desalinhamento, à variação da distância entre as superfícies condutoras e às condições do meio, o acoplamento magnético apresenta maior robustez (AGARWAL et al., 2017). Essas características tornam o acoplamento a solução mais adequada e amplamente adotada em aplicações de carregamento sem fio de dispositivos móveis e veículos elétricos leves sujeitos a desalinhamento.

O esquema de acoplamento indutivo ressonante em campo próximo baseia-se no princípio da indução eletromagnética, no qual a transferência de energia sem fio ocorre entre duas bobinas magneticamente acopladas: uma bobina transmissora, responsável por estabelecer o fluxo magnético, e uma bobina receptora, na qual a tensão ou corrente é

induzida conforme as leis de Ampère e Faraday (COVIC; BOYS, 2013). Como não há um núcleo ferromagnético capaz de concatenar as linhas de fluxo entre as bobinas, a dispersão de fluxo magnético torna-se uma característica inerente ao sistema. Além disso, quando há aumento da distância ou algum desalinhamento entre as bobinas, o fluxo mútuo torna-se significativamente menor que o fluxo disperso (GODOY, 2024). Por essa razão, circuitos com essa característica são denominados fracamente acoplados.

Diante dessas limitações, torna-se necessário empregar soluções capazes de garantir um rendimento adequado em aplicações práticas. Nesse contexto, as topologias de compensação são amplamente utilizadas, pois aumentam a capacidade de transmissão de potência e melhoram o rendimento do sistema (WANG; COVIC; STIELAU, 2004; CARNEIRO; BARBI, 2021). O termo compensação refere-se à utilização de capacitores, conectados em série ou em paralelo às bobinas primária e secundária, de modo a estabelecer a condição de ressonância na frequência de operação. O acoplamento por ressonância magnética estabelece a mesma frequência de ressonância nos lados primário e secundário, permitindo alcançar elevado rendimento e potência mesmo sob grande distanciamento entre as bobinas ou em condições de desalinhamento (IMURA, 2020)

2.2 Topologias de compensação

As topologias de compensação em sistemas de transferência de energia sem fio podem ser classificadas, de forma geral, em topologias clássicas e topologias híbridas, conforme a disposição dos elementos de compensação nos lados primário e secundário e os objetivos de desempenho do sistema.

2.2.1 Topologias clássicas

O arranjo dos elementos de compensação nos circuitos primário e secundário do sistema pode variar. As configurações clássicas são categorizadas em quatro topologias principais: Série-Série (SS), Série-Paralelo (SP), Paralelo-Série (PS) e Paralelo-Paralelo (PP) (NGINI; TRUONG; CHOI, 2025). Cada letra da sigla corresponde à configuração do capacitor de compensação nos circuitos primário e secundário, respectivamente. Sendo assim, a primeira letra indica o tipo de compensação adotado no lado primário, enquanto a segunda refere-se ao arranjo no lado secundário.

As principais vantagens dessas topologias são o número reduzido de elementos e a consequente simplicidade de implementação, além de apresentarem rendimento acima de 90% (JESUS et al., 2023). Por outro lado, elas possuem limitações inerentes que restringem a aplicação em larga escala. Entre essas limitações, destacam-se a propensão a comportamentos instáveis, como variações abruptas de corrente no primário e sensibilidade a variações de carga e acoplamento, além de apresentar riscos de uma operação

insegura quando há deslocamento da bobina localizada no lado secundário (NATH; LIM; BEGAM, 2024).

Por exemplo, certas combinações de parâmetros do circuito podem resultar na presença de múltiplas ressonâncias, denominado fenômeno de bifurcação, levando à instabilidade do sistema (GODOY, 2024). O fenômeno de bifurcação em sistemas WPT está associado ao surgimento de múltiplos pontos de ressonância e, conseqüentemente, de múltiplos pontos de operação estáveis (WANG; COVIC; STIELAU, 2004). Também, um pequeno desalinhamento entre as bobinas de acoplamento pode resultar em níveis de corrente elevados e impraticáveis que impedem a implementação do projeto, comprometendo o desempenho do sistema.

Além disso, considerando que projetos práticos geralmente apresentam variações de até 10% na frequência de ressonância devido às tolerâncias dos componentes, observa-se que topologias com compensação em série no primário, como SS e SP, são particularmente sensíveis a esse desvio. Assim, essas topologias podem apresentar um aumento substancial na corrente de entrada, de cerca de 40%, o que pode comprometer a viabilidade e a integridade do projeto físico (JESUS et al., 2023).

De modo a superar esses desafios, topologias híbridas que combinam configurações clássicas têm ganhado relevância no aumento da robustez e no rendimento do sistema. Nesse contexto, destaca-se a topologia híbrida duplo-LCC por sua frequência de ressonância pouco sensível ao acoplamento e à carga, além do elevado rendimento e ótimo fator de potência, justificando sua adoção neste trabalho.

2.2.2 Topologias híbridas

As topologias híbridas têm se destacado por apresentar diversas vantagens ao combinar os benefícios de diferentes topologias de compensação (NATH; LIM; BEGAM, 2024). Por exemplo, a topologia Série-Paralelo-Série (SPS) foi proposta em (VILLA et al., 2011) e combina características das topologias SS e PS, apresentando elevada tolerância a desalinhamentos. Entretanto, o desempenho depende em especial do fator K_C , que é um parâmetro de projeto que relaciona o acoplamento e a compensação do circuito ao requisito de potência da fonte. Por outro lado, a topologia Indutância-Capacitância-Indutância (LCL) apresenta vantagens quando o sistema opera na frequência de ressonância (LI; MI, 2014). Nessa condição, o inversor fornece apenas a potência ativa demandada pela carga, e a corrente na bobina transmissora torna-se praticamente independente das variações da carga (LI; MI, 2014). Entretanto, essa topologia exige que os dois indutores possuam valores idênticos. Para reduzir o tamanho do sistema e o custo do indutor adicional, um capacitor é inserido em série com a bobina transmissora, formando assim uma rede de compensação do tipo LCC (LI et al., 2015). De acordo com a literatura, a compensação duplo-LCC é vantajosa, pois reduz a sobrecarga de corrente no inversor e oferece maior

tolerância a desalinhamentos (PATIL et al., 2018). A partir da topologia duplo-LCC, foram desenvolvidas outras variações relevantes, entre as quais se destaca a LCC-S. Essa topologia apresenta característica de corrente de saída praticamente independente da carga, além de boa tolerância a desalinhamentos entre as bobinas. Além disso, emprega um menor número de componentes quando comparado a duplo-LCC (YANG et al., 2020). Na Tabela 1, resume-se as topologias híbridas comentadas.

Tabela 1 – Comparação entre principais topologias híbridas de compensação para WPT.

Topologia	Vantagens	Limitações
SPS	Transfere potência nominal com desalinhamentos de até 25%; alto rendimento; comportamento seguro para a fonte sob grandes desalinhamentos (VILLA et al., 2011).	Projeto mais complexo em relação à SS e PS; pode exigir sobredimensionamento da fonte em situações de fator de acoplamento muito baixos (VILLA et al., 2011).
LCL	Na frequência de ressonância, atua como fonte de corrente; consumo apenas de potência ativa; corrente no primário independente das condições de carga e de acoplamento (LI; MI, 2014).	Corrente reativa significativa na bobina receptora com compensação paralela, refletindo para o lado primário (LI; MI, 2014).
Duplo-LCC	Frequência de ressonância independente do acoplamento e da carga; fator de potência próximo da unidade; alto rendimento; estrutura simétrica adequada para fluxo bidirecional de energia (LI et al., 2015).	Elevada quantidade de componentes; maior complexidade de projeto (LI et al., 2015).
LCC-S	Corrente de saída constante; excelente tolerância a desalinhamentos; menor número de componentes em relação à duplo-LCC (YANG et al., 2020).	Menor número de componentes comparado à duplo-LCC; maior complexidade de projeto (YANG et al., 2020).

2.3 Topologia duplo-LCC

Neste trabalho, aborda-se a topologia duplo-LCC, proposta originalmente em (LI et al., 2015). Essa topologia apresenta uma malha ressonante LCC tanto no lado primário quanto no lado secundário. Uma das principais vantagens desse arranjo é que a frequência de ressonância praticamente não se altera diante de variações no coeficiente de acoplamento ou nas condições de carga, o que simplifica o controle. Adicionalmente, pode-se alcançar os fatores de potência quase unitários em ambos os lados do conversor ao longo de toda a faixa de condições de acoplamento e carga, resultando, assim, em um alto rendimento (LI et al., 2015). Além disso, a topologia duplo-LCC oferece a vantagem da transferência de potência bidirecional, tornando-se uma solução atraente para sistemas de transmissão de energia sem fio de alto desempenho.

2.4 Geometria das bobinas

A geometria das bobinas de acoplamento é um fator determinante para o desempenho dos sistemas WPT, influenciando diretamente o fator de acoplamento e a robustez frente a desalinhamentos. Dessa forma, a escolha adequada da geometria torna-se um aspecto fundamental, especialmente em aplicações com restrições operacionais.

2.4.1 Influência da geometria

Uma aplicação relevante para a topologia duplo-LCC está nos sistemas de carregamento de veículos elétricos associados à micromobilidade. Esses veículos englobam automóveis leves projetados para deslocamentos curtos, como bicicletas, patinetes ou outros meios de transporte de baixa velocidade, oferecendo uma solução sustentável, econômica e prática para os desafios do transporte urbano. Nesses sistemas de transporte, a transferência de energia sem fio surge como uma tecnologia inovadora, conveniente e segura para o carregamento das baterias (PATIL et al., 2018). Por outro lado, a micromobilidade impõe restrições geométricas e operacionais aos sistemas de carregamento por acoplamento indutivo (CORTI et al., 2024), como espaço limitado e a necessidade de um encaixe rápido. Dessa forma, o formato das bobinas de acoplamento torna-se um fator crítico. Assim, explorar geometrias de bobinas que facilitem o encaixe mecânico e mantenham um acoplamento estável e adequado ao longo de deslocamentos longitudinais é essencial para viabilizar um carregamento prático e eficiente.

2.4.2 Bobinas solenoides concêntricas

Entre as geometrias possíveis, o solenoide destaca-se por apresentar vantagens relevantes. Um solenoide é uma bobina longa obtida por um fio condutor enrolado em espiras iguais, lado a lado e igualmente espaçadas. Quando uma corrente elétrica percorre a bobina, os campos magnéticos gerados em cada espira se somam, produzindo um campo resultante equivalente ao de um ímã permanente. Nessa configuração, as linhas de campo magnético concentram-se predominantemente no interior do solenoide, sendo intensas e uniformes (MUSSOI, 2005). Dessa forma, propõe-se utilizar bobinas solenoides concêntricas, dispostas de modo que a bobina transmissora seja inserida no interior da bobina receptora. Esse arranjo maximiza a concatenação do fluxo magnético, favorecendo um fator de acoplamento elevado. Além disso, o solenoide apresenta um fator de acoplamento constante frente a deslocamentos longitudinais, reduzindo a sensibilidade do sistema a pequenos desalinhamentos. Diante dessas características, a bobina solenoide é especialmente adequada para sistemas de micromobilidade.

2.5 Carregamento de baterias

Ao implementar a transferência indutiva de energia para o carregamento de baterias em veículos elétricos associados à micromobilidade, é fundamental garantir um processo de carregamento que siga uma etapa de corrente constante, seguida por uma etapa de tensão constante. Conforme descrito em (JANK et al., 2017) e (VU; TRAN; CHOI, 2018), o ciclo de carregamento de uma bateria ocorre em estágios distintos. Inicialmente, a bateria é carregada com corrente constante, enquanto sua tensão aumenta gradualmente. Quando a tensão atinge seu limite máximo, o modo de carregamento muda para tensão constante, permitindo que a corrente reduza significativamente. O ciclo se encerra quando a corrente atinge um valor de corte pré-definido.

Sob os fundamentos da Lei de Ohm, a resistência da carga aumenta progressivamente ao longo do processo de carregamento; ou seja, não permanece constante. Do ponto de vista do conversor, a bateria pode ser modelada por uma resistência equivalente dependente do estado de carga, definida por

$$R_{eq}(t) = \frac{V(t)}{I(t)}, \quad (1)$$

a qual varia ao longo do processo CC–CV. Como consequência, as variações na resistência da carga podem resultar em flutuações na tensão de saída, que devem ser controladas para garantir uma transferência de energia com bom rendimento e estabilidade.

2.6 Controle em sistemas WPT

Esforços significativos na literatura têm sido dedicados ao controle da tensão de saída em sistemas de transferência de energia sem fio (WPT) com cargas variáveis no tempo, conforme (MENG et al., 2018), (MENG et al., 2019) e (BARBOSA; PEREIRA; JÚNIOR, 2018). Na maioria dos casos, a literatura sugere a comunicação entre os circuitos secundário e primário como meio de garantir a regulação da tensão. No entanto, essa abordagem aumenta a complexidade e o custo do sistema, pois exige a implementação de um sistema de comunicação sem fio entre ambas as malhas primária e secundária.

De modo a contornar esse desafio, a implementação de uma estratégia de controle baseada exclusivamente no circuito primário, sem a necessidade de realimentação do circuito secundário, pode ser uma alternativa relevante. Essa metodologia reduz custos, complexidade e o tamanho geral do sistema, ao mesmo tempo em que melhora seu desempenho e confiabilidade (THRIMAWITHANA; MADAWALA, 2010).

Em (MENG et al., 2018), foi proposto um método de controle para a topologia SP, aplicado a dispositivos implantáveis. Ao analisar a impedância de entrada, a indutância mútua e a carga, o sistema conseguiu estimar a tensão de saída, permitindo o controle sem

medições diretas no lado secundário. Uma técnica semelhante foi aplicada em (MENG et al., 2019) para a topologia S-LCL, visando carregar dispositivos médicos implantáveis na ordem de 10 a 30 mW. Os resultados experimentais indicaram um rendimento entre 50% a 70%, variando conforme a carga e a distância entre as bobinas. Observou-se rendimento próximo de 70% para distâncias reduzidas, de aproximadamente 3 cm, e superior a 50% até aproximadamente 6 cm.

Já em (BARBOSA; PEREIRA; JÚNIOR, 2018), os autores propuseram um método de estimativa da tensão e corrente na carga de um sistema que utiliza uma rede ressonante LCC em ambos os lados, primário e secundário. Monitorando as correntes nos indutores primários L_1 e de filtro L_{f1} , juntamente com a tensão de saída do inversor, foi possível avaliar o comportamento do circuito secundário e realizar os ajustes necessários no controle. No entanto, as estimativas de tensão e corrente de saída apresentadas em (BARBOSA; PEREIRA; JÚNIOR, 2018) dependem de que seja garantida a operação do inversor em regime de Comutação em Tensão Zero, do inglês *Zero Voltage Switching* (ZVS), para que os cálculos sejam realizados corretamente. Além disso, embora o trabalho assegure a regulação da saída mesmo diante de variações na indutância mútua e na impedância da carga, os resultados foram obtidos considerando apenas simulações com diferentes valores fixos, sem considerar variações dinâmicas durante a operação.

2.6.1 Controle baseado no lado primário

Com o intuito de reduzir a complexidade do sistema e garantir um bom desempenho, este trabalho propõe um método para estimar a carga e a tensão de saída em um sistema de transferência de energia sem fio para o carregamento de veículos elétricos associados à micromobilidade. A principal vantagem dessa abordagem reside em simplificar o processo de monitoramento e controle do carregamento das baterias, sem a necessidade de comunicação entre os circuitos primário e secundário. Para isso, utiliza-se apenas a medição da tensão e da corrente no lado primário do sistema. A abordagem utiliza uma topologia híbrida de compensação duplo-LCC, que depende de um fator de acoplamento estável e bem definido. Nesta proposta, o uso de bobinas solenoides concêntricas é crucial para manter um coeficiente de acoplamento pouco sensível, mesmo na presença de desalinhamentos.

Uma vez estabelecido o fator de acoplamento, o controle de tensão ou corrente na carga é alcançado com base em estimativas a partir do lado primário. Essas estimativas são derivadas da impedância total do circuito equivalente, da corrente de saída do inversor e da sua tensão de saída. Então, variações no valor da resistência de carga ou na tensão da bateria são capazes de ajustar dinamicamente o ciclo de trabalho do inversor de ponte completa monofásico com onda quadrada. Ao variar a saída do conversor CC-CA, o sistema garante uma tensão ou corrente de carga estável e precisamente regulada, as-

segurando as condições operacionais necessárias. Foram realizadas simulações envolvendo variações para verificar o desempenho do controlador, utilizando o método de estimativa de parâmetros proposto.

3 Visão Geral do Sistema

O diagrama do circuito de transferência de energia sem fio proposto é ilustrado conforme a Figura 1. O sistema da topologia duplo-LCC é composto por três seções fundamentais: o conversor CC-CA monofásico de onda quadrada, a malha ressonante e a carga. Os dispositivos semicondutores de potência, $S_1 - S_4$, correspondem a MOSFETs que constituem o inversor. L_1 , L_2 , e R_{L1} , R_{L2} , representam as auto-indutâncias e resistências intrínsecas aos enrolamentos das bobinas transmissora e receptora, respectivamente. A indutância mútua entre as bobinas de acoplamento é representada por M . Constituindo o circuito ressonante, tem-se, C_1 e C_2 , que equivalem aos capacitores de compensação; C_{f1} , C_{f2} , e L_{f1} , L_{f2} , que relacionam-se com as capacitâncias e indutâncias de filtro, respectivamente. R_{Lf1} e R_{Lf2} são as resistências das indutâncias de filtro. Os índices "1" e "2" denotam os componentes localizados na seção primária e secundária, respectivamente. A fonte de tensão de entrada CC é representada por u_{cc} , e u_1 indica a tensão de saída CA quadrada do inversor. A carga do sistema, que pode ser representada por uma carga resistiva ou uma bateria, é, então, acoplada nos terminais do secundário, com tensão u_c .

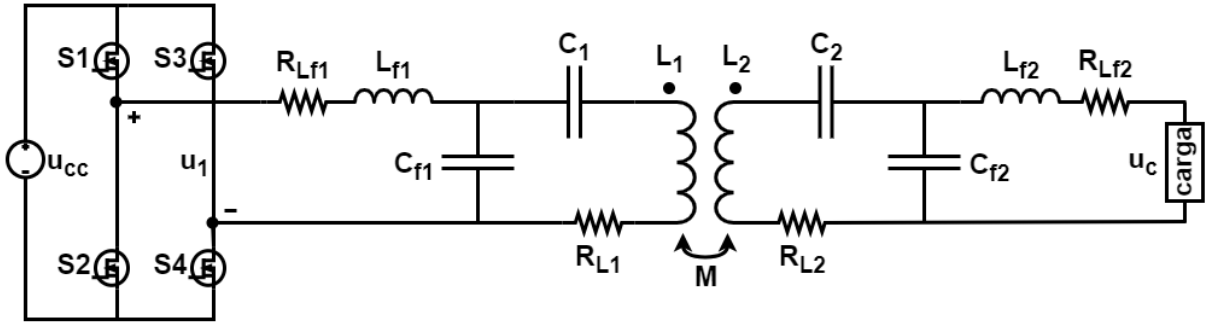


Figura 1 – Circuito equivalente de transferência de energia sem fio com a topologia híbrida de compensação duplo-LCC.

O fator de acoplamento k constitui uma das variáveis fundamentais no projeto de WPTS, sendo determinante na escolha da configuração das bobinas utilizadas no projeto. O fator k é definido como

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

em que M representa a indutância mútua entre as bobinas, enquanto L_1 e L_2 correspondem às indutâncias do primário e do secundário, respectivamente. Dessa forma, opta-se pela utilização de bobinas coaxiais solenoides. Essa geometria maximiza o acoplamento magnético, pois o fluxo gerado pela bobina transmissora é quase totalmente captado pela bobina receptora quando estão alinhadas. Ademais, apresentam maior constância do fator de acoplamento frente a deslocamentos longitudinais.

Em sistemas de transferência indutiva sem fio, especialmente aqueles que operam sob acoplamento fraco, valores típicos de k encontram-se na faixa de 0,1 a 0,4 (BENTALHIK et al., 2022). Para este trabalho, definiu-se o valor de k igual a 0,25, um valor compatível com aplicações práticas. Esse valor de acoplamento será adotado como referência no projeto preliminar para a transferência de 100 W.

A potência foi escolhida considerando uma aplicação realista de recarga da bateria de uma bicicleta elétrica. Para este trabalho, adota-se como referência uma bateria comercial do tipo íon-lítio utilizada em bicicletas elétricas, como o modelo *XP-36V14.5Ah*, que possui tensão nominal de 36 V e capacidade de 14,5 Ah. Essa configuração resulta em uma energia total armazenada de aproximadamente 522 Wh.

$$E = 36 \text{ V} \times 14,5 \text{ Ah} = 522 \text{ Wh}.$$

Nessas condições, uma potência de transferência de 100 W implica um tempo ideal de carga completa de cerca de 5,22 horas, ou seja, 5 horas e 14 minutos, aproximadamente.

$$t_{\text{ideal}} = \frac{522 \text{ Wh}}{100 \text{ W}} = 5,22 \text{ h}.$$

O intervalo de recarga mais usual, entre 20% e 80% da capacidade, corresponde a 313 Wh, aproximadamente.

$$E_{20-80} = 0,60 \times 522 \text{ Wh} = 313 \text{ Wh}.$$

Assim, o tempo de carga nesse intervalo é da ordem de 3,1 horas, ou seja, 3 horas e 6 minutos.

$$t_{20-80} = \frac{313 \text{ Wh}}{100 \text{ W}} = 3,1 \text{ h},$$

Os parâmetros de projeto que compõem a topologia híbrida duplo-LCC, utilizados para a simulação do sistema, são listados de acordo com a Tabela 2.

De acordo com (LI et al., 2015), a potência P transferida pode ser obtida conforme (2).

$$P = \frac{\sqrt{L_1 L_2}}{\omega L_{f1} L_{f2}} k u_{1_{rms}} u_{r_{rms}} \quad (2)$$

Com uma tensão CC de entrada igual a 36 V, tem-se a amplitude da tensão de saída do inversor monofásico igual a 45,8 V_{pico}, conforme estabelecido na Equação (42). Substitui-se as variáveis da equação de potência transferida, (2), pelos valores referidos na Tabela 2. Obtém-se, portanto, o valor da tensão de saída do receptor projetada $u_{r_{rms}}$ igual a 32,4 V_{rms}. Dispondo-se da potência e da tensão, a resistência equivalente de carga projetada R deve ser igual a 10,5 Ω .

Tabela 2 – Parâmetros do sistema

Potência transferida (P)	100 W
Frequência de Chaveamento (fs)	120 kHz
Tensão de entrada (u_{cc})	36 V
Fator de acoplamento (k)	0,25
Indutância da bobina transmissora (L_1)	360 μ H
Indutância da bobina receptora (L_2)	360 μ H
Indutância de filtro (L_{f1})	35,41 μ H
Indutância de filtro (L_{f2})	35,41 μ H
Capacitância de filtro (C_{f1})	49,67 nF
Capacitância de filtro (C_{f2})	49,67 nF
Capacitância primária (C_1)	5,42 nF
Capacitância secundária (C_2)	5,42 nF
Resistência da bobina transmissora (R_{L_1})	541,50 m Ω
Resistência da bobina receptora (R_{L_2})	541,50 m Ω
Resistência da indutância de filtro ($R_{L_{f1}}$)	3,10 m Ω
Resistência da indutância de filtro ($R_{L_{f2}}$)	3,10 m Ω

Considerando-se as indutâncias das bobinas de acoplamento L_1 e L_2 equivalentes, pode-se dimensionar os valores das indutâncias de filtro L_{f1} e L_{f2} a partir da Equação 2, rearranjada conforme a Equação 3.

$$L_{f1} = \sqrt{\frac{\sqrt{L_1 L_2}}{\omega^2 P} k u_{1_{rms}} u_{r_{rms}}} = L_{f2} \quad (3)$$

De posse dos valores das indutâncias de filtro primária e secundária, calcula-se os valores das capacitâncias de filtro C_{f1} e C_{f2} , a partir do ponto de ressonância dado pela Equação 4 (LI et al., 2015).

$$\begin{aligned} C_{f1} &= \frac{1}{\omega^2 L_{f1}} \\ C_{f2} &= \frac{1}{\omega^2 L_{f2}} \end{aligned} \quad (4)$$

A partir dos valores de L_1 e L_2 , pode-se calcular os valores das capacitâncias C_1 e C_2 , de acordo com a Equação 5 (LI et al., 2015).

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{\omega^2 (L_1 - L_{f1})} \\ C_2 &= \frac{1}{\omega^2 (L_2 - L_{f2})} \end{aligned} \quad (5)$$

4 Metodologia

Este capítulo descreve a metodologia empregada na modelagem analítica, no projeto das bobinas de acoplamento, na estimativa da carga e no desenvolvimento da estratégia de controle do sistema de transferência de energia sem fio baseado na topologia duplo-LCC.

4.1 Impedância de entrada

Para o desenvolvimento analítico do sistema de transferência de energia sem fio baseado na topologia duplo-LCC proposto neste trabalho, pode-se utilizar o modelo T-equivalente para representar o esquemático da Figura 1, conforme apresentado na Figura 2, com base em (LI et al., 2015). Nesse modelo de representação, os componentes do circuito receptor são refletidos para o circuito transmissor, sendo identificados por um apóstrofo "'". Define-se n como a razão entre o número de espiras de L_1 e L_2 , conforme a Equação (6).

A simplificação proporcionada pelo modelo T permite representar a indutância de magnetização L_m referida ao lado primário, sendo k o fator de acoplamento magnético. Além disso, L_{d1} e L_{d2} representam as indutâncias de dispersão associadas às bobinas L_1 e L_2 , respectivamente. R_{L1} e R_{L2} representam as resistências associadas a L_1 e L_2 , respectivamente, e estão implícitas na Figura 2.

Utiliza-se, nessa representação, uma carga resistiva R , à qual está associada a tensão u_r . As variáveis representadas podem, então, ser expressas de acordo com as Equações (7-15) (LI et al., 2015).

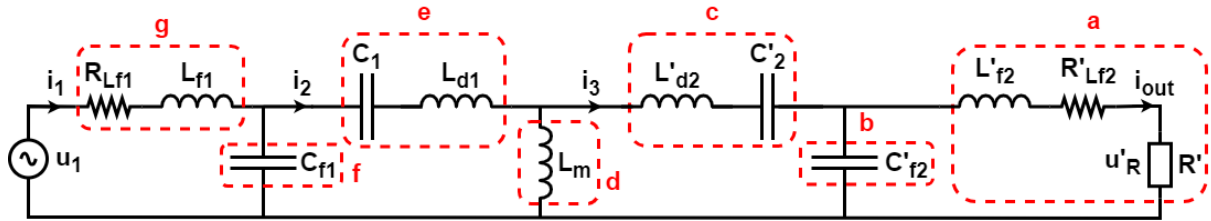


Figura 2 – Modelo T-equivalente da topologia duplo-LCC.

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (6)$$

$$L_m = kL_1 \quad (7)$$

$$L_{d1} = (1 - k)L_1 \quad (8)$$

$$L'_{d2} = (1 - k)\frac{L_2}{n^2} \quad (9)$$

$$L'_{f2} = \frac{L_{f2}}{n^2} \quad (10)$$

$$C'_2 = n^2 C_2 \quad (11)$$

$$C'_{f2} = n^2 C_{f2} \quad (12)$$

$$R'_{L_2} = \frac{R_{L_2}}{n^2} \quad (13)$$

$$R'_{L_{f2}} = \frac{R_{L_{f2}}}{n^2} \quad (14)$$

$$R' = \frac{R}{n^2} \quad (15)$$

Para parametrizar a impedância equivalente de entrada do circuito representado pela Figura 2, pode-se aplicar o teorema de Thévenin para simplificação analítica. Esse teorema estabelece que um circuito linear pode ser representado, a partir de um par de terminais, como uma fonte de tensão em série com uma impedância. A fonte de tensão de Thévenin utilizada na modelagem representa a aproximação fundamental da tensão de saída do inversor. Dessa forma, a topologia duplo-LCC do circuito original, quando analisada a partir da fonte, pode ser representada por uma única impedância equivalente. Portanto, pode-se definir as impedâncias de cada ramo do circuito conforme as Equações (16-22). Para melhor compreensão, os ramos analisados foram destacados por linhas vermelhas pontilhadas, de acordo com a Figura 2.

$$a = \frac{R}{n^2} + \frac{j\omega L_{f2}}{n^2} + \frac{R_{L_{f2}}}{n^2} \quad (16)$$

$$b = \frac{1}{n^2 j\omega C_{f2}} \quad (17)$$

$$c = j\omega(1 - k)\frac{L_2}{n^2} + \frac{1}{n^2 j\omega C_2} + \frac{R_{L_2}}{n^2} \quad (18)$$

$$d = kj\omega L_1 \quad (19)$$

$$e = j\omega(1 - k)L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + R_{L_1} \quad (20)$$

$$f = \frac{1}{j\omega C_{f1}} \quad (21)$$

$$g = j\omega L_{f1} + R_{Lf1} \quad (22)$$

Com base na contribuição de cada ramo do modelo equivalente, pode-se calcular a impedância teórica total do sistema vista a partir da fonte de entrada. Conforme as manipulações algébricas descritas em (23) e (24), que referem-se às associações em série e paralelo das impedâncias de cada ramo, obtém-se a Equação (25), a qual define a impedância de Thévenin do circuito original da topologia duplo-LCC, considerando o par de terminais da fonte de entrada.

$$A = \frac{ab}{a + b} + c \quad (23)$$

$$B = \frac{Ad}{A + d} + e \quad (24)$$

$$\vec{Z}_{\text{entrada}} = \frac{Bf}{B + f} + g \quad (25)$$

4.2 Projeto das bobinas de acoplamento

Inicialmente, deve-se definir os parâmetros de projeto fundamentais para o dimensionamento das bobinas de acoplamento, que são a frequência de projeto (f_s), em hertz, a corrente de pico na bobina (I_{pico}), em ampère, o valor de indutância desejada (L_{desejada}), em henry, o raio interno requerido (R_{interno}), em metros, e a área da seção transversal do solenoide, em metros, considerando R_{interno} . A resistividade do cobre (ρ) equivale a $2 \times 10^{-8} \frac{\Omega}{A}$, a permeabilidade magnética no vácuo (μ_0) corresponde a $4\pi \times 10^{-7} \frac{H}{m}$, e a permeabilidade magnética do núcleo da solenoide (μ_r), o ar, igual a 1.

Após, realiza-se o dimensionamento da seção do fio condutor, com base no padrão AWG, além do cálculo do número de condutores em paralelo. Em projetos que utilizam corrente alternada de elevadas frequências, como no sistema analisado neste trabalho, a ocorrência do efeito pelicular aumenta consideravelmente a resistência elétrica do condutor

ao concentrar a corrente nas camadas externas do cabo. Consequentemente, elevam-se as perdas por efeito Joule e diminui-se a seção útil do cabo.

Sendo assim, de modo a atenuar os indesejáveis efeitos, é comum utilizar múltiplos cabos trançados, denominados fios *litz*, para compor o condutor da bobina de acoplamento. Assim, a seção do cabo, em mm^2 , deve ser calculada conforme a Equação (26) (HOSHIKAWA; KOYAMA, 1999). Com base no valor adquirido em (26), deve-se compor o condutor *litz* a partir de diversos fios individuais, sendo que cada fio deve ter seção transversal (S_{litz}) igual ou inferior a 2δ .

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \times f_0 \times \mu_0}} \quad (26)$$

sendo δ a profundidade de penetração da corrente no condutor, ρ a resistividade elétrica do cobre, f_0 a frequência de operação do sistema e μ_0 a permeabilidade magnética do vácuo.

Após selecionar o fio com base no padrão AWG a ser utilizado no projeto, devem ser obtidos os dados correspondentes ao valor do diâmetro com isolamento do condutor selecionado (d_{litz}), em metros, e à capacidade de condução do fio (I_{litz}), em ampères. Pode-se, então, calcular o número mínimo de condutores em paralelo que seja suficiente para atender aos dados de projeto, a partir da equação (27). Obtém-se, assim, o menor número inteiro maior ou igual ao valor calculado para o número mínimo de condutores (N_{Cmin}) (ABNT, 2004).

$$N_{Cmin} = \lceil \frac{I_{pico}}{I_{litz}} \rceil \quad (27)$$

O cálculo da indutância das bobinas de acoplamento depende, principalmente, da geometria escolhida. Seleciona-se, para as bobinas primária e secundária, o tipo solenoide, que consiste em um fio condutor enrolado em espiral na forma de um cilindro. A escolha deve-se, pois, as bobinas solenoides apresentam baixa variação do fator de acoplamento diante de desalinhamentos entre elas. Considerando-se a geometria definida, calcula-se o valor da indutância ($L_{condutor}$), em henry, de acordo com a Equação (28) (ALEXANDER; SADIKU, 2021). Entre as variáveis que compõem a Equação (28), μ_r corresponde à permeabilidade relativa do material do núcleo do solenoide, nesse caso, o ar, sendo aproximadamente igual a 1; N representa o número de espiras do solenoide; A_s indica a área de seção transversal do solenoide, considerando o raio interno ($R_{interno}$) previamente definido, em metros quadrados; e l , o comprimento do solenoide, em metros.

$$L_{condutor} = \frac{\mu_0 \times \mu_r \times N^2 \times A_s}{l_{solenoides}} \quad (28)$$

A fim de se obter o valor do comprimento total do solenoide ($l_{solenoid}$), deve-se multiplicar o número de espiras (N) com o diâmetro total do fio *litz* (D_{total}). Além disso, é importante adicionar um valor empírico de 30% ao resultado do cálculo do comprimento, a fim de compensá-lo, considerando as situações de não idealidade na implementação física da bobina, como irregularidades no enrolamento, folgas entre espiras e variações no isolamento do fio. Obtém-se, então, a equação (29). Adicionalmente, pode-se estimar o comprimento total aproximado do condutor, (l_{cabo}), multiplicando-se o número de voltas da espira (N) com o comprimento de uma circunferência, igual a $2 \times \pi \times R_{interno}$, de acordo com a equação (30).

$$l_{solenoid} = N \times D_{total} \times 1,3 \quad (29)$$

$$l_{cabo} = N \times 2 \times \pi \times R_{interno} \quad (30)$$

O diâmetro total do conjunto de condutores em paralelo (D_{litz}) pode ser obtido a partir da equação (31), em que (S_{total}) corresponde à área total do conjunto de condutores em paralelo, calculada conforme (32).

$$D_{total} = \sqrt{\frac{4 \times S_{total}}{\pi}} \quad (31)$$

$$S_{total} = N_{cmin} \times \frac{\pi \times d_{litz}^2}{4} \quad (32)$$

Considerando que o processo de modelagem e construção das bobinas envolve diversas etapas interdependentes, apresenta-se um pseudo-algoritmo, conforme o Algoritmo 1, a fim de facilitar a compreensão do método descrito.

Os valores obtidos para o dimensionamento das bobinas primária e secundária são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros projetados para as bobinas primária e secundária

Variável	Bobina primária	Bobina secundária
Corrente de pico (I_{pico})	1,72 A	1,72 A
Diâmetro interno ($D_{interno}$)	0,07 m	0,10 m
Condutor	6× AWG 26	6× AWG 26
Número de espiras (N)	110	54
Comprimento do solenoide ($l_{solenoid}$)	16 cm	8 cm
Comprimento do cabo (l_{cabo})	24 m	17 m
Indutância desejada ($L_{desejada}$)	360 μ H	360 μ H
Indutância do condutor ($L_{condutor}$)	363,17 μ H	363,84 μ H

Algoritmo 1 Pseudo-algoritmo para projeto físico de bobinas.

-
- 1: **Declarar as variáveis:** $f_0, I_{pico}, L_{desejada}, R_{interno}, \rho, \mu_0, \mu_r$
 - 2: **Selecionar o condutor considerando o efeito *skin***
 - 3: $\delta \leftarrow \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \times \pi \times f_0}}$ {Profundidade de penetração}
 - 4: Selecionar o fio com diâmetro $d_{litz} \leq 2\delta$
 - 5: Obter a corrente admissível I_{litz} e o diâmetro d_{litz}
 - 6: **Dimensionar o condutor *litz***
 - 7: $N_{cmin} \leftarrow \left\lceil \frac{I_{pico}}{I_{litz}} \right\rceil$ {Número de condutores em paralelo}
 - 8: $S_{total} \leftarrow N_{cmin} \times \frac{\pi d_{litz}^2}{4}$
 - 9: $D_{total} \leftarrow \sqrt{\frac{4 \times S_{total}}{\pi}}$
 - 10: **Cálculo iterativo da indutância**
 - 11: $N \leftarrow 1$
 - 12: **ENQUANTO** $L_{condutor} < L_{desejada}$ **FAÇA**
 - 13: $l_{solenoides} \leftarrow N \times D_{total} \times 1,3$
 - 14: $l_{cabo} \leftarrow N \times 2 \times \pi \times R_{interno}$
 - 15: $L_{condutor} \leftarrow \frac{\mu_0 \times \mu_r \times N^2 \times A_s}{l_{solenoides}}$
 - 16: $N \leftarrow N + 1$
 - 17: **FIM ENQUANTO**
 - 18: **RETORNE** $L_{condutor}$
-

4.3 Análise do fator de acoplamento entre as bobinas diante de deslocamentos

Após o processo de dimensionamento, as bobinas foram implementadas no software ANSYS Maxwell®, de modo a determinar o fator de acoplamento para diferentes posições entre as bobinas, simulando condições de deslocamento entre ambas.

O arranjo foi projetado de forma que a bobina de menor diâmetro, a transmissora, fosse posicionada no interior da bobina de maior diâmetro, a receptora, assegurando o alinhamento concêntrico entre os enrolamentos. Para essa condição, os resultados obtidos indicaram um fator de acoplamento em torno de 0,5, conforme a Figura 3.

A configuração das bobinas solenoides concêntricas é ilustrada conforme a Figura 4. Observa-se, de acordo com a Figura 3 que, para os deslocamentos analisados, o fator de acoplamento k apresentou valores compreendidos entre aproximadamente 0,48 e 0,54, resultando em uma variação máxima de cerca de 0,06 ao longo de toda a faixa de deslocamento considerada. Tal variação pode ser considerada pequena, indicando que o acoplamento magnético entre as bobinas se mantém relativamente estável mesmo com o deslocamento entre os enrolamentos.

Com o fator de acoplamento k praticamente constante, observa-se que é possível implementar o método de controle proposto nesse trabalho, o qual requer que k permaneça muito próximo ao valor de projeto, mesmo na presença de deslocamentos entre as bobinas.

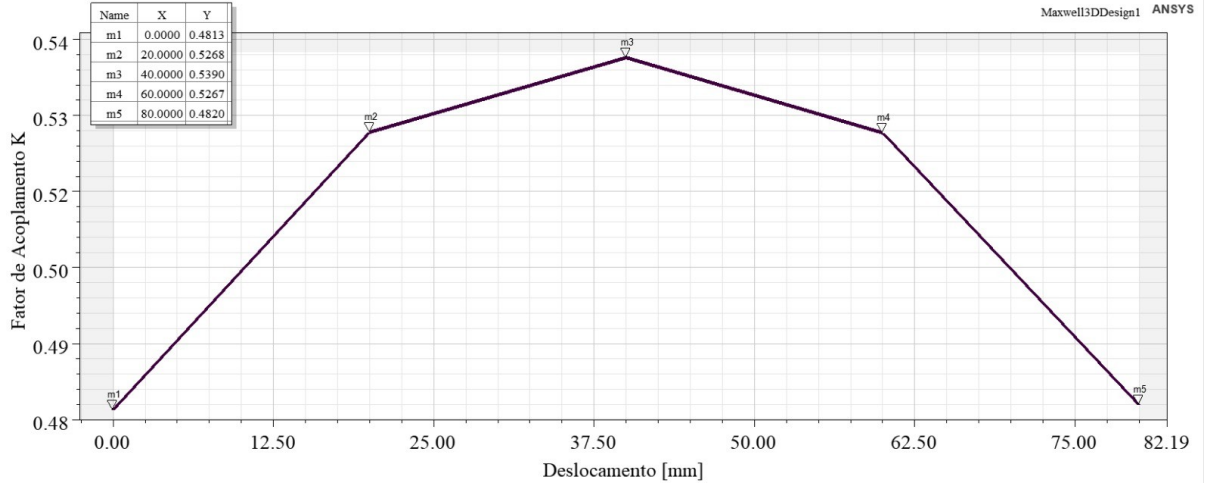


Figura 3 – Fator de acoplamento em função do deslocamento.

4.4 Estimativa da carga

A impedância de entrada do sistema pode ser calculada medindo-se a tensão u_1 e a corrente i_1 , sendo a amplitude representada por U_1 e I_1 , respectivamente. O ângulo θ corresponde ao ângulo de fase entre a tensão u_1 e a corrente i_1 . Logo, o módulo e o ângulo da impedância de entrada podem ser definidos conforme a Equação (33).

$$\begin{aligned} |\vec{Z}_{\text{entrada}}| &= \frac{U_1}{I_1} \\ \angle \vec{Z}_{\text{entrada}} &= \theta \end{aligned} \quad (33)$$

As componentes real e imaginária podem ser expressas de acordo com a Equação (34).

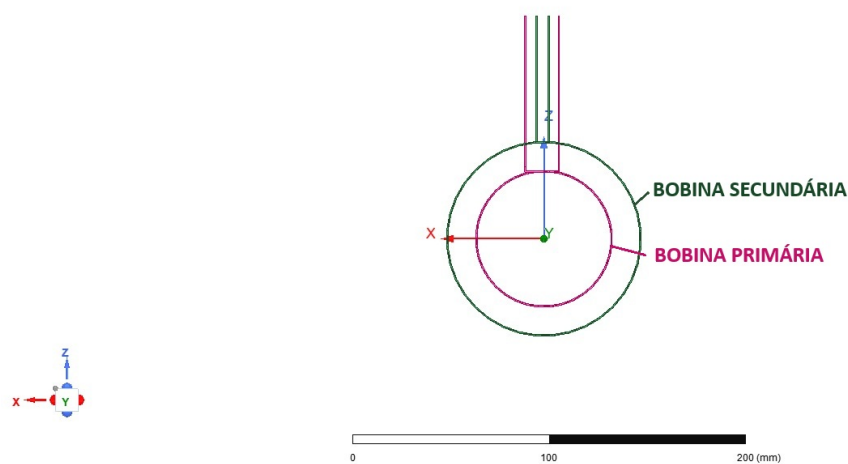
$$|\vec{Z}_{\text{entrada}}| \angle \theta = |\vec{Z}_{\text{entrada}}| \cos \theta + j |\vec{Z}_{\text{entrada}}| \sin \theta \quad (34)$$

A partir de (25) e (34), pode-se reescrever, enfim, a impedância de entrada equivalente, de acordo com a Equação (35).

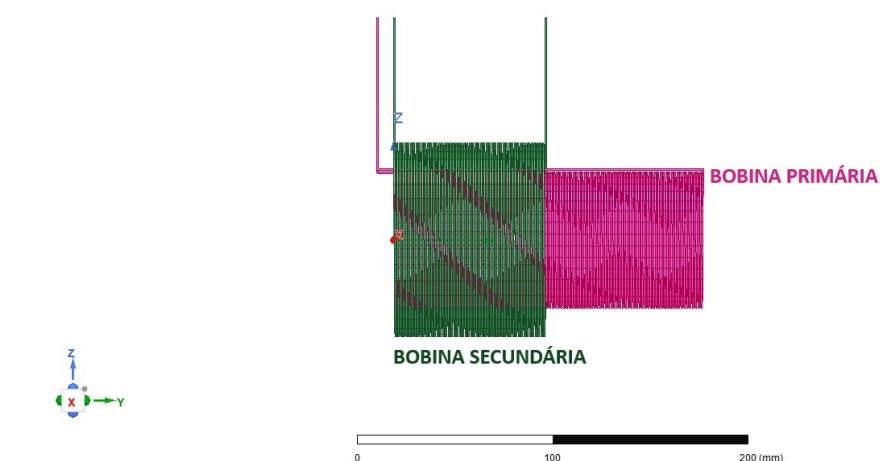
$$|\vec{Z}_{\text{entrada}}| \angle \theta = \frac{Bf}{B + f} + g \quad (35)$$

A Equação (35) pode ser manipulada algebricamente de modo a se isolar a variável relacionada à resistência equivalente de carga R . Dessa forma, é possível obter a resistência equivalente de carga estimada do sistema, denominada, então, R_{est} , de acordo com a Equação (36).

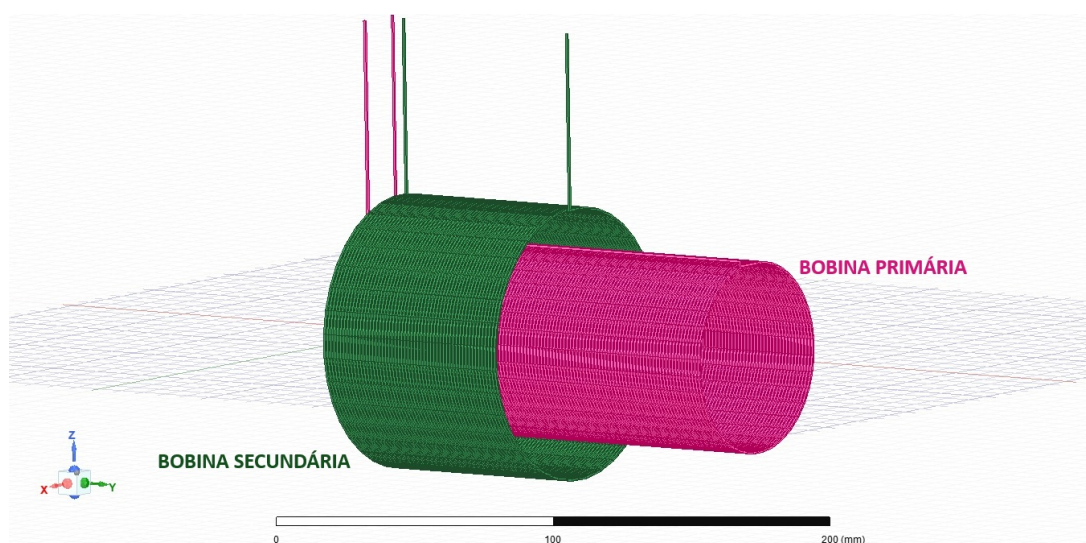
Para fins de simplificação, considera-se $|\vec{Z}_{\text{entrada}}| \angle \theta = \vec{Z}$.



(a) Vista em seção transversal das bobinas solenoides concêntricas primária e secundária.



(b) Vista lateral das bobinas solenoides concêntricas primária e secundária.



(c) Vista em perspectiva das bobinas solenoides concêntricas primária e secundária.

Figura 4 – Bobinas solenoides concêntricas primária e secundária.

$$R_{est} = -n^2 \left(\frac{R_{Lf2} + j\omega L_{f2}}{n^2} + \frac{bcd\bar{f} - \bar{Z}bce - \bar{Z}bcf - \bar{Z}bde - \bar{Z}bdf - \bar{Z}bcd + bcdg + bcef + bceg + bdef + bcfg + bdeg + bdfg}{bdf - \bar{Z}be - \bar{Z}cd - \bar{Z}bf - \bar{Z}ce - \bar{Z}cf - \bar{Z}de - \bar{Z}df - \bar{Z}bd + bdg + bef + cdf + beg + cdg + cef + bfg + ceg + def + cfg + deg + dfg} \right) \quad (36)$$

Os parâmetros de (36) são calculados conforme as Equações (16-22). Nota-se que, a partir da impedância de entrada do sistema, é possível extrair a estimativa da carga, única e exclusivamente dependente de parâmetros obtidos no circuito primário. Para isso, considera-se que os parâmetros característicos do sistema de transferência sem fio - dados por $L_1, L_2, L_{f1}, L_{f2}, R_{L1}, R_{L2}, R_{Lf1}, R_{Lf2}, C_1, C_2, C_{f1}, C_{f2}, \omega, k$ -, são constantes e conhecidos.

É importante ressaltar que, apesar dos parâmetros serem considerados constantes nesse projeto, existem estudos que avaliam o impacto das tolerâncias de fabricação e das incertezas na eficiência máxima de retificação na aplicação de transferência de potência sem fio (LARBI et al., 2020). Em (LI et al., 2021), os autores observaram que variações nos capacitores em série em um sistema WPT com topologia duplo-LCC podem afetar as características de impedância e o fator de potência, o que pode impactar o rendimento do sistema e a obtenção da comutação em zero de tensão (*Zero Voltage Switching* – ZVS).

A tensão de saída do sistema, que é característica da carga, pode ser estimada a partir de um fator de acoplamento previamente definido. Ressalta-se que o valor de k deve ser constante ou muito próximo ao valor de projeto, excluindo-se, portanto, condições em que $k \neq k_{projeto}$. Essa exigência pode ser cumprida utilizando-se as bobinas solenoides concêntricas para os enrolamentos transmissor e receptor. Então, utiliza-se a resistência equivalente de carga estimada para que seja possível determinar a tensão de saída equivalente.

A análise do circuito esquemático representado na Figura 2 permite a aplicação sucessiva de divisores de corrente, com o objetivo de determinar as expressões analíticas das correntes nos diferentes ramos do sistema. Como resultado, obtêm-se as Equações (37–39), que se referem às correntes i_1 , i_2 e i_3 , representadas no domínio fasorial. Com base nessas equações, é possível determinar i_{out} , que representa a corrente fornecida à carga, conforme estabelecido na Equação (40). Então, a partir do valor de i_{out} , realiza-se o cálculo da estimativa do valor da tensão sobre a carga u_{cest} , conforme a Equação (41). A Equação (41) fornece, portanto, uma aproximação teórica da tensão de carga, derivada de formulações clássicas de circuitos lineares. A contribuição deste trabalho está na aplicação desse modelo à topologia duplo-LCC e em sua utilização como base para a estimativa da tensão de carga e o projeto da estratégia de controle do sistema.

$$\vec{i}_1 = \frac{|\vec{u}_1|}{\vec{Z}_{entrada}} \quad (37)$$

$$\vec{i}_2 = \frac{f}{f+B} \vec{i}_1 \quad (38)$$

$$\vec{i}_3 = \frac{d}{d+A} \vec{i}_2 \quad (39)$$

$$\vec{i}_{out} = \frac{b}{b+a} \vec{i}_3 \quad (40)$$

$$u_{cest} = |R_{est} \vec{i}_{out}| \quad (41)$$

4.5 Controle da tensão de saída

Utiliza-se um inversor monofásico em ponte completa para a alimentação do circuito. A associação entre a tensão de entrada da ponte inversora em corrente contínua, u_{cc} , e a amplitude fundamental da tensão de saída CA em alta frequência do inversor, U_1 , pode ser expressa de acordo com (42) (YANG et al., 2020).

$$U_1 = \frac{4}{\pi} u_{cc} \quad (42)$$

Em sistemas de transferência de energia sem fio, o objetivo é realizar o carregamento da carga de modo a fornecer tensão ou corrente constantes, garantindo um bom rendimento e protegendo o dispositivo contra variações indesejáveis de tensão (VU; TRAN; CHOI, 2018). Entretanto, devido às frequentes variações de carga durante o carregamento, a tensão e a corrente de saída podem se tornar instáveis. Para simplificar o projeto do sistema e eliminar a necessidade da utilização de sensores e de uma comunicação sem fio entre os lados transmissor e receptor, propõe-se um esquema de controle para manter a tensão ou corrente da carga constantes e adequadas, a partir da estimativa dos parâmetros do circuito secundário, isto é, de modo que não haja comunicação entre ambos os lados. Para isso, o esquema de controle se baseia apenas nos dados do lado primário, u_1 e i_1 , para garantir um carregamento estável.

Pode-se calcular a tensão u_{1ref} exigida para que a tensão u_r ou a corrente i_{out} permaneça estável. A dedução baseia-se na análise das Equações (37-40). Dessa forma, fixando-se um valor de referência desejado para a tensão na carga u_r , e dispondo-se da estimativa da carga R_{est} , é possível obter o valor da corrente na carga i_{out} .

Conforme discutido na Seção 4.4, calcula-se o valor da corrente de saída do inversor i_1 a partir dos divisores de corrente no modelo T-equivalente da topologia duplo-LCC. Isto é, de posse do valor obtido da corrente de carga i_{out} , obtém-se i_1 , utilizando-se as equações expressas em (37-40). Consequentemente, é possível obter a tensão de saída do inversor

de referência u_{1ref} , utilizando-se a Equação 37. Comparando-se u_{1ref} com a amplitude da componente fundamental da tensão de saída do inversor, obtida na simulação, u_1 , obtém-se o erro e , que é enviado a um controlador PI. De modo a manter a tensão de carga u_r constante em seu valor de referência previamente estabelecido, o controlador ajusta a razão cíclica do sinal PWM aplicado ao inversor, de forma a regular a amplitude RMS da componente fundamental da tensão aplicada à malha ressonante.

O esquemático da estratégia de controle proposta é ilustrado conforme a Figura 5(a), enquanto a Figura 5(b) apresenta o detalhe do controlador PI. Para viabilizar a modelagem do sistema com foco no projeto de controle, realizaram-se modificações na representação da carga. Como resultado, a carga foi representada na saída como uma associação em paralelo de uma capacitância de filtro $C_d = 110$ nF e uma resistência R , que representa a carga equivalente, como se observa na Figura 5(a).

A tensão u_{ab} corresponde à aproximação de primeira ordem da tensão de saída antes da ponte retificadora, sendo expressa como $u_{ab}(t) = g_s(t)u_o(t)$, sendo $g_s(t)$ representa a função de transformação de energia associada ao lado secundário, de natureza não linear. A corrente i_r também é modulada por essa função, podendo ser descrita por $i_r(t) = g_s(t)i_{out}(t)$.

A tensão de saída do sistema é representada por u_o , enquanto a corrente que circula pelo indutor L_{f2} é representada por i_{out} . Ressalta-se que o primeiro componente harmônico de $g_s(t)$ no domínio de Fourier é dado por $\langle g_s(t) \rangle_1 = -\frac{2j}{\pi}$.

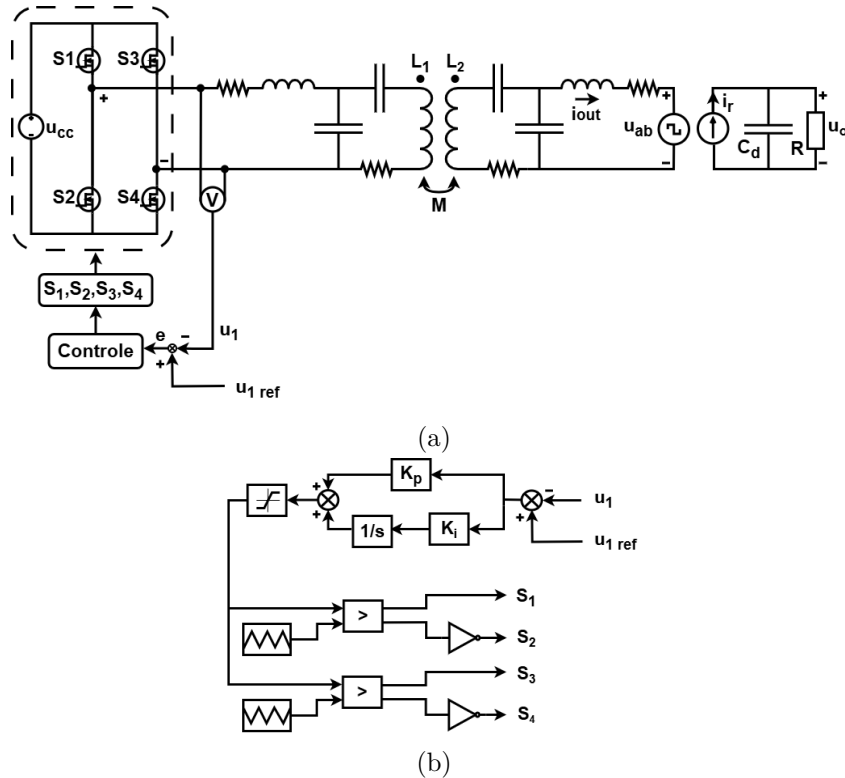


Figura 5 – (a) Estratégia de controle proposta. (b) Detalhe do controlador PI.

De acordo com (ZHAO et al., 2022), a equação no espaço de estados do modelo em pequenos sinais para o sistema de transferência de energia sem fio com a topologia híbrida duplo-LCC pode ser expressa conforme a Equação (43). Tem-se que $\hat{x}(t)$ representa o vetor de variáveis de estado, $\hat{u}(t)$ refere-se ao vetor de variáveis de entrada, e $\hat{y}(t)$ representa o vetor de saída. As matrizes A , $\tilde{B}$ e C correspondem, respectivamente, às matrizes de coeficientes de estado, de controle e de saída do sistema.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + \tilde{B}\hat{u}(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (43)$$

De acordo com a Equação (43), a função de transferência de pequenos sinais em malha aberta $G(s)$ do sistema pode ser obtida conforme a Equação (44). A ordem elevada e a complexidade intrínseca do sistema dificultam o projeto do controlador. Como resultado, o modelo do sistema deve ser reduzido.

$$G(s) = \frac{2,382 \times 10^{34}s^{11} + 1,159 \times 10^{39}s^{10} + 1,336 \times 10^{47}s^9 - 6,619 \times 10^{52}s^8 + 2,228 \times 10^{59}s^7 - 7,339 \times 10^{64}s^6 + 9,959 \times 10^{70}s^5 + 6,681 \times 10^{76}s^4 - 3,747 \times 10^{82}s^3 + 5,01 \times 10^{88}s^2 - 5,529 \times 10^{92}s + 7,357 \times 10^{98}}{s^{17} + 3,651 \times 10^4 s^{16} + 2,016 \times 10^{13} s^{15} - 2,35 \times 10^{19} s^{14} + 1,359 \times 10^{26} s^{13} - 2,396 \times 10^{32} s^{12} + 5,624 \times 10^{38} s^{11} - 8,637 \times 10^{44} s^{10} + 1,348 \times 10^{51} s^9 - 1,323 \times 10^{57} s^8 + 1,457 \times 10^{63} s^7 - 7,425 \times 10^{68} s^6 + 4,48 \times 10^{74} s^5 - 1,961 \times 10^{79} s^4 + 1,205 \times 10^{85} s^3 - 1,236 \times 10^{89} s^2 + 8,283 \times 10^{94} s + 6,394 \times 10^{97}} \quad (44)$$

Para reduzir a ordem do sistema, aplica-se a técnica de redução da ordem do sistema pelo método de truncamento balanceado (MOORE, 1981). A redução foi implementada no software MATLAB® utilizando a função `balred`, na qual o modelo no espaço de estados do sistema completo é fornecido como entrada e especifica-se a ordem desejada do modelo reduzido. Assim, o sistema reduzido foi obtido pelo comando abaixo, em que **RSYS** é o modelo reduzido, **SYS** é o modelo dinâmico original e **ORDERS** define o número desejado de estados.

$$\text{RSYS} = \text{balred}(\text{SYS}, \text{ORDERS})$$

A Equação (45) define a função de transferência reduzida resultante de sexta ordem. Além disso, a Figura 6 ilustra os diagramas de Bode tanto do sistema original de 17ª ordem quanto do sistema equivalente de 6ª ordem. Ao comparar as curvas de resposta em frequência de magnitude e de fase, observa-se que o modelo de 6ª ordem representa

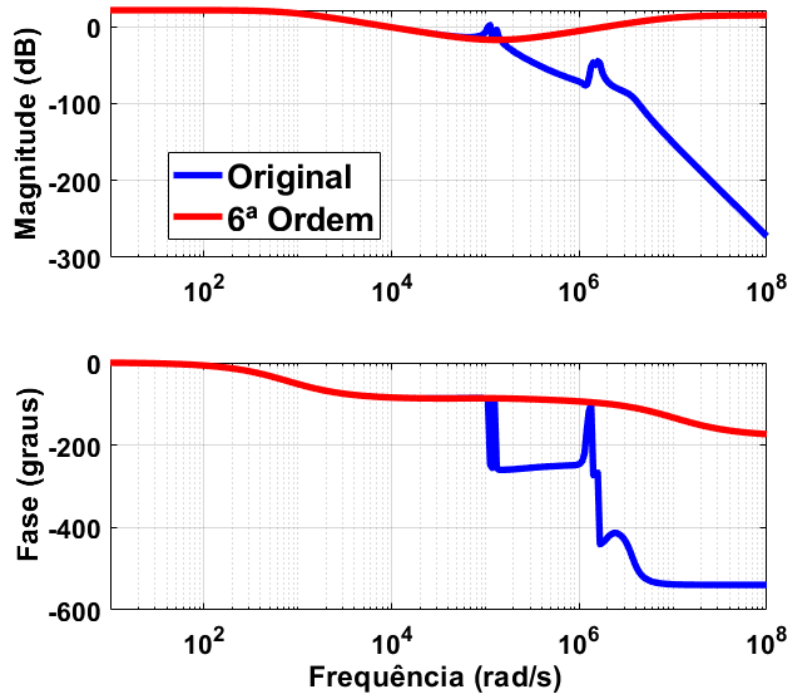


Figura 6 – Diagrama de Bode do sistema original e do sistema equivalente de ordem reduzida.

adequadamente o desempenho do sistema original até a frequência de, aproximadamente, $10^4 \text{ rad/s} \approx 1592 \text{ Hz}$, sendo, portanto, adequado para o projeto do sistema de controle..

$$G_{\text{reduzida}}(s) = \frac{-5,351 s^6 + 1,586 \times 10^7 s^5 - 2,178 \times 10^{13} s^4 + 1,479 \times 10^{19} s^3 - 6,682 \times 10^{24} s^2 - 1,521 \times 10^{29} s + 1,181 \times 10^{35}}{s^6 + 7,466 \times 10^6 s^5 - 2,668 \times 10^{13} s^4 + 3,934 \times 10^{19} s^3 - 2,739 \times 10^{25} s^2 + 1,329 \times 10^{31} s + 1,026 \times 10^{34}} \quad (45)$$

O controlador PI, expresso por G_c , é projetado com base no modelo de pequenos sinais do sistema de ordem reduzida. Após uma série de simulações e testes realizados no software MATLAB®/Simulink®, o controlador PI mais apropriado foi o que operou com $K_p = 0,025$ e $K_i = 250$, conforme indicado na Equação (46). Além disso, a Figura 7 mostra o diagrama de Bode do sistema de controle em malha aberta, representado pela linha preta tracejada, onde o modelo reduzido atinge uma margem de ganho de 17,5 dB e uma margem de fase de 36,9 graus a $1,4 \times 10^3 \text{ rad/s} \approx 223 \text{ Hz}$.

$$G_c = 0,025 + \frac{250}{s} \quad (46)$$

Para analisar a estabilidade do sistema, foram realizadas simulações considerando variações em alguns parâmetros do circuito, sendo eles, indutâncias, capacitâncias e a resistência equivalente de carga. Os intervalos de variação em relação aos valores no-

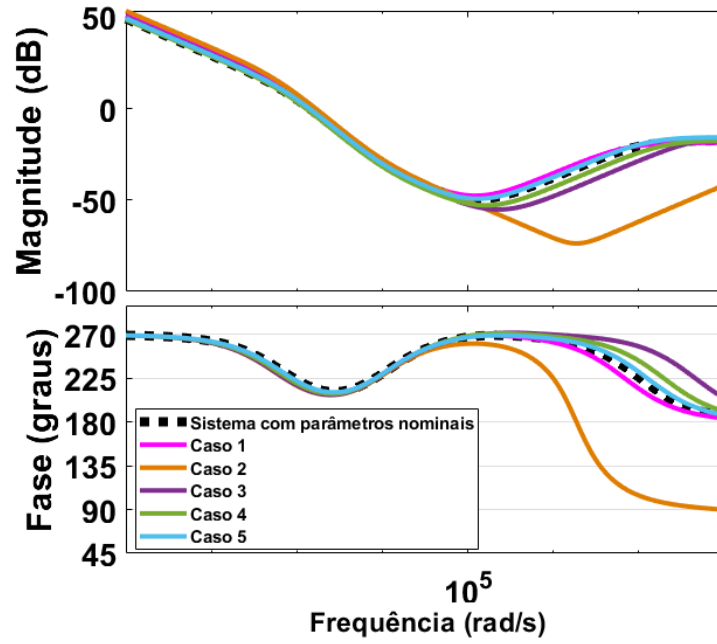


Figura 7 – Diagrama de Bode do sistema de controle em malha aberta para os casos com parâmetros nominais e parâmetros aleatoriamente variados.

minais foram estabelecidos da seguinte forma: $\pm 10\%$ para as capacitâncias, $\pm 20\%$ para as indutâncias e 20% somente acima do valor nominal para a resistência equivalente da carga. Esses intervalos representam tolerâncias típicas de componentes e variações esperadas durante o processo de carregamento da bateria, configurando cenários críticos para a avaliação da estabilidade do sistema.

Simularam-se 5 casos com variações aleatórias dentro desses intervalos, e a estabilidade do sistema foi analisada usando diagramas de Bode, como ilustrado na Figura 7. Além disso, a Tabela 4 resume as variações percentuais para cada componente em todos os 5 casos.

Observa-se, pela Figura 7, que o Caso 2 apresenta o maior desvio em relação à condição nominal em altas frequências, resultado da combinação mais crítica das variações paramétricas, em especial da redução de L_{f2} associada ao aumento da resistência da carga. Essa condição altera o amortecimento do sistema e introduz maior atraso de fase na malha aberta, sem, contudo, comprometer a estabilidade do sistema.

Os resultados demonstram que, dentro das variações de parâmetros definidas, o

Tabela 4 – Variações de parâmetros para cada caso

Caso	C_d	C_{f1}	C_{f2}	C_1	C_2	L_{f1}	L_{f2}	L_1	L_2	R
1	90%	107%	102%	110%	101%	99%	112%	89%	100%	118%
2	101%	107%	105%	102%	95%	107%	83%	105%	106%	115%
3	108%	110%	105%	102%	109%	103%	81%	85%	115%	110%
4	107%	94%	101%	103%	91%	105%	94%	82%	100%	104%
5	92%	94%	93%	94%	91%	105%	91%	102%	108%	110%

sistema permanece estável, indicando robustez frente às variações paramétricas. Verifica-se que as margens de fase e de ganho permanecem positivas, não ocorrendo cruzamento instável da fase em -180° no ponto de cruzamento de ganho.

5 Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados de simulação utilizados para validar o modelo analítico e a estratégia de controle do sistema de transferência de energia sem fio com topologia duplo-LCC. Os resultados são organizados conforme a operação do sistema como fonte de tensão e como fonte de corrente.

5.1 Operação como fonte de tensão

5.1.1 Degrau crescente de carga

Para as análises de simulação, utilizou-se o software MATLAB[®], em conjunto com o Simulink[®], de modo a validar a estimativa de dados do secundário e o controle da planta.

À medida que ocorre o carregamento da carga, verifica-se um aumento progressivo do valor da resistência. Para a análise por simulação, considera-se um acréscimo fixo de $5\ \Omega$ em relação ao valor nominal inicial, resultando em uma resistência final de $15,5\ \Omega$. Os gráficos obtidos para o sistema operando com incremento de carga, sem a presença de malha de controle, são apresentados na Figura 8, considerando um fator de acoplamento constante $k = 0,25$.

Observa-se, pela Figura 8(a), que a resistência de carga pode ser corretamente estimada por meio da Equação (36). Verifica-se ainda a presença de uma oscilação transitória inicial, associada ao regime de inicialização da simulação. Na Figura 8(b), apresenta-se a tensão de saída do inversor, a qual se mantém constante em $45,8\ V_{\text{pico}}$. As Figuras 8(c) e 8(d) ilustram, respectivamente, a tensão de carga estimada analiticamente e a obtida na simulação. O aumento da resistência provoca a elevação da tensão na carga, u_R , de $32,2\ V_{\text{rms}}$ para $47,3\ V_{\text{rms}}$.

Verifica-se que os valores estimados para a tensão na carga apresentam excelente concordância com os resultados obtidos por simulação, validando o modelo matemático empregado. Diante desse comportamento, torna-se necessária a implementação de um sistema de controle capaz de regular a tensão na carga, mantendo-a constante independentemente das variações na resistência.

Aplica-se o método de controle proposto na seção 3.4. De acordo com a Figura 9, pode-se avaliar as formas de onda para o sistema, considerando-se um degraú crescente de carga de $10,5\ \Omega$ para $15,5\ \Omega$. Na Figura 9(a), ilustra-se a resistência de carga estimada. A estimativa, que é calculada a partir da Equação 36, mostra-se coerente com os valores de simulação. Na Figura 9(b), apresenta-se o sinal modulante aplicado às chaves semicon-

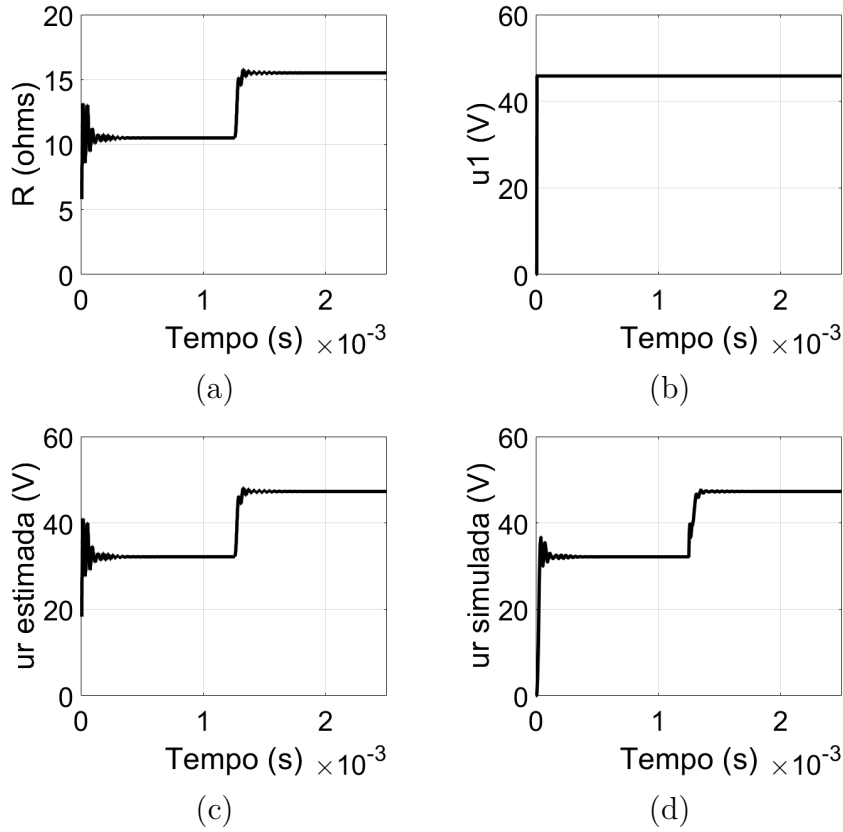


Figura 8 – Formas de onda para o sistema sem controle. (a) Resistência de carga R_{est} estimada. (b) Módulo da tensão de entrada u_1 . (c) Tensão de saída u_r estimada. (d) Tensão de saída u_r simulada.

dutoras do inversor, após a ação do controlador PI, o qual reduz o índice de modulação de 0,48 para 0,24. Consequentemente, a tensão de saída do inversor u_1 ajusta-se a fim de garantir a tensão na carga, u_R , constante.

O cálculo de u_{1ref} é essencial para o ajuste da tensão de saída do inversor, garantindo o controle da tensão de saída na carga. Conforme a Figura 9(c), observa-se a tensão de saída de referência do inversor u_{1ref} calculada. Já na Figura 9(d), pode-se avaliar o valor simulado da tensão de entrada u_1 . Antes do degrau de carga, o valor de u_1 era igual a 45,8 V_{pico}. Após o incremento na resistência de carga, obteve-se, aproximadamente, u_1 igual a 31,2 V_{pico}. Demonstra-se, então, a equivalência entre os valores de u_{1ref} e de u_1 . O valor da diferença entre ambas as tensões de entrada, a de referência e a de simulação, corresponde ao erro transmitido ao controlador PI.

Ilustra-se, de acordo com as Figuras 9(e) e 9(f), a tensão de saída estimada e a obtida por simulação, respectivamente. É evidente, então, que a tensão de saída permanece constante no valor definido de aproximadamente 32,2 V_{rms}, mesmo após a variação crescente de carga. Ressalta-se que a tensão máxima u_1 é limitada pelo índice de modulação de 0,50. Portanto, a variação admissível de carga torna-se restrita. Tanto acréscimos quanto decréscimos devem ocorrer somente acima da resistência nominal de projeto, fixada em 10,5 Ω.

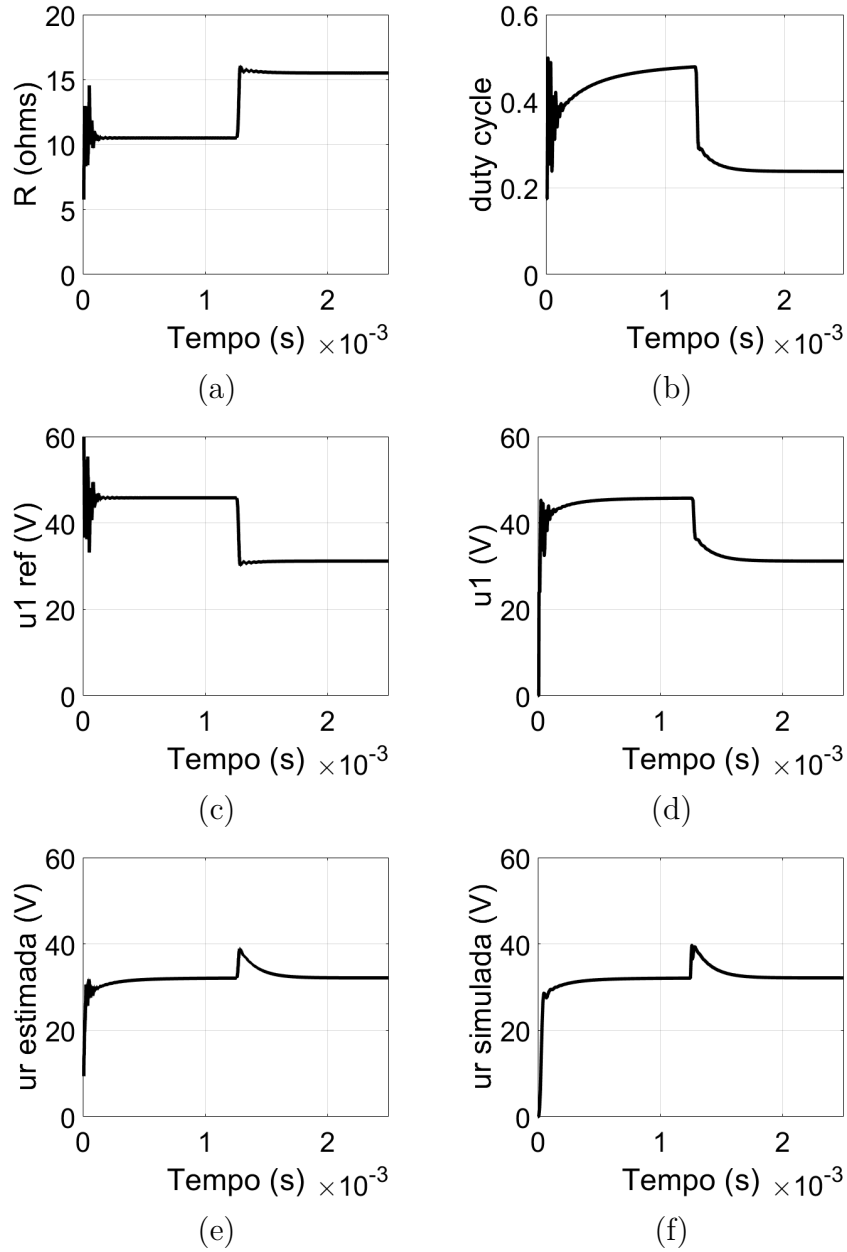


Figura 9 – Formas de onda para o sistema com controle e um único degrau crescente de carga. (a) Resistência de carga R_{est} estimada. (b) Sinal modulante para o comando das chaves $S_1 - S_4$. (c) Tensão de entrada de referência u_{1ref} . (d) Tensão de entrada simulada u_1 . (e) Tensão de saída u_r estimada. (f) Tensão de saída u_r simulada.

A fim de reforçar a análise da Figura 9, verificou-se algumas métricas a partir das formas de onda simuladas. A Tabela 5 apresenta os principais indicadores do comportamento do sistema para o caso de degrau crescente de carga.

Foram conduzidas simulações com o objetivo de avaliar a variação das ondulações nas formas de onda analisadas em função da resistência de carga. A resistência variou de $10,5 \, \Omega$ a $12,5 \, \Omega$, com incrementos de $1 \, \Omega$. Os resultados estão ilustrados conforme as Figuras 10(a) a 10(f), as quais demonstram que, à medida que a potência diminui, observa-se uma diminuição do *ripple*, bem como uma diminuição das flutuações de tensão.

Tabela 5 – Métricas de desempenho do sistema controlado para degrau crescente de carga, referente à Figura 9.

Métrica	Valor estimado
Erro em regime permanente	0,2 V ($< 1\%$)
Overshoot da tensão de saída	20%
Tempo de assentamento	0,5 ms
Faixa de carga	10,5 Ω – 15,5 Ω
Índice de modulação (mín./máx.)	0,24 – 0,48

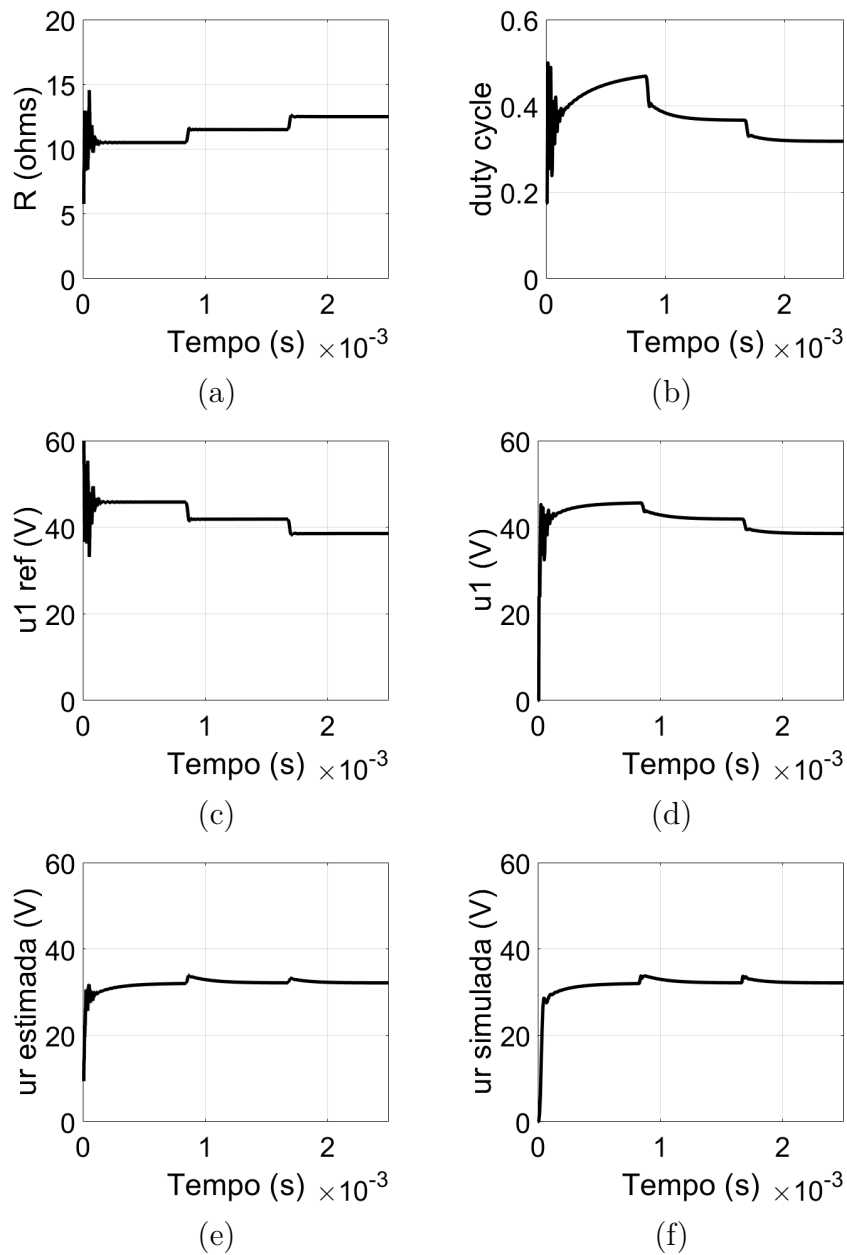


Figura 10 – Formas de onda para o sistema com controle e dois degraus crescentes de carga. (a) Resistência de carga R_{est} estimada. (b) Sinal modulante para o comando das chaves $S_1 - S_4$. (c) Tensão de entrada de referência u_{1ref} . (d) Tensão de entrada simulada u_1 . (e) Tensão de saída estimada u_r . (f) Tensão de saída simulada u_r .

5.1.2 Degrau decrescente de carga

Para avaliar o desempenho do sistema sob diminuição de carga, supõe-se o valor de resistência de carga inicial igual a $20,5 \, \Omega$ e aplica-se uma redução de $5 \, \Omega$, obtendo-se uma carga final de $15,5 \, \Omega$. Os resultados obtidos para essa simulação estão dispostos conforme a Figura 11.

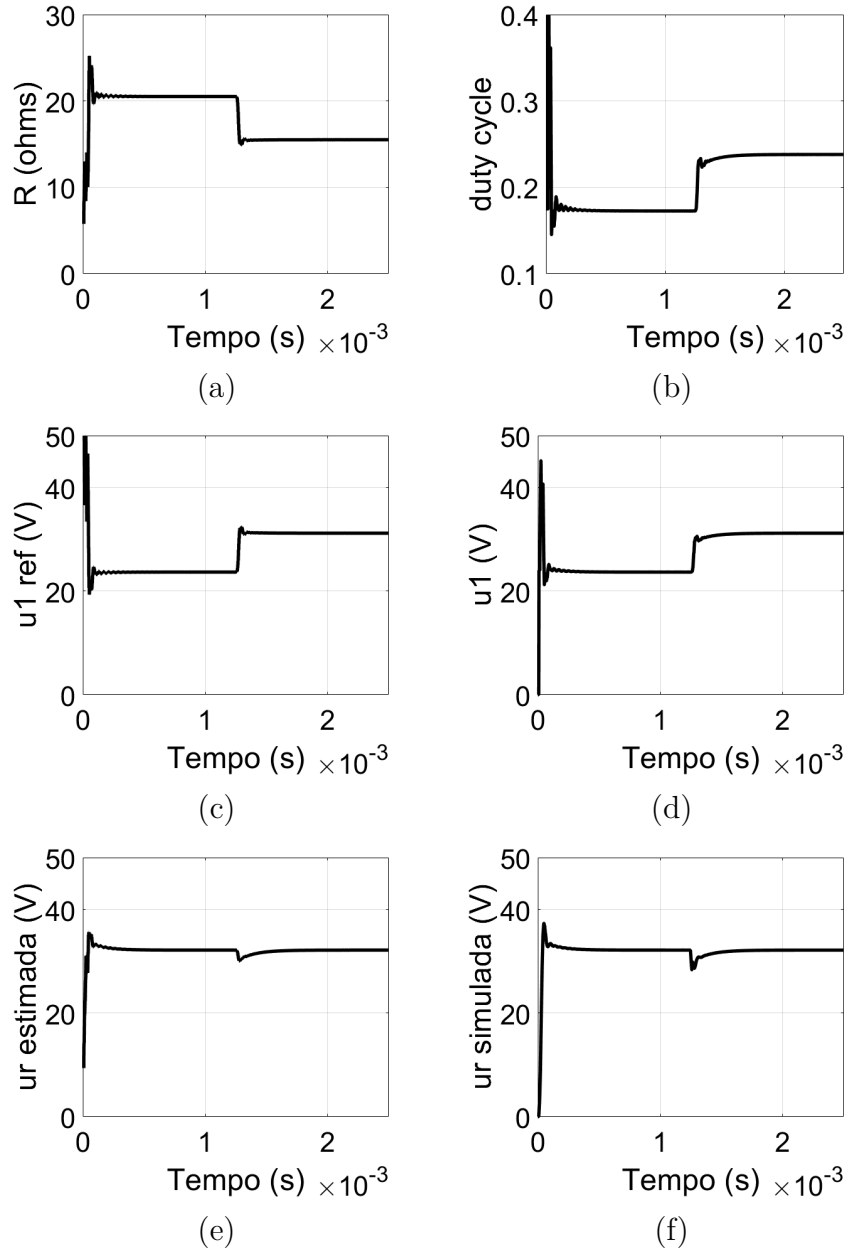


Figura 11 – Formas de onda para o sistema com controle e um único degrau decrescente de carga. (a) Resistência de carga R_{est} estimada. (b) Sinal modulante para o comando das chaves $S_1 - S_4$. (c) Tensão de entrada de referência $u_{1,ref}$. (d) Tensão de entrada simulada u_1 . (e) Tensão de saída u_r estimada. (f) Tensão de saída u_r simulada.

De acordo com a Figura 11(a), a resistência de carga é adequadamente estimada. Na Figura 11(b), o índice de modulação aumenta de 0,17 para 0,24, aproximadamente. Conforme as Figuras 11(c) e 11(d), tem-se a tensão de referência $u_{1,ref}$ e a tensão de

Tabela 6 – Métricas de desempenho do sistema controlado para degrau decrescente de carga, referente à Figura 11.

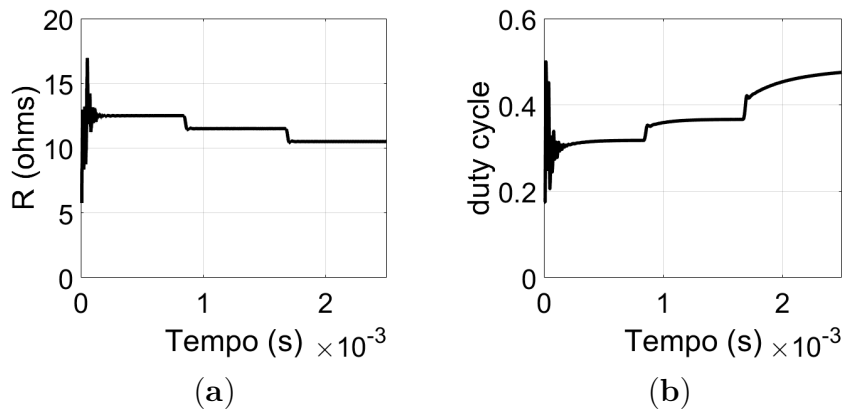
Métrica	Valor estimado
Erro em regime permanente	1,2 V (3,7%)
Undershoot da tensão de saída	6%
Tempo de assentamento	0,5 ms
Faixa de carga com estabilidade	15,5 Ω – 20,5 Ω
Índice de modulação (mín./máx.)	0,17 – 0,24

simulação u_1 , que convergem para os valores de tensão inicial de 23,7 V_{pico} e final de 31,2 V_{pico} .

Sendo assim, ao reajustar a tensão de saída do inversor, pode-se observar a tensão de saída u_r constante no valor pré-definido. Tem-se, de acordo com as Figuras 11(e) e 11(f), a tensão de saída estimada e a tensão de saída simulada, respectivamente. Observa-se que a tensão u_R se mantém constante e próxima ao valor estipulado diante de um degrau decrescente na carga.

A fim de complementar a análise da Figura 11, métricas de desempenho foram extraídas das formas de onda simuladas, conforme apresentado na Tabela 6.

Adicionalmente, foram realizadas simulações para analisar o efeito da resistência de carga e sua correlação com as ondulações nas formas de onda em análise. A resistência variou de 12,5 Ω a 10,5 Ω , com decrementos de 1 Ω . Conforme ilustrado nas Figuras 12(a) a 12(f), observa-se que, para pequenas variações na carga, a ondulação é reduzida.

Figura 12 – *Continua.*

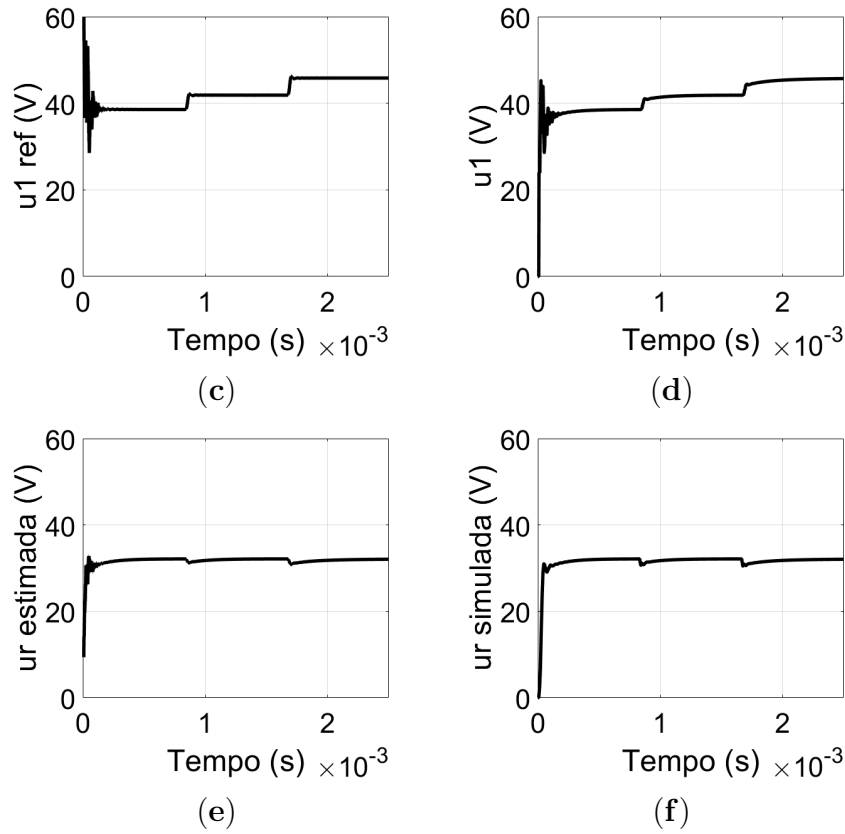


Figura 12 – Formas de onda para o sistema com controle e dois degraus decrescentes de carga. (a) Resistência de carga estimada R_{est} . (b) Sinal modulante para o comando das chaves S_1 – S_4 . (c) Tensão de entrada de referência $u_{1,ref}$. (d) Tensão de entrada simulada u_1 . (e) Tensão de saída estimada u_r . (f) Tensão de saída simulada u_r .

5.2 Operação como fonte de corrente

Nesta seção, considera-se exclusivamente a operação do sistema como fonte de corrente, correspondente à etapa de corrente constante do processo de carregamento de baterias. A transição para o modo de tensão constante, normalmente adotada quando a tensão da bateria atinge um valor limite especificado pelo fabricante, não é abordada neste trabalho, uma vez que o foco está na validação do controle de corrente durante a fase inicial do carregamento.

Encaminhando-se à aplicações práticas, pode-se propor o carregamento de baterias a partir da transferência de potência sem fio indutiva com a topologia duplo-LCC, conforme esquematizado na Figura 13. Característica da topologia híbrida em análise, a malha ressonante LCC do lado secundário opera como fonte de corrente, ideal para o carregamento determinado. À vista disso, é inevitável a inserção de um circuito retificador para o acoplamento da bateria, que apresenta a tensão CC u_o variante durante o tempo de carga.

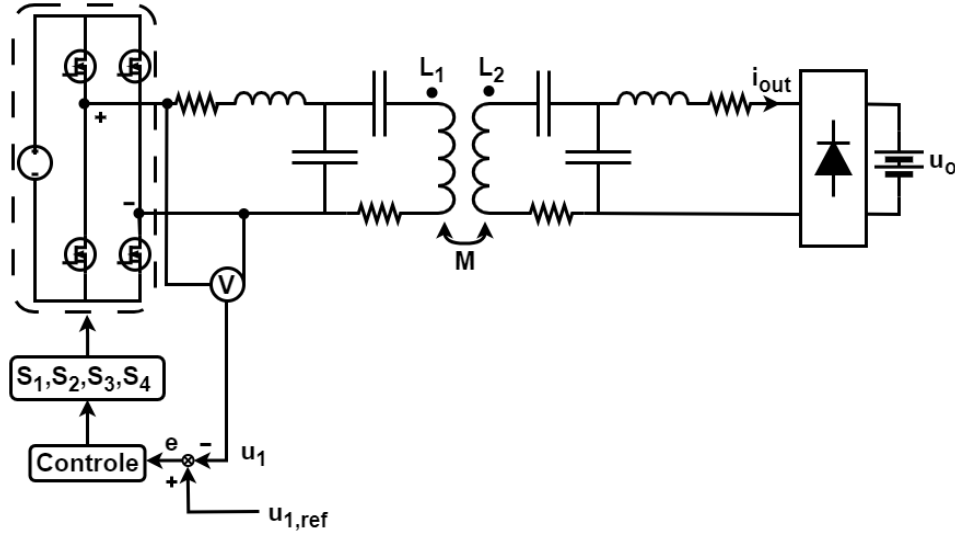


Figura 13 – Circuito equivalente com topologia duplo-LCC e bateria acoplada.

Com a finalidade de emular uma bateria em etapa de carregamento com tensão crescente, simulou-se a carga com tensão variante. Inicialmente, tem-se u_o igual a 36 V, que aumenta gradualmente para 42 V. Diferentemente da análise realizada anteriormente, visando tensão constante, agora, objetiva-se fornecer à carga corrente fixa de 3 A_{rms}. Utilizando-se as equações (37)-(40), pode-se inferir a tensão de referência u_{1ref} que garanta a corrente de carga i_{out} constante no valor requerido. Compara-se u_{1ref} com a tensão u_1 , e a diferença corresponde ao erro e , transmitido ao controlador PI. O controle regula o sinal de chaveamento das chaves $S_1 - S_4$. Garante-se, portanto, corrente de saída constante a partir da regulação da tensão de saída do inversor.

Os resultados de simulação são dispostos de acordo com a Figura 14. Observa-se um distúrbio inicial decorrente do regime transitório do método de cálculo. Entretanto, a convergência dos valores ocorre rapidamente, e a estabilidade é alcançada em pouco tempo, apresentando erro reduzido após esse período. Na Figura 14(a), apresenta-se a curva do cálculo da resistência de carga estimada, que tem comportamento crescente de 10,7 Ω para 12,5 Ω. Entretanto, R_{est} apresenta erro em regime de, aproximadamente, 1,5 Ω, não impactando sensivelmente o controle. Na Figura 14(b), o *duty cycle* para comando das chaves caracteriza-se por apresentar um crescimento mínimo, porém, capaz de reajustar a tensão u_1 . Conforme as Figuras 14(c) e 14(d), tem-se u_{1ref} e u_1 , respectivamente, com comportamento equivalente e ascendente. Pôde-se estimar de modo satisfatório a tensão da bateria quando comparada ao valor de simulação, conforme as Figuras 14(e) e 14(f). Nas Figuras 14(g) e 14(h), ilustra-se a corrente de saída $i_{out,rms}$ de referência e de simulação, respectivamente. A corrente simulada converge para o valor de 3 A_{rms}, conforme exigido. Comprova-se, enfim, o valor constante da corrente i_{out} mesmo após variações na tensão da bateria durante o carregamento, validando-se o controle proposto.

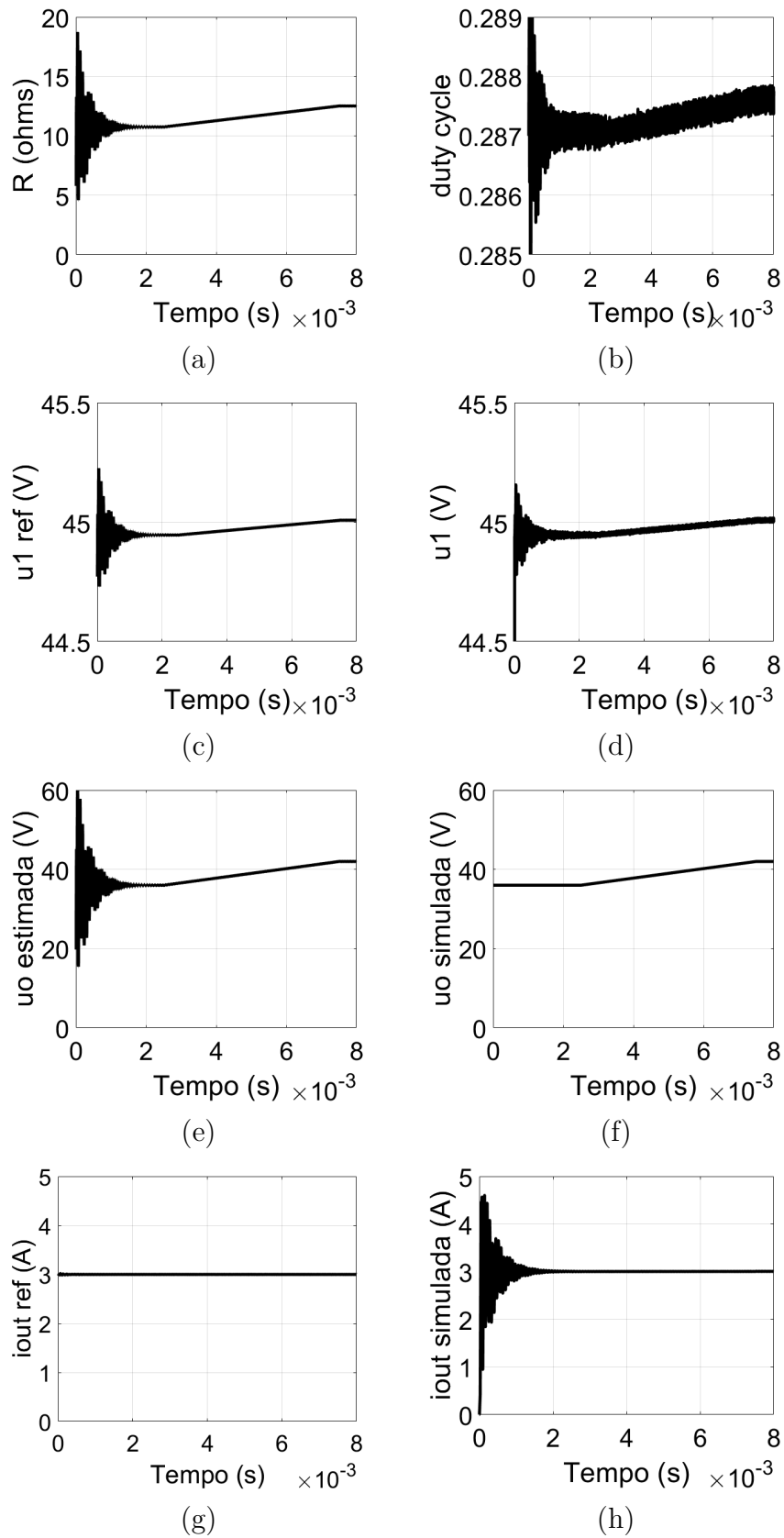


Figura 14 – Formas de onda para o sistema com controle e variação crescente da tensão da bateria. (a) Resistência de carga R_{est} estimada. (b) Sinal modulante para o comando das chaves $S_1 - S_4$. (c) Tensão de entrada de referência u_{1ref} . (d) Tensão de entrada simulada u_1 . (e) Tensão de saída CC u_o estimada. (f) Tensão de saída CC u_o simulada. (g) Corrente de saída $CA_{rms} i_{out}$ referência. (h) Corrente de saída $CA_{rms} i_{out}$ simulada.

Conclusão

Este trabalho apresentou o desenvolvimento e a validação, por meio de simulações computacionais nos softwares MATLAB®/Simulink®, de uma estratégia de controle baseada em modelagem analítica, aplicada a sistemas de transferência de energia sem fio com topologia duplo-LCC, voltada ao carregamento de baterias de veículos elétricos associados à micromobilidade. Embora os princípios fundamentais de controle e modelagem matemática empregados sejam consolidados na literatura, a contribuição deste trabalho reside na integração desses conceitos em um método de estimativa do lado secundário a partir de medições exclusivamente no lado primário, dispensando a necessidade de comunicação sem fio entre transmissor e receptor e permitindo a operação do sistema tanto como fonte de tensão quanto como fonte de corrente.

Inicialmente, foi realizada a modelagem matemática de um sistema de transferência de energia sem fio utilizando a topologia híbrida de compensação duplo-LCC, considerando bobinas solenoides concêntricas. A escolha dessa geometria mostrou-se adequada para aplicações em micromobilidade, uma vez que contribui com coeficiente de acoplamento aproximadamente constante mesmo na presença de deslocamentos longitudinais entre as bobinas, condição essencial para a validade do método de estimativa proposto.

A partir do modelo matemático desenvolvido, foi possível estimar a resistência equivalente da carga conectada ao lado secundário com base na medição da tensão e da corrente no lado primário. Em aplicações de micromobilidade, essa resistência não é constante, pois a bateria apresenta comportamento variante ao longo do processo de carregamento, ou seja, durante os modos de corrente constante e tensão constante. Essa estimativa permitiu calcular a tensão de saída do sistema e, também, determinar a referência adequada para a tensão de saída do inversor. Os resultados demonstraram que o método é capaz de manter a tensão ou corrente nos valores desejados mesmo diante de variações crescentes e decrescentes da resistência equivalente de carga, na faixa de $10\ \Omega$ a $20\ \Omega$, de modo a representar as diferentes etapas do processo de carregamento da bateria, como os modos de corrente constante e tensão constante.

Com base nas estimativas obtidas, foi implementada uma estratégia de controle que ajusta a tensão de saída do inversor por meio da razão cíclica do sinal PWM aplicado ao conversor CC-CA. Empregou-se um controlador do tipo PI projetado a partir de um modelo linear de ordem reduzida da planta, válido na faixa de baixas frequências, no qual a variável manipulada corresponde ao índice de modulação do inversor. A regulação dessa tensão permite controlar a tensão ou a corrente na carga, conforme o modo de operação do sistema, atendendo aos requisitos das etapas de carregamento CC-CV, que são típicas

de baterias de lítio.

As simulações realizadas no MATLAB®/Simulink® validaram as análises propostas para um sistema projetado para operar a 120 kHz com potência transferida na ordem de 100 W. A frequência de operação foi considerada fixa, conforme definida na etapa de modelagem do projeto. Observou-se que a tensão de saída permaneceu estável em aproximadamente 32 V, mesmo diante de variações da carga, e que a corrente de saída manteve-se em torno de 3 A, mesmo com variações na tensão da bateria.

Como trabalhos futuros, propõe-se a realização de novas análises considerando diferentes valores do fator de acoplamento magnético. Embora o projeto matemático e as simulações iniciais tenham sido conduzidos assumindo um coeficiente de acoplamento igual a $k = 0,25$, simulações eletromagnéticas posteriores realizadas no software Ansys Maxwell® indicaram valores significativamente superiores, da ordem de $k \approx 0,5$, para a geometria de bobinas solenoides concêntricas. Esse fator de acoplamento pode estar associado à elevada densidade de espiras e à disposição geométrica das bobinas, que favorecem uma maior concatenação do fluxo magnético entre os enrolamentos.

Adicionalmente, propõe-se a investigação de estratégias de controle mais avançadas, como o controlador PI fracionário, com o objetivo de aumentar a robustez do sistema frente a variações paramétricas e incertezas associadas ao fator de acoplamento magnético e à resistência equivalente da carga. Também se destaca o potencial da aplicação de técnicas de controle preditivo baseado em modelo (MPC), que permitem o tratamento explícito de restrições físicas do sistema, além de possibilitar a integração das etapas de estimação e controle.

Ademais, propõe-se a elaboração de um artigo científico voltado à comparação do método de estimativa proposto neste trabalho com outras estratégias de estimação dos parâmetros do circuito secundário, como métodos baseados em técnicas de regressão e em redes neurais artificiais.

Também, propõe-se a análise de sensibilidade paramétrica da topologia híbrida duplo-LCC abordada neste trabalho, de modo a avaliar o impacto das variações dos componentes sobre o desempenho do sistema e a robustez do método de controle.

Por fim, propõe-se a implementação e validação experimental do sistema em bancada, com o objetivo de elevar o nível de maturidade tecnológica (*Technology Readiness Level* – TRL) do método proposto, atualmente situado entre os níveis 3 e 4, para níveis entre 5 e 6. Essa etapa possibilitará, a avaliação da aplicabilidade do sistema em cenários mais amplos, incluindo aplicações em micromobilidade, saúde e ambientes severos, desde que atendidos os requisitos específicos de cada aplicação.

A Artigo Publicado

Durante o desenvolvimento desta dissertação, foi produzido e publicado um artigo científico resultante dos estudos realizados ao longo deste trabalho. A referência completa do artigo é apresentada a seguir.

- TOLFO, Thaís M.; SILVA, Rafael de S.; GODOY, Ruben B.; DE BRITO, Moacyr A. G.; DE SOUZA, Witória S. **Parameter Estimation-Based Output Voltage or Current Regulation for Double-LCC Hybrid Topology in Wireless Power Transfer Systems**. *Energies*, v. 18, n. 10, p. 2664, 2025. DOI: [10.3390/en18102664](https://doi.org/10.3390/en18102664).

Referências

- ABNT. *NBR 5410: low voltage electrical installations*. 2. ed. Rio de Janeiro: ABNT, 2004. 209 p. Em português.
- AGARWAL, K. et al. Wireless power transfer strategies for implantable bioelectronics. *IEEE Reviews in Biomedical Engineering*, v. 10, p. 136–161, 2017.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. *Fundamentals of electric circuits*. [S.l.]: McGraw Hill, 2021.
- BARBOSA, C. R.; PEREIRA, R. N.; JÚNIOR, A. A. de O. Estimação de tensão e corrente na carga de um sistema de transferência indutiva de potência. *SBPC*, SBPC, 2018.
- BENTALHIK, I. et al. Analysis, design and realization of a wireless power transfer charger for electric vehicles: theoretical approach and experimental results. *World Electric Vehicle Journal*, v. 13, n. 7, 2022.
- BI, Z. et al. A review of wireless power transfer for electric vehicles: prospects to enhance sustainable mobility. *Applied Energy*, v. 179, p. 413–425, 2016. ISSN 0306-2619.
- BROWN, W. The history of power transmission by radio waves. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 32, n. 9, p. 1230–1242, 1984.
- BROWN, W. C. The history of wireless power transmission. *Solar Energy*, v. 56, n. 1, p. 3–21, 1996. ISSN 0038-092X. Wireless Power Transmission.
- CARNEIRO, F. T.; BARBI, I. Análise, projeto e implementação de um conversor com transferência de energia sem fio para carregadores de baterias de veículos elétricos. *Revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, v. 26, p. 260–267, 2021.
- CORTI, F. et al. A comprehensive review of charging infrastructure for electric micro-mobility vehicles: Technologies and challenges. *Energy Reports*, v. 12, p. 545–567, 2024. ISSN 2352-4847.
- COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Inductive power transfer. *Proceedings of the IEEE*, v. 101, n. 6, p. 1276–1289, 2013.
- DETKA, K.; GORECKI, K. Wireless power transfer: a review. *Energies*, v. 15, n. 19, 2022. ISSN 1996-1073.
- GODOY, R. B. *Transferência de energia sem fio: topologias clássicas para acoplamento indutivo*. 1. ed. Curitiba: Appris, 2024.
- HOSHIKAWA, H.; KOYAMA, K. Eddy current distribution using parameters normalized by standard penetration depth. In: *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*. [S.l.]: Springer, 1999. p. 515–521.
- IMURA, T. *Wireless Power Transfer: Using Magnetic and Electric Resonance Coupling Techniques*. [S.l.]: Morikita Publishing Company, Limited, 2020. (Engineering). ISBN 9789811545801.

ITDP Brasil. *Infográfico: O Que é Micromobilidade?* 2020.

JANK, H. et al. Controle baseado em um lqr com estabilidade robusta à incerteza paramétrica aplicado a um carregador de baterias. *Revista Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, v. 22, n. 4, p. 414–423, 2017.

JESUS, I. M. de et al. Differential-evolution-assisted optimization of classical compensation topologies for 1 w current-fed imd wireless charging systems. *Applied Sciences*, MDPI, v. 13, n. 22, p. 12429, 2023.

JIANG, Y. et al. Analysis, design, and implementation of wpt system for evs battery charging based on optimal operation frequency range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 7, p. 6890–6905, 2018.

LARBI, M. et al. Analysis of parameter variability in an integrated wireless power transfer system via partial least-squares regression. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, v. 10, n. 11, p. 1795–1802, 2020.

LI, D. et al. Sensitivity analysis and parameter optimization of inductive power transfer. *IEEE Access*, v. 9, p. 166951–166961, 2021.

LI, S. et al. A double-sided lcc compensation network and its tuning method for wireless power transfer. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 64, n. 6, p. 2261–2273, 2015.

LI, S.; MI, C. C. Wireless power transfer for electric vehicle applications. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 4–17, 2014.

LIU, F. et al. Modeling and optimization of magnetically coupled resonant wireless power transfer system with varying spatial scales. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 4, p. 3240–3250, 2017.

MENG, X. et al. Output voltage identification based on transmitting side information for implantable wireless power transfer system. *IEEE Access*, v. 7, p. 2938–2946, 2019.

MENG, X. et al. Output voltage stabilization control without secondary side measurement for implantable wireless power transfer system. In: *2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5.

MOORE, B. C. Principal component analysis in linear systems: Controllability, observability, and model reduction. *IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL*, v. 26, n. 1, p. 17, 1981.

MUSSOI, F. L. R. *Fundamentos de Eletromagnetismo*. Florianópolis: CEFET-SC, 2005.

NATH, S.; LIM, W. H.; BEGAM, K. M. Hybrid inductive power transfer topologies for dynamic wireless power transfer. *Computers and Electrical Engineering*, v. 118, p. 109431, 2024. ISSN 0045-7906.

NGINI, M. A.; TRUONG, C.; CHOI, S. Parameter identification for primary-side control of inductive wireless power transfer systems: a review. *IEEE Access*, v. 13, p. 15885–15904, 2025.

OKOYEIGBO, O. E. A. et al. Wireless power transfer: a review. In: *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*. [S.l.]: IOP Publishing, 2021. v. 655, n. 1, p. 012032.

PAHLAVAN, S.; JAFARABADI-ASHTIANI, S.; MIRBOZORGI, S. A. Maze-based scalable wireless power transmission experimental arena for freely moving small animals applications. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, v. 19, n. 1, p. 120–129, 2025.

PAHLAVAN, S.; SHOOSHTARI, M.; ASHTIANI, S. J. Star-shaped coils in the transmitter array for receiver rotation tolerance in free-moving wireless power transfer applications. *Energies*, v. 15, n. 22, 2022. ISSN 1996-1073.

PATIL, D. et al. Wireless power transfer for vehicular applications: overview and challenges. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 4, n. 1, p. 3–37, 2018.

SHINOHARA, N. The wireless power transmission: inductive coupling, radio wave, and resonance coupling. *Wiley Interdisciplinary Reviews: Energy and Environment*, Wiley Online Library, v. 1, n. 3, p. 337–346, 2012.

STEINSIEK, F. Wireless power transmission experiment as an early contribution to planetary exploration missions. In: *54th International Astronautical Congress of the International Astronautical Federation, the International Academy of Astronautics, and the International Institute of Space Law*. [S.l.: s.n.], 2003. p. R–3.

THRIMAWITHANA, D. J.; MADAWALA, U. K. A primary side controller for inductive power transfer systems. In: *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 661–666.

TRIVINO, A.; GONZALEZ-GONZALEZ, J. M.; AGUADO, J. A. Wireless power transfer technologies applied to electric vehicles: a review. *Energies*, v. 14, n. 6, p. 1547, 2021.

VILLA, J. L. et al. High-misalignment tolerant compensation topology for icpt systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 2, p. 945–951, 2011.

VU, V.; TRAN, D.; CHOI, W. Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sided lcc compensation topology for electric vehicle battery charge applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 9, p. 7398–7410, 2018.

WANG, C.; COVIC, G. A.; STIELAU, 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.

YANG, J. et al. Design of lcc-s compensation topology and optimization of misalignment tolerance for inductive power transfer. *IEEE Access*, v. 8, p. 191309–191318, 2020.

ZHAO, S. et al. Research on order reduction and control of double-sided lcc wireless power transfer system based on gssa model. In: *2022 IEEE 9th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.