

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO DE JOINVILLE
CURSO DE ENGENHARIA MECATRÔNICA

LUCAS TESIMA FALCONE

IMPLEMENTAÇÃO E AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA DE TRANSMISSÃO INDUTIVA
DE ENERGIA EM AMBIENTE SUBAQUÁTICO

Joinville
2026

LUCAS TESIMA FALCONE

IMPLEMENTAÇÃO E AVALIAÇÃO DE UM SISTEMA DE TRANSMISSÃO INDUTIVA
DE ENERGIA EM AMBIENTE SUBAQUÁTICO

Trabalho apresentado como requisito parcial
para obtenção do título de bacharel em Engenharia Mecatrônica, no Curso de Engenharia Mecatrônica, do Centro Tecnológico de Joinville, da Universidade Federal de Santa Catarina.

Orientador: Dr. Anderson Wedderhoff Spengler
Coorientador: M.e Victor Noster Kürschner

Joinville
2026

Dedico este trabalho à minha mãe Regina e ao meu pai Marco pelo sacrifício e incentivo dedicados até aqui.

“O primeiro lugar cheirava a trabalho, então
escolhi o segundo”.

(Charles Bukowski, Post Office)

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Bianca Luz Oliveira de Souza por todo seu amor e carinho. Aos meus amigos pela companhia e risadas do dia a dia. Ao meu amigo e coorientador Victor Noster Kürschner, que dedicou seu tempo de forma virtuosa a este trabalho. Ao meu amigo e membro do projeto OBNzip que diretamente contribuiu para este trabalho, Lucas Yukio Yotsui de Carvalho. Ao meu orientador Anderson Wedderhoff Spengler pela oportunidade precursora do desenvolvimento necessário para a realização deste trabalho. E à Petrobras pelo fomento do projeto OBNzip que foi o âmbito de desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

A exploração sísmica marítima depende da operação contínua de Nós de Fundo Oceânico (OBNs), cuja autonomia é ditada pela capacidade finita de suas baterias internas. A necessidade de içamento rotineiro destes sensores para a superfície com o intuito de manutenção energética e aquisição de dados eleva expressivamente os custos e a complexidade logística das campanhas oceanográficas. Como solução tecnológica a este gargalo, a Transmissão Indutiva de Energia (IPT) desponta como um método viável para a recarga submarina por meio de veículos subaquáticos, suprimindo o uso de conectores físicos e mitigando riscos de corrosão e falhas de vedação. O presente trabalho tem como objetivo implementar e avaliar um protótipo de transmissão indutiva voltado especificamente à recarga de OBNs. A metodologia adotada compreendeu a simulação eletromagnética por meio do Método dos Elementos Finitos (FEM) para análise do enlace magnético, seguida pelo dimensionamento e construção física de um sistema ressonante operando em 85 kHz. O aparato experimental englobou bobinas circulares planas confeccionadas em fio Litz, topologia de compensação Série-Série e estágios de conversão estática em ponte completa. Ensaio práticos de varredura espacial avaliaram o sistema no ar, em água doce e em água com salinidade progressiva (até 35 g/L), além de caracterizar o impacto de desalinhamentos laterais dinâmicos. Os resultados experimentais demonstraram a funcionalidade do enlace e apresentaram eficiências de transferência próximas a 80% no ambiente salino, sustentando estabilidade operacional para desalinhamentos de até 3 cm. Os testes em bancada permitiram mapear desafios práticos críticos, como o ganho passivo de tensão nos elementos reativos, a necessidade primária de isolamento dielétrico para prevenção de arcos voltaicos na água e a interferência de ruídos de chaveamento sobre a instrumentação digital. Conclui-se que a tecnologia de transferência sem fio é viável e se configura como uma alternativa para a extensão da autonomia de redes de monitoramento sísmico em ambiente subaquático.

Palavras-chave: transmissão indutiva de energia; nós de fundo oceânico (OBN); autonomia energética; ambiente subaquático; acoplamento magnético; compensação ressonante;

ABSTRACT

Marine seismic exploration depends on the continuous operation of Ocean Bottom Nodes (OBNs), whose autonomy is dictated by the finite capacity of their internal batteries. The need for routine retrieval of these sensors to the surface for energy maintenance and data acquisition significantly increases the costs and logistical complexity of oceanographic campaigns. As a technological solution to this bottleneck, Inductive Power Transfer (IPT) emerges as a viable method for underwater recharging using underwater vehicles, eliminating the use of physical connectors and mitigating risks of corrosion and sealing failures. The present work aims to implement and evaluate an inductive power transfer prototype specifically aimed at recharging OBNs. The adopted methodology comprised electromagnetic simulation using the Finite Element Method (FEM) for the analysis of the magnetic link, followed by the dimensioning and physical construction of a resonant system operating at 85 kHz. The experimental apparatus included flat circular coils made of Litz wire, a Series-Series compensation topology, and full-bridge static conversion stages. Practical spatial sweep tests evaluated the system in air, in fresh water, and in water with progressive salinity (up to 35 g/L), in addition to characterizing the impact of dynamic lateral misalignments. The experimental results demonstrated the functionality of the link and evidenced transfer efficiencies close to 80% in the saline environment, maintaining operational stability for misalignments of up to 3 cm. Bench tests allowed for the mapping of critical practical challenges, such as the passive voltage gain in reactive elements, the primary need for dielectric insulation to prevent electrical arcing in water, and the interference of switching noise on digital instrumentation. It is concluded that wireless transfer technology is viable and constitutes a robust alternative for extending the autonomy of seismic monitoring networks in the underwater environment.

Keywords: inductive power transfer; ocean bottom nodes (OBN); energy autonomy; underwater environment; magnetic coupling; resonant compensation;

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Exemplo de campanha de aquisição de dados sísmicos utilizando OBNs.	16
Figura 2	Exemplo do sistema de IPT próprio para recarga de veículos subaquáticos.	18
Figura 3	Topologia angular explorada como solução para o aumento do coeficiente de acoplamento entre as bobinas	23
Figura 4	Representação da construção dos múltiplos filamentos do fio Litz.	24
Figura 5	Diferentes formatos de bobinas: a) Circular plana, b) Quadrada plana e c) <i>Double-D</i>	25
Figura 6	Circuito equivalente do sistema de transmissão indutiva ressonante na topologia série-série.	25
Figura 7	Principais topologias de compensação utilizadas em sistemas de transmissão de energia de forma indutiva. Em a) PP, b) SP, c) PS e d) SS	28
Figura 8	Circuito exemplo de um inversor monofásico conectado na bobina primária. . . .	30
Figura 9	Circuito exemplo de um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo.	31
Figura 10	OBN modelo A3000 da empresa inApril.	32
Figura 11	Diagrama do sistema de transmissão indutiva de potência.	33
Figura 12	Topologia das bobinas adotada para o projeto.	35
Figura 13	Diagrama do algoritmo implementado em <i>Python</i> para calcular o dimensionamento das bobinas.	37
Figura 14	Fio Litz utilizado na construção das bobinas.	38
Figura 15	Bobinas construídas de acordo com os parâmetros de construção calculados. . . .	39
Figura 16	Fotografia das redes de compensação capacitiva construídas para atingir a frequência de ressonância definida.	39
Figura 17	Fonte adquirida comercialmente para ser utilizada como alimentação no inversor do sistema.	40
Figura 18	Carga com 44 Ω e 900 W utilizada na validação do sistema.	41
Figura 19	Arranjo de lâmpadas construído para atingir o valor de 1,9 Ω de resistência.	42
Figura 20	Onda de tensão no capacitor e onda de corrente na saída da ponte retificadora. . .	42
Figura 21	Retificador desenvolvido para o sistema de transmissão indutiva de potência. . .	43
Figura 22	Inversor construído para os testes do sistema de transmissão indutiva de potência.	44
Figura 23	Circuito exemplo para demonstrar a relação de acionamento das chaves utilizada.	45
Figura 24	Diagrama descritivo da técnica de controle implementada no controlador do sistema.	46

Figura 25	Sensores de corrente utilizados no monitoramento do sistema: a) Sensor de efeito hall ACS712-30A e b) não-invasivo SCT-013.	47
Figura 26	Estrutura desenvolvida para permitir o controle do posicionamento das bobinas.	48
Figura 27	Modelo 3D com as bobinas e o ambiente da transmissão desenvolvidos no COMSOL.	50
Figura 28	Linhas de campo magnético e densidade de fluxo magnético resultantes da interação simulada das bobinas.	50
Figura 29	Modelo das bobinas no COMSOL com as áreas referentes às redes de compensação e à carga.	51
Figura 30	Malha das bobinas construída com camadas e a densidade de corrente encontrada utilizando esta malha.	52
Figura 31	Bancada de teste montada para testar a integração dos componentes desenvolvidos.	53
Figura 32	Bobina encapsulada com resina epóxi para os testes em ambiente aquoso e a resina epóxi utilizada.	54
Figura 33	Bancada de teste montada para os testes em ambiente aquoso.	54
Figura 34	Representação gráfica do desalinhamento entre as bobinas, transmissora e receptora.	55
Figura 35	Onda de tensão aplicada na entrada do retificador e onda de tensão obtida na saída do retificador.	57
Figura 36	Sinais de ativação enviados para cada chave do inversor conforme Figura 23. ...	57
Figura 37	Forma da onda de tensão na saída do inversor em circuito aberto.	58
Figura 38	Comparação de tensão e corrente nas bobinas primária e secundária.	59
Figura 39	Ondas de corrente e tensão medidas na saída do retificador.	60
Figura 40	Linhas de campo magnético resultantes da simulação	61
Figura 41	Gráfico resultante do ensaio de varredura de frequência realizado no COMSOL.	62
Figura 42	Varredura de frequência realizada por Pascoal (2022) em sua simulação de um sistema IPT.	63
Figura 43	Gráfico da varredura de distâncias em diferentes frequências para análise do coeficiente de acoplamento.	63
Figura 44	Comportamento da eficiência e da potência transmitida em função da distância para os meios ar e água salgada.	64
Figura 45	Resultados do ensaio de varredura de distâncias das bobinas encapsuladas e não encapsuladas no ar.	65
Figura 46	Resultados dos ensaios em diferentes níveis de salinidade para avaliar o efeito da condutividade da água no sistema.	65
Figura 47	Comparação da quantidade de potência transmitida para diferentes meios: ar, água doce e água salgada.	66

Figura 48	Resultado do teste de desalinhamento das bobinas para simular o movimento de um AUV.	67
Figura 49	Resultados dos ensaios em diferentes ambientes de transmissão.	67
Figura 50	Quantidade de potência na entrada e na saída do sistema com o aumento de distância entre as bobinas.	68
Figura 51	Ondas de corrente do lado primário e secundário em um teste com 5 cm de distância entre as bobinas.	68
Figura 52	Resultado da aplicação da transformada rápida de Fourier na varredura de frequências aplicada no sistema.	69
Figura 53	Efeito do <i>frequency splitting</i> ao decorrer do distanciamento das bobinas.	71
Figura 54	Gráfico resultante de varredura de frequência com distância de 1 cm entre as bobinas.	71

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Requisitos técnicos do sistema de transmissão indutiva de potência	33
Tabela 2	Parâmetros construtivos e qualitativos obtidos através do algoritmo.	38
Tabela 3	Comparação dos valores obtidos e dos valores esperados para as indutâncias das bobinas.	58
Tabela 4	Comparação dos valores obtidos e dos valores esperados para as redes de compensação do sistema.	59

LISTA DE SÍMBOLOS

C_P	Capacitor do lado primário
C_S	Capacitor do lado secundário
d	Distância entre as bobinas
Δ	Distância entre os centros das bobinas
D_i	Diâmetro interno
D_o	Diâmetro externo
$\eta_{\max}$	Eficiência máxima
f	Frequência de operação
I_{litz}	Densidade de corrente no fio Litz
I_p	Corrente de entrada
k	Coeficiente de acoplamento
L	Indutância
L_p	Indutância própria da bobina primária
L_p	Indutância própria da bobina secundária
l	Comprimento linear
M	Indutância mútua
N	Número de espiras
φ	Fator de forma dimensional
Q	Fator de qualidade
Q_1, Q_2, Q_3, Q_4	Chaves do inversor
Q_s	Fator de qualidade do sistema
R_0	Resistência de saída
R_{AC}	Resistência por ciclo
R_L	Resistência da carga
R_{oe}	Resistência equivalente
r_{L_1}	Resistência da bobina primária
r_{L_2}	Resistência da bobina secundária
s	Espaço entre espiras
σ	Condutividade do meio
V_C	Tensão no capacitor
V_C	Tensão no capacitor
$V_{C_{\min}}$	Tensão mínima no capacitor
V_L	Tensão no indutor
V_p	Tensão de entrada
V_{pk}	Tensão de pico

V_{pp}	Tensão de pico a pico
V_r	Tensão de ondulação
ω	Frequência angular
ω_0	Frequência angular de ressonância
X_C	Reatância capacitiva
X_L	Reatância indutiva
Z_{in}	Impedância total de entrada
Z_r	Impedância refletida
Z_s	Impedância do lado secundário

LISTA DE SIGLAS

AC	Corrente alternada
ADC	<i>Analogic digital converter</i>
AUV	<i>Automatic vehicle</i>
CC	Corrente contínua
DD	<i>Double D</i>
FEM	Método dos elementos finitos
FoM	Figura de mérito
IPT	Transmissão indutiva de energia
OBV	<i>Ocean bottom nodes</i>
PP	Paralelo - Paralelo
PS	Paralelo - Série
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
ROV	<i>Remotely operated vehicle</i>
SP	Série - Paralelo
SS	Série - Série

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	16
1.1. OBJETIVOS	18
1.1.1. Objetivo Geral	18
1.1.2. Objetivos Específicos	19
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	20
2.1. PRINCÍPIOS DA TRANSMISSÃO INDUTIVA DE ENERGIA SEM FIO	20
2.2. DESAFIOS DA ENERGIZAÇÃO SUBMARINA	21
2.3. PROJETO DE BOBINAS PARA TRANSMISSÃO INDUTIVA RESSONANTE	22
2.4. IMPACTO DA INDUTÂNCIA MÚTUA E DO COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO NO SISTEMA	25
2.5. COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA	27
2.5.1. Topologias de Compensação	28
2.6. CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA	30
2.6.1. Conversor CC-CA	30
2.6.2. Conversor CA-CC	31
3. MATERIAIS	32
3.1. BOBINAS	33
3.2. REDE DE COMPENSAÇÃO	39
3.3. FONTE DE ENTRADA	40
3.4. CARGA RESISTIVA	40
3.5. RETIFICADOR	42
3.6. INVERSOR, CONTROLADOR E MONITORAMENTO	44
3.7. ESTRUTURA DE POSICIONAMENTO DAS BOBINAS	47
4. MÉTODOS	49
4.1. SIMULAÇÃO EM ELEMENTOS FINITOS	49
4.2. TESTES DE INTEGRAÇÃO DO SISTEMA	52
4.3. TESTES DE VARREDURA DE DISTÂNCIAS NO AR	53
4.4. TESTES DE VARREDURA DE DISTÂNCIAS NA ÁGUA COM AUMENTO PROGRESSIVO DE SALINIDADE	53
4.5. TESTES DE DESALINHAMENTO LATERAL	55
5. RESULTADOS E DISCUSSÕES	56
5.1. VALIDAÇÃO DOS COMPONENTES DESENVOLVIDOS E TESTE DE INTEGRAÇÃO DO SISTEMA	56

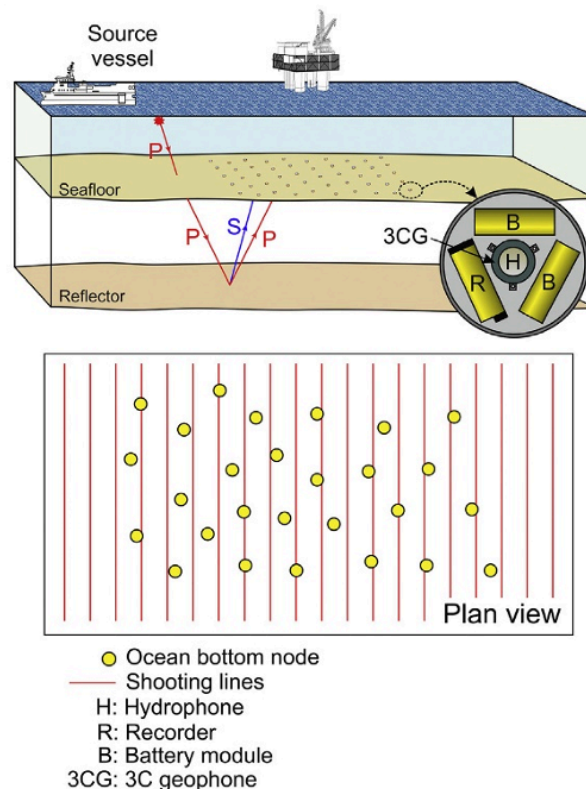
5.1.1. Retificador	56
5.1.2. Inversor	57
5.1.3. Bobinas e redes de compensação	58
5.1.4. Testes de Integração do sistema	59
5.2. RESULTADOS DO MODELO NUMÉRICO	61
5.3. RESULTADO DOS TESTES EM AMBIENTE CONTROLADO	64
5.4. COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DA SIMULAÇÃO COM OS RESULTADOS DOS TESTES EM BANCADA	70
6. CONCLUSÃO	73
6.1. Trabalhos futuros complementares sugeridos	74
REFERÊNCIAS	75
APÊNDICE A - ESQUEMÁTICO DO KIT8020CRD8FF1217P-1	79

1. INTRODUÇÃO

A exploração sísmica de reservas de petróleo e gás em ambientes marítimos depende fundamentalmente de tecnologias de monitoramento de longa duração. Nesse cenário de crescente demanda por dados oceânicos, os Nós de Leito Oceânico, ou OBNs (*Ocean Bottom Nodes*), consolidaram-se como ferramentas essenciais para a exploração sísmica (Shimizu, 2019).

Estes dispositivos autônomos, implantados no leito oceânico, são responsáveis por registrar sinais sísmicos vitais para o mapeamento geológico (Dondurur, 2018). Na aquisição de dados sísmicos multicomponente (4C) que consiste no registro simultâneo de três componentes ortogonais do movimento de partículas e de um componente de variação de pressão, os OBNs destacam-se por captar o campo de ondas completo em todas as direções (cobertura azimutal total) como apresentado na Figura 1. Por serem independentes de cabos, viabilizando o monitoramento em campos de petróleo congestionados onde cabos flutuantes não podem operar de forma segura (Dondurur, 2018).

Figura 1 – Exemplo de campanha de aquisição de dados sísmicos utilizando OBNs.



Fonte: Dondurur (2018)

Contudo, a exigência operacional de permanência submarina contínua impõe desafios tecnológicos. A autonomia energética é um dos mais críticos, visto que a capacidade finita das baterias dita o tempo de vida do equipamento, e a necessidade de recolhimento dos equipa-

mentos para a superfície para manutenção energética implica em aumentos substanciais nos custos e na complexidade logística das campanhas de coleta de dados sísmicos (Shimizu, 2019; Dondurur, 2018).

O tema específico desta pesquisa concentra-se nas limitações do suprimento energético dos OBNs. Atualmente, a alimentação dos sistemas de aquisição de dados é realizada tipicamente por baterias internas. No entanto, o ambiente marinho de águas profundas impõe restrições severas de temperatura e pressão, o que exige encapsulamentos robustos e consome espaço e massa consideráveis do dispositivo (Liu, 2024).

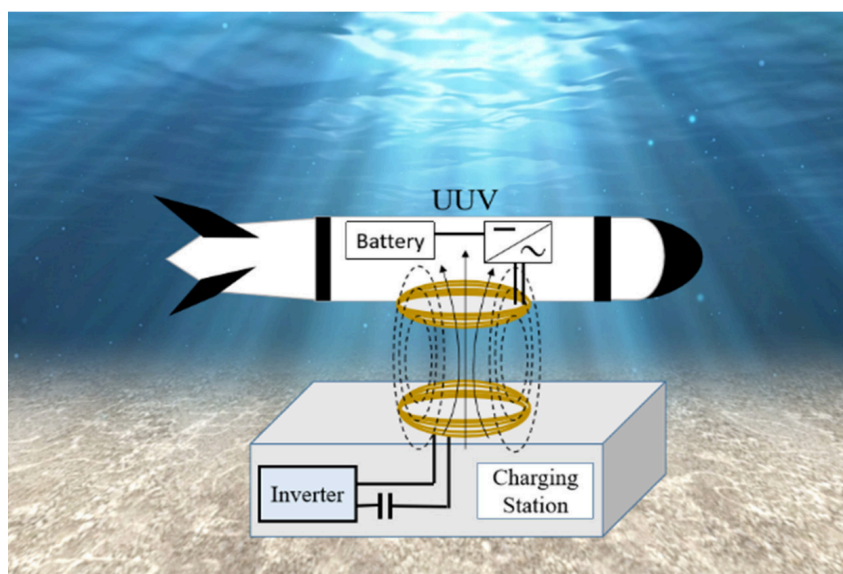
Consequentemente, a ampliação direta da capacidade das baterias esbarra em limites físicos e logísticos, tornando-se uma solução muitas vezes inviável (Liu, 2024). Frente a este obstáculo, torna-se necessário explorar tecnologias para viabilizar a recarga segura e eficiente das baterias dos OBNs diretamente no ambiente submarino, superando as restrições de tempo de permanência atuais.

A literatura aponta para diversas abordagens tecnológicas na tentativa de solucionar ou mitigar esse desafio energético (Khan, 2018; Bana, 2015; Zou et al., 2022). Soluções complementares, como a colheita de energia (*energy harvesting*), têm sido investigadas para aproveitar as dinâmicas do ambiente marinho. Contudo, por focarem na captação de fontes de baixa potência, restringem-se a uma alimentação secundária ou de manutenção (Xi, 2017; Zou et al., 2021). Outra via explorada é a transmissão acústica de energia sem fio, que apresenta eficiências baixas, na ordem de 2 % para um intervalo de potências de 1 a 2 Watts (Guida, 2022).

Em contrapartida, a Transmissão de Energia sem Fio por Indução, ou *Inductive Power Transfer* (IPT), desponta como uma solução robusta para o problema da recarga principal (BANA, 2015). A tecnologia IPT permite a transferência de potências elevadas a curtas distâncias por meio de campos magnéticos, eliminando a necessidade de contato elétrico.

Essa característica suprime o uso de conectores físicos e, consequentemente, mitiga os riscos associados à corrosão, falhas de vedação e desgaste mecânico (Tian et al., 2019). A implementação da IPT viabiliza um novo paradigma operacional: Veículos Subaquáticos Autônomos (AUVs) ou Operados Remotamente (ROVs) poderiam acoplar-se magneticamente aos OBNs no leito marinho e realizar uma recarga rápida de suas baterias (Liu, 2024). Tal estratégia elimina a necessidade de içamento dos nós para a superfície, estendendo substancialmente a missão. Na Figura (Figura 2) observa-se um exemplo da utilização do sistema de IPT para aplicação subaquática.

Figura 2 – Exemplo do sistema de IPT próprio para recarga de veículos subaquáticos.



Fonte: ZOU *et al.* 2022, p. 04

Apesar de atrativa, a adoção da IPT como solução para a autonomia energética dos OBNs esbarra em uma lacuna tecnológica do mercado atual: até onde se tem conhecimento, os sensores OBNs comerciais disponíveis não possuem infraestrutura embarcada para recarga sem fio submarina, dependendo inteiramente de conexões físicas na superfície após o içamento (Dondurur, 2018). Além dessa falta de adoção comercial, a implementação teórica e prática do sistema sob a água apresenta desafios físicos singulares, destacando-se a severa sensibilidade à perda de eficiência causada por eventuais desalinhamentos entre as bobinas de recarga e o efeito adverso das propriedades elétricas da água do mar (Zou et al., 2022).

Para endereçar o problema do engessamento operacional causado pela dependência de baterias finitas e contornar a ausência de infraestrutura de recarga atual dos nós sísmicos comerciais, o objetivo deste trabalho consiste em implementar e avaliar um protótipo de sistema de IPT voltado especificamente à realidade dos OBNs. A fim de compreender a fundo as limitações impostas pelo ambiente marinho, o projeto investigará o impacto das propriedades do meio na eficiência da transmissão, avaliando o comportamento do sistema em ambiente subaquático.

1.1. OBJETIVOS

Tomando como foco a problemática sobre os limites encontrados nas campanhas de aquisição de dados sísmicos com OBNs quanto à autonomia energética, propõe-se os seguintes objetivos.

1.1.1. Objetivo Geral

Implementar e avaliar um sistema de transmissão indutiva de energia em ambiente subaquático.

1.1.2. Objetivos Específicos

- Desenvolver um modelo numérico para simulações de suporte ao protótipo de bancada;
- Implementar um protótipo experimental de um sistema IPT;
- Verificar a eficácia do sistema nos meios, ar, água doce e água salgada;
- Identificar as principais dificuldades de implementação desse sistema em ambiente oceânico.
- Apontar a viabilidade da tecnologia como solução da problemática.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo estabelece as bases teóricas para o desenvolvimento do sistema: inicia-se pelos princípios da transmissão indutiva de energia sem fio. Avançando para a análise dos desafios da energização submarina. E conclui-se com os fundamentos para o projeto de acopladores, topologias de compensação e conversores estáticos de energia, elementos indispensáveis para garantir a eficiência e a robustez da transferência energética em ambiente marinho.

2.1. PRINCÍPIOS DA TRANSMISSÃO INDUTIVA DE ENERGIA SEM FIO

A Transmissão Indutiva de Energia é um método de transferência de potência em campo próximo (*near-field*) que opera no regime do acoplamento magnético quase-estático (Viera, 2022). Distinta das tecnologias de campo distante (como micro-ondas e lasers), que dependem da propagação de ondas eletromagnéticas irradiadas no espaço, a tecnologia IPT confina a energia reativa na região próxima aos acopladores.

Esta característica permite elevados níveis de eficiência e potência transferida, consolidando o IPT como a tecnologia dominante para o carregamento sem fio em distâncias curtas e médias (Rahman et al., 2024; Zamani et al., 2016).

O funcionamento de um enlace de IPT depende da ação complementar de dois fenômenos governados pelas leis fundamentais do eletromagnetismo (Viera, 2022):

1. **Geração do Campo Magnético** (fundamentada na Lei de Ampère): O processo de transmissão tem início quando uma corrente alternada (AC) de alta frequência percorre a bobina transmissora (primária). O princípio estabelecido pela Lei de Ampère determina que a circulação de uma corrente elétrica (I_{int}) em um meio de permeabilidade (μ_0) gera um campo magnético ($\vec{B}$) ao seu redor. No contexto do IPT, devido à natureza alternada e de alta frequência da corrente de excitação, o campo magnético resultante, $B(t)$, oscila continuamente no tempo, expandindo suas linhas de fluxo pelo meio circundante.

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{s} = \mu_0 \cdot I_{\text{int}} \quad (1)$$

2. **Indução e Transferência de Potência** (fundamentada na Lei de Faraday-Lenz): O acoplamento de energia ocorre quando uma bobina receptora (secundária) é posicionada dentro do alcance das linhas de fluxo deste campo magnético variável. A Lei da Indução de Faraday estabelece que a variação temporal do fluxo magnético ($\frac{d\Phi}{dt}$) que atravessa a área de uma espira ($d\vec{l}$) induz uma força eletromotriz ($\vec{E}$) em seus terminais. Concomitantemente, a Lei de Lenz rege o sentido dessa indução. Na prática do sistema IPT, é essa tensão induzida de forma magnética que gera a corrente capaz de alimentar a carga remota.

$$\oint \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (2)$$

A eficiência da transferência de energia entre as bobinas é governada essencialmente pelo coeficiente de acoplamento magnético (k) e pela indutância mútua (M) do sistema (Bouattour et al., 2015).

2.2. DESAFIOS DA ENERGIZAÇÃO SUBMARINA

Embora a tecnologia IPT solucione as vulnerabilidades associadas aos conectores físicos submersos, a sua transição do ambiente terrestre para o oceânico introduz obstáculos eletromagnéticos e mecânicos. O desafio central decorre diretamente das propriedades elétricas do ambiente: a água do mar é um meio altamente condutor, apresentando uma condutividade elétrica (σ) média de 4 a 5 S/m, em contraste direto com o ar, onde a condutividade é praticamente nula (Tian et al., 2010; Zou et al., 2022).

O princípio de funcionamento do IPT, a variação temporal do campo magnético, é a causa de sua maior limitação no oceano. De acordo com a Lei de Faraday, Equação 2, o campo magnético oscilante induz um campo elétrico, (E), circulante (Tian *et al.*, 2019). Em um meio condutor, este campo elétrico, pela Lei de Ohm, Equação 3, gera um fluxo de corrente elétrica (J) no próprio meio: as correntes parasitas (Tian *et al.*, 2010; Zou *et al.*, 2022).

$$J = \sigma(E) \quad (3)$$

Essas correntes parasitas têm dois efeitos indesejados:

1. **Perdas por Dissipação:** As correntes dissipam energia como calor na água, conforme demonstrado na Equação 4. Esta potência é extraída do transmissor e perdida para o ambiente antes de atingir o receptor, reduzindo a eficiência (Tian *et al.*, 2010; Zou *et al.*, 2022).

$$P_{\text{perda}} = \int_V (\sigma |E|^2) dV \quad (4)$$

2. **Efeito de Blindagem:** Pela Lei de Ampère, as correntes parasitas geram seu próprio campo magnético, que se opõe ao campo primário. Isso atenua o fluxo magnético que alcança o receptor, diminuindo o coeficiente de acoplamento (Zou *et al.*, 2022).

Por fim, a elevada condutividade elétrica da água, combinada com a elevação extrema da pressão hidrostática em grandes profundidades, facilita a ocorrência de falhas no isolamento das bobinas. Esta vulnerabilidade impõe o desenvolvimento de um encapsulamento mecânico e eletromagnético altamente robusto (Liu, 2024).

Os materiais de revestimento não só devem suportar elevadas pressões hidrostáticas sem deformação ou infiltração, como também têm de garantir uma separação física (isolamento dielétrico) suficiente para impedir a formação de arcos voltaicos entre o sistema e o meio salino circundante (Bana *et al.*, 2015; Zou *et al.*, 2022).

2.3. PROJETO DE BOBINAS PARA TRANSMISSÃO INDUTIVA RESSONANTE

O projeto dos acopladores magnéticos (bobinas) para um sistema de transmissão indutiva é uma etapa de otimização que busca maximizar a Figura de Mérito do sistema, FoM, definida na Equação 5 (Li; Mi, 2016).

$$\text{FoM} = k \cdot Q \quad (5)$$

O Fator de Qualidade (Q), é uma medida da eficiência energética intrínseca do indutor, definida como a razão entre a energia reativa armazenada no campo magnético e a energia real dissipada por ciclo na resistência do condutor, conforme expresso na Equação 6 (Viera, 2022). Esta figura de mérito, que é o produto do coeficiente de acoplamento e do fator de qualidade, é fundamental pois ela governa diretamente a eficiência máxima alcançável pelo sistema, conforme será detalhado na seção 2.4.

$$Q = \frac{\omega L}{R_{AC}} \quad (6)$$

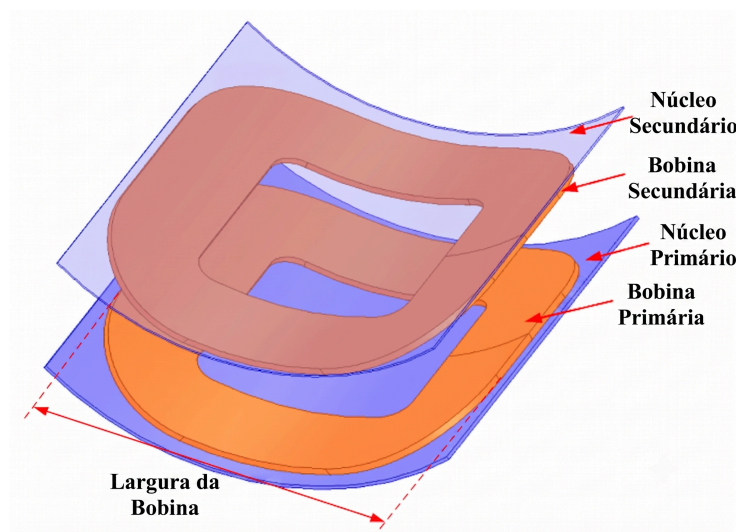
A maximização de Q depende da construção física do acoplador, a Figura 3 exemplifica um estratégia de design feito para maximizar o coeficiente de acoplamento das bobinas, através da angulação do plano de construção das mesmas.

Enquanto a frequência angular (ω) é um parâmetro de operação do sistema, a indutância (L) e a resistência em corrente alternada (R_{AC}) são determinadas pela geometria da bobina e pelos materiais utilizados.

A indutância é proporcional ao quadrado do número de espiras (N^2) e à permeabilidade do caminho magnético (μ) como demonstrado na Equação 7. No entanto, o aumento do número de espiras para elevar L também incrementa o comprimento do condutor e, consequentemente, a resistência ôhmica.

$$L = \frac{N^2 \mu A}{l} \quad (7)$$

Figura 3 – Topologia angular explorada como solução para o aumento do coeficiente de acoplamento entre as bobinas



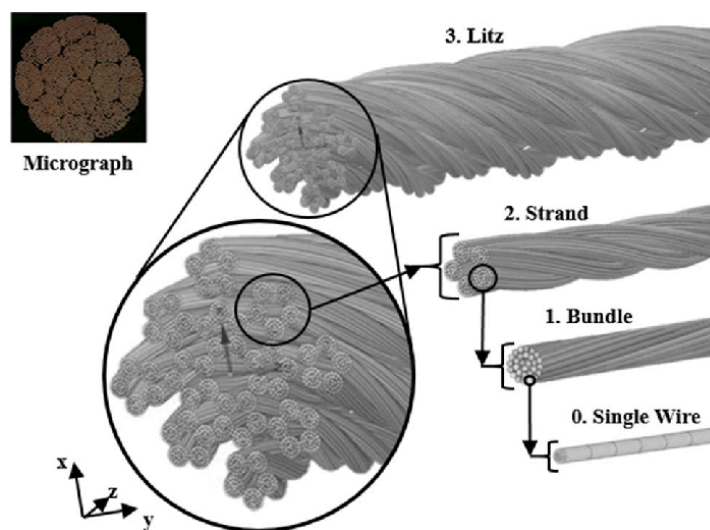
Fonte: Wang, Di *et al.* 2022, p. 05

Em altas frequências, a resistência R_{AC} torna-se significativamente maior que a resistência em corrente contínua devido a dois fenômenos eletromagnéticos (Li; Mi, 2016; Viera, 2022):

1. **Efeito Pelicular** (*Skin Effect*): A corrente AC tende a fluir apenas na superfície do condutor em altas frequências, reduzindo a área de seção transversal efetiva disponível para a condução.
2. **Efeito de Proximidade** (*Proximity Effect*): O campo magnético variável gerado por uma espira induz correntes parasitas nas espiras adjacentes, forçando a distribuição de corrente a se concentrar em regiões ainda menores do condutor, o que eleva drasticamente a resistência.

Para mitigar essas perdas e manter R_{AC} baixa, utiliza-se o Fio de Litz. Este condutor é composto por múltiplos filamentos de cobre finos, individualmente isolados e trançados, como demonstrado na Figura 4 (Viera, 2022). A transposição dos filamentos força a corrente a se distribuir uniformemente por toda a seção transversal do cabo, reduzindo significativamente os efeitos pelicular e de proximidade.

Figura 4 – Representação da construção dos múltiplos filamentos do fio Litz.



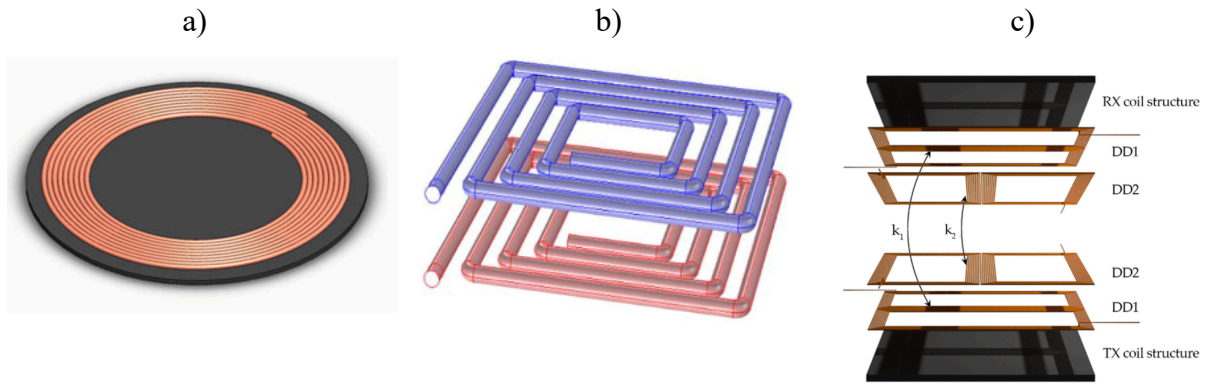
Fonte: Weigelt. 2020, p. 3

O impacto do fator de qualidade estende-se além da eficiência, influenciando diretamente o comportamento de um circuito ressonante. Em um sistema IPT compensado, a ressonância gera um ganho de tensão passivo sobre os elementos reativos. A tensão através do capacitor de compensação (V_C) ou do indutor (V_L) pode ser aproximada por Q vezes a tensão de alimentação do tanque ressonante (Viera, 2022).

Um alto valor de Q é desejável para aumentar a intensidade do campo magnético com uma menor corrente de entrada, permitindo a transferência de potência através de grandes entreferros (baixo k). Contudo, esse ganho de tensão impõe um limite prático ao projeto: valores excessivamente altos de Q resultam em tensões extremas sobre os capacitores de compensação e sobre o isolamento das bobinas, aumentando o risco de ruptura dielétrica, especialmente em ambientes subaquáticos onde a água salgada reduz a rigidez dielétrica do meio (Bana *et al.*, 2015; Zou *et al.*, 2022). Portanto, o projeto das bobinas para IPT deve balancear a maximização de Q para eficiência com os limites de tensão suportáveis pelos componentes físicos do sistema.

Além da variação dimensional e angular, a seleção do formato geométrico das bobinas altera a distribuição tridimensional do fluxo magnético e a tolerância a desalinhamentos (Bouanou, 2022), diversos formatos são estudados na literatura como apresentado na Figura 5. O formato circular destaca-se por sua simetria radial, que proporciona a maior autoindutância por comprimento de condutor, minimizando a resistência R_{AC} e elevando o fator de qualidade, além de garantir um acoplamento ideal quando perfeitamente centralizado (Bouanou, 2022).

Figura 5 – Diferentes formatos de bobinas: a) Circular plana, b) Quadrada plana e c) *Double-D*.



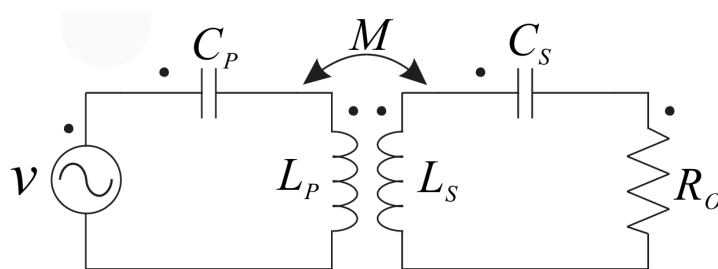
Fonte: a) Triviño-Cabrera (2020), b) Shehata (2022) e c) Prosen (2022).

Já as geometrias quadradas e retangulares expandem a área de interceptação geométrica do fluxo, sendo a topologia retangular ideal para estender a tolerância direcional ao longo de um único eixo de deslocamento (Shehata, 2022). Em contrapartida, estruturas polarizadas avançadas, como a *Double-D* (DD), alteram o perfil intrínseco do campo ao gerar componentes direcionais de fluxo paralelos à superfície do acoplador, o que restringe o fluxo de dispersão traseiro e expande significativamente a interceptação de fluxo útil, garantindo maior estabilidade regulatória e tolerância a severos deslocamentos espaciais (Prosen, 2022).

2.4. IMPACTO DA INDUTÂNCIA MÚTUA E DO COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO ELETROMAGNÉTICO NO SISTEMA

A capacidade de um sistema IPT transferir potência é governada pela indutância mútua, o parâmetro que descreve a interação do fluxo magnético entre os acopladores. Para normalizar este valor em relação às propriedades individuais das bobinas (L_p e L_s), utiliza-se o coeficiente de acoplamento, um parâmetro geométrico adimensional onde $0 < k < 1$ (Debbou *et al.*, 2018; Viera, 2022), conforme a Equação 8.

Figura 6 – Circuito equivalente do sistema de transmissão indutiva ressonante na topologia série-série.



Fonte: Viera (2022)

$$M = k\sqrt{L_p L_s} \quad (8)$$

Como demonstrado na seção anterior, a Figura de Mérito ($FoM = k \cdot Q$) é o indicador-chave do desempenho do sistema. A eficiência máxima teórica ($\eta_{\max}$) que um sistema ressonante série-série, exemplificado na Figura 6, pode atingir é uma função direta das variáveis da FoM, o coeficiente de acoplamento e o fator de qualidade das bobinas (Li; Mi, 2016), como expresso na Equação 9.

$$\eta_{\max} = \frac{(k\sqrt{Q_1 Q_2})^2}{\left(1 + \sqrt{1 + (k\sqrt{Q_1 Q_2})^2}\right)^2} \quad (9)$$

A Equação 9 revela que, mesmo com bobinas de altíssimo fator de qualidade, a eficiência da transferência é drasticamente dependente do coeficiente de acoplamento. Em aplicações práticas, k nunca é um valor ideal ou estático; ele é extremamente sensível a fatores ambientais e geométricos, que representam o maior desafio de engenharia para sistemas IPT de recarga (Wang *et al.*, 2022; Zou *et al.*, 2022).

O primeiro fator prejudicial é o próprio meio de operação. Conforme discutido na seção 2.2, a água salgada é um meio condutor. As correntes parasitas induzidas no meio, pela Lei de Lenz, geram um campo magnético que se opõe ao campo primário. Esse efeito de blindagem (*Shielding*) atenua o fluxo magnético que alcança o receptor, resultando em uma redução efetiva da indutância mútua e, conseqüentemente, de k , quando comparado à operação no ar (Tian *et al.*, 2019; Zou *et al.*, 2022).

O segundo, e mais crítico fator em sistemas móveis, é o desalinhamento (Budhia *et al.*, 2013). O coeficiente de acoplamento é maximizado apenas quando as bobinas estão perfeitamente coaxiais. O desalinhamento é categorizado em dois tipos:

1. **Desalinhamento Lateral:** Ocorre quando os centros das bobinas se deslocam lateralmente. À medida que a sobreposição geométrica diminui, k decai abruptamente (Li; Mi, 2016).
2. **Desalinhamento Angular:** Ocorre quando uma bobina está inclinada em relação à outra. Isso reduz a área de fluxo perpendicular que concatena a bobina receptora, também diminuindo k (Zhang *et al.*, 2019).

A variação na indutância mútua não afeta apenas a eficiência máxima; ela altera fundamentalmente o comportamento elétrico de todo o sistema. Em um circuito IPT, o lado primário (transmissor) não percebe a carga da bateria (R_L) diretamente. Em vez disso, a impedância total do circuito secundário (Z_S) é refletida para o primário através do campo magnético.

Essa Impedância Refletida (Z_r) é a principal forma como o transmissor detecta a presença do receptor e a quantidade de potência sendo drenada. A magnitude de Z_r é proporcional ao quadrado da frequência angular (ω) e ao quadrado da indutância mútua, e inversamente proporcional à impedância total do secundário (Z_S) como demonstrado na Equação 10 (Debbou, 2018; Viera, 2022).

$$Z_r = \frac{(Mw)^2}{Z_t} \quad (10)$$

O comportamento do sistema é, portanto, criticamente dependente dessa impedância refletida. Quando o sistema está bem alinhado (M é alto), Z_r é significativa. O inversor primário percebe essa carga refletida e a corrente de entrada (I_P) se ajusta para fornecer a potência demandada.

Contudo, quando ocorre um desalinhamento (M diminui), a impedância refletida (Z_r) sofre uma queda quadrática (pois $Z_r \propto M^2$). O lado primário subitamente perde a percepção da carga. Se o inversor continuar a aplicar a mesma tensão de entrada (V_P) a um circuito ressonante cuja carga refletida desapareceu, a impedância total de entrada (Z_{ϵ}) cai para um valor perigosamente baixo (limitado apenas pela resistência R_{AC} da bobina primária).

Pela Lei de Ohm, uma impedância de entrada muito baixa resulta em uma corrente de entrada (I_P) excessivamente alta, podendo sobrecarregar e destruir os componentes do sistema (Deboou *et al.*, 2018). Este fenômeno exige que o sistema de compensação e o controle do inversor sejam projetados não apenas para alta eficiência, mas também para garantir a robustez contra variações de k .

2.5. COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA

O projeto bem-sucedido de um sistema IPT não depende apenas da física do acoplamento magnético, mas fundamentalmente da gestão da energia reativa no circuito. Em sua forma bruta, o sistema de acoplamento é composto por duas bobinas que, em aplicações práticas, possuem um baixo coeficiente de acoplamento ($k \ll 1$) devido ao entreferro de operação. Este acoplamento fraco resulta em uma alta indutância de dispersão, que é a porção do fluxo magnético que não concatena com a outra bobina (Viera, 2022).

Do ponto de vista da fonte de alimentação, a alta indutância de dispersão faz com que o sistema se comporte como uma grande carga indutiva. Sem contramedidas, o circuito apresentaria um fator de potência baixíssimo, próximo de zero ($\cos \varphi \approx 0$) (Li; Mi, 2016). Isso exigiria que o inversor processasse uma potência aparente muito elevada para conseguir transferir uma potência real pequena para a carga.

Devido a esta potência aparente, a alta corrente reativa necessária para energizar o campo magnético circularia pelo inversor e pela bobina primária, causando grandes perdas de potência e exigindo componentes (como MOSFETs e cabos) superdimensionados e caros.

A solução utilizada para este problema é a compensação de potência reativa. Esta técnica consiste em adicionar capacitores aos circuitos primário e secundário para formar tanques ressonantes LC. Ao operar o sistema na frequência de ressonância (ω_0), definida pela Equação 11, a reatância indutiva (X_L) das bobinas é precisamente cancelada pela reatância capacitiva (X_C) dos capacitores (Viera, 2022).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (11)$$

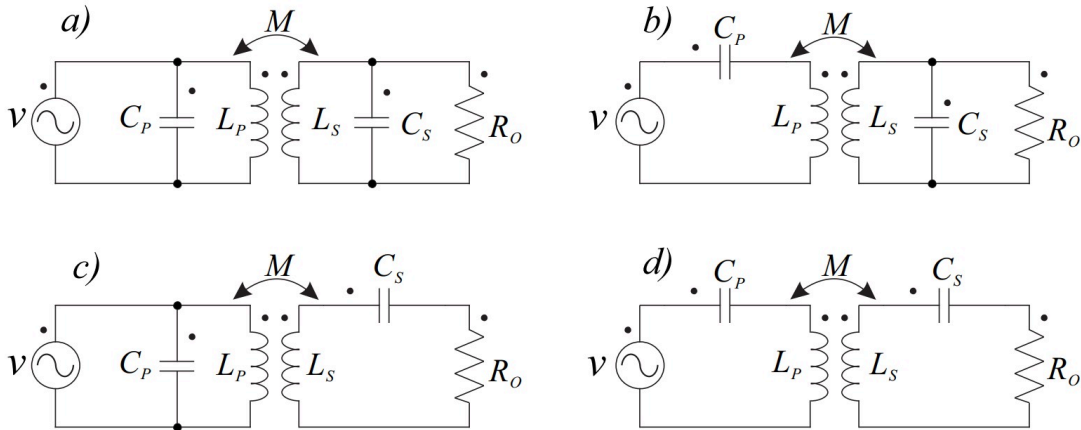
O cancelamento das reatâncias transforma a impedância vista pelo inversor, fazendo com que a carga aparente seja puramente resistiva. Isso alcança simultaneamente dois objetivos cruciais para a viabilidade do IPT:

1. Correção do Fator de Potência: O fator de potência é corrigido para próximo da unidade, tornando o ângulo entre a corrente e tensão do lado primário aproximadamente 0 ($\cos \varphi \approx 1$), garantindo que a fonte entregue em maior parte potência real e minimizando a corrente de entrada para uma dada potência transferida (Debbou, 2018).
2. Minimização das Perdas por Condução: Ao reduzir a corrente de entrada, as perdas ôhmicas ($I^2 R$) nos enrolamentos das bobinas e nas chaves do inversor, diminuem (Viera, 2022).

2.5.1. Topologias de Compensação

A escolha da topologia de compensação dita o comportamento do sistema em resposta a variações de carga e de (k). A compensação é classificada pela conexão do capacitor (Série ou Paralelo) nos lados primário e secundário, resultando em quatro topologias básicas: Série-Série (SS), Série-Paralelo (SP), Paralelo-Série (PS) e Paralelo-Paralelo (PP) (Li; Mi, 2016), na Figura 7 pode-se observar o circuito equivalente dessas topologias.

Figura 7 – Principais topologias de compensação utilizadas em sistemas de transmissão de energia de forma indutiva. Em a) PP, b) SP, c) PS e d) SS



Fonte: Viera, 2022, p. 48

A principal distinção reside em como cada topologia interage com a carga e com a fonte de alimentação do primário. Nas configurações com um capacitor em paralelo no lado secundário, que abrangem as topologias Série-Paralelo e Paralelo-Paralelo, a rede atua modificando a característica do circuito para operar como uma fonte de tensão para a saída. Na topologia SP, a associação em série no primário minimiza a impedância de entrada na ressonância, o que facilita

o acionamento direto por inversores de tensão. No entanto, a indutância refletida introduz uma componente reativa que altera a sintonia primária se o coeficiente de acoplamento variar.

Na topologia PP, a presença de capacitores em paralelo em ambos os lados eleva significativamente a impedância de entrada sob ressonância, demandando que o inversor seja alimentado por uma fonte de corrente ou por meio de um indutor de casamento adicional para evitar picos de corrente destrutivos durante as comutações (Li; Mi, 2016). Em ambos os casos (SP e PP), os circuitos exibem uma frequência de ressonância que é dependente da resistência da carga.

Esta característica é indesejável para aplicações de recarga de baterias, pois a impedância da bateria muda durante o ciclo de carga, exigindo um sistema de rastreamento de frequência para manter a operação ressonante (Viera, 2022).

Por outro lado, as topologias com o capacitor conectado em série no lado secundário, que compreendem as configurações Série-Série e Paralelo-Série, garantem que o circuito receptor permaneça sintonizado independentemente das condições da carga.

Na topologia PS, a disposição paralela do circuito primário oferece uma característica intrínseca de proteção: em cenários de total desalinhamento ou ausência do secundário (circuito aberto), a impedância total vista pela fonte aumenta, protegendo os semicondutores do inversor contra surtos de corrente (Li; Mi, 2016). Contudo, a sua frequência de ressonância primária varia de acordo com o coeficiente de acoplamento (Li; Mi, 2016).

A principal vantagem da topologia Série-Série é sua independência dupla frente aos parâmetros dinâmicos do sistema. Primeiramente, assim como a PS, a frequência de ressonância do circuito secundário é independente da carga. Em segundo lugar, a frequência de ressonância do circuito primário é também independente do coeficiente de acoplamento e da impedância refletida (Li; Mi, 2016).

Isso ocorre porque, operando exatamente na frequência de ressonância, a reatância refletida do secundário para o primário torna-se nula, fazendo com que o inversor enxergue uma carga puramente resistiva. Essa propriedade simplifica significativamente a malha de controle, permitindo que a frequência de ressonância do sistema seja definida por componentes passivos fixos, conforme as relações da Equação 12 que relaciona a capacitância equivalente dos capacitores de compensação (C_P e C_S) com L_P e L_S .

$$\begin{aligned} C_P &= \frac{1}{\omega_0^2 L_P} \\ C_S &= \frac{1}{\omega_0^2 L_S} \end{aligned} \tag{12}$$

Essa independência permite que o sistema opere em uma frequência fixa (ω_0) com alta eficiência, mesmo enquanto a resistência da bateria varia durante o ciclo de carga.

2.6. CONVERSORES ESTÁTICOS DE ENERGIA

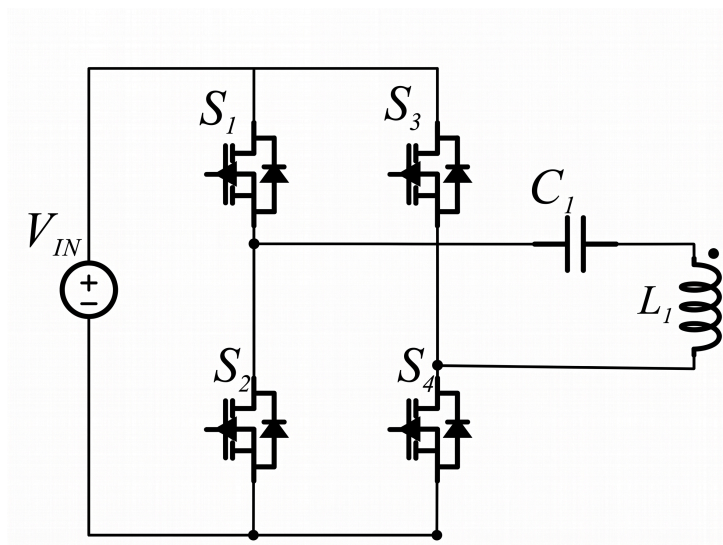
Os conversores estáticos de energia elétrica utilizam semicondutores operando como interruptores para processar e transferir potência (BARBI, 2006). Esses conversores são utilizados como interface entre partes de um sistema que necessitam de diferentes formatos de ondas de corrente e tensão (Viera, 2022).

2.6.1. Conversor CC-CA

Dentro da categoria dos conversores estáticos, os inversores são definidos como conversores responsáveis por transformar energia de corrente contínua (CC) para corrente alternada (CA) (Barbi, 2022).

Em um sistema de IPT em ambiente subaquático, o inversor atua como a interface direta entre a fonte de alimentação e a bobina transmissora como apresentado na Figura 8. Dado que os veículos subaquáticos responsáveis por fornecer a recarga (como ROVs ou AUVs) operam tipicamente com barramentos alimentados por bancos de baterias de corrente contínua, o inversor é utilizado para converter a energia armazenada nestes veículos em um sinal alternado.

Figura 8 – Circuito exemplo de um inversor monofásico conectado na bobina primária.



Fonte: Viera, 2022, p. 58

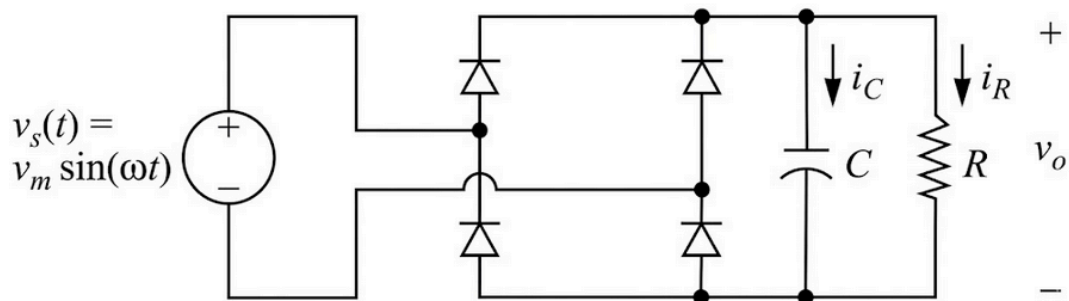
A importância deste conversor no sistema baseia-se no princípio físico da indução eletromagnética, que exige um campo magnético variante no tempo para transferir energia para o circuito secundário. É o inversor que gera o sinal responsável por criar este campo. Adicionalmente, através de técnicas de modulação, o inversor permite o ajuste de frequência e tensão do sistema, garantindo a operação em ressonância e compensando alterações de impedância causadas pelo desalinhamento das bobinas ou pelo meio aquático.

2.6.2. Conversor CA-CC

Conversores estáticos de potência projetados para converter energia de corrente alternada em corrente contínua são denominados retificadores (Barbi, 2006). A sua operação baseia-se no chaveamento de dispositivos semicondutores, que controlam e direcionam o fluxo de corrente elétrica transformando a energia alternada na entrada do circuito em energia contínua para a carga (Barbi, 2006).

Na configuração de onda completa, presente neste trabalho, apresentada na Figura 9, o circuito atua durante os dois semiciclos do sinal alternado de entrada, resultando em uma tensão quase contínua e com menor ondulação (*ripple*) na saída (Barbi, 2006).

Figura 9 – Circuito exemplo de um retificador monofásico de onda completa com filtro capacitivo.



Fonte: Hart, 2011, p. 123

No sistema de IPT, o retificador atua como a interface direta entre a bobina receptora e a carga final, visto que a energia transmitida chega em seu formato alternado no lado secundário. E como os OBNs armazenam energia em baterias que operam em corrente contínua, o retificador é utilizado para converter a energia alternada induzida em seu formato contínuo para possibilitar o recarregamento destas baterias.

3. MATERIAIS

O sistema de transmissão de energia sem fio apresentado neste trabalho, foi desenvolvido durante o curso do projeto OBNZip. Sendo um trabalho conjunto entre LISHA (Laboratório de Integração Software e Hardware), LASIN (Laboratório de Simulação Naval), LVA (Laboratório de Vibrações e Acústica) e Petrobras.

Este projeto teve como objetivo investigar, a possibilidade de aplicar técnicas de Inteligência Artificial dentro do paradigma da Internet das Coisas para comprimir dados sísmicos produzidos por Nós de Fundo Oceânico (OBNs), alternativas para gerenciar eficientemente o orçamento de energia desses nós, bem como soluções para que eles se comuniquem entre si, com veículos subaquáticos e embarcações de superfície.

A presente seção detalha a metodologia de dimensionamento, especificação e construção física de todos os subsistemas necessários para a materialização do protótipo de recarga sem fio por indução. Serão apresentados, de forma sequencial, os projetos analíticos e construtivos das bobinas de acoplamento magnético e suas respectivas redes de compensação, seguidos pelas características da fonte de alimentação, o dimensionamento da ponte retificadora e da carga resistiva equivalente. Por fim, serão descritos a arquitetura do inversor, a estratégia de controle por mudança de fase implementada no controlador, o sistema de monitoramento de grandezas elétricas e a estrutura mecânica desenvolvida para garantir o posicionamento dos acopladores durante os testes de bancada.

Para o projeto do sistema de transmissão indutiva de potência, foi tomado como base o OBN de modelo inApril A3000, apresentado na Figura 10.

Figura 10 – OBN modelo A3000 da empresa inApril.



Fonte: inApril, 2023, p. 1

Conforme as especificações do OBN modelo inApril A3000, o equipamento opera com um banco de baterias cuja tensão máxima de barramento atinge 72 V. A capacidade energética adotada para o dispositivo foi de 1200 Wh, diretriz estipulada em alinhamento com os parâmetros da Petrobras. Este valor de energia foi estimado por meio de um cálculo indireto, fundamentado no peso físico destinado ao compartimento de baterias do nó sísmico e na densidade energética característica da tecnologia de íons de lítio (Li-ion) tipicamente empregada

nestes sensores submarinos. Aliado a esses parâmetros, delimitou-se como premissa operacional um tempo máximo de recarga completa de uma hora. A partir destas condições de contorno, foram definidos os requisitos técnicos de projeto apresentados na Tabela 1.

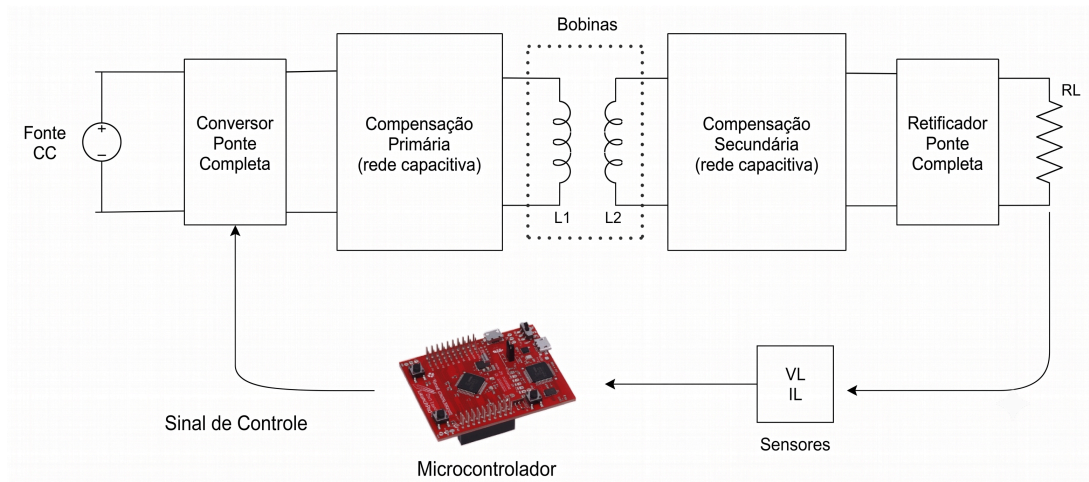
Tabela 1 – Requisitos técnicos do sistema de transmissão indutiva de potência

Potência máxima de saída	1200 W
Topologia de Compensação	Série-Série
Tensão de barramento	72 V
Tensão de saída	72 V
Frequência de operação	85 kHz
Característica de saída	Corrente constante (CC)

Fonte: Autor (2026).

Com estes requisitos, o sistema foi definido com os componentes e conexões apresentados na Figura 11.

Figura 11 – Diagrama do sistema de transmissão indutiva de potência.



Fonte: Autor (2026).

3.1. BOBINAS

Após a definição dos componentes e requisitos do sistema, foi iniciado o projeto analítico dos acopladores magnéticos. Para o dimensionamento das bobinas, adotou-se a modelagem matemática estabelecida por Pascoal (2022).

Como as variáveis geométricas, elétricas e magnéticas desse sistema são interdependentes, o conjunto de equações dessa metodologia foi implementado em um algoritmo computacional desenvolvido em *Python*, cujo objetivo é calcular e validar iterativamente as dimensões físicas finais do indutor a partir das restrições de projeto. O fluxo analítico desse

algoritmo inicia-se pela determinação da indutância necessária para a operação do circuito secundário, calculada através da Equação 13.

$$L_2 = \frac{Q_s R_{oe}}{\omega_0} \quad (13)$$

Onde Q_s é o fator de qualidade do sistema, cujo valor foi fixado em 4 conforme proposto nas diretrizes de projeto de (Viera, 2022). A variável ω_0 representa a frequência angular do circuito, expressa pela Equação 14.

$$\omega_0 = 2\pi f \quad (14)$$

Sendo f a frequência linear de operação e R_{oe} a resistência equivalente vista na entrada do circuito retificador, determinada pela Equação 15.

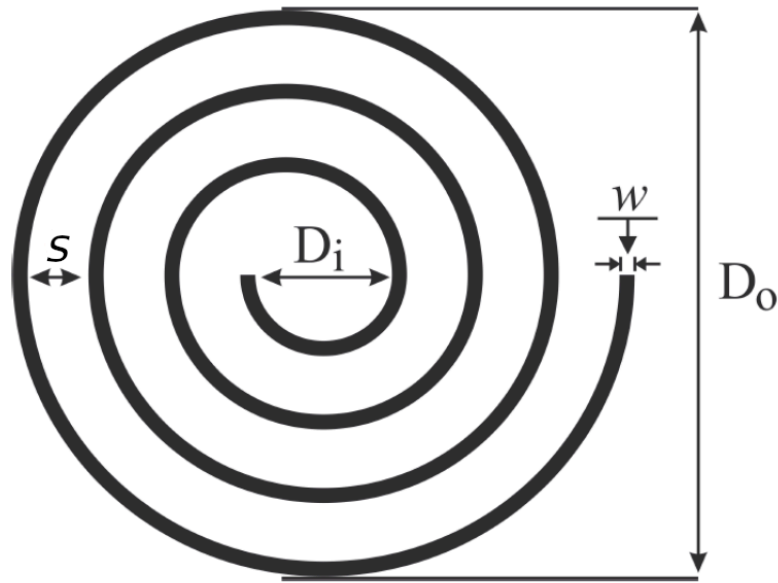
$$R_{oe} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_o^2}{P_o} \quad (15)$$

Uma vez calculada a indutância própria necessária para o equilíbrio do circuito, a indutância mútua do enlace pode ser prevista através da Equação 16, assumindo-se condições simétricas nas quais ambas as bobinas possuem o mesmo valor indutivo nominal.

$$M = L \cdot k \quad (16)$$

A variável k representa o coeficiente de acoplamento magnético entre as bobinas. Para este projeto, adotou-se o valor típico de 0,2, em conformidade com as recomendações práticas de (Pascoal, 2022). A partir do estabelecimento desses parâmetros energéticos e magnéticos pelo código, o algoritmo prossegue para o dimensionamento geométrico dos indutores. Para tanto, selecionou-se a topologia circular plana, cujo arranjo geométrico está ilustrado na Figura 12.

Figura 12 – Topologia das bobinas adotada para o projeto.



Fonte: Pascoal. 2022, p. 4.

A escolha dessa geometria justifica-se por sua simetria intrínseca, que promove uma distribuição uniforme do fluxo magnético (Pascoal, 2022). Essa característica assegura uma transferência de potência estável em termos de direcionamento de fluxo, minimizando variações abruptas e, conseqüentemente, reduzindo o estresse elétrico sobre os componentes semicondutores e passivos do lado secundário (Viera, 2022).

Os limites físicos para a otimização geométrica foram ditados pelas restrições de espaço da aplicação. Considerando o tamanho comercial do sensor OBN modelo inApril A3000, que possui 31,6 cm de largura e 28,9 cm de comprimento (inApril, 2023), o diâmetro externo máximo (D_o) da bobina secundária foi estritamente limitado a 28 cm para garantir a integridade do acoplamento mecânico.

A relação matemática que vincula os aspectos construtivos à indutância própria (L) de uma bobina circular plana engloba a permeabilidade magnética do vácuo ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7} H/m$), o número de espiras e os diâmetros interno e externo, conforme demonstrado na Equação 17.

$$L = \frac{\mu_0 N^2 (D_o + D_i)}{4} \left[\ln \frac{2,46}{\varphi} + 0,2\varphi^2 \right] \quad (17)$$

Na qual o fator de forma dimensional φ é determinado pela relação entre os diâmetros na Equação 18.

$$\varphi = \frac{D_o - D_i}{D_o + D_i} \quad (18)$$

O diâmetro externo (D_o) máximo é condicionado ao envelope físico do OBN, o diâmetro interno (D_i) deve obedecer rigorosamente à restrição de empacotamento das espiras descrita na Equação 19.

$$D_i = D_o - (2wN) - (2s(N - 1)) \quad (19)$$

Nessa expressão, w corresponde ao diâmetro total do condutor, s ao espaçamento entre as espiras e N ao número total de voltas. Esses parâmetros construtivos são derivados do dimensionamento elétrico do condutor. Para este projeto, especificou-se o uso de fio do tipo Litz, projetado para suportar uma corrente máxima de 25 A sob uma frequência de operação de 85 kHz.

A frequência linear de 85 kHz foi adotada por ser o padrão normatizado para aplicações de transferência de energia sem fio de alta potência conforme a norma SAE (Sociedade de Engenharia Automotiva) J2954, permitindo a continuidade direta da metodologia analítica de Pascoal (2022) sem a necessidade de readaptação de outras variáveis de controle dependentes. A especificação da corrente de 25 A baseou-se na capacidade necessária para atingir a potência de 1200 W sob uma tensão de entrada de 72 V, acrescida de uma margem de segurança de 50% projetada para resguardar a integridade térmica dos condutores durante regimes de carga rápida.

Para a frequência operacional de 85 kHz, Pascoal (2022) recomenda o uso de filamentos AWG 38, equivalentes a uma área de seção transversal de 0,008 mm² (ou 0,1016 mm de diâmetro individual). Visando mitigar o aquecimento excessivo por efeito Joule em ambiente subaquático, estabeleceu-se uma densidade de corrente limite de 3,5 A/mm². A partir desses dados, o número mínimo de filamentos necessários para o cabo Litz foi determinado pela Equação 20.

$$N_{\text{strands}} = \frac{I_{\text{litz}}}{x} = 893 \text{ strands} \quad (20)$$

Sendo x o produto entre a densidade de corrente adotada e a área de seção transversal de um único filamento. O montante obtido foi arredondado para o múltiplo de 10 superior mais próximo, visando viabilizar a aquisição comercial do condutor. Com o número final de filamentos e seus respectivos diâmetros, o algoritmo define o diâmetro total do condutor (w).

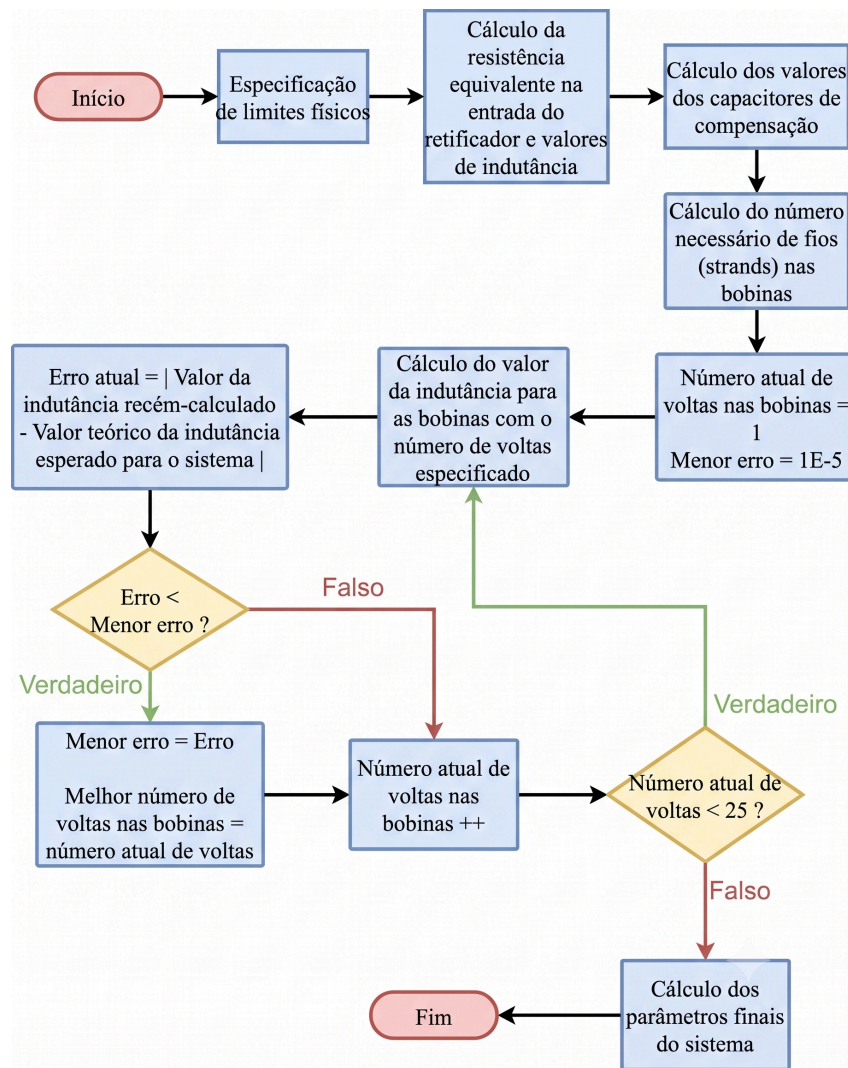
Em relação ao espaçamento entre espiras (s), embora formulações teóricas indiquem que o valor ideal deve ser nulo para maximizar a indutância mútua Aditya (2016), adotou-se a restrição de 1 mm no algoritmo para absorver as tolerâncias de fabricação e imperfeições inerentes ao processo de bobinagem manual.

Com todas as variáveis e restrições de contorno consolidadas, o algoritmo em *Python* resolve numericamente a Equação 17 para isolar e determinar o número necessário de espiras (N). Consequentemente, o diâmetro interno final (D_i) é extraído via Equação 19 e o comprimento linear total do condutor necessário para a manufatura é calculado através da Equação 21.

$$l = \frac{\pi N(D_o + D_i)}{2} \quad (21)$$

A execução computacional ordenada de toda a modelagem matemática apresentada foi realizada por meio do algoritmo em *Python*, cujo fluxograma metodológico e lógica estrutural estão exemplificados na Figura 13.

Figura 13 – Diagrama do algoritmo implementado em *Python* para calcular o dimensionamento das bobinas.



Fonte: Autor (2026).

Os parâmetros construtivos ótimos gerados pelas saídas do algoritmo estão consolidados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros construtivos e qualitativos obtidos através do algoritmo.

Parâmetros	Valores	Unidade
Indutância (L)	26,26	μH
Número de espiras (N)	8	–
Diâmetro externo (D_o)	250	mm
Diâmetro interno (D_i)	192,77	mm
Comprimento do fio (l)	5,56	m
Resistência equivalente	8,65	$\text{m}\Omega$
Fator de Qualidade (Q)	1618,96	–

Fonte: Autor (2026).

Devido à indisponibilidade comercial nacional deste tipo de fio, foi necessário importar o material. A combinação de AWG e número de filamentos mais próxima do calculado foi AWG 38 com 630 filamentos, assim foi adquirido o fio de tipo Litz apresentado na Figura 14.

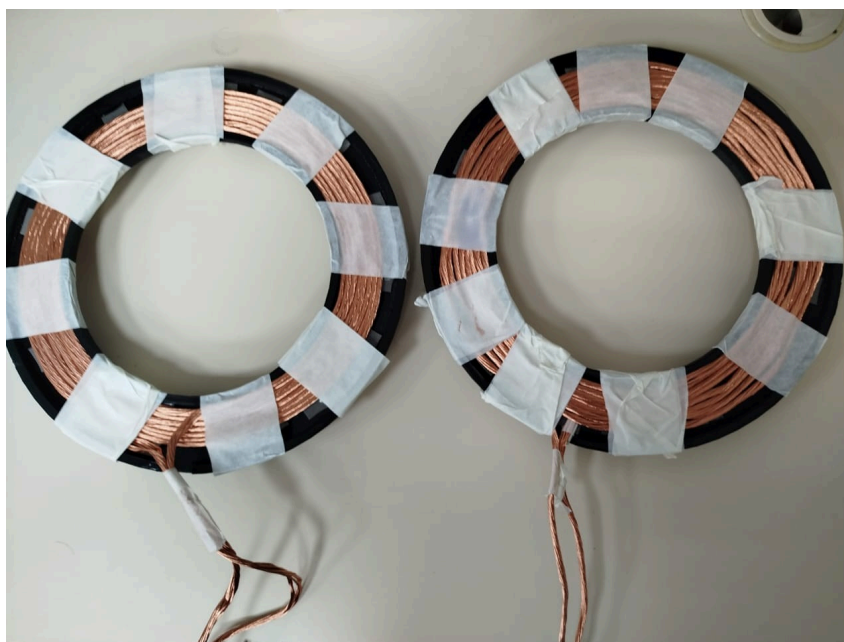
Figura 14 – Fio Litz utilizado na construção das bobinas.



Fonte: Autor (2026).

Para a materialização física dos indutores de acordo com as dimensões calculadas, foi projetado e fabricado, via impressão 3D, uma matriz estrutural guia contendo os canais de alojamento para o cabo. Utilizando material colante de fixação, o fio Litz foi acomodado no interior dessa estrutura, resultando nos protótipos exibidos na Figura 15.

Figura 15 – Bobinas construídas de acordo com os parâmetros de construção calculados.

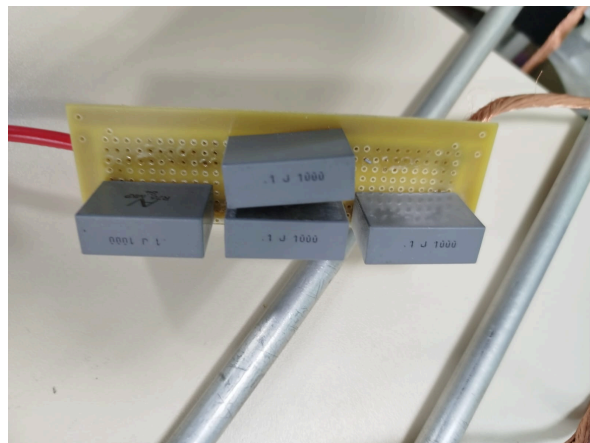
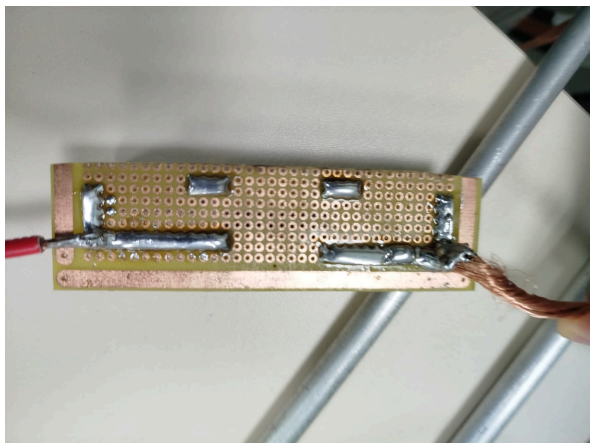


Fonte: Autor (2026).

3.2. REDE DE COMPENSAÇÃO

Com o valor de indutância das bobinas, de $26,26 \mu H$, já obtidos, foi utilizada a Equação 11 para obter o valor necessário de capacitância das redes de compensação. Que resultou em $133,5 \text{ nF}$ de capacitância em cada rede. Para atingir estes valores foram usados 4 capacitores com $0,1 \mu F$ conectados 3 em série, e este arranjo foi conectado em paralelo com o quarto capacitor como demonstrado na Figura 16.

Figura 16 – Fotografia das redes de compensação capacitiva construídas para atingir a frequência de ressonância definida.



Fonte: Autor (2026).

3.3. FONTE DE ENTRADA

A escolha da fonte foi feita de acordo com a tensão de carregamento da bateria do OBN definida de 72 V e a potência necessária para uma hora de carregamento de 1200 W . Não foi possível encontrar uma fonte que atendesse estes dois parâmetros, devido a isto foi tomada a decisão de diminuir a tensão do sistema para 48 V visto que este valor possuía maior disponibilidade comercial.

Como citado em (inApril, 2023), a tensão de carregamento da bateria do OBN pode variar de 36 V a 72 V , permitindo a utilização da tensão de 48 V . Com isto foi adquirida comercialmente a fonte apresentada na Figura 17, com tensão de saída de 48 V , potência de 1200 W e corrente de saída de 25 A .

Figura 17 – Fonte adquirida comercialmente para ser utilizada como alimentação no inversor do sistema.

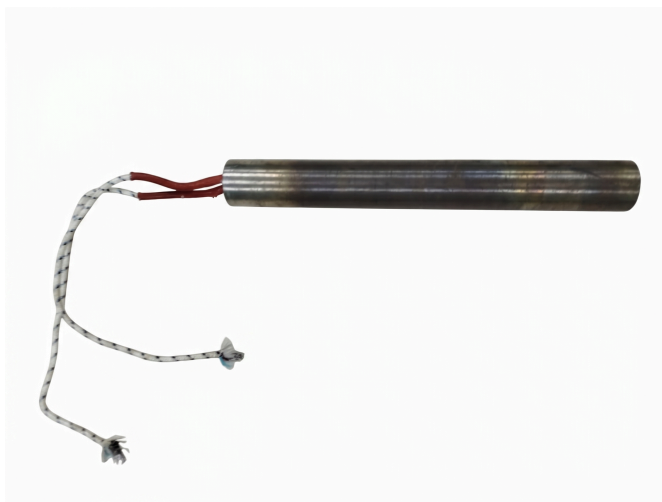


Fonte: Autor (2026).

3.4. CARGA RESISTIVA

A carga resistiva para os testes deve permitir um consumo de até 1200 W , então deve ser termicamente resistente devido a corrente esperada dos testes de 25 A e possuir um valor de resistência que de acordo com a tensão da fonte de entrada 48 V dissipe 1200 W . Primeiramente, devido a disponibilidade foi utilizada uma carga de $44\ \Omega$ e 900 W apresentada na Figura 18 para verificar se o sistema estava funcional, este valor de resistência implica certas mudanças de comportamento no sistema de transmissão de energia sem fio que serão tratadas na seção 4.2.

Figura 18 – Carga com 44Ω e $900 W$ utilizada na validação do sistema.



Fonte: Autor (2026).

O valor de resistência necessário para atingir os $1200 W$ definidos é calculado através da Equação 22, que com uma tensão (V) de $48 V$ e uma potência (P) de $1200 W$, resultou em uma resistência necessária de $1,92 \Omega$.

$$R = \frac{V^2}{P} \quad (22)$$

Não foi possível encontrar comercialmente uma carga resistiva com este valor de resistência e o requisito de potência. A solução escolhida foi utilizar lâmpadas incandescentes de $12 V$ e $100 W$ e conectá-las de forma que entreguem a resistência necessária e aguentem a potência e tensão de saída do sistema. Utilizando a Equação 22 foi encontrado um valor de $1,44 \Omega$ de resistência em cada lâmpada, porém utilizando um multímetro FLUKE 115 True RMS foi observado que as lâmpadas não apresentavam o valor calculado e sua resistência variava entre cada lâmpada. Com isso as lâmpadas foram conectadas de forma iterativa até atingir o valor de resistência esperado, resultando em uma carga com resistência de $1,9 \Omega$ composta por 10 lâmpadas conectadas em série como apresentado na Figura 19.

Figura 19 – Arranjo de lâmpadas construído para atingir o valor de $1,9 \Omega$ de resistência.



Fonte: Autor (2025).

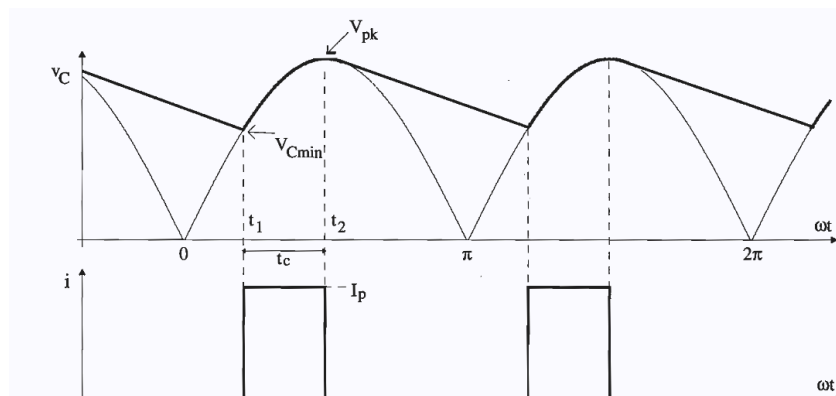
3.5. RETIFICADOR

Para projetar o retificador foi utilizada a Equação 23 de Barbi (2006), que relaciona a tensão de pico (V_{pk}) que chega na carga, a tensão mínima no filtro capacitivo ($V_{C_{min}}$), a frequência constante do sistema (f) e a potência de entrada do retificador (P_{in}).

$$C = \frac{P_{in}}{f(V_{pk}^2 - V_{C_{min}}^2)} \quad (23)$$

Como na bancada de testes será utilizada apenas uma carga resistiva, foi definido um *ripple* (ondulação) de tensão de 8% da tensão de pico. Segundo Barbi (2006), a diferença entre a V_{pk} e a $V_{C_{min}}$ é a ondulação de tensão que chega na carga, como apresentado na Figura 20. Tendo a relação entre a tensão de pico na carga e a tensão mínima no capacitor, é necessário estabelecer a tensão de pico esperada.

Figura 20 – Onda de tensão no capacitor e onda de corrente na saída da ponte retificadora.



Fonte: (Barbi, 2006, p. 248.).

A Equação 23 considera um valor de tensão de pico constante, porém o sistema desenvolvido considera um ambiente propício à variação do coeficiente de acoplamento, que impacta no valor da tensão de pico que chega a carga. Assim, foi utilizada a Equação 24 de Hart (2011), que estabelece a relação entre a tensão de ondulação (V_r) e a tensão de pico (V_{pk}) onde é possível observar a relação direta de proporcionalidade entre estas duas variáveis, o que implica que a ondulação será maior na maior tensão de pico.

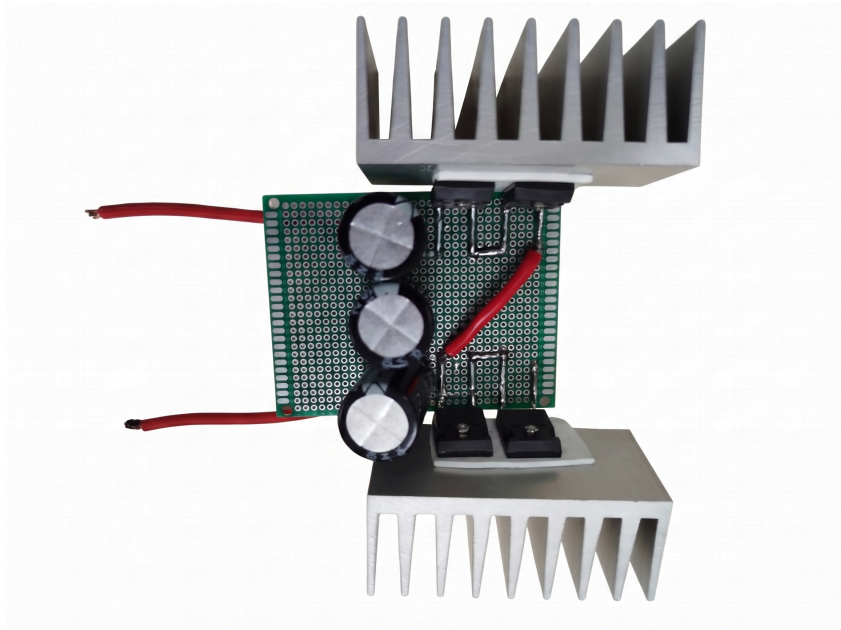
$$V_r = \frac{V_{pk}}{2fR_lC} \quad (24)$$

Como as bobinas definidas na seção 3.1, apresentam o mesmo número de espiras, não é esperado um ganho de tensão no lado secundário. Logo a tensão de pico definida foi o valor de tensão de entrada do primário de 48 V, a escolha este valor considera a ausência de perdas nos componentes do sistema e uma eficiência de transmissão de 100 % a fim de definir o maior nível de tensão esperado com uma margem de segurança.

Assim com o valor de tensão de pico definido de 48 V, a tensão mínima do capacitor sendo 44,16 V devido ao 8 % de *ripple*, a potência de entrada de 1200 W e a frequência constante do sistema de 85 kHz, foi utilizada a Equação 23 que resultou em um capacitor necessário de 40 μF .

A ponte retificadora foi montada utilizando diodos schottky BSDW20G120C2 com tolerância de 20 A e 1200 W (Bourns, 2023). E para atingir o valor de capacitância calculado, foram conectados 3 capacitores de 120 μF e 450 W como demonstrado na Figura 21. Com um multímetro FLUKE 115 True RMS, foi medida a capacitância equivalente de 39,7 μF .

Figura 21 – Retificador desenvolvido para o sistema de transmissão indutiva de potência.

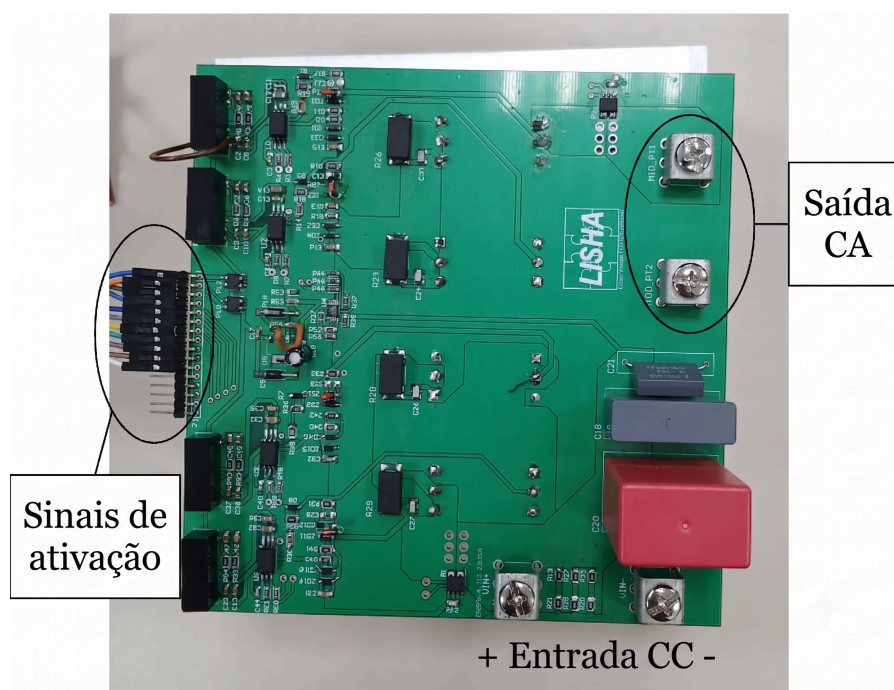


Fonte: Autor (2026).

3.6. INVERSOR, CONTROLADOR E MONITORAMENTO

O inversor desenvolvido para o sistema foi baseado no esquemático da placa de desenvolvimento KIT8020CRD8FF1217P-1 apresentada em (Cree, [S.d.]) e (APÊNDICE A). A placa foi adaptada utilizando MOSFETs NTHL045N065SC1 com tolerância de 650 V de tensão dreno-fonte e 66 A de corrente no dreno Onsemi (2023), optoacopladores ACPL-P345 para o acionamento dos MOSFETs, diodos schottky BSDW20G120C2 com tolerância de 20 A (Bourns, 2023), circuitos de amortecimento e isolamento e os componentes passivos necessários para integrar todos os componentes, resultando no protótipo apresentado em Figura 22.

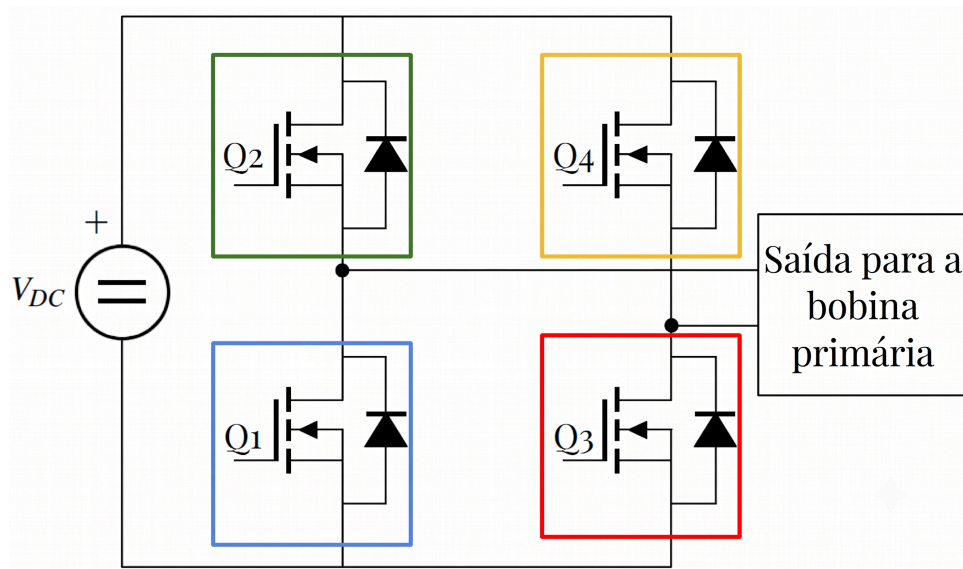
Figura 22 – Inversor construído para os testes do sistema de transmissão indutiva de potência.



Fonte: Autor (2026).

Para acionar as chaves do inversor corretamente e controlar a potência de saída do inversor, foi desenvolvido um controlador utilizando um EK-TM4C123GXL que gera quatro sinais PWM diferentes, um para cada interruptor do conversor, de modo que dois interruptores no mesmo “braço” (Q_1 e Q_2 , Q_3 e Q_4 , conforme a Figura 23) nunca estejam ativos ao mesmo tempo e que haja um momento em que dois interruptores com “braços” diferentes e níveis iguais estejam ativos ao mesmo tempo.

Figura 23 – Circuito exemplo para demonstrar a relação de acionamento das chaves utilizada.



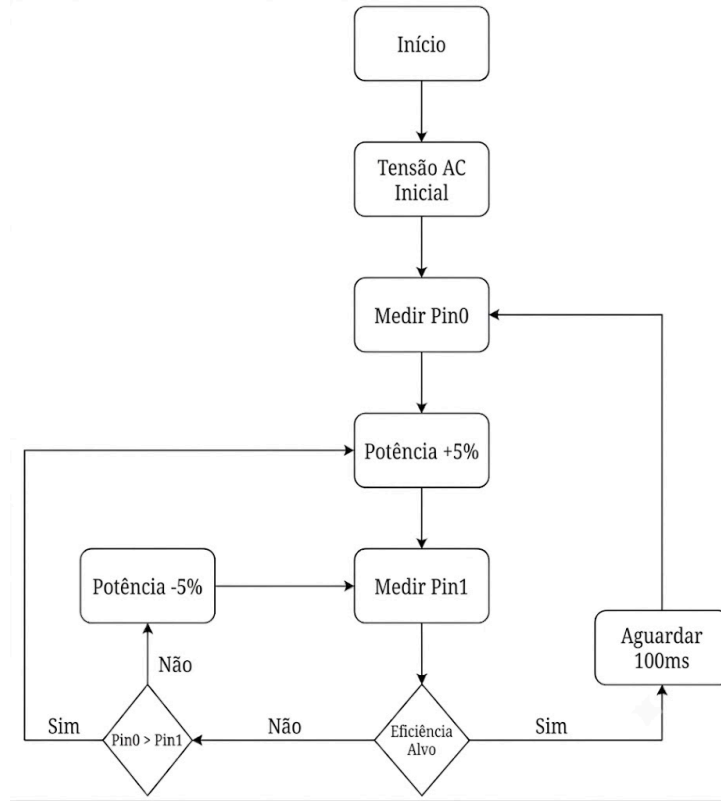
Fonte: Autor (2026).

Esta técnica de acionamento é chamada de controle de mudança de fase, ou *phase-shifted control* e baseia-se na modulação em largura de pulso (PWM) com defasagem entre os sinais de comando aplicados aos interruptores de cada braço da ponte. Nessa técnica, cada par de interruptores do mesmo braço nunca é conduzido simultaneamente, enquanto interruptores de braços opostos são acionados com sobreposição controlada, definida pelo ângulo de defasagem entre os sinais.

A potência entregue à carga é regulada pela variação desse ângulo, que determina o intervalo efetivo de condução e, consequentemente, a energia transferida. Esse método permite controlar a potência de saída de forma eficiente, reduzindo perdas de comutação, característica fundamental para aplicações em sistemas de conversão de energia.

Para aplicar esta técnica de acionamento das chaves do inversor, foi utilizada a técnica de controle apresentada em Viera (2022), que consiste na aplicação de uma tensão inicial na bobina primária, seguida pela medição da potência de entrada, que é armazenada na memória do controlador. Em seguida, a potência de entrada é incrementada em 5% e a medição é repetida, registrando um novo valor. Nesse estágio, o controlador compara as duas medições: caso seja identificado que a potência máxima já foi atingida, o sistema aguarda um intervalo de tempo pré-definido e retorna ao passo inicial de medição. Se a máxima potência não tiver sido alcançada, o algoritmo verifica a tendência: se o valor inicial for superior ao obtido após o incremento, a potência aplicada é aumentada em 5%; caso contrário, o valor é reduzido em 5% conforme o diagrama demonstrado na Figura 24.

Figura 24 – Diagrama descritivo da técnica de controle implementada no controlador do sistema.



Fonte: Autor (2026).

O sistema apresentado na Figura 11 possui uma realimentação partindo do lado secundário para o cálculo da eficiência do sistema, porém conflita com a proposta de um sistema de transmissão sem fio. Assim, foi definido a remoção da realimentação partindo do secundário, e para o cálculo da eficiência para o sistema de controle, foi utilizada a Equação 25 de Viera (2022).

$$\eta = \frac{R_0}{\left[1 + \frac{r_{L1}(r_{L2} + R_0)}{w^2 M^2}\right] (r_{L1} + r_{L2})} \quad (25)$$

O parâmetro variável da Equação 25 é a indutância mútua, que depende do coeficiente de acoplamento. Para obter este valor foi utilizada a Equação 26, que utiliza apenas variáveis de entrada (P_{in} e V_{in}) e constantes do sistema (r_{L1} , r_{L2} e R_0).

$$M = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{in}^2 (r_{L2} + R_0)}{P_{in}}\right) - r_{L1} (r_{L2} + R_0)}{(2\pi f)^2}} \quad (26)$$

Assim permitindo o isolamento do lado secundário do sistema. A medição da tensão de entrada foi feita utilizando um divisor resistivo para baixar a tensão máxima de entrada de 48 V para 3,3 V que é o valor máximo de tensão aceito no pino do canal de ADC (Conversor

Analógico Digital) do controlador utilizado conforme (Texas Instruments, 2013). E a medição de corrente de entrada foi utilizado um sensor ACS712-30A que também necessitou de um divisor resistivo para 3,3 V visto que sua tensão de saída pode ser de até 5 V conforme (Allegro Microsystems, 2020).

O monitoramento dos componentes foi feito utilizando um osciloscópio Rohde & Schwarz RTB2004 2,5 GSa/s para medir as ondas alternadas e contínuas de tensão do sistema. As ondas correntes foram medidas utilizando dois sensores, o ACS712-30A de efeito hall e o não-invasivo SCT-013 apresentados na Figura 25.

Figura 25 – Sensores de corrente utilizados no monitoramento do sistema: a) Sensor de efeito hall ACS712-30A e b) não-invasivo SCT-013.

a) b)



Fonte: a) Autor (2026) e b) Allegro Microsystems (2020).

3.7. ESTRUTURA DE POSICIONAMENTO DAS BOBINAS

Para permitir a avaliação do impacto da variação do acoplamento eletromagnético no sistema, é necessário uma estrutura que permita o controle da distância e alinhamento das bobinas. Assim, utilizando o *software* SOLIDWORKS na versão de 2017, foi desenvolvido o modelo 3D apresentado na Figura 26.

Figura 26 – Estrutura desenvolvida para permitir o controle do posicionamento das bobinas.



Fonte: Autor (2026).

A estrutura permite a variação controlada de distância e alinhamento das bobinas, também permite o acoplamento das mesmas tanto no ambiente de testes no ar quanto no ambiente de testes na água.

4. MÉTODOS

O presente capítulo descreve os procedimentos metodológicos empregados para a validação e avaliação de desempenho do sistema de Transmissão Indutiva de Potência Sem Fio. A metodologia adotada estrutura-se em duas frentes de análise complementares: inicialmente, uma abordagem computacional, na qual o sistema de transferência de potência é modelado e simulado por meio do Método dos Elementos Finitos, permitindo a verificação teórica do acoplamento magnético e do fluxo de energia antes da construção física.

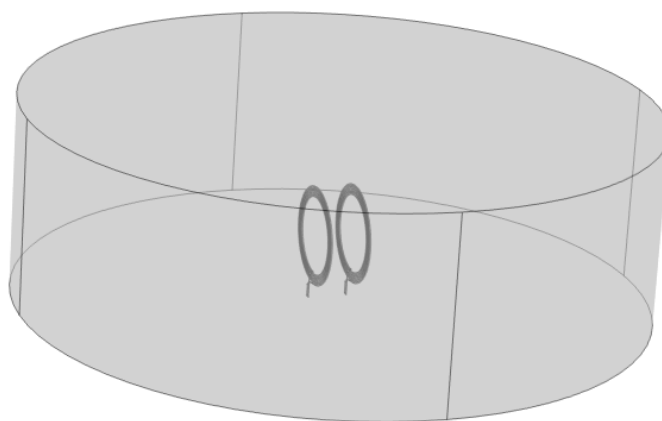
Na sequência, a etapa experimental é estruturada em uma série de ensaios de bancada com os protótipos. Esses testes são divididos em três fases: integração de componentes, varredura de distância no ar e ensaios subaquáticos. Na água, investiga-se a transferência de potência sob níveis progressivos de salinidade e diferentes desalinhamentos laterais entre as bobinas, com o objetivo de caracterizar o comportamento eletromagnético do sistema nas condições típicas do ambiente marinho.

4.1. SIMULAÇÃO EM ELEMENTOS FINITOS

A simulação eletromagnética do sistema foi fundamentada no trabalho de Balaji (2023), que propõe a análise de enlaces de transmissão indutiva através do Método dos Elementos Finitos (FEM) no ambiente computacional COMSOL *Multiphysics*. Visando concentrar o esforço computacional e a análise teórica estritamente sobre a dinâmica do acoplamento magnético e os efeitos de meio, a modelagem abstraiu os estágios de conversão estática (inversor e retificador), substituindo-os por fontes de tensão ideais nativas do software.

A partir dos parâmetros geométricos sintetizados na Tabela 2, o domínio de simulação foi construído incorporando os modelos 3D dos acopladores circulares imersos em um volume cilíndrico, cujo meio dielétrico e condutivo parametrizável representa o ambiente operacional (ar ou água), conforme ilustrado na Figura 27.

Figura 27 – Modelo 3D com as bobinas e o ambiente da transmissão desenvolvidos no COMSOL.

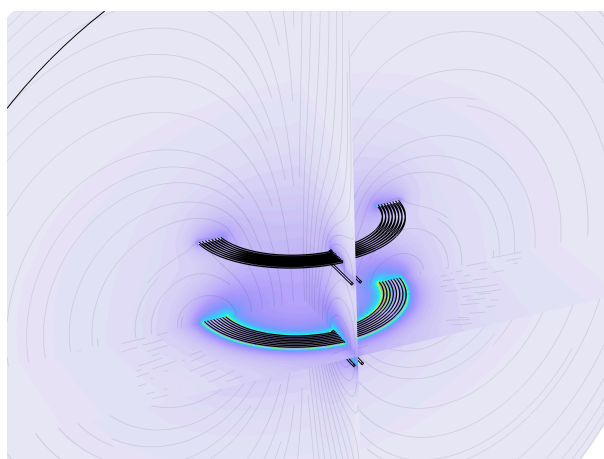


Fonte: Autor (2026).

Para simular o comportamento físico desejado, foi utilizado o módulo AC/DC do COMSOL, que é dedicado à modelagem de fenômenos eletromagnéticos. Dentro deste módulo, adotou-se a interface física de Campos Magnéticos e Elétricos (*Magnetic and Electric Fields*), responsável por realizar os cálculos relacionados à interação eletromagnética da simulação. A escolha desta interface justifica-se por sua capacidade de calcular o acoplamento indutivo, mapear a densidade do campo magnético e computar as correntes induzidas em meios condutivos, aspecto necessário para modelar as perdas na água salgada (COMSOL, 2024).

A excitação do modelo através da aplicação de uma corrente alternada na bobina primária permitiu a verificação da indução magnética, evidenciada pelas linhas de fluxo e pelo mapeamento da densidade de campo magnético apresentados na Figura 28.

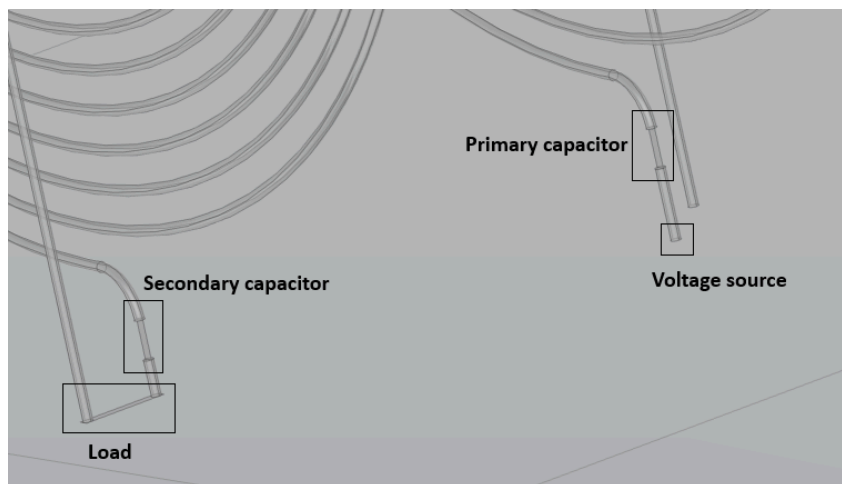
Figura 28 – Linhas de campo magnético e densidade de fluxo magnético resultantes da interação simulada das bobinas.



Fonte: Autor (2026).

Validada a interação magnética base, o modelo foi refinado com a adição de domínios concentrados em série com os condutores para emular as capacitâncias das redes de compensação ressonante, além de um domínio resistivo terminal representando a carga útil, conforme demonstrado na Figura 29.

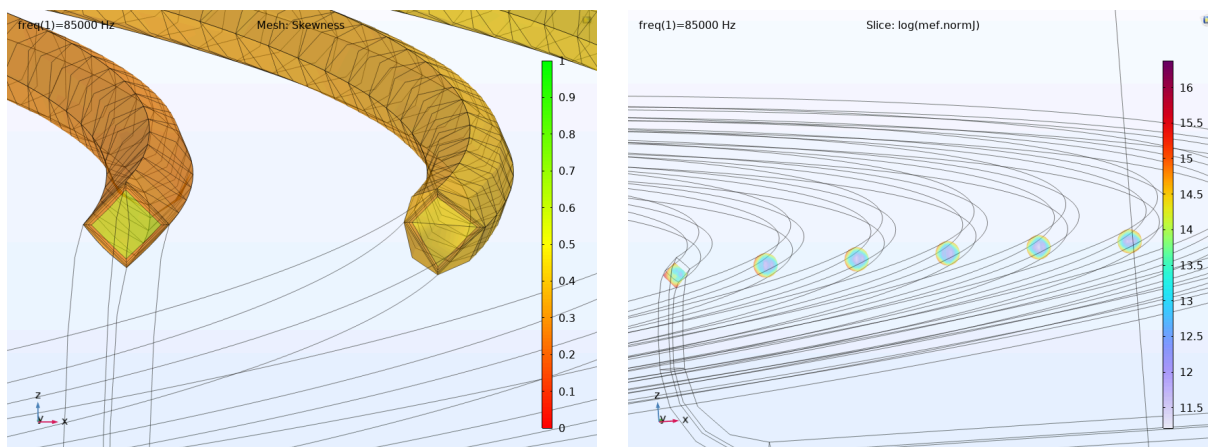
Figura 29 – Modelo das bobinas no COMSOL com as áreas referentes às redes de compensação e à carga.



Fonte: Autor (2026).

Em virtude do elevado custo computacional que a modelagem tridimensional de centenas de filamentos de um cabo Litz demandaria, os condutores das bobinas foram simplificados como sólidos maciços equivalentes. Para assegurar a fidelidade física da distribuição de corrente frente aos fenômenos de alta frequência (efeito pelicular, detalhado na seção 2.3), a malha de elementos finitos foi otimizada topologicamente. O domínio do meio envolvente foi discretizado com uma malha cúbica de elementos mais espessos, enquanto a região do condutor e seu entorno imediato receberam um refinamento de malha multicamadas, conforme a Figura 30, permitindo capturar com melhor precisão a densidade de corrente.

Figura 30 – Malha das bobinas construída com camadas e a densidade de corrente encontrada utilizando esta malha.



Fonte: Autor (2026)

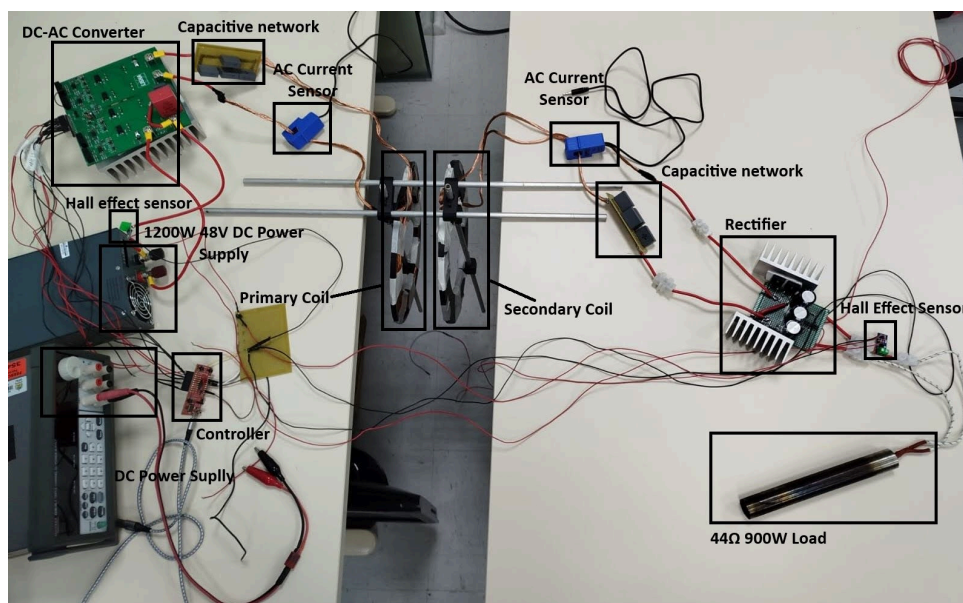
A malha resultante apresentou 614428 elementos de domínio, 39576 elementos de contorno e 17305 elementos de borda. Utilizando uma máquina com um processador Intel core i7-12700K com frequência máxima de 3,6 GHz e 64 GB de memória RAM as simulações apresentaram um tempo médio de 12 horas de execução.

4.2. TESTES DE INTEGRAÇÃO DO SISTEMA

A fim de validar a integração do sistema projetado, adotou-se o método de Yang (2025), que preconiza uma verificação experimental progressiva do sistema completo. Esse método avalia o grau de correspondência entre o comportamento dinâmico do protótipo físico em bancada e as variáveis esperadas a partir do projeto analítico e simulação.

Para esta etapa de integração preliminar, utilizou-se a carga de 44Ω devido à indisponibilidade temporária de uma carga com resistência inferior (mais próxima da nominal do projeto), conforme justificado na seção 3.4. A bancada de testes construída para estes testes é apresentada na Figura 31, e o ensaio inicial de integração foi conduzido com aproximadamente 100 W de potência e distância fixa entre as bobinas de 3 cm, visando proteger o sistema contra eventuais transitórios de sobretensão.

Figura 31 – Bancada de teste montada para testar a integração dos componentes desenvolvidos.



Fonte: Autor (2026).

4.3. TESTES DE VARREDURA DE DISTÂNCIAS NO AR

Embora o ar não constitua o ambiente de aplicação almejado para este projeto, a sua utilização é como grupo de controle basal. Os resultados obtidos em meio gasoso ($\sigma \approx 0$ S/m) servem como padrão comparativo isolado contra as perdas induzidas pela condutividade nos testes de imersão, seguindo o protocolo de controle comparativo estabelecido por (Yang, 2025).

Os testes de varredura de distâncias no ar foram feitos utilizando a bancada da Figura 31 com a substituição da carga pelo arranjo de lâmpadas da Figura 19. Para avaliar a eficiência da transmissão, as bobinas foram afastadas de forma iterativa com passo de 1 cm entre iterações até uma distância total de 12 cm, a distância foi limitada a este valor para proteger o sistema devido ao aumento de corrente proporcional ao aumento da distância entre as bobinas descrito na seção 2.4. E em cada etapa foi medido as ondas de tensão e corrente utilizando os sensores SCT-013 e o osciloscópio Rohde & Schwarz RTB2004 2,5 GSa/s.

4.4. TESTES DE VARREDURA DE DISTÂNCIAS NA ÁGUA COM AUMENTO PROGRESSIVO DE SALINIDADE

A base metodológica para os testes em ambiente aquoso foi (Yang, 2025), que conduz testes em diferentes níveis de salinidade para avaliar o impacto da condutividade do meio nos parâmetros do sistema de transmissão indutiva.

Para realizar os testes em ambiente aquoso foi necessário encapsular as bobinas em resina epóxi, conforme a Figura 32, devido ao possível rompimento do dielétrico entre as bobinas e o meio, que pode proporcionar arcos voltaicos em função da elevada condutividade elétrica do ambiente.

Figura 32 – Bobina encapsulada com resina epóxi para os testes em ambiente aquoso e a resina epóxi utilizada.

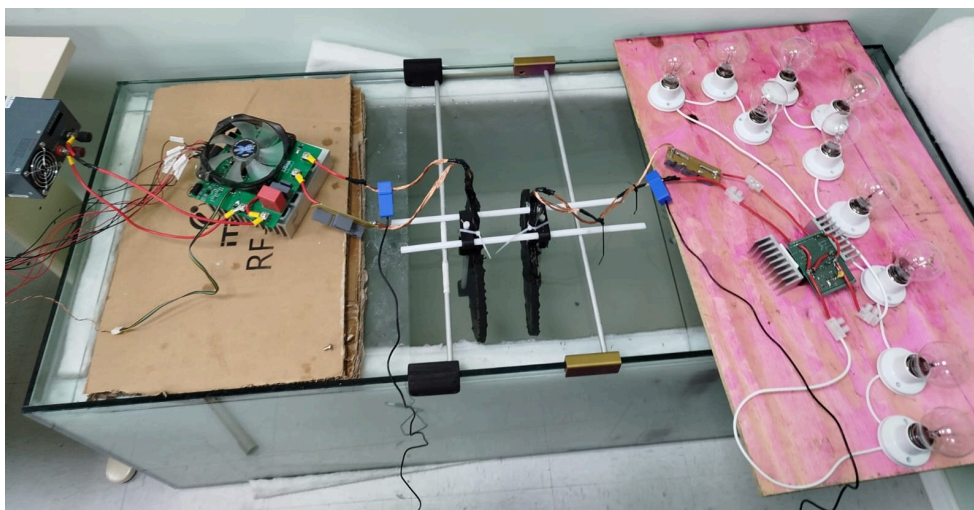


Fonte: Autor (2026)

Tais arcos representam risco de dano ao sistema. Diante disso, foram conduzidos três ensaios em condições progressivas: inicialmente em água doce, posteriormente em água com concentração salina de 15 g/L e, por fim, em água com 35 g/L, valor equivalente à salinidade média da água do mar.

Estes ensaios seguem o processo descrito na seção 4.3, com as bobinas encapsuladas e utilizando a bancada de teste apresentada na Figura 33. Para medir a salinidade da água foi utilizado um refratômetro ATC, e para aumentar a quantidade de sal dissolvido na água foi utilizado sal iodado.

Figura 33 – Bancada de teste montada para os testes em ambiente aquoso.

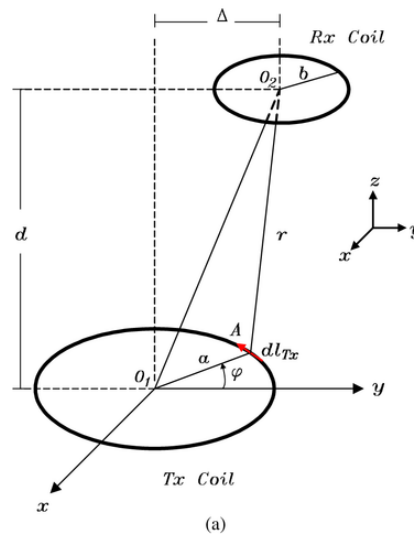


Fonte: Autor (2026).

4.5. TESTES DE DESALINHAMENTO LATERAL

A avaliação do impacto do desalinhamento lateral entre as bobinas foi feita utilizando o método de Viera (2022) que fixa o tamanho do entreferro entre as bobinas e incrementa iterativamente a distância entre centros das bobinas conforme a , visto que o desalinhamento afeta a captação de campo magnético pela bobina secundária afetando o coeficiente de acoplamento das bobinas e consequentemente a eficiência da transmissão.

Figura 34 – Representação gráfica do desalinhamento entre as bobinas, transmissora e receptora.



Fonte: Fotopoulou (2011).

Os testes de desalinhamento lateral foram realizados em ambiente aquoso com salinidade de 35 g/L, bobinas fixas com uma distância de 4 cm entre elas e tensão eficaz de entrada constante. Assim foi realizado um ensaio iterando sobre a distância entre centros (Δ) das bobinas com um passo de 1 cm até uma distância máxima de 7 cm.

5. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Este capítulo apresenta os dados obtidos durante a avaliação do sistema de Transmissão Indutiva de Energia. Inicialmente, detalha-se a validação experimental dos componentes individuais, seguida pelos ensaios de integração do protótipo físico em bancada. Na sequência, são expostos os resultados gerados pela simulação numérica, que avalia o comportamento do sistema sob diferentes frequências, distâncias e meios de propagação. Por fim, realiza-se uma análise comparativa entre as métricas empíricas e o modelo computacional, discutindo as limitações práticas identificadas e os fenômenos eletromagnéticos inerentes à operação, como a divisão da frequência de ressonância (*frequency splitting*).

5.1. VALIDAÇÃO DOS COMPONENTES DESENVOLVIDOS E TESTE DE INTEGRAÇÃO DO SISTEMA

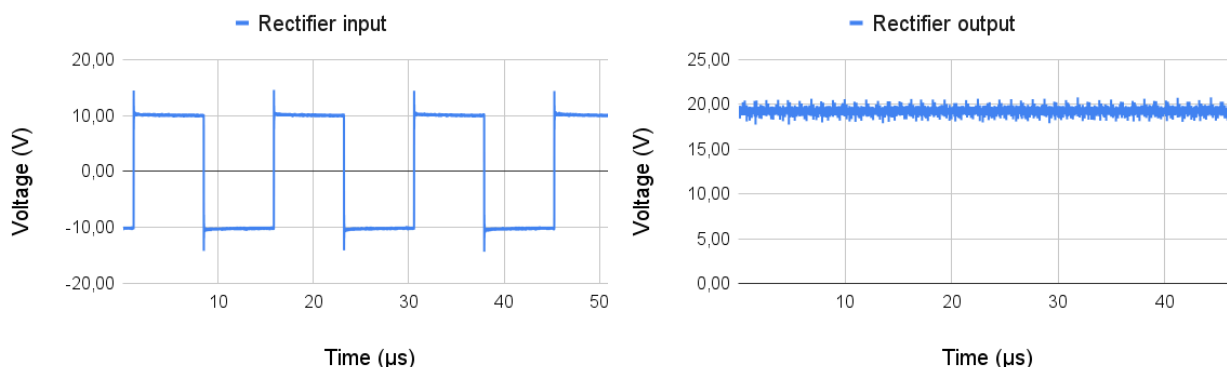
Esta seção descreve os resultados obtidos na validação experimental dos componentes individuais que constituem o sistema de transmissão indutiva, bem como os ensaios de integração física do protótipo completo. Inicialmente, são apresentadas as aferições elétricas do estágio de conversão de potência (retificador e inversor), seguidas pela caracterização estática das bobinas e das redes de compensação ressonante. Por fim, discute-se o comportamento dinâmico do sistema integrado operando em bancada, abordando as medições de tensão e corrente, além de limitações técnicas inerentes à implementação prática, como o ganho passivo de tensão nos elementos reativos e os desafios de instrumentação e controle digital enfrentados durante a implementação.

5.1.1. Retificador

A fim de validar experimentalmente o retificador do sistema, procedeu-se à análise de sua resposta e de seu comportamento operacional. Para a realização deste ensaio, o circuito foi submetido a uma excitação controlada em sua entrada, caracterizada pela aplicação de uma onda quadrada com tensão de pico a pico (V_{pp}) de 20 V e 85 kHz de frequência. Este sinal de teste foi sintetizado por meio de um gerador de funções do modelo KEYSIGHT 33600A Series.

O comportamento da onda de tensão resultante nos terminais de saída do retificador pode ser analisado através da Figura 35. A aquisição e o monitoramento dos dados foram conduzidos utilizando um osciloscópio digital do modelo Rohde & Schwarz RTB2004. A partir da análise das formas de onda obtidas por este instrumento, registrou-se uma tensão máxima de saída de 20,48 V e uma tensão mínima de 18,64 V.

Figura 35 – Onda de tensão aplicada na entrada do retificador e onda de tensão obtida na saída do retificador.



Fonte: Autor (2026).

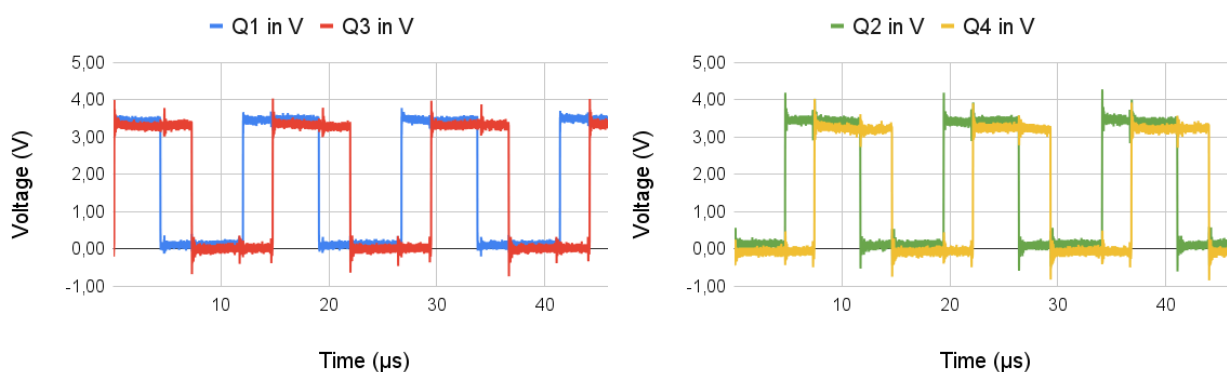
Com base nestes valores medidos experimentalmente, determinou-se a taxa de ondulação (*ripple*) da tensão retificada, a qual resultou em um índice de 9,2 %, valor próximo do 8 % projetado. No contexto de sua aplicação em uma bancada de testes, este comportamento é satisfatório visto que a carga é simulada sendo apenas resistiva.

5.1.2. Inversor

Com o intuito de validar operacionalmente o inversor desenvolvido, conduziram-se ensaios experimentais em ambiente de laboratório. O foco desta etapa consistiu na avaliação das formas de onda sintetizadas na saída do conversor, bem como na análise dos sinais de acionamento aplicados aos MOSFETs. Para a aquisição e o registro preciso destas grandezas elétricas, empregou-se o osciloscópio digital Rohde & Schwarz RTB2004, com taxa de amostragem de 2,5 GSa/s.

Inicialmente, para atestar o funcionamento da lógica de controle, a Figura 36 ilustra os sinais de ativação enviados para cada chave do inversor, garantindo a correta comutação da ponte.

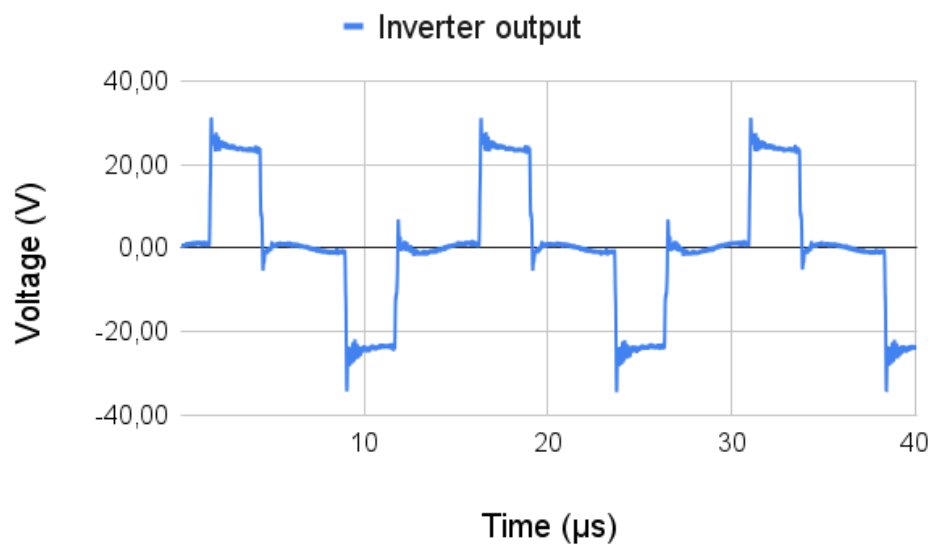
Figura 36 – Sinais de ativação enviados para cada chave do inversor conforme Figura 23.



Fonte: Autor (2026).

Durante a execução dos testes preliminares, fez-se necessária a substituição de determinados componentes passivos do circuito. Este ajuste teve como finalidade assegurar que os níveis de tensão e a qualidade da forma de onda estivessem adequados às exigências da aplicação. O comportamento final da tensão na saída do inversor, operando em circuito aberto com a fonte DC de entrada de 48 V, é apresentado na Figura 37.

Figura 37 – Forma da onda de tensão na saída do inversor em circuito aberto.



Fonte: Autor (2026).

5.1.3. Bobinas e redes de compensação

Para validar as características dos indutores construídos em relação às saídas teóricas fornecidas pelo modelo analítico, procedeu-se à aferição experimental das indutâncias em bancada. Para esta etapa de caracterização, empregou-se um medidor RLC de precisão, modelo Icel RLC-510.

Tabela 3 – Comparação dos valores obtidos e dos valores esperados para as indutâncias das bobinas.

—	Projetado	Medido
Bobina primária	26,26 μ H	26,2 μ H
Bobina secundária	26,26 μ H	25,4 μ H

Fonte: Autor (2026).

De maneira análoga, procedeu-se à verificação experimental das redes de compensação do sistema. A aferição da capacitância equivalente de cada rede foi conduzida utilizando o

mesmo instrumento de medição (medidor RLC Icel RLC-510). Os resultados práticos desta etapa estão sintetizados na Tabela 4.

Tabela 4 – Comparação dos valores obtidos e dos valores esperados para as redes de compensação do sistema.

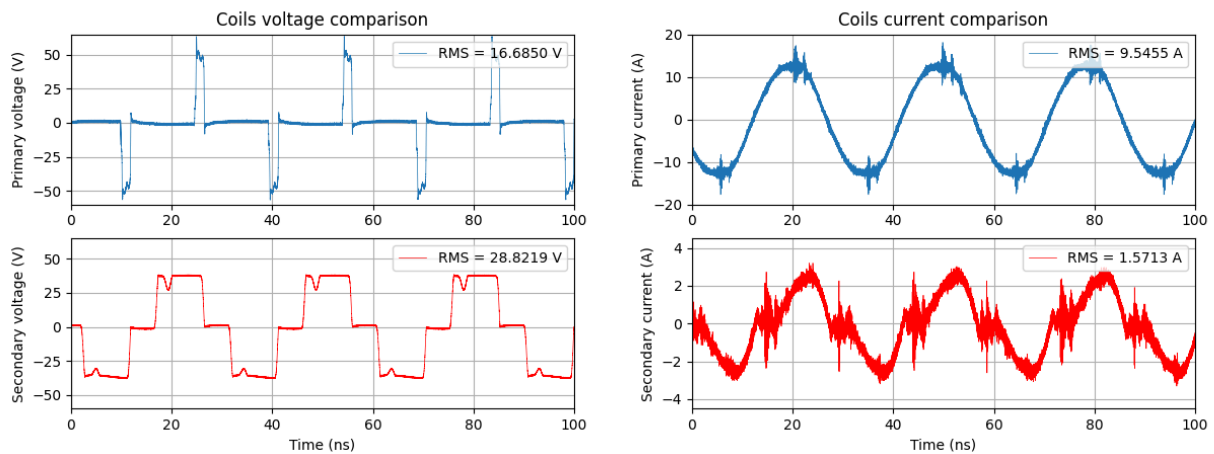
–	Projetado	Medido
Rede do primário	133,5 nF	133,36 nF
Rede do secundário	133,5 nF	133,86 nF

Fonte: Autor (2026).

5.1.4. Testes de Integração do sistema

A etapa de integração do sistema teve como propósito avaliar o desempenho conjunto dos módulos desenvolvidos. A Figura 38 apresenta as formas de onda de tensão e corrente adquiridas nos terminais das bobinas, enquanto as grandezas elétricas resultantes no barramento de saída podem ser observadas na Figura 39.

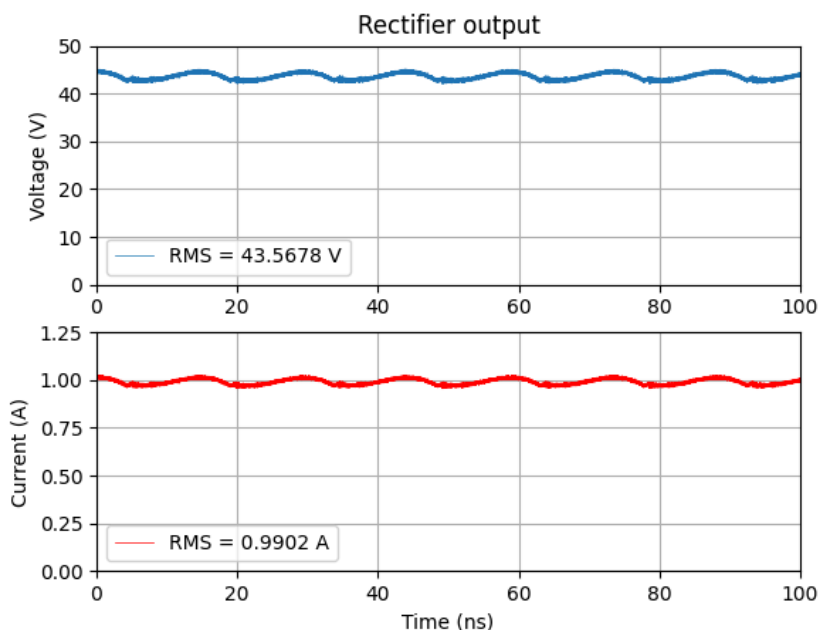
Figura 38 – Comparação de tensão e corrente nas bobinas primária e secundária.



Fonte: Autor (2026)

A análise das medições expostas na Figura 38 evidencia a ocorrência de um ganho de tensão no lado secundário do circuito. Este comportamento físico é esperado e está de acordo com a literatura, em sistemas operando em ressonância, a elevação de tensão passiva sobre os elementos reativos é diretamente governada e proporcional à magnitude da resistência de carga conectada (Jo; Shin; Kim, 2023; Shevchenko et al., 2019; Yang; Zong; Li, 2021). Neste ensaio, tal fenômeno foi exacerbado pela utilização de uma carga de teste de 44 Ω apresentando um ganho de 72,7 % de tensão eficaz, porém com 28,43 % de eficiência e 43,14 W de potência transmitida.

Figura 39 – Ondas de corrente e tensão medidas na saída do retificador.



Fonte: Autor (2026).

Ressalta-se que este ganho passivo de tensão representa um risco iminente à integridade física do sistema. A operação contínua com níveis de tensão muito superiores aos limites nominais de projeto pode provocar a ruptura dielétrica dos capacitores e comprometer o isolamento das próprias bobinas.

Durante a execução dos testes preliminares de integração, observou-se também que o sensor de efeito Hall acoplado ao sistema de controle apresentava um nível de ruído significativo em relação ao seu fundo de escala. Como tentativa de mitigação em nível de hardware, foram implementados filtros analógicos passa-baixa na entrada do controlador, projetados com uma frequência de corte inferior a 3 kHz. Em paralelo, os condutores de sinal e alimentação do sensor foram substituídos por cabos com blindagem eletromagnética, e as bobinas foram afastadas fisicamente do sensor e do controlador para reduzir o acoplamento magnético indesejado.

A despeito da adoção destas contramedidas, o sistema de medição ainda registrou um ruído persistente com amplitude na ordem de 1,1 V. Considerando que a excursão de escala do sensor é de apenas 2,5 V, este ruído inviabiliza a aquisição da leitura de corrente com precisão e confiabilidade adequadas. Diante disso, cogitou-se contornar o problema através do processamento digital de sinais. Contudo, conforme estabelecido pelo teorema da amostragem em Fadali (2009), para que um sinal analógico seja digitalizado sem perda de informação ou *aliasing*, a frequência de amostragem do sistema deve ser, no mínimo, o dobro da maior frequência de interesse presente no sinal.

Considerando que a frequência fundamental de operação do sistema é de 85 kHz, a teoria exige uma frequência de amostragem superior a 170 kHz, o que corresponde a um período de amostragem máximo de apenas 5,88 μs . Para aferir a capacidade de processamento, o microcontrolador foi submetido a um teste de desempenho prático: configurou-se um pino de

saída para transicionar ao nível lógico alto no início da rotina de controle (*loop*) e ao nível baixo no seu término, permitindo mensurar com exatidão o tempo exigido para a execução de uma iteração completa do código.

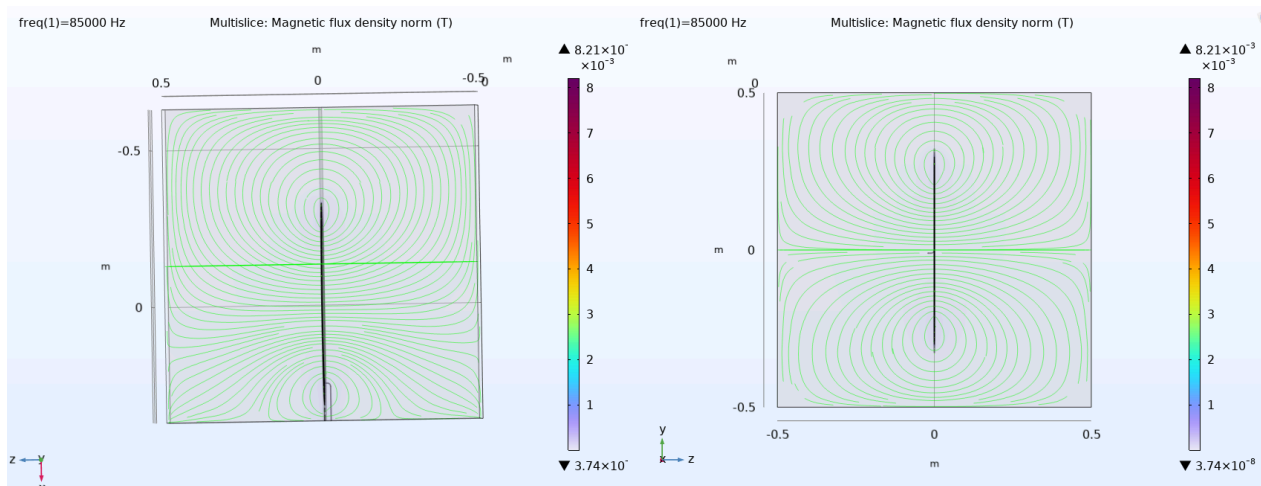
O diagnóstico revelou que o microcontrolador necessita de um período de $174\ \mu s$ para processar o laço principal. Este tempo é superior ao limite teórico calculado, tornando inviável a solução através do meio digital. Constatada a ineficácia das abordagens de mitigação do ruído e considerando que a operação em malha fechada não é um requisito estritamente essencial para a avaliação energética do sistema, optou-se pela remoção do circuito de controle. Consequentemente, para a execução dos testes subsequentes, decidiu-se operar o sistema em malha aberta, mantendo fixa a tensão eficaz na saída do inversor.

5.2. RESULTADOS DO MODELO NUMÉRICO

Durante o processamento inicial da simulação, observou-se a formação de descontinuidades numéricas nas linhas de campo magnético. As tentativas de solucionar essa instabilidade mediante um novo refinamento de malha resultaram no esgotamento da memória RAM da estação de trabalho. Como contramedida operacional, os solucionadores diretos (direct solvers) configurados no COMSOL, que são algoritmos responsáveis por resolver o sistema de equações lineares gerado pelo Método dos Elementos Finitos através da fatoração direta de grandes matrizes (COMSOL, 2024), foram substituídos pelos algoritmos específicos MUMPS e PARDISO.

Diferentemente dos solucionadores iterativos, que aproximam a solução gradualmente, os solucionadores diretos calculam a solução dentro da precisão numérica, mas exigem memória para armazenar a matriz fatorada (COMSOL, 2024). A vantagem do MUMPS e PARDISO é que eles realizam a alocação dessas matrizes parcialmente no disco rígido do computador de forma transiente, aliviando a carga sobre a memória RAM (COMSOL, 2024). A readequação dos solucionadores estabilizou a simulação e resultou nas linhas de campo magnético coesas apresentadas na Figura 40.

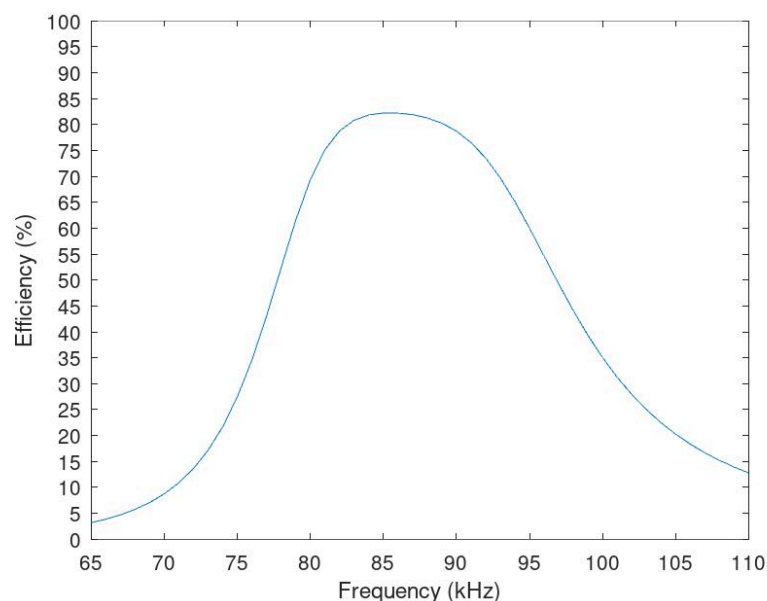
Figura 40 – Linhas de campo magnético resultantes da simulação



Fonte: Autor (2026)

A etapa inicial de validação do modelo numérico, desenvolvido no *software* COMSOL, consistiu na avaliação do comportamento do sistema no domínio da frequência. Para tanto, executou-se um ensaio de varredura de frequências considerando o ar como meio de transmissão e 5 cm de distância entre as bobinas, cujos resultados estão expressos no gráfico da Figura 41.

Figura 41 – Gráfico resultante do ensaio de varredura de frequência realizado no COMSOL.

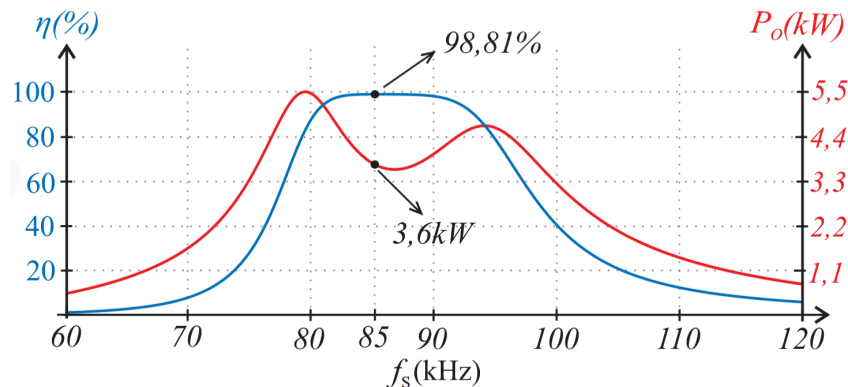


Fonte: Autor (2026).

Em conformidade com os requisitos de projeto, o pico de eficiência foi registrado em 85 kHz, atestando a correta sintonia da frequência de ressonância do sistema. Adicionalmente, observa-se que a largura de banda na qual o sistema opera com eficiência próxima ao valor de pico é consideravelmente ampla. Este fenômeno é justificado pelo baixo valor da resistência de carga associado ao fator de qualidade do sistema, de acordo com a literatura Biswal (2021) e conforme os parâmetros estabelecidos no projeto das bobinas (Seção 3.1).

Ao confrontar estes dados com os resultados obtidos por Pascoal (2022), cuja metodologia fundamentou o projeto magnético destas bobinas, é possível constatar uma notável similaridade morfológica entre as curvas de eficiência avaliadas, conforme ilustra a Figura 42.

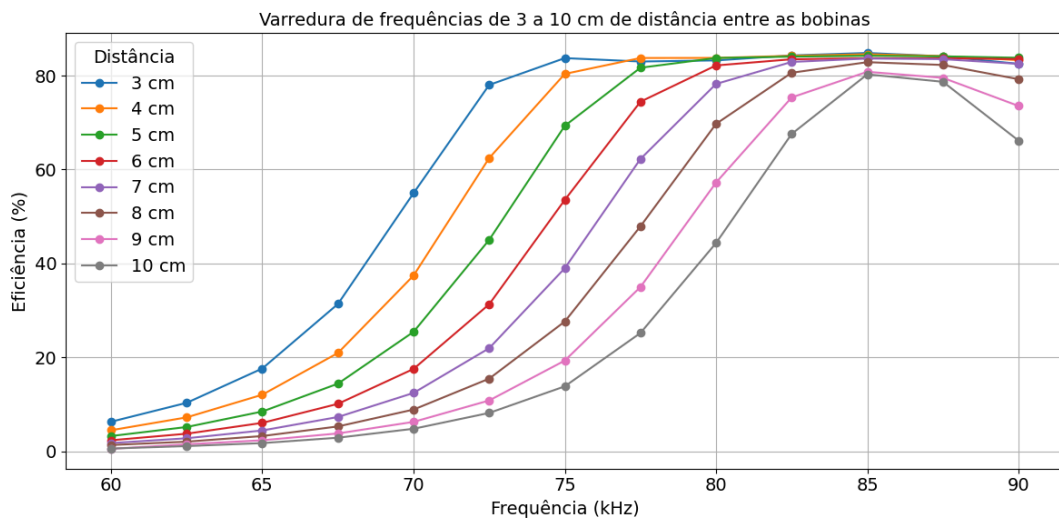
Figura 42 – Varredura de frequência realizada por Pascoal (2022) em sua simulação de um sistema IPT.



Fonte: Pascoal (2022).

Uma vez validada a resposta em frequência do sistema em relação ao comportamento projetado, procedeu-se a um ensaio paramétrico de varredura de distâncias sob múltiplas frequências. O intuito desta etapa foi analisar o comportamento da planta frente às variações do coeficiente de acoplamento magnético. Os resultados desta análise estão dispostos na Figura 43.

Figura 43 – Gráfico da varredura de distâncias em diferentes frequências para análise do coeficiente de acoplamento.



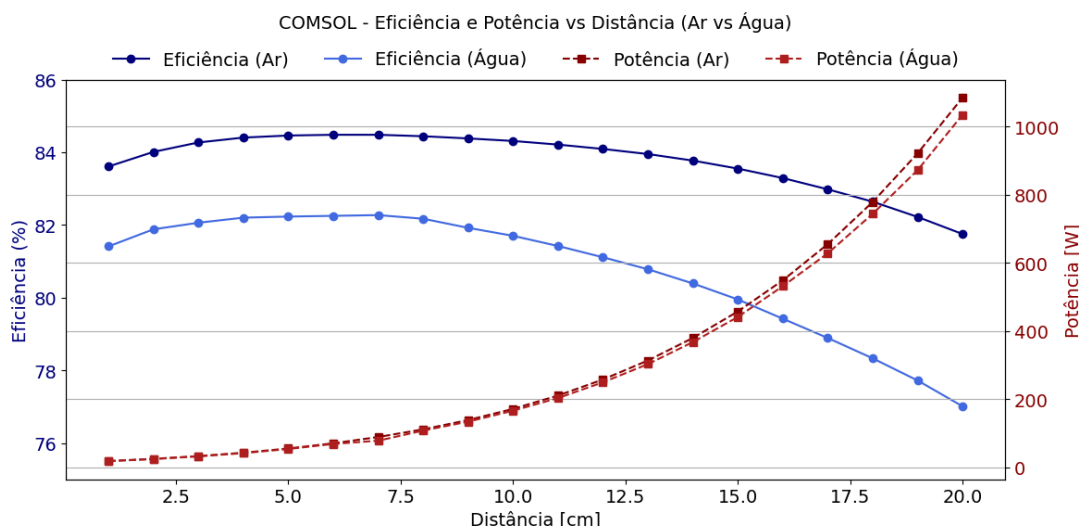
Fonte: Autor (2026).

A partir deste ensaio, constatou-se que a redução do coeficiente de acoplamento entre as bobinas acarreta um estreitamento progressivo da largura de banda do sistema. No entanto, a frequência central de ressonância permanece constante, um comportamento que corrobora com a literatura (Eladawy, 2023).

A fim de avaliar o desempenho do modelo em ambiente subaquático, executou-se uma nova varredura de distâncias, desta vez traçando um comparativo entre a operação no ar e na água salgada. O entreferro entre as bobinas foi incrementado de 0 cm a 20 cm, em passos

iterativos de 1 cm. A partir desta simulação, é possível observar na Figura 44 o comportamento da eficiência de transmissão e da potência de saída em ambos os ambientes de transmissão.

Figura 44 – Comportamento da eficiência e da potência transmitida em função da distância para os meios ar e água salgada.



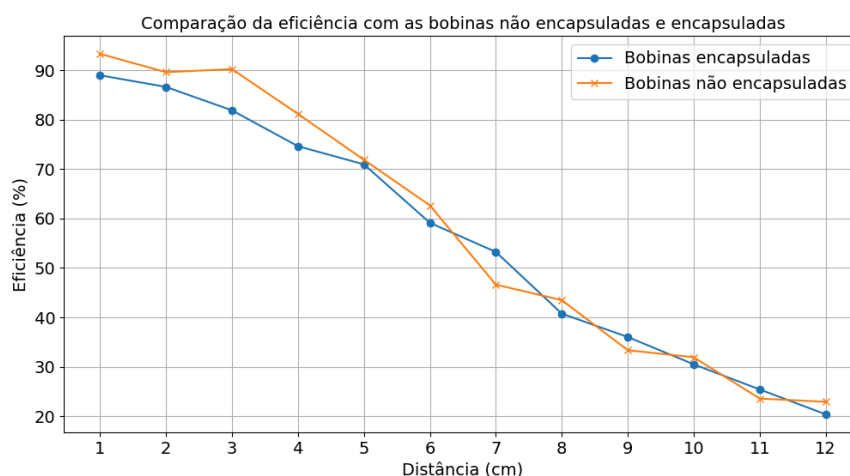
Fonte: Autor (2026).

A análise deste gráfico evidencia a degradação da eficiência no meio aquoso quando comparado ao ar, fenômeno diretamente atrelado aos desafios de propagação descritos na seção 2.2. Além disso, a curva demonstra um crescimento exponencial da potência transmitida à medida que o entreferro aumenta. Tal comportamento decorre da redução da indutância mútua entre as bobinas, o que resulta na atenuação da carga refletida para o circuito primário, conforme fundamentado na seção 2.4.

5.3. RESULTADO DOS TESTES EM AMBIENTE CONTROLADO

Previamente à imersão do sistema, conduziu-se um ensaio de varredura de distâncias no ar para avaliar o impacto do encapsulamento de resina epóxi no processo de transmissão. A Figura 45 contrasta os resultados das bobinas encapsuladas e não encapsuladas, permitindo isolar a influência física do invólucro daquela exercida pelo meio de propagação. Para calcular a eficiência da transmissão foi utilizado o fator de potência das ondas medidas com osciloscópio digital Rohde & Schwarz RTB2004, e os valores eficazes das ondas de tensão e corrente na bobina primária e secundária.

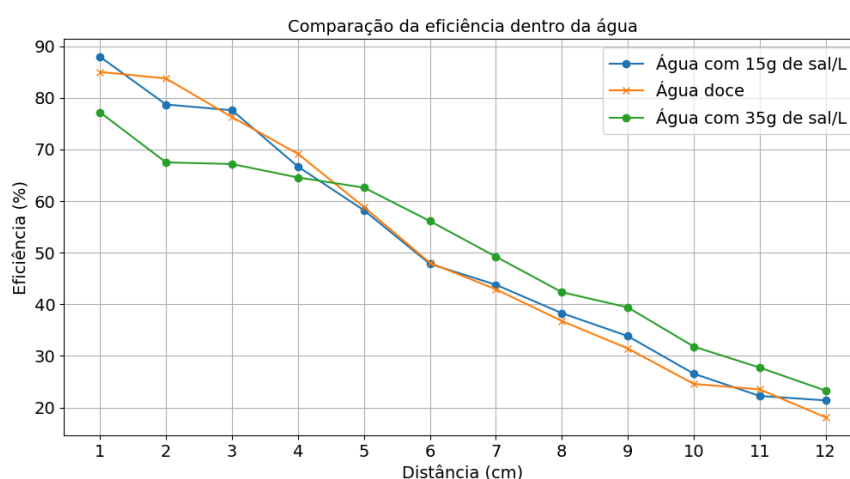
Figura 45 – Resultados do ensaio de varredura de distâncias das bobinas encapsuladas e não encapsuladas no ar.



Fonte: Autor (2026).

Os dados revelam uma divergência mínima de desempenho até 4 cm de distância e uma sobreposição quase completa das curvas no intervalo até 12 cm. Este comportamento atesta que o encapsulamento introduz um impacto dielétrico e resistivo mínimo na eficiência da transmissão. Atestada a viabilidade do encapsulamento, procedeu-se aos ensaios com níveis progressivos de salinidade, detalhados na seção 4.4. Os resultados obtidos nestas condições estão ilustrados na Figura 46.

Figura 46 – Resultados dos ensaios em diferentes níveis de salinidade para avaliar o efeito da condutividade da água no sistema.



Fonte: Autor (2026).

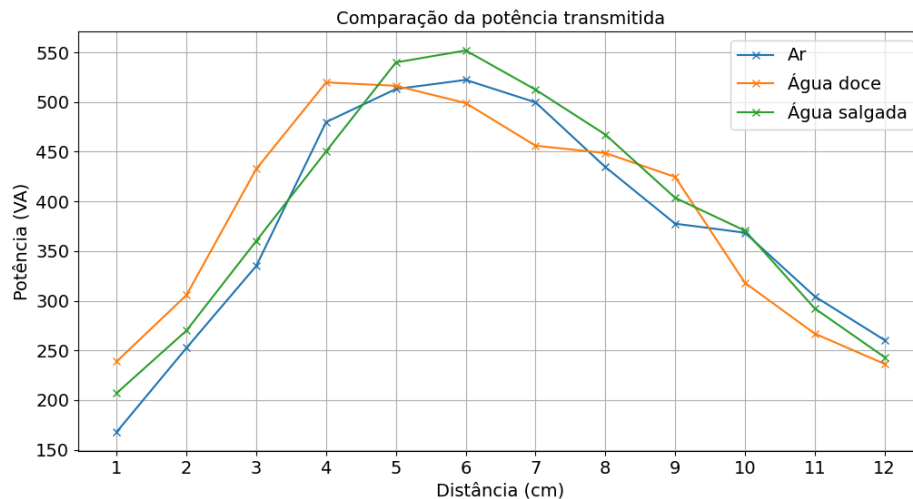
A análise do gráfico evidencia uma atenuação acentuada da eficiência em função do incremento do entreferro. Tal decaimento corrobora com o comportamento descrito por Duarte

(2014) e Bana *et al.* (2015), conforme a Equação 27, que demonstra a proporcionalidade inversa da indutância mútua ($M_{1,2}$) em relação à distância geométrica (d).

$$M_{1,2} = \frac{\mu N_1 N_2 r^4}{d^2 (\sqrt{r^2 + d^2})} \quad (27)$$

No que tange à variação de condutividade do meio, as respostas de eficiência na água doce e na solução com 15 g/L apresentaram alta similaridade. Contudo, a solução com 35 g/L de salinidade registrou uma eficiência inferior no intervalo inicial de até 4 cm. Ademais, nesta concentração salina máxima, constatou-se a ocorrência de arcos voltaicos na bobina primária para distâncias intermediárias. Este fenômeno é justificado pelo pico de potência demandada evidenciado na Figura 47, o que reforça a criticidade de um encapsulamento robusto e condizente com a potência e distância de operação do sistema.

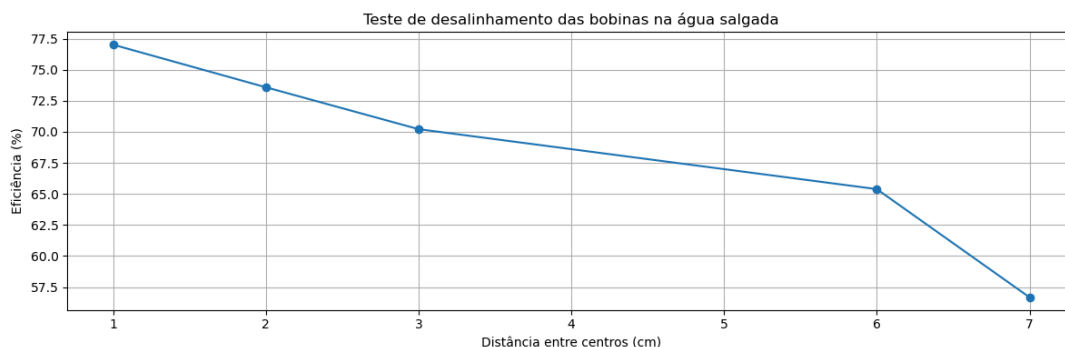
Figura 47 – Comparação da quantidade de potência transmitida para diferentes meios: ar, água doce e água salgada.



Fonte: Autor (2026).

Em complemento à varredura longitudinal, executou-se um ensaio de desalinhamento lateral (paralelo) das bobinas com um entreferro de 1 cm entre as bobinas para emular a movimentação de um veículo autônomo. O resultado apresentado na Figura 48 exhibe um comportamento de degradação de acoplamento similar aos dados documentados por Viera (2022).

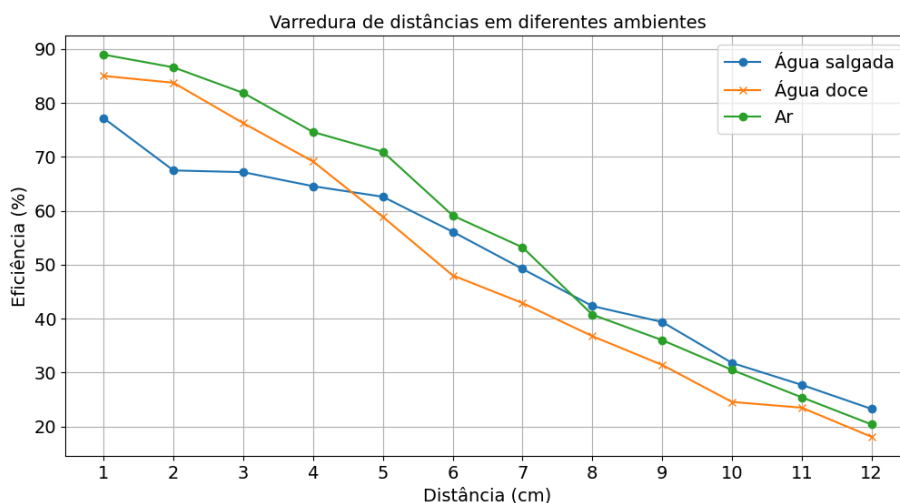
Figura 48 – Resultado do teste de desalinhamento das bobinas para simular o movimento de um AUV.



Fonte: Autor (2026).

Já para os testes de varredura de distância dos diferentes ambientes de propagação, obteve-se o panorama ilustrado na Figura 49. Constata-se que, até o limite de 4 cm de entreferro, o comportamento do sistema corrobora o previsto na literatura (Zou, 2022). No entanto, de forma anômala, para distâncias superiores a 4 cm, a curva correspondente à água salgada (35 g de sal por litro) passa a indicar uma eficiência superior à dos demais meios.

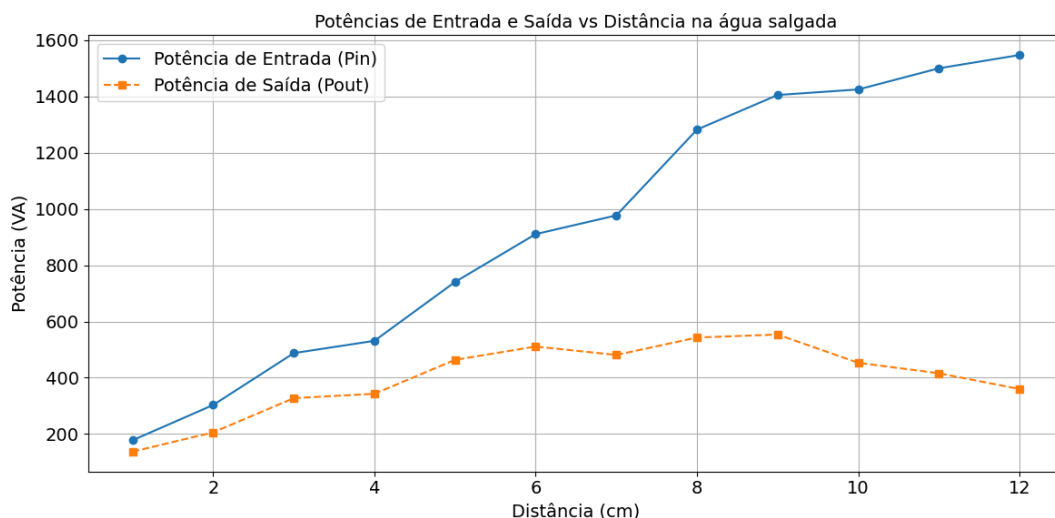
Figura 49 – Resultados dos ensaios em diferentes ambientes de transmissão.



Fonte: Autor (2026).

Este comportamento diverge das referências supracitadas (Santos, 2016). Com o intuito de investigar este desvio analítico, verificou-se a progressão individual das potências de entrada e saída, ilustradas na Figura 50. Nota-se que, a partir do marco de 4 cm, a curva de potência primária se distancia abruptamente da potência registrada no secundário.

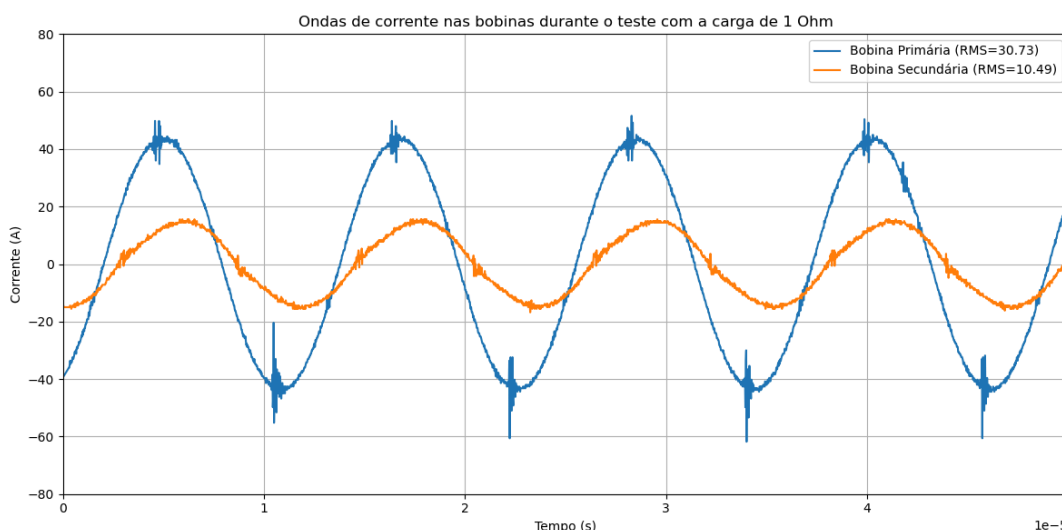
Figura 50 – Quantidade de potência na entrada e na saída do sistema com o aumento de distância entre as bobinas.



Fonte: Autor (2026).

Uma vez que estes ensaios foram conduzidos sob excitação de tensão constante, o salto da potência primária decorre da elevação da corrente. Para confirmar a hipótese de que esses picos ultrapassavam o fundo de escala do sistema de medição, registraram-se as formas de onda de corrente a 5 cm de distância na água salgada, empregando o sensor SCT-013 e o osciloscópio Rohde & Schwarz RTB2004 (Figura 51).

Figura 51 – Ondas de corrente do lado primário e secundário em um teste com 5 cm de distância entre as bobinas.



Fonte: Autor (2026).

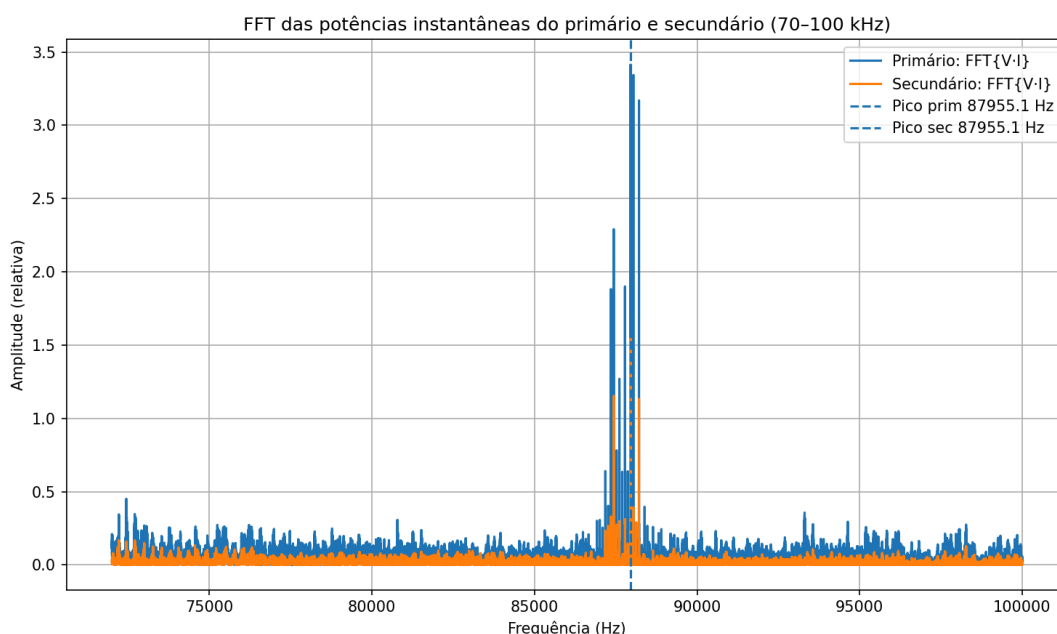
A aquisição comprova que os picos de corrente excedem o limite de 30 A suportado pelo transdutor SCT-013 (YHDC, 2015). Como a corrente tende a aumentar com o distanciamento,

conclui-se que as métricas de potência computadas além dos 5 cm perderam a sua confiabilidade instrumental. Este regime de sobrecorrente não estava previsto no dimensionamento original e é consequência direta do emprego de uma fonte de alimentação de 48 V em substituição à tensão nominal exigida de 72 V (indisponível comercialmente), conforme fundamentado na seção 3.3.

Outro fenômeno crítico diagnosticado foi uma queda da eficiência ao longo da distância consideravelmente mais acentuada do que a expectativa baseada na literatura (Zhu, 2016). A investigação desta discrepância direcionou-se à sintonia da frequência de ressonância da planta. Teoricamente, como descrito na Seção 2.5, um sistema IPT em plena ressonância não deve exibir defasagem significativa entre as formas de onda de corrente primária e secundária. Contudo, a mesma Figura 51 revela uma defasagem entre esses sinais.

Para mapear com exatidão a verdadeira frequência natural do sistema físico, implementou-se uma rotina de diagnóstico no microcontrolador, configurado para gerar uma varredura com incrementos de 500 Hz a cada 50 ms até o limite de 100 kHz. O sinal resultante foi processado via Transformada Rápida de Fourier (FFT), obtendo-se o espectro disposto na Figura 52.

Figura 52 – Resultado da aplicação da transformada rápida de Fourier na varredura de frequências aplicada no sistema.



Fonte: Autor (2026).

A análise espectral aponta que o pico de ressonância prático deslocou-se para a vizinhança de 88 kHz. Este desvio em relação ao alvo nominal de 85 kHz pode ser atribuído às tolerâncias geométricas decorrentes da manufatura manual das bobinas, somadas às indutâncias e capacitâncias parasitas do circuito físico de bancada, variáveis não contempladas pela Equação 11.

Apesar deste erro de sintonia, é imperativo destacar que a Figura 38 (apresentada anteriormente) demonstrou a ocorrência de ganho de tensão no lado secundário, uma prova de que o

sistema estava de fato operando no regime de ressonância. Isso ocorreu pois o conversor possui uma largura de banda de operação razoavelmente ampla na qual o impacto na transferência de energia é moderado. O resultado do modelo numérico apresentado na Figura 41, indica que essa banda de tolerância abrange cerca de 20 kHz, contemplando a frequência de comutação imposta de 85 kHz.

Todavia, como a operação do inversor não coincidiu exatamente no pico da curva de ressonância, a planta ficou muito mais suscetível à redução da eficiência de acordo com o distanciamento das bobinas. Em conformidade com a constatação numérica exposta na Figura 43, o afastamento das bobinas provoca um severo estreitamento progressivo da largura de banda. Desta forma, nas distâncias mais longas, essa limitação reduz o rendimento do sistema.

5.4. COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DA SIMULAÇÃO COM OS RESULTADOS DOS TESTES EM BANCADA

Ao confrontar as curvas de eficiência obtidas através do protótipo experimental, apresentadas na Figura 49, com aquelas advindas do modelo numérico, ilustradas na Figura 44, constata-se uma divergência perceptível tanto na morfologia das curvas quanto nas magnitudes alcançadas.

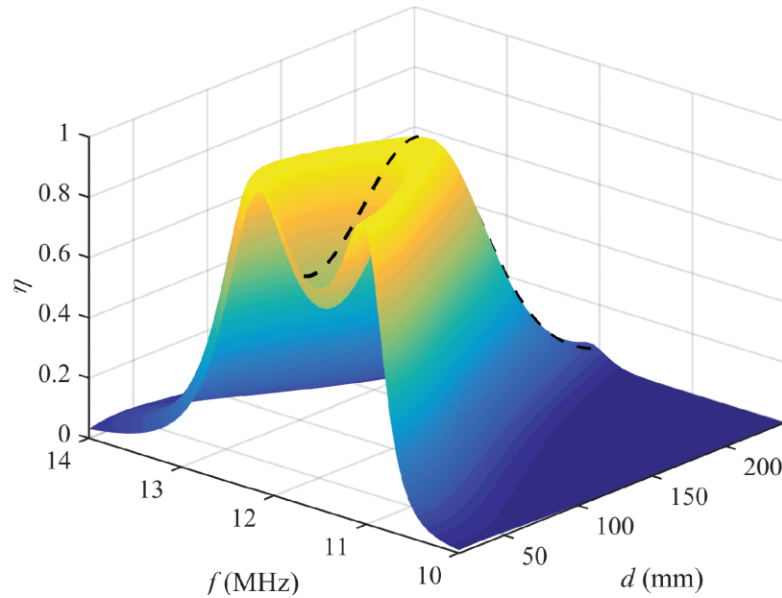
Esta discrepância quantitativa e qualitativa decorre das diferenças inerentes às condições de contorno de cada cenário. O ambiente de simulação numérica opera sob as seguintes condições: dispõe de uma fonte de entrada sem limitação de potência, as bobinas assumem geometrias fiéis aos parâmetros nominais de projeto, o alinhamento é preciso e os efeitos de indutâncias e capacitâncias parasitas são desprezíveis, além de contar com uma carga puramente resistiva e invariável. Em contrapartida, o protótipo físico está intrinsecamente suscetível a imperfeições construtivas e a não idealidades do ambiente de bancada, fatores que degradam a eficiência global observada experimentalmente.

Uma característica que demanda esclarecimento é o fato de em distâncias mais próximas (1 cm a 4 cm), o modelo numérico apresenta uma eficiência menor do que em distâncias intermediárias (6 cm a 8 cm). É mencionado na literatura (Zhang, 2013) que este comportamento é devido ao fenômeno de *frequency splitting* que consiste em uma divisão da frequência de ressonância original do sistema em dois novos picos distintos.

A causa deste fenômeno reside na aproximação excessiva entre as bobinas, o que eleva o coeficiente de acoplamento, como a indutância mútua aumenta de forma diretamente proporcional a esse coeficiente, o seu valor elevado altera a dinâmica do circuito: o sistema deixa de se comportar como dois ressoadores independentes e passa a atuar como um par de osciladores fortemente acoplados (Cheng, 2024). Essa forte interação magnética provoca a bifurcação da frequência, e conseqüentemente, múltiplos picos de eficiência.

Desta forma, se o sistema continuar operando cravado em sua frequência nominal fixa durante esse regime de sobreacoplamento, ele perderá a sintonia com os dois novos picos formados. O resultado desse descasamento é a redução da capacidade de transferência de potência e a queda da eficiência observada nas distâncias mais curtas, conforme demonstrado na Figura 53.

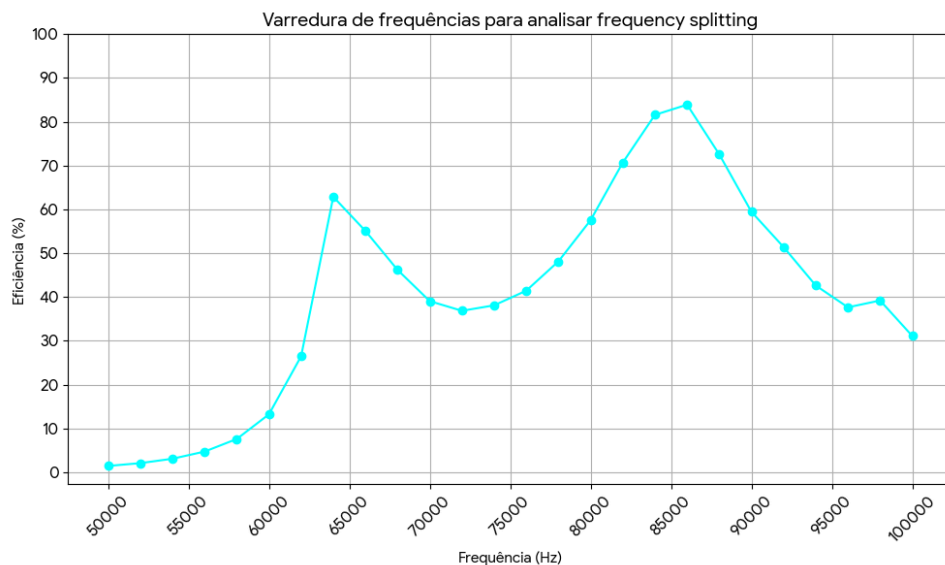
Figura 53 – Efeito do *frequency splitting* ao decorrer do distanciamento das bobinas.



Fonte: Cheng (2024).

A fim de validar a ocorrência desta divisão no escopo deste trabalho, conduziu-se uma varredura paramétrica de frequências no modelo numérico, fixando o entreferro das bobinas em 1 cm. O resultado desta análise está expresso na Figura 54, a qual ilustra o surgimento dos múltiplos picos de eficiência em uma distância de proximidade, corroborando com o comportamento esperado de acordo com os resultados documentados em Zhang (2013).

Figura 54 – Gráfico resultante de varredura de frequência com distância de 1 cm entre as bobinas.



Fonte: Autor (2026).

Em suma, mesmo com a existência de discrepâncias numéricas decorrentes da idealização do software, a simulação computacional atua como um complemento analítico ao

protótipo experimental. O modelo numérico permitiu avaliar o decaimento da eficiência no meio aquoso para distâncias maiores, inviáveis de serem emuladas na bancada física atual, além de elucidar teoricamente a queda abrupta de eficiência registrada nos ensaios práticos, ao mapear o comportamento dinâmico da frequência de ressonância em função do aumento espacial da distância entre as bobinas.

6. CONCLUSÃO

O presente trabalho cumpriu seu objetivo principal ao implementar e avaliar um sistema de Transmissão Indutiva de Energia (IPT) voltado para a recarga de Nós de Fundo Oceânico (OBNs) em ambiente subaquático. Através do delineamento teórico, computacional e experimental, analisou-se o comportamento do acoplamento magnético e da eletrônica de potência associada frente às particularidades do meio marinho.

Em conformidade com o primeiro objetivo específico, o desenvolvimento do modelo numérico por meio do Método dos Elementos Finitos (COMSOL) possibilitou a análise preliminar das dinâmicas do campo eletromagnético. A simulação validou o projeto analítico das bobinas e permitiu prever o decaimento da eficiência de transmissão ocasionado pelo aumento do entreferro e pela condutividade da água salgada. O modelo computacional também auxiliou na compreensão de fenômenos eletromagnéticos complexos, como a divisão da frequência de ressonância (*frequency splitting*) em curtas distâncias de operação.

A implementação do protótipo experimental foi concluída de maneira satisfatória, atendendo ao segundo objetivo. A manufatura englobou a construção das bobinas com fio Litz, o dimensionamento das redes de compensação capacitiva e a montagem dos estágios de conversão estática de potência (inversor Full-Bridge e retificador). Embora limitações comerciais tenham demandado a adoção de um barramento primário de 48 V em substituição à especificação nominal de 72 V da aplicação final, a topologia atendeu aos requisitos básicos de acionamento para a validação empírica da transferência de energia.

A eficácia do sistema foi verificada mediante ensaios iterativos de varredura nos meios de ar, água doce e água salgada. O desempenho na solução com salinidade de 35 g/L evidenciou a atenuação geométrica e as perdas causadas pelas correntes parasitas induzidas neste meio condutivo. Contudo, o protótipo sustentou a transferência de potência em entreferros operacionais. Adicionalmente, os testes de desalinhamento lateral definiram uma janela de tolerância geométrica, indicando um impacto mínimo na eficiência para deslocamentos de até três centímetros, característica condizente com os desvios de atracação previstos nas manobras de Veículos Subaquáticos Autônomos (AUVs).

A rotina de integração em bancada permitiu identificar as principais dificuldades de implementação da tecnologia em ambiente oceânico. No aspecto de isolamento, a alta condutividade da água do mar facilitou a ocorrência de arcos voltaicos, exigindo um encapsulamento epóxi para resguardar a integridade dielétrica dos indutores. No âmbito da sintonia, constatou-se que as indutâncias parasitas e tolerâncias de fabricação deslocaram a frequência natural do protótipo para a margem de 88 kHz, divergindo do alvo nominal de 85 kHz. No que tange à instrumentação, o severo ruído eletromagnético gerado pelo chaveamento corrompeu a leitura dos sensores de efeito Hall, inviabilizando o fechamento de uma malha de controle digital estável. Este gargalo instrumental denota a necessidade de blindagens magnéticas e de processamento de sinais mais avançados em implementações futuras.

Por fim, os dados consolidados indicam viabilidade em bancada da tecnologia IPT como solução para o engessamento energético das redes de OBNs, sob as condições ensaiadas. A eliminação da necessidade de conectores físicos, que são altamente vulneráveis à corrosão e ao desgaste mecânico, mitiga riscos operacionais na exploração sísmica marítima. Mesmo diante das restrições do protótipo e das perdas inerentes à água salgada, a constatação de eficiências em torno de 80% no meio aquoso reafirma que a recarga subaquática é uma abordagem válida e fundamentada para a extensão das missões em águas profundas.

6.1. Trabalhos futuros complementares sugeridos

A partir dos resultados deste trabalho, propõem-se as seguintes sugestões para trabalhos futuros:

1. Investigação da modulação da própria onda magnética de potência para a transmissão simultânea de dados, estabelecendo um canal unificado de comunicação e recarga.
2. Estudo analítico e prático de topologias híbridas de compensação.
3. Aplicação de técnicas de casamento de impedância com o intuito específico de mitigar o fenômeno da divisão da frequência de ressonância (*frequency splitting*) em distâncias curtas de sobreacoplamento.

REFERÊNCIAS

- ADITYA, K. Design and implementation of an inductive power transfer system for wireless charging of future electric transportation. 2016. 190 f. Tese (Doctor of Philosophy) - Department of Electrical, Computer and Software Engineering, University of Ontario Institute of Technology, Oshawa, 2016.
- ALLEGRO MICROSYSTEMS. **ACS712: Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC**. Data Sheet. Manchester, NH: Allegro MicroSystems, 2020.
- ALPHONES, A.; JAYATHURATHNAGE, P. Review on wireless power transfer technology (invited paper). In: **ASIA PACIFIC MICROWAVE CONFERENCE (APMC)**, 2017, Kuala Lumpur. Proceedings [...]. [S.l.]: IEEE, 2017. p. 326-329.
- BALAJI, S.; SUNDARI, P. D. COMSOL FEA modeling of square and circular coil for inductive power transfer in electric vehicle systems. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCES IN ELECTRICAL, COMPUTING, COMMUNICATION AND SUSTAINABLE TECHNOLOGIES (ICAECT)**, 3., 2023. Proceedings [...]. [S.l.]: IEEE, 2023. DOI: 10.1109/ICAECT57570.2023.10117968.
- BANA, V. **et al.** Underwater wireless power transfer for maritime applications. In: **Proceedings** of the 2015 IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE (WPTC). Boulder, CO, USA: IEEE, 2015. p. 1-4.
- BARBI, I. Eletrônica de Potência. 6. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.
- BARBI, Ivo. Inversores Monofásicos. 1. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2022.
- BISWAL, S. S.; KAR, D. P. Consideration of series-series and series-parallel topology in perspective of dynamic resonant inductive coupling based wireless charging. In: **ODISHA INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL POWER ENGINEERING, COMMUNICATION AND COMPUTING TECHNOLOGY (ODICON)**, 1., 2021. **Proceedings** [...]. [S.l.]: IEEE, 2021. DOI: 10.1109/ODICON50556.2021.9428953.
- BOUANOU, T. **et al.** Analysis of coil parameters and comparison of circular, rectangular, and hexagonal coils used in WPT system for electric vehicle charging. **World Electric Vehicle Journal**, Basel, v. 12, n. 1, art. 45, mar. 2021. DOI: 10.3390/wevj12010045.
- BOUATTOR, G. **et al.** Comparative study of resonant circuit for power transmission via inductive link. In: **Proceedings** of the 2015 12TH INTERNATIONAL MULTI-CONFERENCE ON SYSTEMS, SIGNALS & DEVICES (SSD). Mahdia, Tunísia: IEEE, 2015. p. 1-6.
- BOURNS. **BSDW20G120C2 Silicon Carbide Schottky Diode**. Data Sheet. [S.l.]: Bourns, jun. 2023.
- BROADCOM. **ACPL-P345 and ACPL-W345: 1.0-Amp Output Current Power, GaN, and SiC MOSFET Gate Drive Optocoupler with Rail-to-Rail Output Voltage in Stretched SO6**. Data Sheet AV02-4079EN. [S.l.]: Broadcom, ago. 2018.

BUDHIA, M. **et al.** Analysis and design of inductive power transfer systems with misalignment tolerance. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 1, p. 308-318, jan. 2013.

CHENG, Y. et al. Frequency splitting suppressing of hybrid coupling WPT and transfer distance extending by rotating the transmitter. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [S.l.], v. 72, n. 2, p. 1673-1685, fev. 2024. DOI: 10.1109/TAP.2023.3334444.

COMSOL. AC/DC Module User's Guide: version 6.3. [S.l.]: COMSOL AB, 2024.

CREE. **Silicon Carbide MOSFET Evaluation Kit KIT8020CRD8FF1217P-1**. Data Sheet, [S.l.], [S.d.].

DEBBOU, M. **et al.** Wireless inductive power transfer: Design and control for an optimal operation. In: **Proceedings of the 2018 20TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS (EPE'18 ECCE EUROPE)**. Riga, Letônia: IEEE, 2018. p. 1-10.

DONDURUR, D. Acquisition and processing of marine seismic data. Amsterdam: Elsevier, 2018. ISBN 978-0-12-811490-2.

DUARTE, R. M.; FELIC, G. K. Analysis of the coupling coefficient in inductive energy transfer systems. **Active and Passive Electronic Components**, [S.l.], v. 2014, art. 951624, jun. 2014. DOI: 10.1155/2014/951624.

ELADAWY, M.; METWALLY, I. A. Performance improvement of different resonant inductive couplers used for wireless power transfer. **IEEE Sensors Journal**, [S.l.], v. 23, n. 12, p. 12936-12946, 15 jun. 2023. DOI: 10.1109/JSEN.2023.3269346.

FADALI, M. S.; VISIOLI, A. Digital Control Engineering: Analysis and Design. Burlington: Academic Press, 2009.

FOTOPOULOU, K.; FLYNN, B. W. Wireless power transfer in loosely coupled links: coil misalignment model. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S.l.], v. 47, n. 2, p. 416-430, fev. 2011. DOI: 10.1109/TMAG.2010.2093534.

GUIDA, R. et al. Underwater ultrasonic wireless power transfer: a battery-less platform for the Internet of Underwater Things. **IEEE Transactions on Mobile Computing**, v. 21, n. 5, p. 1861-1873, mai. 2022.

HART, D. W. Power electronics. New York: McGraw-Hill, 2011.

I. A. OF GEOPHYSICAL CONTRACTORS. An overview of marine seismic operations. v. 2011-04. [S.l.], abr. 2011.

INAPRIL. **A3000-150: Seabed Seismic Solutions**. Data Sheet. Lillestrøm, Noruega: inApril, out. 2023.

JO, S.; SHIN, C.-S.; KIM, D.-H. Novel design method in wireless charger for SS topology with current/voltage self-limitation function. **Applied Sciences**, Basel, v. 13, n. 3, art. 1488, jan. 2023. DOI: 10.3390/app13031488.

KAN, T. **et al.** Energy and efficiency analysis of the wireless EV charging system based on LCC-LCC resonance network. **IEEE Access**, v. 5, p. 11957-11966, 2017.

KHAN, M. N. **et al.** EH-DBR: Energy harvesting depth based routing for underwater sensor networks. **EAI Endorsed Transactions on Energy Web**, [S.l.], v. 5, n. 17, p. e8, abr. 2018.

KÜRSCHNER, V. N. **Sistema de geração de energia acústica submarina para sistemas embarcados**. 2024. Exame de Qualificação (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Joinville, 2024.

LI, Z. **et al.** A review of inductive power transfer for electric vehicles. **Journal of Modern Power Systems and Clean Energy**, v. 4, n. 4, p. 505-519, oct. 2016.

LIU, J. **et al.** A review of underwater docking and charging technology for autonomous vehicles. **Ocean Engineering**, v. 297, 2024.

ONSEMI. **Silicon Carbide (SiC) MOSFET – 32 mohm, 650 V, M2, TO-247-3L: NTHL045N065SC1**. Data Sheet, Rev. 5. [S.l.]: onsemi, dez. 2023.

PASCOAL, P. G. **et al.** Projeto e simulação das bobinas de um sistema de transferência de energia sem fio para aplicação na recarga de veículos elétricos. **In: Congresso Brasileiro de Automática, 24., 2022. Anais... Fortaleza: Sociedade Brasileira de Automática**, out. 2022. DOI: 10.20906/CBA2022/3547

PROSEN, N.; TRUNTIČ, M.; DOMAJNKO, J. Control of an inductive power transfer system using a double coil structure. **Electronics**, Basel, v. 11, art. 2148, jul. 2022. DOI: 10.3390/electronics11142148

RAHMAN, M. T. **et al.** A comprehensive review of wireless power transfer methods: Applications and challenges. **Engineering Reports**, v. 6, n. 4, 2024.

SANTOS, H. M. G. P. Underwater Wireless Power Transfer. 2016. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) - Faculdade de Engenharia, Universidade do Porto, Porto, 2016.

SHEHATA, E. G. Design of high efficiency low frequency wireless power transfer system for electric vehicle charging. **Electrical Engineering**, v. 104, p. 1797-1809, jun. 2022. DOI: 10.1007/s00202-021-01436-w.

SHEVCHENKO, V. **et al.** Compensation topologies in IPT systems: standards, requirements, classification, analysis, comparison and application. **IEEE Access**, [S.l.], v. 7, p. 120559-120580, ago. 2019. DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2937891.

SHIMIZU, S. **et al.** Semipermanent ocean-bottom seismic node: toward practical reservoir monitoring. **Lead. Edge**, v. 38, n. 9, p. 716-719, set. 2019.

TEXAS INSTRUMENTS. **Tiva C Series TM4C123G LaunchPad Evaluation Kit (EK-TM4C123GXL)**. Data Sheet / User's Guide. Dallas, TX: Texas Instruments, 2013.

TIAN, Z. **et al.** Design and analysis of inductive power transfer (IPT) system for subsea connector. **IET Power Electronics**, v. 12, n. 1, p. 113-121, 2019.

TRIVIÑO-CABRERA, A.; GONZÁLEZ-GONZÁLEZ, J. M.; AGUADO, J. A. Wireless power transfer for electric vehicles: foundations and design approach. Cham: Springer, 2020.

VIERA, L. A. B. **Análise e desenvolvimento de um sistema de transferência de energia sem fio aplicado na recarga de veículos elétricos**. 2022. 127 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2022.

WADHWA, C. L. High voltage engineering. 2. ed. New Delhi: New Age International, 2007. ISBN 978-8122418590.

WANG, D. et al. A novel arc-shaped lightweight magnetic coupler for AUV wireless power transfer. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 58, n. 1, p. 1315-1329, jan./fev. 2022.

WEIGELT, M. et al. Finite-element-analysis of the mechanical behavior of high-frequency litz wire in flat coil winding. **Production Engineering**, v. 14, nov. 2020. DOI: 10.1007/s11740-020-00996-3.

XI, Y. et al. High efficient harvesting of underwater ultrasonic wave energy by triboelectric nanogenerator. **Nano Energy**, v. 38, p. 101-108, 2017.

YANG, L. et al. Impedance angle model for undersea wireless power transfer systems based on real-time monitoring of marine environmental parameters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, 2025. DOI: 10.1109/JESTPE.2025.3614161.

YANG, L.; ZONG, M.; LI, C. Voltage-gain design and efficiency optimization of series/series-parallel inductive power transfer system considering misalignment issue. **Energies**, Basel, v. 14, n. 11, art. 2999, maio 2021. DOI: 10.3390/en14112999.

YHDC. **SCT013 Series Split Core Current Transformer**. Data Sheet. [S.l.]: YHDC, 2015.

ZHANG, Y. et al. Enabling multi-angle wireless power transmission via magnetic resonant coupling. **Applied Physics Letters**, v. 114, n. 16, 2019.

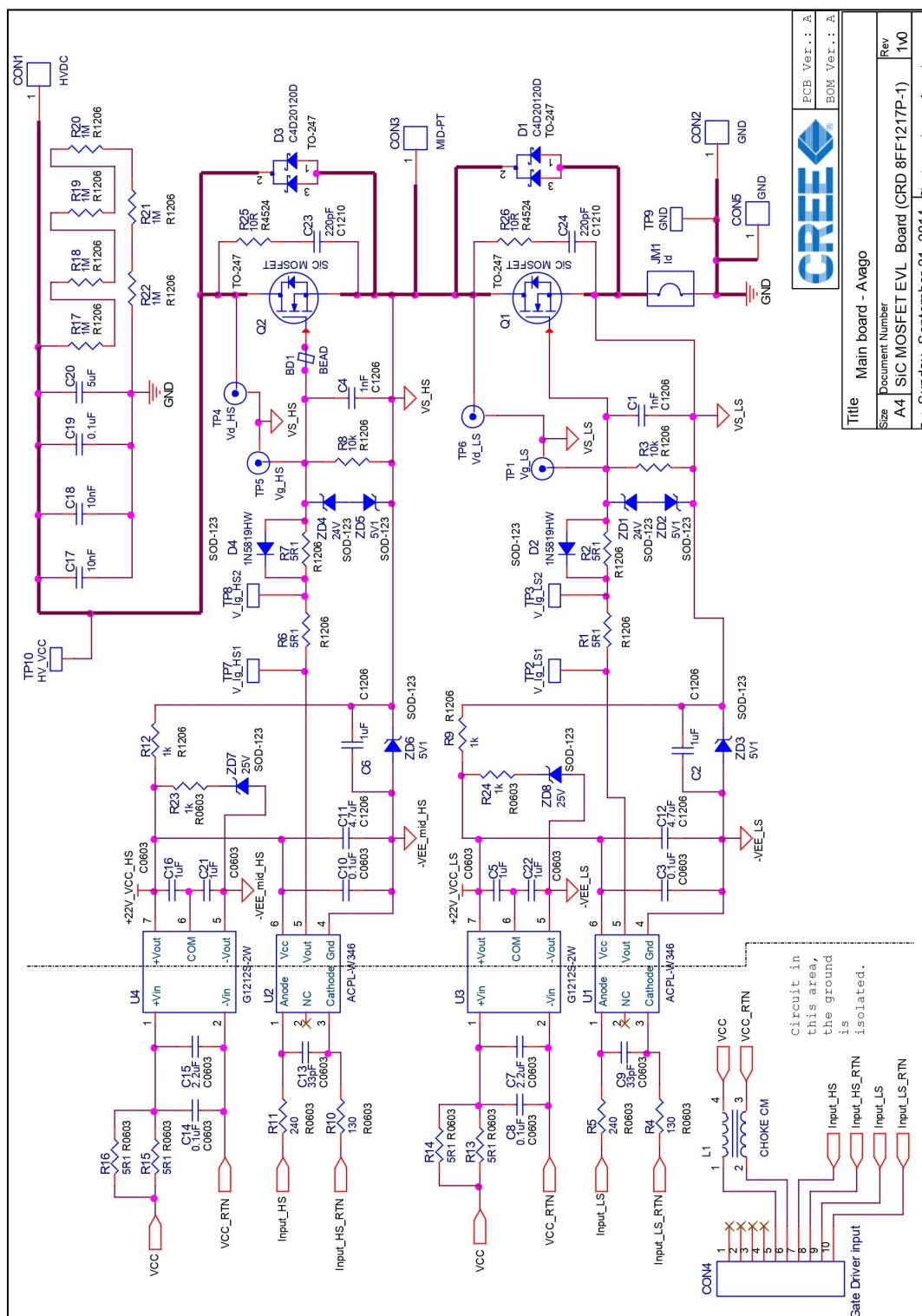
ZHANG, Y.; ZHAO, Z.; CHEN, K. Frequency splitting analysis of magnetically-coupled resonant wireless power transfer. **IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE)**, 2013, Denver. Proceedings [...]. [S.l.]: IEEE, 2013. p. 2227-2232. DOI: 10.1109/ECCE.2013.6646983.

ZHU, G. et al. Finite element analysis and corresponding experiments of resonant energy transmission for wireless transmission devices using witricity. **Progress In Electromagnetics Research B**, v. 68, p. 71-83, 2016.

ZOU, H.-X. et al. A magnetically coupled bistable piezoelectric harvester for underwater energy harvesting. **Energy**, v. 217, p. 119429, 2021.

ZOU, L. et al. A review on wireless power transfer technologies for underwater autonomous devices. **Journal of Marine Science and Engineering**, v. 10, n. 9, p. 1282, set. 2022.

APÊNDICE A - ESQUEMÁTICO DO KIT8020CRD8FF1217P-1



Fonte: CREE ([S.d.]).