



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Leonardo Freire Pacheco

Fonte Auxiliar de Alta Isolação empregando Transferência Indutiva de Energia

Florianópolis
2026

Leonardo Freire Pacheco

Fonte Auxiliar de Alta Isolação empregando Transferência Indutiva de Energia

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, subárea Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

Orientador(a): Prof. André Luís Kirsten, Dr.

Florianópolis

2026

Pacheco, Leonardo Freire

Fonte Auxiliar de Alta Isolação empregando Transferência Indutiva de Energia / Leonardo Freire Pacheco ; orientador, André Luís Kirsten, 2026.

204 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2026.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Transferência Indutiva de Energia. 3. Compensação de Potência Reativa. 4. Alta Isolação. 5. Fonte Auxiliar. I. Kirsten, André Luís. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Leonardo Freire Pacheco

Fonte Auxiliar de Alta Isolação empregando Transferência Indutiva de Energia

O presente trabalho em nível de Doutorado foi avaliado e aprovado, em 3 de dezembro de 2025, pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Fábio Ecke Bisogno, Ph.D.
Hochschule Koblenz: University of Applied Science, Alemanha

Prof. Walbermark Marques dos Santos, Dr.
UFES (Universidade Federal do Espírito Santo)

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
UFSC (Universidade Federal de Santa Catarina)

Certificamos que esta é a versão original e final do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Prof. Carlos Renato Rambo, Dr.
Coordenação do Programa de Pós-Graduação

Prof. André Luís Kirsten, Dr.
Orientador

Florianópolis, 2026

Este trabalho é dedicado ao meu **Deus**, à minha esposa, família e amigos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a **Deus**, o Autor da vida. Pela força e conforto que sempre me deu através de Sua Palavra e pela constante e perfeita companhia e amor. Em nenhum momento tive dúvidas que tudo terminaria bem, pois Ele cuidou e cuida dos meus caminhos. Mesmo sem merecer, a Sua Graça tem me conduzido.

Agradeço a minha esposa Fabiana Kuntze, pelo seu amor, cuidado, carinho e pela força nos momentos de desânimo. O seu apoio incondicional me ajudou a chegar até aqui, e quaisquer que forem os resultados desse trabalho, serão agora desfrutados por nós dois. Obrigado por além de ser esposa, você é a minha melhor amiga. E agradeço a sua querida família, Dênio, Sônia e Luciana, sem esquecer do Joy e do Teddy.

Agradeço aos meus pais, Mauro e Zene, pela educação maravilhosa e apoio durante todo o tempo do mestrado e do doutorado. Por terem se sacrificado tanto para que pudesse ter a melhor criação possível. Ao meu pai em especial, que descansa no Senhor, que sempre me acordou cedo falando para eu estudar e um dia ser um doutor. Bom, pai, e agora?

Aos meus irmãos, Lucila, Lucas e Anderson, juntamente com suas famílias, que tanto me ajudaram, e me deram apoio emocional e financeiro, e por me tratarem como um filho, cuidando sempre de mim.

Agradeço ao professor Ivo Barbi pela orientação no primeiro estágio do doutorado. Muito maior que a sua inteligência, sabedoria e capacidade técnica, foi a sua gentileza e educação para me orientar, tirar dúvidas, explicar assuntos e passar experiência ao longo do tempo que passamos juntos no doutorado. Agradeço a oportunidade e privilégio de ter sido aluno e orientando, desde o mestrado, desse ícone da Eletrônica de Potência do Brasil.

Também agradeço ao professor André Luís Kirsten, por ter me aceitado na continuação do doutorado e pelo auxílio e suporte dado na fase final dessa etapa, com orientação, conselhos e paciência. Mesmo sem precisar, me acolheu como aluno e agora me deve um churrasco.

Também às equipes do laboratório Fotovoltaica e do INEP, pelo apoio e principalmente pelo espaço cedido para diversas atividades. Aos alunos de Iniciação Científica pelo trabalho realizado nos testes do protótipo, em especial, ao Gustavo

Bernardi, pelo trabalho de excelência realizado. Está se formando um excelente profissional.

Gostaria de agradecer ao meu grande amigo do doutorado, Gabriel Dodgers. Pela amizade, ajuda e companheirismo desde os primeiros momentos do doutorado. E por ter me apresentado CS:GO. Aline veio junto, e a amizade de vocês foi fundamental para suportar a pandemia que agravou todo o planeta. Espero que possamos trabalhar juntos de novo um dia.

Agradeço aos meus amigos que conheci na Igreja Adventista do Sétimo Dia Universitária. A amizade de vocês tem tornado essa cidade muito mais agradável. Em especial, ao nosso bonde, pelas saídas, companheirismo e muitas risadas. E aos amigos que vem e vão deixando marcas e boas lembranças.

São muitas as pessoas que contribuíram de forma direta e indireta para essa conquista, e a todas elas tenho muito que agradecer. Como disse Isaac Newton: “Se pude ver longe, foi por estar sobre ombros de gigantes”. Espero um dia poder retribuir de forma equivalente. Muito obrigado!

“Porque o **Senhor** dá a sabedoria, e da Sua boca vem a inteligência e o entendimento”

(Bíblia Sagrada. Almeida Revista e Atualizada. Provérbios 2:6)

RESUMO

A todo momento, a modernização através da tecnologia avança. Novos equipamentos elétricos são criados, seja no setor de eletrônicos, médico ou industrial. Para suportar o aumento dessa carga e com o advento de novas tecnologias de semicondutores, conversores têm sido desenvolvidos para processar cada vez mais potência, seja com correntes ou tensões elevadas. Um exemplo são os Conversores Modulares Multiníveis, que têm sido amplamente estudados e aplicados graças à sua capacidade de processar elevadas potências através da modularidade. Devido às suas aplicações em altas tensões, tais conversores necessitam de fontes de alimentação auxiliares para *gate drivers* com alta isolamento. Muitas soluções têm sido pesquisadas, entre elas a Transferência Indutiva de Energia, devido à sua capacidade de conduzir energia sem conexão elétrica ou magnética. Entretanto, a transferência indutiva de energia possui perdas significativas por conta do baixo acoplamento magnético que gera circulação elevada de potência reativa. Por isso, uma pesquisa sobre tipos de compensação de potência reativa para sistemas de transferência indutiva de energia se faz necessária. Este trabalho tem como objetivo analisar uma solução de fonte de alimentação via transferência indutiva de energia com isolamento na faixa de 125 kV. A solução utilizando circuito de compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente é empregada. É apresentado sua fundamentação teórica, funcionamento, etapas de operação e modulação. Resultados experimentais em um conversor de 100 W e tensão de saída de 24 V são apresentados, bem como sua viabilidade para a aplicação desejada. A simplicidade da topologia, sua modulação, a capacidade de isolamento entre etapa primária e secundária, e a tensão de saída regulada para diferentes cargas mostram que o conversor é uma solução viável para fontes de alimentação para sistemas que necessitem alta isolamento.

Palavras-chave: Compensação de Potência Reativa; Conversor CC-CC; Fontes auxiliares de alimentação; Fonte de alta isolamento; Transferência Indutiva de Energia.

ABSTRACT

Modernization through technology is constantly advancing. New electrical equipment are being created, whether in the electronics, medical, or industrial sectors. To support this increased load and with the advent of new semiconductor technologies, converters have been developed to process increasingly higher power, whether at high currents or voltages. One example is Modular Multilevel Converters, which have been widely studied and applied thanks to their ability to process high power through modularity. Due to their high-voltage applications, such converters require auxiliary power supplies for highly isolated gate drivers. Many solutions have been researched, including Inductive Power Transfer, due to its ability to conduct power without electrical or magnetic connection. However, inductive power transfer has significant losses due to low magnetic coupling, which generates high reactive power circulation. Therefore, research into types of reactive power compensation for inductive power transfer systems is necessary. This work analyzes a power supply solution using inductive energy transfer with isolation in the 125 kV range. The solution uses an SS-type reactive power compensation circuit with a current power supply. Its theoretical foundation, operation, operating steps, and modulation are presented. Experimental results on a 100 W converter with a 24 V output voltage are presented, as well as its feasibility for the desired application. The simplicity of the topology, its modulation, the isolation capacity between the primary and secondary stages, and the regulated output voltage for different loads demonstrate that the converter is a viable power supply solution for systems requiring high isolation.

Keywords: Reactive Power Compensation; DC-DC Converter; Auxiliary Power Supplies; High Isolation Power Supply; Inductive Power Transfer.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Representação esquemática de um inversor MMC trifásico	26
Figura 1.2 – SST proposto por [2], composto por 12 SMs, para conexão com rede elétrica de 13,8 kV.....	27
Figura 1.3 – Circuito de transmissão de energia indutiva com carga puramente resistiva.....	29
Figura 1.4 – Formas de onda de tensão de entrada e corrente de entrada defasadas.	29
Figura 1.5 – Circuito completo (a) e circuito simplificado pela análise de frequência fundamental (b) de compensação de potência reativa do tipo SS para transformadores de baixo acoplamento com núcleo de ar.....	30
Figura 1.6 – Campo magnético entre bobinas para (a) núcleo TDK de 2 mm, (b) núcleo TDK de 0,25 mm, (c) núcleo Epcos de 2 mm, (d) núcleo Epcos de 0,25 mm e (e) sem núcleos de ferrite.....	31
Figura 1.7 – Ganho de tensão de saída em função da frequência de operação para compensação de potência reativa do tipo SS com diferentes cargas.	32
Figura 1.8 – Topologia LCC-S proposta por [8].....	33
Figura 1.9 – Topologia do tipo SP de compensação de potência reativa proposta por [9].	34
Figura 2.1 – Indutância Mútua entre duas bobinas.	39
Figura 2.2 – Exemplos para aplicação da convenção do ponto.	40
Figura 2.3 – Dois indutores acoplados representados por duas fontes equivalentes.	41
Figura 2.4 – Circuito equivalente tipo T de dois indutores acoplados magneticamente.....	42
Figura 2.5 – Circuito equivalente tipo π de dois indutores acoplados magneticamente.....	42
Figura 2.6 – Tipos de enrolamentos em relação ao seu acoplamento.....	44
Figura 2.7 – Indutores utilizados na experimentação.....	45
Figura 2.8 – Curva das indutâncias em função da distância.....	46
Figura 2.9 – Fator de acoplamento versus distância.....	46
Figura 2.10 – Indutor espiral com única camada.....	48

Figura 2.11 – Indutores planares: (a) quadrado, (b) octagonal, (c) hexagonal e (d) circular.....	49
Figura 2.12 – Bobina espiral com única camada construída em laboratório.	52
Figura 2.13 – Valor de indutância obtido em analisador de impedância.	53
Figura 2.14 – Tipos de núcleo de ferrite que podem ser empregados em bobinas espirais.....	55
Figura 2.15 – Circuito acoplado magneticamente com carga resistiva.	56
Figura 2.16 – Circuito da Figura 2.15 no modelo de fontes dependentes.	57
Figura 2.17 – Tensão de saída em função da variação da corrente de saída para diferentes fatores de acoplamento.	60
Figura 2.18 – Potência de saída em função da variação fator de acoplamento para diferentes valores da resistência de carga.	61
Figura 2.19 – Eficiência e fator de potência do acoplamento magnético para diferentes valores da resistência de carga.	61
Figura 3.1 – Diferentes configurações para compensação de potência reativa com dois capacitores, sendo elas (a) SS, (b) PP, (c) PS e (d) SP.	64
Figura 3.2 – Circuito equivalente com compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.....	64
Figura 3.3 – Modelo T do circuito com compensação de potência reativa do tipo SS.	66
Figura 3.4 – Circuito equivalente com a impedância Z_{ab}	67
Figura 3.5 – Circuito equivalente puramente resistivo visto pela fonte de entrada....	67
Figura 3.6 – Circuito utilizado para obtenção do circuito equivalente de Thevenin. ...	68
Figura 3.7 – Circuito equivalente de Thevenin para o circuito de compensação de potência reativa do tipo SS.....	69
Figura 3.8 – Circuito equivalente de Thevenin conectado ao estágio de saída.	69
Figura 3.9 – Circuito equivalente final para compensação de potência reativa do tipo SS.	69
Figura 3.10 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.	71
Figura 3.11 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.	72
Figura 3.12 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.	73

Figura 3.13 – Curva de eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.	73
Figura 3.14 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.	74
Figura 3.15 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.....	76
Figura 3.16 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.	77
Figura 3.17 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.	77
Figura 3.18 – Curva da eficiência em função da potência de saída para compensação de reativos do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.	78
Figura 3.19 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.....	78
Figura 3.20 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.	82
Figura 3.21 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.	83
Figura 3.22 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.	83
Figura 3.23 – Curva do ganho estático de tensão em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.	84
Figura 3.24 – Curva da eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.	85
Figura 3.25 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.	85
Figura 3.26 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.....	87
Figura 3.27 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.	88

Figura 3.28 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.	88
Figura 3.29 – Curva de eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.	89
Figura 3.30 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.....	89
Figura 3.31 – Circuito reduzido da compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.	90
Figura 3.32 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.	93
Figura 3.33 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.	93
Figura 3.34 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.	94
Figura 3.35 – Curva do ganho estático de tensão em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.	94
Figura 3.36 – Curva da eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.	95
Figura 3.37 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.	96
Figura 3.38 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.....	97
Figura 3.39 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.	98
Figura 3.40 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.	99
Figura 3.41 – Curva de eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.	99

Figura 3.42 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo PP com fonte de alimentação de tensão.....	100
Figura 3.43 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo PP com fonte de alimentação de tensão.....	101
Figura 3.44 – Comparação entre compensações de potência reativa para Tensão de Saída com fonte de tensão como entrada.....	103
Figura 3.45 – Comparação entre compensações de potência reativa para Corrente de Saída com fonte de tensão como entrada.....	103
Figura 3.46 – Comparação entre compensações de potência reativa para Tensão de Saída com fonte de corrente como entrada.	104
Figura 3.47 – Comparação entre compensações de potência reativa para Corrente de Saída com fonte de corrente como entrada.	104
Figura 3.48 – Comparação entre compensações de potência reativa para eficiência com fonte de tensão de entrada.....	105
Figura 3.49 – Comparação entre compensações de potência reativa para eficiência com fonte de corrente de entrada.	105
Figura 4.1 – Conversor completo proposto.	109
Figura 4.2 – Circuito simplificado pela análise da frequência fundamental.....	110
Figura 4.3 – Forma de onda do sinal modulador e dos sinais portadores para modulação senoidal unipolar.....	112
Figura 4.4 – Comportamento da tensão de saída em função da corrente de saída.	113
Figura 4.5 – Circuito equivalente utilizado na análise de etapas no regime permanente.....	114
Figura 4.6 – Etapas de operação para semiciclo positivo do sinal modulador, onde (a) representa primeira etapa com $V_1 = 0$, (b) representa segunda etapa, com $V_1 = V_{dc}$ e (c) representa terceira etapa, com $V_1 = 0$	114
Figura 4.7 – Etapas de operação para o semiciclo positivo do sinal modulador do ponto de vista da frequência de comutação.....	115
Figura 4.8 – Etapas de operação para semiciclo negativo do sinal modulador, onde (a) representa primeira etapa com $V_1 = 0$, (b) representa segunda etapa, com $V_1 = -V_{dc}$ e (c) representa terceira etapa, com $V_1 = 0$	116
Figura 4.9 – Etapas de operação para o semiciclo negativo da corrente de entrada I_1 do ponto de vista da frequência de comutação.....	117

Figura 4.10 – Circuito equivalente do tipo T para acoplamento indutivo utilizado para obtenção da função de transferência.	118
Figura 4.11 – Circuito simplificado no domínio de Laplace.	119
Figura 4.12 – Circuito completo com o esquema de controle.....	120
Figura 4.13 – Diagrama de blocos do sistema a ser controlado.....	121
Figura 4.14 – Diagrama de Bode para $FTLA_{NC}(s)$	121
Figura 4.15 – Diagrama de Bode para $FTLA_C(s)$ com controlador ressonante.	123
Figura 4.16 – Circuito de condicionamento de sinais para os sensores.....	124
Figura 5.1 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores da ponte inversora.....	128
Figura 5.2 – Formas de onda de tensão e forma de onda de corrente de entrada comparada a corrente de referência.	129
Figura 5.3 – Forma de onda das correntes em L_1 e L_2 e das tensões sobre C_1 e C_2	130
Figura 5.4 – Forma de onda de tensão sobre os indutores L_1 e L_2	131
Figura 5.5 – Formas de onda de corrente e tensão nos diodos da ponte retificadora.	132
Figura 5.6 – Formas de onda de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora com ênfase na comutação.	132
Figura 5.7 – Formas de onda de tensão e da potência instantânea de saída.	133
Figura 5.8 – Formas de onda de potência instantânea e tensão com variações de carga.	134
Figura 6.1 – Indutores L_1 e L_2	137
Figura 6.2 – Placa primária do conversor proposto.....	138
Figura 6.3 – Controlador digital operando juntamente com a placa de condicionamento de sinais.	139
Figura 6.4 – Placa secundária do conversor proposto.	139
Figura 6.5 – Sinais de comando dos interruptores S_{1-4}	140
Figura 6.6 – Atraso entre sinal do controlador e sinal de acionamento tratado que chega no interruptor.	141
Figura 6.7 – Tempo morto entre acionamentos de interruptores complementares.	142
Figura 6.8 – Corrente primária I_1 e tensão primária V_1	142
Figura 6.9 – Corrente primária I_1 e tensão primária V_1 no ponto de vista da frequência de comutação.....	143

Figura 6.10 – Tensão em S_1 e S_3 e tensão primária V_1 para o semiciclo positivo de operação.	144
Figura 6.11 – Tensão em S_1 e S_3 e tensão primária V_1 para o semiciclo negativo de operação.	144
Figura 6.12 – Corrente primária I_1 e corrente secundária I_2 defasadas em 90°	145
Figura 6.13 – Corrente primária I_1 e tensão no capacitor primário C_1	146
Figura 6.14 – Tensão nos indutores primário L_1 e secundário L_2	146
Figura 6.15 – Tensão secundária V_2 e corrente secundária I_2	147
Figura 6.16 – Tensões nos diodos D_1 e D_2	148
Figura 6.17 – Distribuição de Perdas do conversor em potência nominal de 100 W.	149
Figura 6.18 – Eficiência geral do conversor para diversas faixas de potência.	150
Figura 6.19 – Tensão de saída para diversas faixas de potência.	151

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Valor de erro para cada equação de indutores espirais planos.....	53
Tabela 2.2 – Parâmetros usados para simulação de circuito resistivo acoplado magneticamente.....	59
Tabela 2.3 – Grandezas obtidas na simulação de circuito resistivo acoplado magneticamente.....	59
Tabela 3.1 – Parâmetros usados para simulação dos tipos de compensação de potência reativa.....	71
Tabela 3.2 – Comparações de topologias SS, suas aplicações, vantagens e desvantagens entre referências.....	106
Tabela 3.3 – Comparações de topologias SP, PS e PP, suas aplicações, vantagens e desvantagens entre referências.....	107
Tabela 4.1 – Parâmetros referente aos indutores planares espirais com núcleo de ar.....	110
Tabela 4.2 – Parâmetros estipulados e medidos para o projeto proposto.....	111
Tabela 4.3 – Esforços de tensão e corrente nos principais componentes do circuito.....	118
Tabela 5.1 – Parâmetros usados na simulação computacional.....	127
Tabela 5.2 – Comparação entre valores obtidos por simulação com circuito completo com análise teórica via frequência fundamental.....	135
Tabela 6.1 – Parâmetros principais para a experimentação prática.....	136
Tabela 6.2 – Valores de eficiência global para demais autores.....	150

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CV	<i>Constant Current - Constant Voltage</i>
DC	<i>Direct Current</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
FTLA _C	Função de Transferência de Laço Aberto compensada
FTLA _{NC}	Função de Transferência de Laço Aberto não-compensada
GaN	<i>Gallium Nitride</i>
GD	<i>Gate Driver</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IPT	<i>Inductive Power Transfer</i>
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PI	Proporcional-Integral
PP	Paralelo-Paralelo
PR	Proporcional Ressonante
PS	Paralelo-Série
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SM	Sub-Módulo
SP	Série-Paralelo
SS	Série-Série
SSD	<i>Solid State Transformer</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
A_{J450}	Corrente suportada pelo fio Litz com densidade de corrente de 450 A/cm ²
C_1	Capacitância Primária
C_2	Capacitância Secundária
C_o	Capacitância de Saída
D_{1-4}	Diodos 1-4 da ponte retificadora
D_{in}	Diâmetro Interno
D_{out}	Diâmetro Externo
F	Frequência
F_a	Frequência de amostragem do conversor ADC
FP	Fator de Potência
F_{Res}	Frequência de Ressonância
F_S	Frequência de Comutação
Gap	Distância física entre indutores L1 e L2
G_i	Ganho de Corrente
G_v	Ganho de Tensão
I_1	Corrente primária
I_{1p}	Corrente de pico do Indutor L1
I_{1RMS}	Corrente eficaz do Indutor L1
I_2	Corrente Secundária
I_{D1-4}	Corrente nos Diodos 1-4 da ponte retificadora
I_{DC}	Corrente da Fonte de Entrada
I_L	Corrente de carga
I_o	Corrente de Saída
I_{ref}	Corrente de referência
I_{S1-4}	Corrente nos Interruptores 1-4 da ponte inversora
K	Fator de Acoplamento
k_c	Ganho do controlador
L_1	Indutância Primário
L_2	Indutância Secundário

LC	Tanque LC (indutor e capacitor)
M	Indutância Mútua
M_{ϕ}	Margem de Fase do controlador
N_e	Número de Espiras
P	Potência Ativa
P_o	Potência de Saída
Q	Potência Reativa
R_1	Resistência interna do indutor L1
R_2	Resistência interna do indutor L2
R_{in}	Raio Interno
R_L	Resistência de Carga
R_o	Resistência de Saída
R_{out}	Raio Externo
r_w	Raio do Fio Litz dos indutores
S	Potência Aparente
S	Variável complexa no domínio de Laplace
S_{1-4}	Interruptores 1-4 da ponte inversora
V_1	Tensão Primária
V_2	Tensão Secundária
V_{C1}	Tensão no Capacitor C1
V_{C2}	Tensão no Capacitor C2
V_{D1-4}	Tensão nos Diodos 1-4 da ponte retificadora
V_{DC}	Tensão CC de Entrada da Fonte
V_{GS1-4}	Tensão aplicada nos terminais GS dos interruptores 1-4
V_{L1}	Tensão no indutor L1
V_{L2}	Tensão no indutor L2
V_o	Tensão de Saída
V_{por}	Sinal da portadora
V_{S1-4}	Tensão nos Interruptores 1-4 da ponte inversora
W	Energia Armazenada
Z	Impedância
Z_1	Impedância do primário
Z_2	Impedância do secundário

η	Eficiência
π	Pi
ϕ_{11}	Campo magnético circulando no indutor primário
ϕ_{12}	Campo magnético comum aos indutores
ω	Frequência angular
ω_c	Frequência de cruzamento
ω_o	Frequência ressonante do controlador
ω_z	Frequência do zero do controlador

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	26
1.1	PROPOSTA DA TESE.....	34
1.2	OBJETIVOS.....	35
1.1.1	Objetivo Geral.....	35
1.1.2	Objetivos Específicos.....	35
1.3	ESTRUTURA DA TESE.....	36
2	CIRCUITOS COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO	38
2.1	INTRODUÇÃO.....	38
2.2	INDUTÂNCIA MÚTUA	38
2.3	CIRCUITOS EQUIVALENTES.....	41
1.1.3	Circuito equivalente empregando fontes dependentes.....	41
1.1.4	Circuito equivalente empregando o modelo tipo T.....	41
1.1.5	Circuito equivalente empregando o modelo tipo π	42
2.4	ENERGIA ARMAZENADA E FATOR DE ACOPLAMENTO	43
2.5	EXPERIMENTAÇÃO COM BOBINAS ACOPLADAS.....	44
2.6	CÁLCULO DE INDUTÂNCIA DE INDUTORES DO TIPO ESPIRAL.....	47
1.1.6	Indutância de Indutor Espiral com única camada e sem ferrite.....	48
1.1.7	Influência da inclusão de núcleos de ferrite nos indutores acoplados.....	54
2.7	ANÁLISE DE UM CIRCUITO ACOPLADO COM CARGA RESISTIVA.....	56
2.8	CONCLUSÃO	62
3	COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA PARA SISTEMAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA INDUTIVA.....	63
3.1	INTRODUÇÃO.....	63
3.2	COMPENSAÇÃO SS (SÉRIE-SÉRIE).....	64
3.2.1	Fonte de alimentação de tensão na entrada.....	64
3.2.2	Fonte de alimentação de corrente na entrada	74
3.3	COMPENSAÇÃO SP (SÉRIE-PARALELO).....	78
3.3.1	Fonte de alimentação de tensão na entrada.....	78
3.3.2	Fonte de alimentação de corrente na entrada	85
3.4	COMPENSAÇÃO PS (PARALELO-SÉRIE).....	89
3.4.1	Fonte de alimentação de tensão na entrada.....	89
3.4.2	Fonte de alimentação de corrente na entrada	95

3.5	COMPENSAÇÃO PP (PARALELO-PARALELO).....	100
3.6	CONCLUSÃO	102
4	CONVERTOR PROPOSTO.....	109
4.1	INTRODUÇÃO.....	109
4.2	DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA.....	110
4.3	ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE.....	111
4.3.1	Tipo de Modulação.....	111
4.3.2	Principais equações	112
4.3.3	Etapas de operação	113
4.3.4	Esforços de tensão e corrente.....	117
4.4	ANÁLISE DINÂMICA	118
4.4.1	Função de Transferência.....	118
4.4.2	Dimensionamento do Controlador de Corrente	120
4.5	CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	123
4.6	CONCLUSÃO	125
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	126
5.1	INTRODUÇÃO.....	126
5.2	ESTÁGIO INVERSOR	127
5.3	CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA	129
5.4	ESTÁGIO DE SAÍDA	131
5.5	COMPARAÇÃO COM ANÁLISE DE FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL.....	135
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	136
6.1	INTRODUÇÃO	136
6.2	PROTÓTIPO	137
6.3	FORMAS DE ONDA EXPERIMENTAIS	140
6.4	EFICIÊNCIA E TENSÃO DE SAÍDA	148
7	CONCLUSÃO.....	152
7.1	ASPECTO CONSTRUTIVO DA TESE.....	152
7.2	PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES DA TESE.....	154
7.3	PONTOS FORTES E OPORTUNIDADES DE TRABALHOS FUTUROS	155
7.4	CONCLUSÕES EXPERIMENTAIS	156
7.5	PUBLICAÇÕES CIENTÍFICAS	157
	REFERÊNCIAS	158

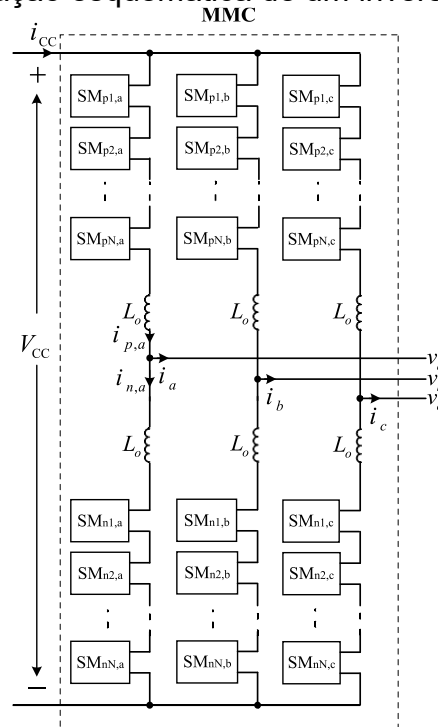
APÊNDICE A – CÓDIGO FONTE DO CONTROLADOR DIGITAL RESSONANTE	168
APÊNDICE B – PROJETO DO CONVERSOR NO <i>MATHCAD</i>	173
APÊNDICE C – DIMENSIONAMENTO DO CONTROLE DO CONVERSOR	179
APÊNDICE D – DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO CONVERSOR.....	188
APÊNDICE E – PROJETOS <i>ALTIUM</i>	199

1 INTRODUÇÃO

Com a evolução da tecnologia dos semicondutores de potência, em especial os Transistores de Efeito de Campo de Óxido de Metal Semicondutor (do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET*) de Carboneto de Silício (do inglês *Silicon Carbide – SiC*) e Nitrato de Gálio (do inglês *Gallium Nitride – GaN*), tem crescido a densidade de potência que os conversores operam, ou seja, mais potência é processada em conversores cada vez menores.

Um bom exemplo são os conversores modulares multi-níveis (do inglês *Modular Multilevel Converter – MMC*). Tais conversores têm sido usados para aumentar a capacidade de processamento de energia, e são ideais para aplicações com conversores de corrente contínua (CC) de alta tensão (do inglês *High Voltage Direct Current – HVDC*) [1]. Ao serem divididos em Submódulos (SMs) em série, os MMCs são capazes de receber uma elevada tensão e dividir a mesma entre os submódulos, de forma que os interruptores de cada SM terão que suportar a tensão de entrada dividida por N submódulos. A Figura 1.1 ilustra a representação esquemática de um exemplo de um inversor MMC trifásico.

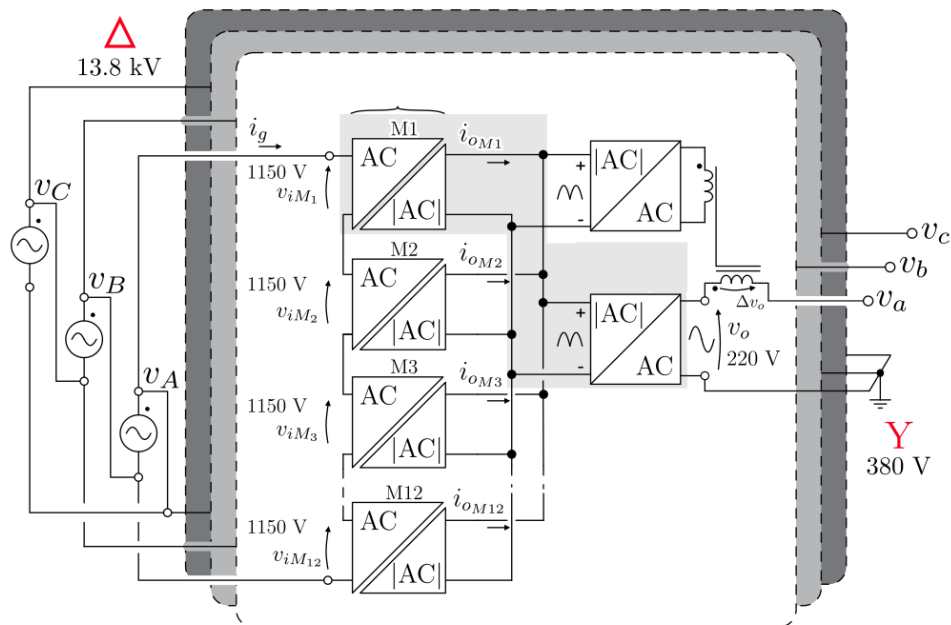
Figura 1.1 – Representação esquemática de um inversor MMC trifásico



Fonte: [1].

Uma aplicação comum para MMC é em sistemas de distribuição, em transformadores de estado sólido (do inglês *Solid State Transformer – SST*). Por se tratar de tensões na faixa de dezenas de kV, os MMCs são ideais para o processamento de energia também em forma de corrente alternada (CA). A Figura 1.2 traz a proposta feita por [2] para SST conectado com rede elétrica de distribuição de 13,8 kV. Ao invés de usar interruptores que suportem diretamente a tensão da rede elétrica, a aplicação dos conceitos do MMC permite que cada SM suporte uma tensão de 1150 V.

Figura 1.2 – SST proposto por [2], composto por 12 SMs, para conexão com rede elétrica de 13,8 kV.



Fonte: [2].

Para esses tipos de conversores, e todos os demais, são necessárias fontes de alimentação auxiliares. Elas são essenciais para o funcionamento de qualquer conversor. Por fazer uso de *Gate Drivers*, sensores, sinais de acionamento, e demais circuitos auxiliares, os conversores precisam de uma fonte auxiliar, com níveis de tensão regulados e adequados aos circuitos auxiliares, para o seu bom funcionamento.

Por razões de segurança, as fontes de alimentação para *Gate Drivers* (GDs) dos interruptores dos conversores de média/alta tensão (1 kV até 52 kV [3]) devem

utilizar isolamento galvânica empregando transformadores capazes de assegurar o isolamento de níveis elevados de tensão.

As fontes chaveadas convencionais, que são empregadas como fontes auxiliares isoladas em conversores da baixa tensão, não são apropriadas para conversores de alta tensão devido a sua baixa isolamento entre os terminais de entrada e saída. Devido à alta tensão, o campo eletromagnético gerado pelo conversor e pelo seu chaveamento pode afetar o sistema de controle da fonte auxiliar, fazendo com que a mesma apresente mau funcionamento, podendo levar a falhas em cascata.

Para atenderem critérios de resistência de isolamento, os transformadores para aplicações em alta tensão devem ser construídos com grande distanciamento físico entre eles, o que resulta em coeficientes de acoplamento extremamente baixos em relação às soluções convencionais. A consequência do fraco acoplamento magnético entre os enrolamentos é baixo fator de potência visto pelo estágio de alta frequência de entrada da fonte, com consequente circulação de elevada potência reativa internamente. Essa potência reativa deve ser processada pelos semicondutores de potência, além de circular nos componentes passivos. Desse modo, a fonte auxiliar seria volumosa, pesada, de alto custo e de eficiência muito baixa.

Por esse motivo, é comum o emprego de transformadores à seco de bobina fundida (do inglês *dry-type cast coil transformers*), que são capazes de suportar tensões elevadas. Esses transformadores, no entanto, são volumosos, pesados e caros, pois operam com baixa frequência (50 Hz ou 60 Hz). As dimensões típicas desse tipo de transformadores, que são capazes de suportar valores eficazes de tensão de 20 kV durante 10 segundos sem descarga parcial, são de 20 cm x 20 cm x 20 cm com um peso de cerca de 5,5 kg [3].

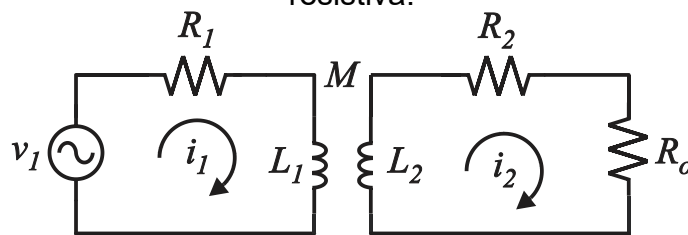
Para superar essas desvantagens, esforços têm sido feitos para o emprego de isolamento dessas tensões elevadas, com alta frequência de chaveamento, empregando transformadores com enrolamentos primário e secundário separados pelo ar, método conhecido como transferência indutiva de energia (do inglês *Inductive Power Transfer - IPT*). Nesses casos, a capacidade de isolamento é determinada pela distância entre o enrolamento primário e o secundário.

Contudo, assim como os transformadores citados acima, esse método também apresenta baixo fator de acoplamento, proporcionando para o conversor de

alta frequência que alimenta o transformador um fator de potência muito baixo. Desse modo, para se evitar a circulação de potência reativa elevada nos diversos estágios do equipamento, compensação capacitiva adequada para essa potência reativa se faz necessária.

Para verificar esse problema, pode-se analisar um circuito de transmissão indutiva de energia com carga puramente resistiva, conforme mostrado na Figura 1.3.

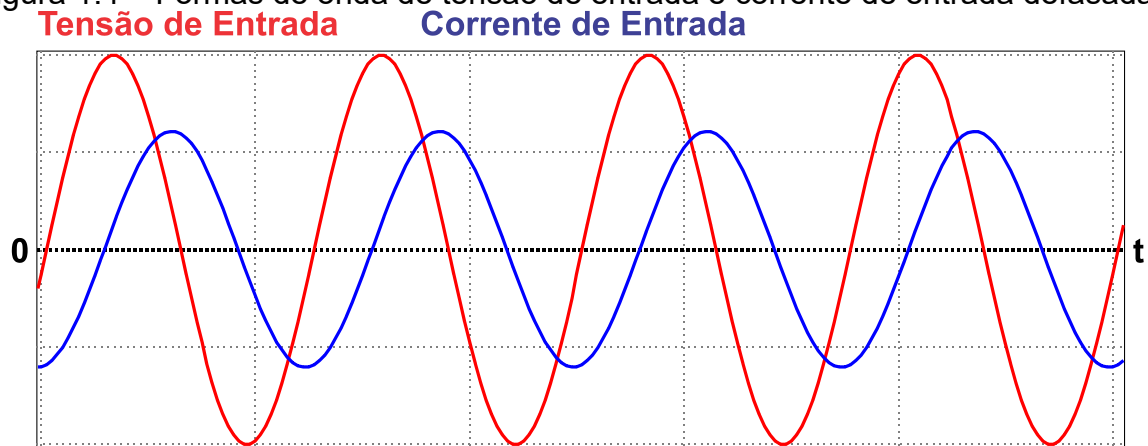
Figura 1.3 – Circuito de transmissão de energia indutiva com carga puramente resistiva.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

As formas de onda esperadas de tensão e corrente na fonte de entrada desse circuito estão apresentadas na Figura 1.4. Os valores utilizados na simulação foram arbitrários, considerando então apenas uma análise qualitativa.

Figura 1.4 – Formas de onda de tensão de entrada e corrente de entrada defasadas.

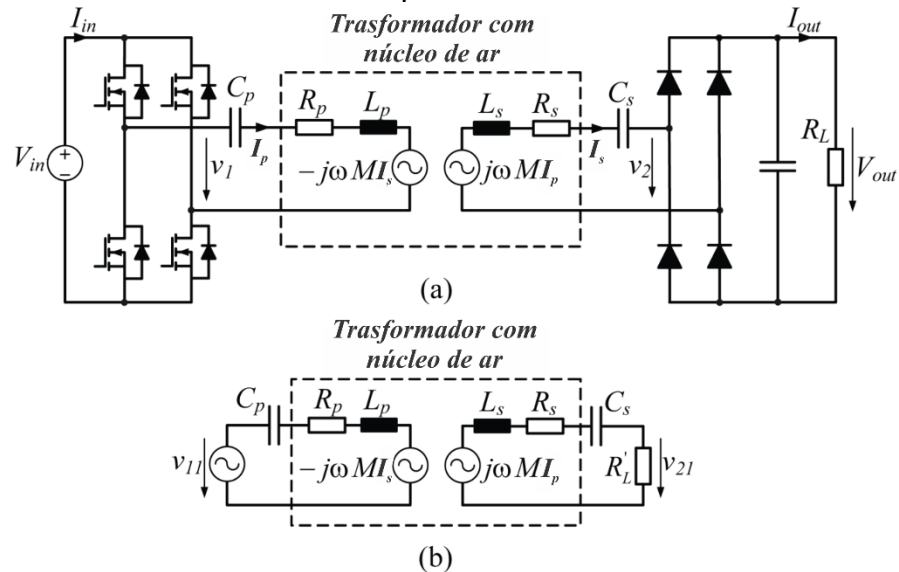


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Dessa forma, é visível a defasagem entre tensão e corrente de entrada, tornando o fator de potência baixo, conforme mencionado. Essa forma de onda também deixa claro que há circulação elevada de potência reativa no circuito.

Uma solução comum para o problema da circulação de potência reativa é a utilização de circuito de compensação de potência reativa do tipo série-série (SS) [3]-[6], conforme mostrado na Figura 1.5.

Figura 1.5 – Circuito completo (a) e circuito simplificado pela análise de frequência fundamental (b) de compensação de potência reativa do tipo SS para transformadores de baixo acoplamento com núcleo de ar.



Fonte: Adaptado de [3].

A referência [3] denota diversos pontos que devem ser notados ao se usar esse tipo de configuração. Sabe-se que potência transferida P_o nesse tipo de compensação de potência reativa é proporcional ao quadrado da frequência de operação, conforme a equação (1.1).

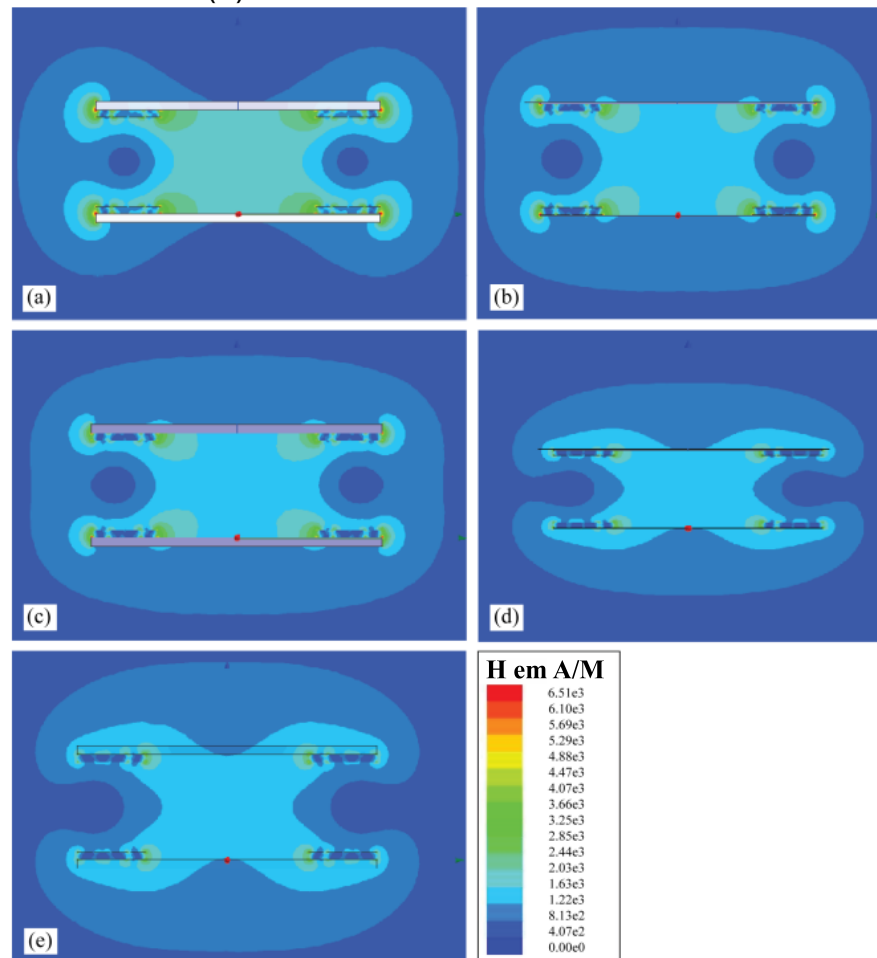
$$P_o = \Re \left\{ \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \right\} I_p^2 \quad (1.1)$$

Em que ω é a frequência de ressonância (natural) do par LC, M é a indutância mútua entre indutores acoplados, Z_s é a impedância do lado secundário e I_p é a corrente circulando no indutor primário. Logo, sabe-se que ao se aumentar a frequência, será elevada também a potência transferida. Entretanto, elevadas frequências podem causar problemas com efeito pelicular (do inglês, *skin effect*) e demais perdas no circuito, o que pode reduzir a eficiência da fonte de alimentação. Sabendo disso, deve-se encontrar uma boa relação entre potência transferida e perdas no circuito.

Um valor apropriado de capacitores deve ser escolhido, de forma que o circuito tenha natureza indutiva, por operar abaixo da frequência de ressonância. Esse tipo de operação fará com que a corrente esteja atrasada em relação a tensão, caracterizando comutação suave com tensão zero (do inglês *Zero Voltage Switching* - ZVS) [3]. Apesar de alcançar a comutação suave, ele opera fora da frequência de ressonância, elevando a potência reativa do circuito, o que reduzirá a eficiência.

Outro ponto a ser notado é a presença de núcleo magnético de ferrite. Ao ser colocados diferentes tipos de núcleos, referência [3] percebeu que quanto mais espesso for o núcleo em ambas as bobinas, menor será a emissão de ondas eletromagnéticas, visto que o campo magnético ficará confinado entre as folhas de ferrite. A Figura 1.6 ilustra o comportamento do campo magnético entre bobinas para diferentes configurações de ferrite.

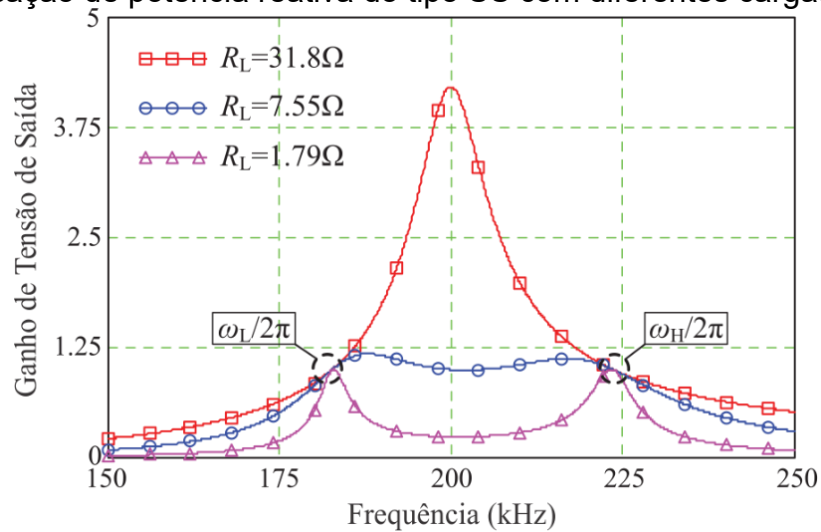
Figura 1.6 – Campo magnético entre bobinas para (a) núcleo TDK de 2 mm, (b) núcleo TDK de 0,25 mm, (c) núcleo Epcos de 2 mm, (d) núcleo Epcos de 0,25 mm e (e) sem núcleos de ferrite.



Fonte: [3].

Nesse tipo de compensação de potência reativa, o SS, ao operar na frequência de ressonância, tem característica de fonte de corrente na saída, quando visto dos terminais da carga, conforme será visto mais adiante. Entretanto, existem dois pontos de operação, onde a tensão de saída independe da carga [4]-[5], como é mostrado na Figura 1.7.

Figura 1.7 – Ganho de tensão de saída em função da frequência de operação para compensação de potência reativa do tipo SS com diferentes cargas.



Fonte: [5].

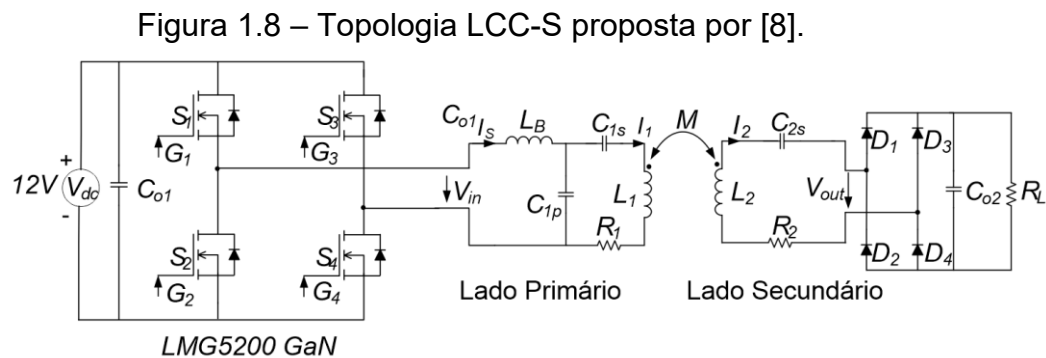
Percebe-se que ao operar com frequência de operação abaixo ou acima da ressonância (nos pontos demarcados no gráfico, pouco acima de 175 kHz (ω_L) ou pouco abaixo de 225 kHz (ω_H), para o projeto descrito em [5]), é possível ter o mesmo valor de ganho de tensão para qualquer valor de carga R_L . Em outras palavras, mesmo com variação da carga, a tensão de saída permanecerá constante. Essa solução faz com que a tensão de saída seja independente da carga, tornando-a adequadamente regulada por sua característica natural, sem o emprego de controle realimentado, de difícil realização devido à elevada tensão de isolamento do equipamento. Entretanto, ao sair da frequência de ressonância, o circuito passa a ter circulação de potência reativa, reduzindo o fator de potência, e elevando o dimensionamento do projeto, que agora terá que processar essa potência reativa.

Uma solução similar a proposta por [3] é elevar a frequência de operação visando o ponto em que a corrente de entrada seja praticamente constante ao variar a carga [7]. Ao fazer isso, é possível obter comutação ZVS nos interruptores da ponte, e como a corrente de entrada é praticamente constante, a tensão de saída

terá pouca variação com a carga, devido à natureza de um circuito de compensação de reativo do tipo SS alimentado com fonte de corrente.

Novamente, por operarem fora da frequência de ressonância, ambas as soluções apresentam fator de potência de entrada diferente da unidade, o que causa circulação de potência reativa, contribuindo assim para o aumento das perdas de condução, do volume e do peso do equipamento [7]-[8]. Economiza-se na perda de comutação, mas perde-se nas perdas por condução.

Para operar na ressonância, a solução apresentada por [8] consiste em acrescentar no lado primário um par LC, operando em ressonância entre eles, numa topologia apresentada como LCC-S, mostrada na Figura 1.8.

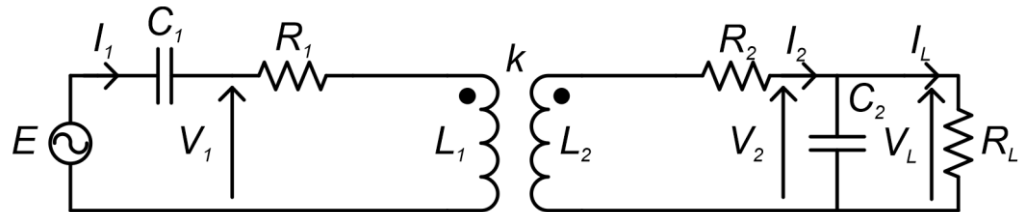


Fonte: [8].

Essa solução faz com que a corrente de entrada seja constante, e como foi dito anteriormente e será analisado com profundidade mais à frente, se a corrente de entrada for independente da carga, também a tensão de saída o será. O problema dessa solução é o aumento de número de componentes, aumentando as perdas, peso e volume e afetando a resposta dinâmica do conversor.

Além da compensação de potência reativa do tipo SS, o circuito do tipo série-paralelo (SP) pode ser viável para acionamento de interruptores de MMCs, pois ela consegue trabalhar na ressonância e ter ganho de tensão regulado e comutação suave [5], [9]. Sua configuração está ilustrada na Figura 1.9. A fonte de tensão de entrada é um modelo médio (equivalente) do conversor ponte completa.

Figura 1.9 – Topologia do tipo SP de compensação de potência reativa proposta por [9].



Fonte: [9].

Essa configuração também é capaz de manter um bom fornecimento de energia com tensão regulada mesmo com desconexão da carga ou durante a inicialização da sua operação. Entretanto, sob mesmas condições, SS tem maior eficiência que o SP [9], além de que o uso de compensação SP requer a inclusão de um indutor na saída, que influencia na dinâmica do conversor, além de elevar seu peso e volume [7]. Outro problema grave com a compensação SP, é a existência de um caminho de baixa impedância na malha do secundário a depender dos parâmetros adotados, elevando substancialmente a corrente de secundário e inviabilizando a execução do projeto e aumentando as perdas.

Diante de tais desafios, nota-se a necessidade de um circuito de fonte auxiliar, como por exemplo para *Gate Drivers*, capaz de ter isolamento para tensões elevadas, buscando fazer o mesmo com grande eficiência, baixo custo, simplicidade e robustez.

1.1 PROPOSTA DA TESE

O presente trabalho propõe a elaboração de uma tese que investigue uma nova solução para fontes auxiliares de alimentação com transformador de isolamento de alta frequência com baixo fator de acoplamento, destinadas a serem utilizadas em conversores de média e alta tensão. Tomando como solução a transferência indutiva de energia, serão analisados diversos tipos de compensação de energia reativa para determinar qual topologia é mais adequada à necessidade do presente problema, juntamente com a modulação correspondente para alcançar a característica de fonte de tensão.

Em outras palavras, procura-se demonstrar que a compensação SS, quando alimentada por uma fonte de corrente controlada, é uma solução simples, eficiente e

robusta para fontes auxiliares de altíssima isolamento via IPT — operando na ressonância e sem arquitetura adicional.

1.2 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

Propor uma solução de fonte de alimentação de tensão sem meio físico entre entrada e saída para aplicações com necessidade de isolamento elevada, tais como acionamento de interruptores de alta tensão que utilizam *Gate Drivers* e fontes auxiliares.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Realizar revisão bibliográfica concernente a fontes de alimentação para *Gate Drivers* e fontes auxiliares, bem como suas aplicações, soluções já desenvolvidas, principais vantagens e desvantagens, e suas principais características;
- Realizar revisão bibliográfica concernente a transferência indutiva de energia, bem como os tipos de compensação de potência reativa para determinar o método mais aplicável diante do problema levantado;
- Determinar a melhor topologia de compensação de potência reativa, baseado nas suas características, como corrente de saída, tensão de saída e eficiência;
- Comprovar a análise teórica em simulação com software computacional;
- Dimensionar, projetar e obter os componentes eletrônicos e magnéticos necessários para o desenvolvimento do protótipo;
- Estudar os diferentes tipos de controle apropriados para a solução proposta, e sintonizar o controle baseado nas características do conversor;
- Montar um protótipo da solução escolhida e testá-lo nas condições de operação determinadas;

- Modificar parâmetros do controle visando encontrar o ponto ótimo de operação do conversor;
- Validar os valores teóricos e valores de simulação numérica comparando com os valores experimentais obtidos;
- Interpretar os valores experimentais obtidos, verificando sua aplicabilidade para o problema apresentado;
- Comparar os resultados da solução proposta com os resultados existentes na literatura e buscar e apresentar meios de melhorar aspectos do conversor;
- Produzir, submeter e publicar artigos para divulgação na comunidade científica.

1.3 Estrutura da Tese

O presente trabalho está estruturado em 7 capítulos, que serão descritos a seguir, com exceção dos capítulos 1 e 7, que são a introdução e conclusão.

O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica sobre Transferência Indutiva de Energia (IPT). O conceito de IPT, os circuitos equivalentes, definição de indutância mútua e fator de acoplamento são abordados. São apresentados os indutores espirais planos, bem como projetá-los. Por fim, a análise de um circuito simples de IPT com carga resistiva é realizada, e suas equações principais são determinadas.

O capítulo 3 se aprofunda nos métodos mais conhecidos de compensação de potência reativa para sistemas de transferência indutiva de energia. Os quatro principais tipos de compensação de potência reativa com dois capacitores são apresentados: Série-Série (SS), Série-Paralelo (SP), Paralelo-Série (PS) e Paralelo-Paralelo (PP). As formas de onda, equações principais e comportamento com variação de carga são apresentados para cada tipo de compensação de potência reativa operando com fonte de alimentação de tensão ou de corrente na entrada.

O capítulo 4 exhibe o conversor proposto, sua topologia, principais equações, etapas de operação, formas de ondas ideais, esforços de tensão e corrente nos principais componentes do circuito. Também é feita a análise em regime permanente

do circuito completo, bem como a análise dinâmica do conversor, incluindo sua função de transferência e proposta de controle.

O capítulo 5 exibe os resultados de simulação e as formas de ondas esperadas, esforços de cada componente e comportamento que se espera quando executado o protótipo. Também é feita uma validação da análise do circuito considerando apenas a frequência fundamental da tensão ou corrente de entrada. As simulações validam o equacionamento do conversor e auxilia na detecção de problemas inesperados.

O capítulo 6 apresenta as características do protótipo que foi testado, e os resultados experimentais. Com tais resultados, é possível compará-los com a fundamentação teórica e com os resultados de simulação e confirmar a teoria através da prática. São apresentados nessa sessão os componentes reais utilizados, as principais formas de onda, eficiência do conversor, bem como o comportamento da fonte de saída com variação da tensão de saída.

2 CIRCUITOS COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

2.1 INTRODUÇÃO

Diz-se que dois circuitos são acoplados magneticamente quando se afetam mutuamente por meio de campo magnético [10]. O melhor e principal exemplo a ser considerado como um circuito acoplado magneticamente é o transformador. Este equipamento transfere energia entre bobinas seguindo os princípios da Lei de indução de Faraday, e o sentido da tensão induzida é definido pela Lei de Lenz [11]. Ambas as bobinas são acopladas magneticamente por meio de um meio condutor de fluxo magnético: comumente, um núcleo magnético.

No meio da engenharia elétrica, o uso de transformador com núcleo magnético é comum, pois esse tipo de núcleo garante acoplamento forte entre as bobinas, condição para que as indutâncias de dispersão sejam mínimas, o que torna mais efetiva a transferência de energia entre os enrolamentos.

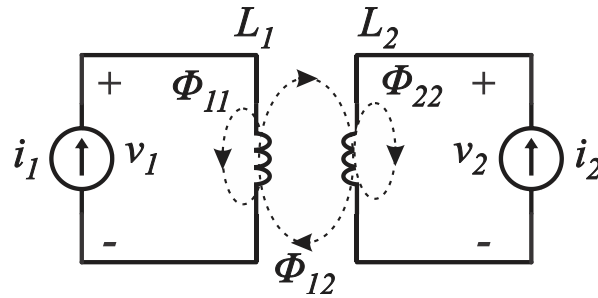
2.2 INDUTÂNCIA MÚTUA

Sabe-se que ao redor de um condutor, pode ser observado um campo magnético quando por ele circula uma corrente elétrica, contínua ou alternada [11]. No caso do indutor, o campo circula por dentro e por fora de suas espiras. A tensão induzida em uma bobina devido à sua própria corrente é causada pela autoindutância. Quando o fluxo de uma bobina começa a influenciar uma outra bobina imersa em seu campo magnético, surge então uma indutância mútua.

Para melhor entender, a Figura 2.1 ilustra o comportamento do campo magnético de uma bobina, sendo ϕ_{11} o campo que circula apenas pelo próprio indutor L_1 e ϕ_{12} o campo magnético comum aos dois indutores. A soma dos dois campos é o campo total produzido pelo indutor L_1 .

$$\phi_1 = \phi_{11} + \phi_{12} \quad (2.1)$$

Figura 2.1 – Indutância Mútua entre duas bobinas.



Fonte: [10].

Considera-se que a corrente i_1 é variável no tempo. Portanto, de acordo com a Lei de Faraday, pode-se escrever:

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (2.2)$$

A tensão induzida no indutor L_2 é então descrita por (2.3).

$$v_2 = M_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (2.3)$$

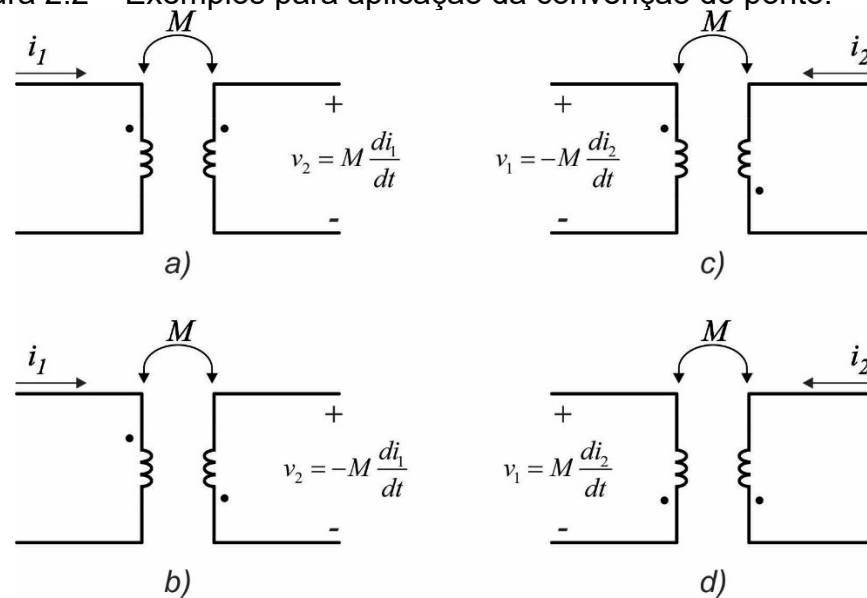
em que

$$M_{12} = M_{21} = M = N_2 \frac{d\phi_{12}}{di_1} \quad (2.4)$$

Nota-se que a indutância mútua depende do número de espiras e do fluxo magnético concatenado ϕ_{12} , que por sua vez depende da distância física entre as bobinas, da geometria, e da permeabilidade magnética do material que separa os dois enrolamentos. A bobina 1 é denominada “bobina primária”, e a bobina 2 é chamada de “bobina secundária”, assim como é feito com transformador. Caso fosse aplicada corrente na bobina 2, e a bobina 1 fosse deixada em aberto, uma tensão induzida surgiria na bobina 1, obedecendo à mesma lei da física.

Considerando agora um caminho fechado no secundário, tal como uma carga ou um resistor, haverá uma corrente que circulará por essa bobina. Essa corrente também gera um campo magnético, e o fluxo desse campo agora influencia na bobina 1. O modo como os indutores são enrolados pode influenciar na indutância mútua, e para isso foi criado um sistema de identificação, chamado de “convenção do ponto”, ilustrado na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Exemplos para aplicação da convenção do ponto.



Fonte: [10].

Nessa convenção, os pontos são utilizados para representar a polaridade da indutância mútua e conseqüentemente, de tensão induzida. A convenção afirma o seguinte:

Se uma corrente **entra** pelo terminal da bobina marcado com um ponto, a polaridade de referência da tensão induzida na segunda bobina é **positiva** no terminal da segunda bobina marcado com um ponto. Se uma corrente **sai** do terminal da bobina marcado com um ponto, a polaridade de referência da tensão induzida na segunda bobina é **negativa** no terminal marcado com um ponto na segunda bobina [10].

É importante notar a polaridade das bobinas, pois a tensão induzida depende do sentido da referência da corrente primária. As Figura 2.2 (a) e (d) possuem conexão aditiva, enquanto (b) e (c) possuem conexão subtrativa. Quando conectados em série, é possível medir a indutância mútua através da medição da indutância total dos indutores conectados. O cálculo da indutância efetiva total depende das conexões e é determinada como [12],

$$L_{Total} = L_1 + L_2 \pm 2M . \quad (2.5)$$

O sinal é positivo para conexões aditivas e negativo para conexões subtrativas.

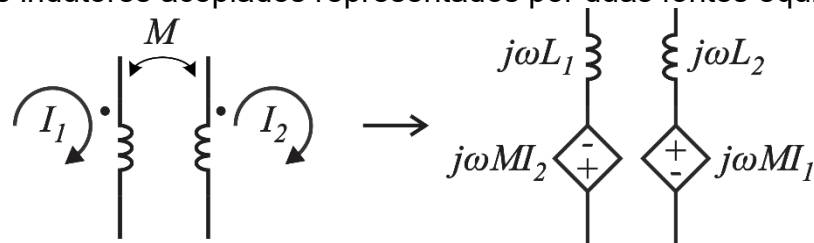
2.3 CIRCUITOS EQUIVALENTES

Para facilitar a análise dos circuitos elétricos acoplados magneticamente, é usual representá-los por circuitos equivalentes sem acoplamento. Existem três formas de representação de indutores acoplados por circuitos equivalentes: modelo com fontes dependentes, circuito Tipo T e circuito Tipo π [11].

1.1.3 Circuito equivalente empregando fontes dependentes

Sugere-se, então, que seja usada uma fonte de tensão dependente em série com o indutor [10]. A polaridade da fonte dependente depende apenas da convenção do ponto. A Figura 2.3 ilustra o modelo usado, considerando os parâmetros dos elementos no domínio da frequência.

Figura 2.3 – Dois indutores acoplados representados por duas fontes equivalentes.



Fonte: [10].

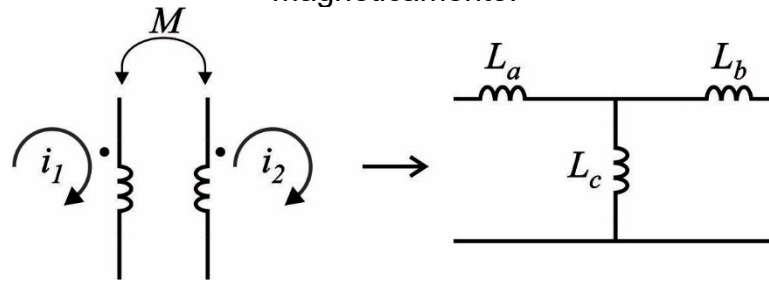
O uso desse artifício facilita a análise, pois pode-se usar esse modelo para fazer análise de malhas, determinando as correntes de entrada e saída, conforme será mostrado mais à frente.

1.1.4 Circuito equivalente empregando o modelo tipo T

O circuito equivalente tipo T consiste em substituir um circuito acoplado por um não acoplado, adaptando os valores de indutâncias, como é mostrado na Figura 2.4, em que:

$$\begin{aligned} L_a &= L_1 - M \\ L_b &= L_2 - M \\ L_c &= M \end{aligned} \quad (2.6)$$

Figura 2.4 – Circuito equivalente tipo T de dois indutores acoplados magneticamente.



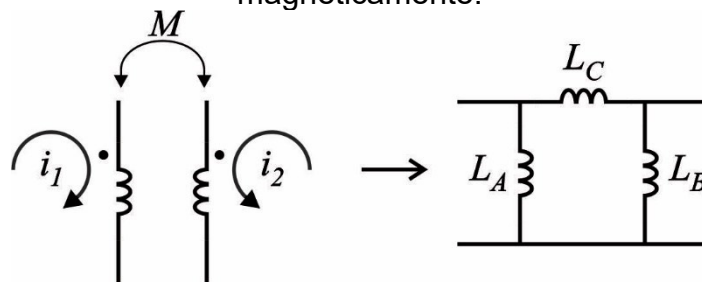
Fonte: [10].

A depender da convenção do ponto, o valor de M pode se tornar negativo [10]. Apesar de ser fisicamente impossível de ser realizada (uma indutância mútua negativa), o modelo ainda continua sendo matematicamente válido.

1.1.5 Circuito equivalente empregando o modelo tipo π

O circuito equivalente baseado no modelo tipo π é similar ao modelo T. Ele contém três indutâncias, porém dispostas em um formato diferente, conforme mostrado na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Circuito equivalente tipo π de dois indutores acoplados magneticamente.



Fonte: [10].

As indutâncias do circuito equivalente são definidas por

$$\begin{aligned}
 L_A &= \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_2 - M} \\
 L_B &= \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 - M} \\
 L_C &= \frac{L_1 L_2 - M^2}{M}
 \end{aligned}
 \tag{2.7}$$

Cada modelo deve ser escolhido de acordo com o método de análise do circuito e a aplicação.

2.4 ENERGIA ARMAZENADA E FATOR DE ACOPLAMENTO

A energia armazenada no indutor L_1 é dada pela expressão:

$$W_1 = \frac{1}{2} L_1 i_1^2. \quad (2.8)$$

Quando há corrente circulando nos dois indutores, a energia total armazenada é determinada pelas expressões (2.9) ou (2.10), para indutâncias mútuas positiva e negativa, respectivamente:

$$W = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + M i_1 i_2, \quad (2.9)$$

$$W = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 - M i_1 i_2 \quad (2.10)$$

em que

$$M \leq \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.11)$$

O grau com o qual M se aproxima do valor máximo é chamado de “coeficiente de acoplamento”, que é a razão entre o fluxo que circula nas duas bobinas sobre o fluxo que circula apenas na bobina primária.

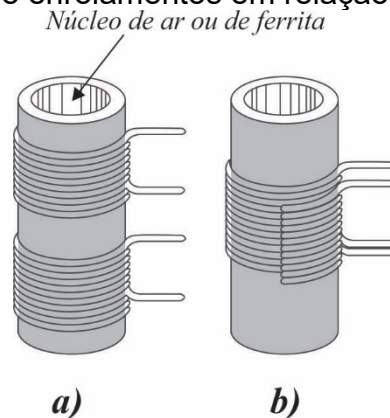
$$k = \frac{\phi_{12}}{\phi_1}. \quad (2.12)$$

Como o maior valor possível para ϕ_{12} é ϕ_1 , o coeficiente de acoplamento entre dois enrolamentos nunca pode ser maior que a unidade [12]. Pode-se demonstrar que a relação entre a indutância mútua e as indutâncias próprias é definida pela expressão:

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.13)$$

Levando em consideração o coeficiente de acoplamento, [10] afirma que um circuito magneticamente acoplado pode ser classificado como perfeitamente acoplado ($k = 1$), que é o caso de transformadores ideais, livremente acoplado ($k < 0,5$) mostrado na Figura 2.6 (a) ou firmemente acoplado ($k > 0,5$) conforme mostrado na Figura 2.6 (b).

Figura 2.6 – Tipos de enrolamentos em relação ao seu acoplamento.



Fonte: [10].

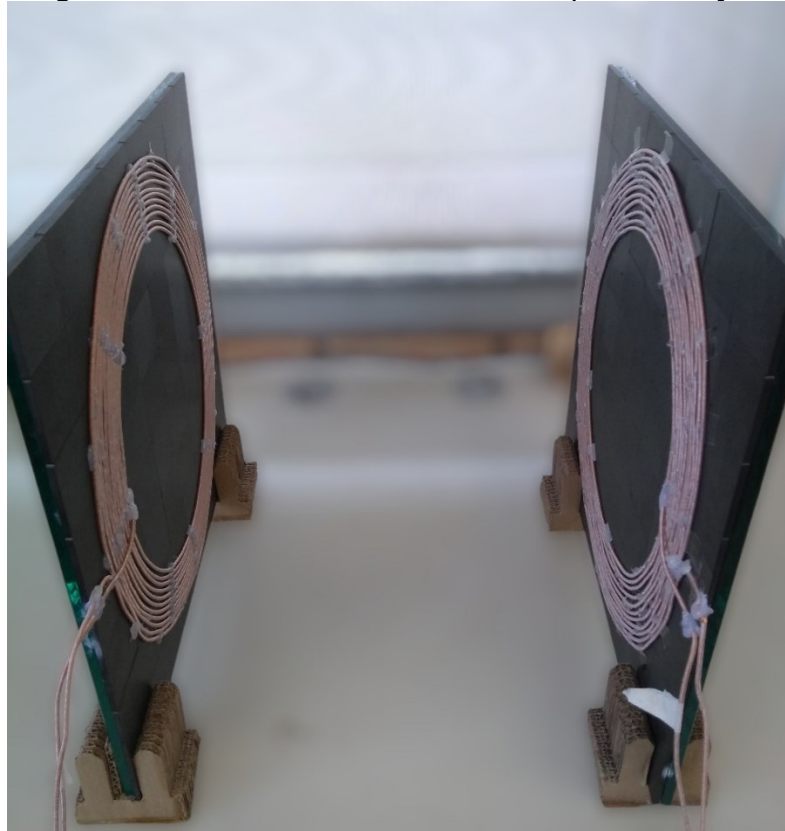
Para um transformador convencional, é desejável que o coeficiente de acoplamento seja muito próximo de um, ou seja, que todo fluxo gerado na bobina primária alcance a bobinas secundária. Por esse motivo, há uma importância grande em se ter o núcleo de ferro, pois ele consegue canalizar a maior parte do fluxo da bobina primária para a bobina secundária, assegurando elevado acoplamento e baixos fluxos dispersos.

2.5 EXPERIMENTAÇÃO COM BOBINAS ACOPLADAS

Para validar a teoria sobre indutores fracamente acoplados, foi feita uma experiência prática com indutores acoplados magneticamente com núcleo de ar, caracterizando a transferência indutiva de energia sem fio. Essa prática será útil para se ver o comportamento a indutância mútua, fator de acoplamento e demais características desse tipo de transmissão de energia. O experimento foi baseado no trabalho proposto por [13].

Tal experimento consiste em dois indutores idealmente idênticos que foram aproximados com passos de 1 cm e tiveram suas indutâncias medidas. A Figura 2.7 mostra os dois indutores e suas disposições. O fio usado foi o fio *Litz* 400x38 AWG, com 11 espiras cada indutor. A medição das indutâncias foi feita com o uso de um analisador de impedância.

Figura 2.7 – Indutores utilizados na experimentação.



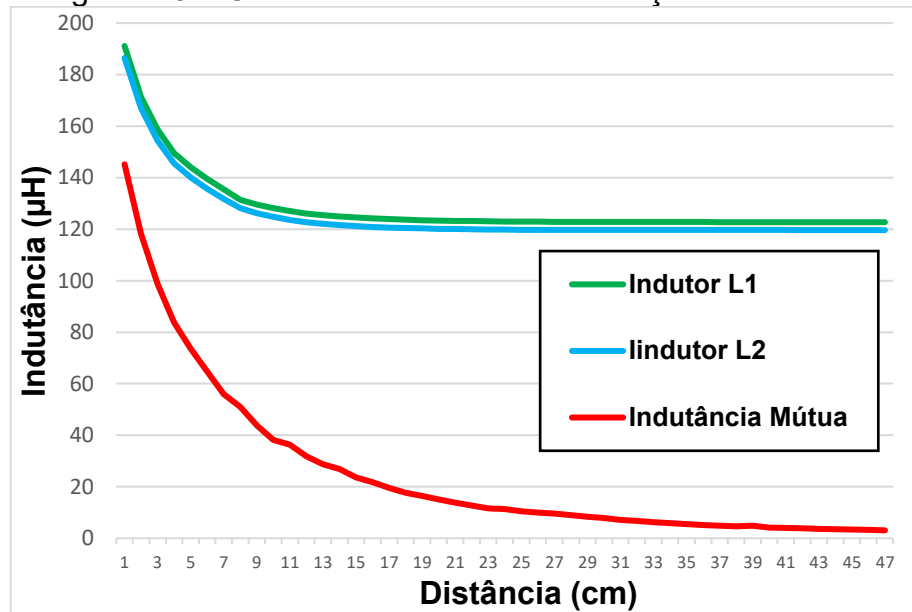
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A disposição geométrica, os valores de indutância e a frequência de teste do analisador aplicada no circuito foram feitos conforme [13].

$$L_1 = L_2 = 120 \mu H$$
$$f = 85 \text{ kHz}$$

A princípio, os indutores foram colocados com distância de 50 cm, e os dados de indutância L_1 , indutância L_2 e Indutância efetiva total foram coletados. A distância entre as bobinas foi sendo reduzida com passos de 1 cm até reduzir-se a 1 cm. Analisando a equação (2.5) pode-se determinar o valor da Indutância Mútua (M) e com a equação (2.13) foi determinado o fator do coeficiente de acoplamento (k). A partir dos pontos coletados, foram geradas curvas. A Figura 2.8 mostra a curva das indutâncias em função da distância.

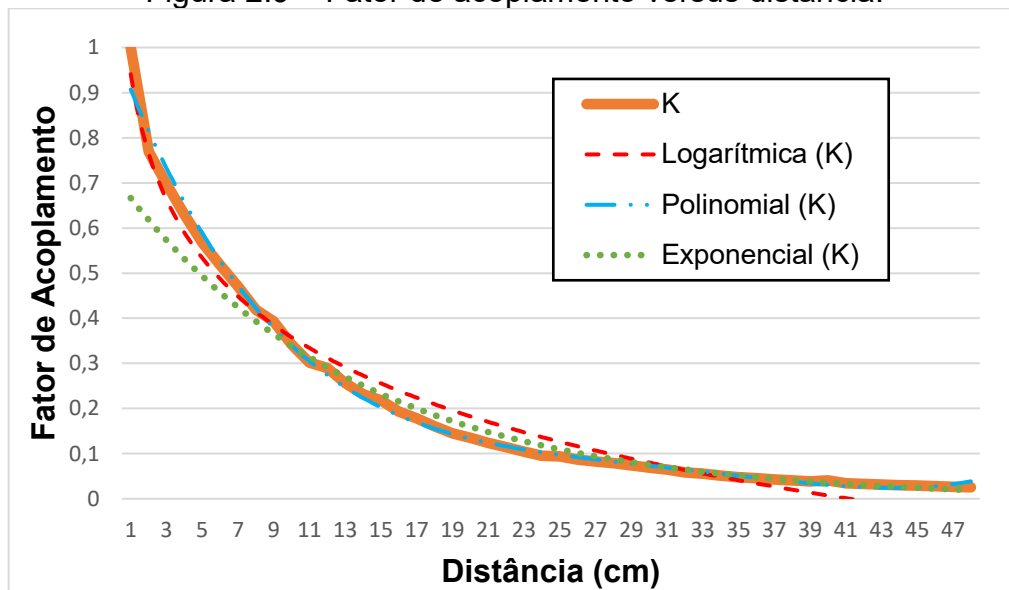
Figura 2.8 – Curva das indutâncias em função da distância.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Pode-se notar quanto menor a distância, maiores serão as indutâncias próprias e indutância mútua, mostrando que quanto mais próximo estiverem as bobinas, mais forte será o coeficiente de acoplamento. A curva de fator de acoplamento versus distância é mostrada na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Fator de acoplamento versus distância.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Também foi feita, com o uso de ferramentas computacionais, uma estimação da curva feita pelos dados coletados. Três diferentes equações foram avaliadas para estimar o comportamento dos dados: Logarítmica, Exponencial e Polinômio de 4ª ordem. As funções de fator de acoplamento estimadas foram denominadas “k(x)”, com “x” sendo a distância entre os indutores, em cm.

A função obtida para uma curva Logarítmica foi:

$$k(x) = -0,253 \times \ln(x) + 0,941 \quad (2.14)$$

A função obtida para função exponencial está expressa a seguir.

$$k(x) = 0,7185 \times e^{-0,075x} \quad (2.15)$$

Por fim, a função para um polinômio de quarta ordem foi

$$k(x) = 8 \times 10^{-7} x^4 - 10^{-4} x^3 + 0,0047 x^2 - 0,105 x + 1,0075 \quad (2.16)$$

Na Figura 2.9 pode-se ver como as curvas se aproximam dos valores coletados, sendo que a curva logarítmica e polinomial de quarta ordem são as que mais se aproximam da curva real.

2.6 CÁLCULO DE INDUTÂNCIA DE INDUTORES DO TIPO ESPIRAL

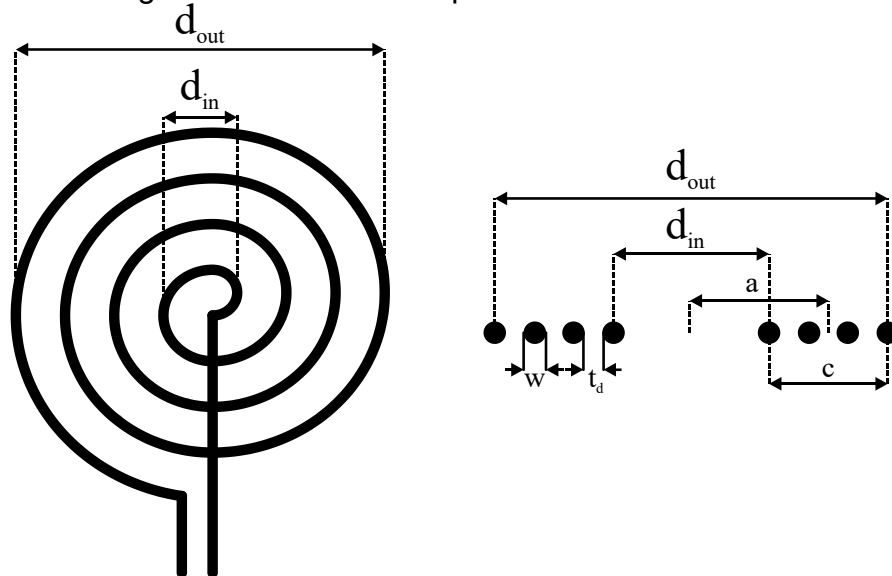
Uma das primeiras variáveis a serem determinadas na elaboração de um projeto de transferência de energia sem fio de forma indutiva é a construção e a disposição dos indutores. Essa característica é importante pois pode definir a aplicação que será usado o projeto. Indutores que possuem diâmetros ou distâncias diferentes apresentaram valores de indutância diferentes. A escolha dos condutores e sua disposição também podem apresentar comportamentos e aplicações diferentes.

Com a escolha dos parâmetros físicos e construtivos do indutor, se tem um valor de indutância e partir desse ponto são calculados os outros valores essenciais do projeto, tais como capacitâncias, frequência de operação e demais.

Para que haja liberdade de escolha do valor do indutor, será demonstrado como calcular indutores para aplicação em transferência sem fio de energia. O tipo do indutor projetado será o indutor espiral, com camada única, conforme mostrado na Figura 2.10, e a princípio não será considerado o uso de núcleos de ferrite para

os cálculos. As fórmulas para indutor com núcleo de ferrite serão demonstradas mais adiante.

Figura 2.10 – Indutor espiral com única camada.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Na Figura 2.10, “a” é o raio médio da bobina, “c” é a distância entre a primeira e última espira, “d_{in}” é o diâmetro interno, “d_{out}” é o diâmetro externo, “w” é o diâmetro do condutor e “t_d” é a distância entre espiras. Esses parâmetros serão usados nas equações apresentadas ao longo dessa seção.

1.1.6 Indutância de Indutor Espiral com única camada e sem ferrite

Serão agora apresentados diversos autores e suas experimentações, que ao longo dos anos têm publicado fórmulas para definir o valor da indutância.

Baseado em experimentações empíricas feitas pelo seu mentor e colega, Prof. Alan Hazeltine, Wheeler propõe a seguinte equação para o cálculo de indutância para um indutor com N espiras conforme mostrado na Figura 2.10 [14]:

$$L_{\text{Wheeler}} = \frac{a^2 N^2}{8a + 11c}. \quad (2.17)$$

Essa equação contém erro menor de 5% para bobinas com $c > 0,2 a$, porém pode ter erro maior caso haja poucas espiras, espaçamento muito grande entre espiras ou quando o efeito pelicular e capacitâncias intrínsecas forem fatores

consideráveis. Todas as suas dimensões estão no sistema imperial de medição, ou seja, as medidas estão em polegadas, e o resultado já é dado em μH . A equação de Wheeler é utilizada até os dias atuais na literatura por diversos autores, que se baseiam nela para encontrar suas próprias equações, conforme será visto mais à frente.

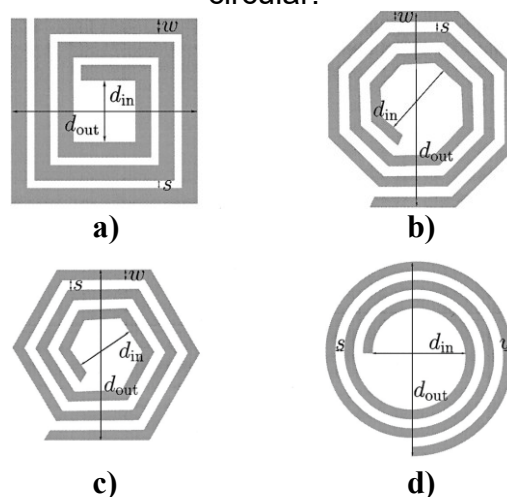
Existem ainda outros cinco métodos para calcular a indutância, dentre os quais, um será escolhido para demonstração, pela sua afinidade com o presente projeto [15]. Esse método consiste em ter as dimensões físicas da bobina, tais como raio, diâmetro, número de espiras e comprimento da bobina. O valor da indutância é determinado pela expressão:

$$L_{Grover} = 0.001 F d_{med} N^2, \quad (2.18)$$

em que d_{med} é o diâmetro médio da bobina, que pode ser calculado a partir dos valores de diâmetro máximo e mínimo e F é uma constante que depende das dimensões da bobina e pode ser encontrada numa tabela proposta pelo autor. As unidades de medida estão de acordo com o Sistema Internacional (SI).

Outros dois interessantes métodos para calcular a indutância de um indutor planar espiral de única camada para quatro tipos de indutor, ilustrados na Figura 2.11, são apresentados a seguir [16].

Figura 2.11 – Indutores planares: (a) quadrado, (b) octagonal, (c) hexagonal e (d) circular.



Fonte: [16].

Apesar das equações serem para indutores planares, que são trilhas numa placa, elas podem alcançar valores aproximados para indutores de fio, como o

desenvolvido neste trabalho, pois a espessura da trilha tem pouca influência no valor da indutância e pode ser desconsiderada, de acordo com o autor. O primeiro método de cálculo se baseia numa equação modificada de Wheeler, que é dada por:

$$L_{Mohan1} = K_1 \mu_o \frac{N^2 d_{med}}{1 + K_2 \rho}. \quad (2.19)$$

K_1 e K_2 dependem da geometria da bobina e podem ser encontrados em tabela e ρ é chamado de fator de preenchimento, que é determinado pela equação:

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}}. \quad (2.20)$$

Pode-se notar então que por mais que o indutor tenha mesmo número de espiras, e mesma geometria, a distância entre suas bobinas podem influenciar no valor da indutância. Um indutor mais “preenchido” (com diâmetro interno e externo menor) tem indutância menor, pois suas espiras centrais estão mais próximas do centro da bobina e contribuem negativamente no valor da indutância.

A segunda equação se baseia na distância média geométrica e é dada por:

$$L_{Mohan2} = \frac{\mu_o N^2 d_{med} c_1}{2} \left(\ln \left(\frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right). \quad (2.21)$$

C_1 - C_4 dependem da geometria do indutor. O erro dessa expressão aumenta à medida que a razão t_d/w aumenta, e seu valor máximo é de 8% para $t_d \leq 3w$.

Baseado em [14], uma outra maneira de cálculo de indutância de indutores do tipo *Archimedean spiral*, de mesma forma e geometria do indutor espiral, é dada por [17]:

$$L_{Aditya} = \frac{N^2 (d_{out} - d_{in})^2}{8(15d_{out} - 7d_{in})}. \quad (2.22)$$

Os valores estão em polegadas e a indutância encontrada é medida em μH . O autor cita que é comum adotar um diâmetro máximo de quatro vezes o valor da distância que haverá entre as bobinas durante a transferência de energia. A partir dessa distância então, pode-se determinar os diâmetros da bobina e estimar um número de espiras e diâmetro interno para uma determinada indutância.

Por fim, é apresentada uma outra equação para cálculo de bobinas espiral e circulares, focando nas bobinas espirais, por conta das suas vantagens sobre as

bobinas circulares, tais como densidade de fluxo magnético mais uniformemente distribuído, menor indutância de dispersão, e maior coeficiente de acoplamento [21]. Para uma bobina com N espiras, tem-se a seguinte equação de indutância, já dada em μH e grandezas de acordo com o SI:

$$L_{Mude} = \frac{31.3\mu_o \left(\frac{r_{out} - r_{in}}{2} N \right)^2}{8 \left(\frac{r_{out} - r_{in}}{2} \right) + 11(r_{out} - r_{in})} . \quad (2.23)$$

r_{out} e r_{in} representam os raios externo e interno da bobina, respectivamente.

Para validar a precisão das equações encontradas na literatura, foi feito um experimento prático. Seguindo o projeto proposto por [13], foi construído um indutor similar ao mostrado na Figura 2.7, porém sem um núcleo magnético, com os parâmetros:

$$D_{out} = 38 \text{ cm}$$

$$D_{in} = 27 \text{ cm}$$

$$w = 2.36 \text{ mm}$$

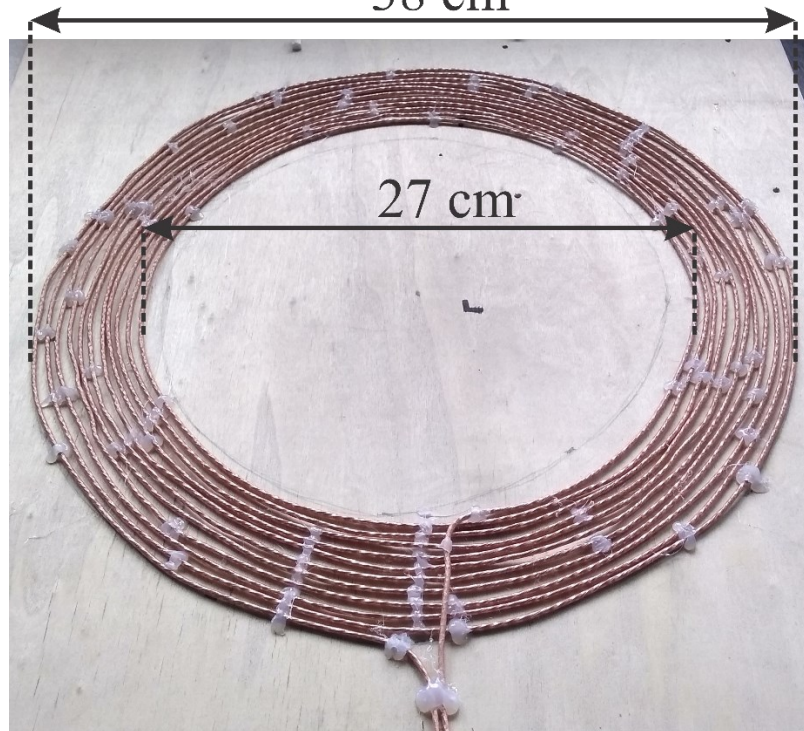
$$t_d \approx 2.36 \text{ mm}$$

$$N = 11$$

D_{out} e D_{in} é o diâmetro externo e interno, respectivamente, w é o diâmetro do fio, t_d é a distância entre espiras e N é o número de espiras.

O fio utilizado foi um fio Litz 30x28 AWG, seguindo recomendação de [18], o qual diz que para melhor transferência de energia e redução de efeitos parasitas não desejáveis, faz-se necessário o uso desse tipo de fio. A Figura 2.12 mostra uma fotografia do indutor construído.

Figura 2.12 – Bobina espiral com única camada construída em laboratório.
38 cm



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Utilizando os parâmetros do indutor construído, obtiveram-se os seguintes valores de indutância empregando as equações apresentadas em (2.17)-(2.23).

$$L_{Wheeler} = 70,063 \mu H$$

$$L_{Grover} = 69,015 \mu H$$

$$L_{Mohan1} = 69,46 \mu H$$

$$L_{Mohan2} = 66,278 \mu H$$

$$L_{Aditya} = 66,033 \mu H$$

$$L_{Mude} = 65,971 \mu H$$

Pode-se notar que todos os valores se mantêm entre $70 \mu H$ e $66 \mu H$. Utilizando um analisador de impedância, o valor do indutor construído foi medido, o qual é mostrado na Figura 2.13.

Figura 2.13 – Valor de indutância obtido em analisador de impedância.

1	10.000000	kHz	66.257	μH
2	40.000000	kHz	66.631	μH
3	85.000000	kHz	66.644	μH
>4	1.0000000	MHz	67.914	μH
1	10.000000	kHz	108.28	$\text{m}\Omega$
2	40.000000	kHz	174.41	$\text{m}\Omega$
3	85.000000	kHz	274.64	$\text{m}\Omega$
4	1.0000000	MHz	2.9762	Ω

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Pode-se ver que para uma larga faixa de frequência, de 10 kHz até 1 MHz, a indutância mantém próximo o seu valor, demonstrando variação de menos de 2 μH . Tal valor obtido é muito próximo dos valores determinados pelo cálculo. O erro do valor para cada equação é mostrado na Tabela 2.1 considerando o valor de indutância para frequência de 85 kHz.

Tabela 2.1 – Valor de erro para cada equação de indutores espirais planos.

Fonte	Valor teórico apresentado pelo autor	Valor obtido via medição em analisador de impedância	Erro (%)
Wheeler [14]	70,063 μH	66,644 μH	4,8
Grover [15]	69,015 μH	66,644 μH	3,4
Mohan1 [16]	69,46 μH	66,644 μH	4,1
Mohan2 [16]	66,278 μH	66,644 μH	0,5
Aditya [17]	66,033 μH	66,644 μH	0,9
Mude [13]	65,971 μH	66,644 μH	1,0

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Pode-se notar erros menores que 5 % nos valores estimados para cada valor obtido. Considerando que se trata de uma aplicação que não necessita de precisão elevada, as equações são válidas e podem ser usadas para o cálculo de indutores para transferência de energia sem fio.

1.1.7 Influência da inclusão de núcleos de ferrite nos indutores acoplados

É importante que se avalie o efeito da presença de núcleos de ferrite sobre os indutores acoplados. De acordo com [19], a inclusão desses núcleos é uma prática comum para aumentar o fator de acoplamento nas bobinas, e conseqüentemente, aumentar a capacidade de transmissão de energia. Para aplicações de baixa frequência (50/60 Hz), os núcleos são de ferro laminado, porém para alta frequência utilizam-se núcleos de ferrite, para redução das perdas magnéticas no próprio núcleo.

Vantagens na utilização de ferrite nas bobinas são pontuadas abaixo [19], [20]:

- A presença da ferrite apenas no lado emissor eleva a capacidade de transferência de energia, enquanto a presença apenas no lado receptor reduz a capacidade.
- A presença da ferrite no lado emissor eleva a capacidade de transferência de energia em 45% em relação as bobinas com núcleo de ar.
- A presença da ferrite em ambos os lados eleva a capacidade de transferência de energia em 63% em relação às bobinas com núcleo de ar.
- A capacidade de transferência de energia é elevada devido à contenção do campo magnético dentro dos limites das ferrites, evitando que haja dispersão do campo para o lado onde não há a bobina acoplada.
- A depender do projeto, pode ser preferível que se use apenas o núcleo no emissor, visto que o aumento da capacidade de transferência de energia é similar para ambos os casos, sendo que o mesmo utiliza apenas metade de material de ferrite.

Algumas desvantagens são:

- Aquisição do núcleo de ferrite pode encarecer o projeto.
- Aumento de peso e volume do conjunto das bobinas, podendo tornar inviável a sua execução, a depender da aplicação.

A decisão de usar o núcleo de ferrite vai depender do projeto que será feito, levando sempre em consideração a relação custo/benefício.

A literatura apresenta três maneiras de se incluir um núcleo de ferrite num indutor espiral ou circular com finalidade de transmissão de energia sem fio, os quais podem ser vistos na Figura 2.14 [21].

Figura 2.14 – Tipos de núcleo de ferrite que podem ser empregados em bobinas espirais.



Fonte: adaptado de [21].

A figura traz um corte longitudinal vertical de uma bobina com núcleo de ferrite, de forma que é possível se ter uma vista horizontal dessa bobina. A utilização de ferrite somente na área azul caracteriza o núcleo como do tipo I. A adição de núcleo nas áreas vermelhas, além da área azul, torna o núcleo como Tipo C, e a adição da área verde juntamente com as demais áreas torna o núcleo do Tipo E.

Por meio de experimentação, [21] reforça as vantagens da presença de ferrite nos indutores apresentadas por [19] e [20], e apresenta demais conclusões, tais como:

- Aumento de 80% no valor da indutância própria em comparação a um indutor sem ferrite.
- Apesar do aumento da indutância própria significar uma redução na indutância mútua, ela é elevada em 150% em relação ao indutor sem o núcleo.
- Com aumento das indutâncias, o fator de acoplamento aumenta em 35% para qualquer distância e formato de bobinas.
- Resultados experimentais deixam claro que há pouca diferença nos resultados dos três tipos de núcleo, logo, recomenda-se o uso do Tipo I, por simplicidade e economia na aquisição dos materiais.

Visto que há aumento no valor da indutância própria, deve-se determinar uma equação para estimar o valor da indutância com um núcleo magnético. A referência [22] apresenta a seguinte equação para cálculo de indutância própria com núcleo de ferrite do Tipo I:

$$L_{Throngnumchai} = \mu_o r_{med} N^2 \left(\ln \left(\frac{8r_{med}}{w} \right) - 2 \right). \quad (2.24)$$

r_{med} representa o raio médio da bobina. Diversos autores apresentam a mesma equação [19], [23] e [24], enquanto uma equação similar pode ser vista em [18]:

$$L_{Miller} = \mu_o r_{med} N^2 \left(\ln \left(\frac{8r_{med}}{w} \right) - \frac{7}{4} \right). \quad (2.25)$$

Para verificar a validade das equações, foi utilizado o indutor da Figura 2.7 para se obter as medidas do mesmo e verificar se o resultado é similar ao obtido na Figura 2.8. O valor medido em analisador de impedância foi de $120 \mu H$, e o valor obtido em ambas as equações foi de:

$$L_{Throngnumchai} = 120.331 \mu H$$

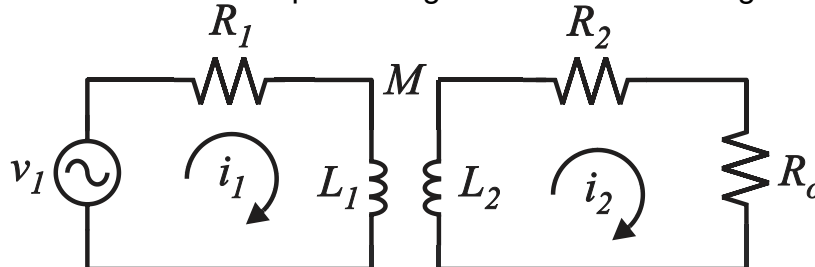
$$L_{Miller} = 126.509 \mu H$$

Pode-se notar então erro de até 5 % entre os valores calculados e obtido experimentalmente. Conclui-se que ambos os métodos possuem uma precisão aceitável para aplicação em transferência sem fio de energia.

2.7 ANÁLISE DE UM CIRCUITO ACOPLADO COM CARGA RESISTIVA

Seja o circuito mostrado na Figura 2.15 com dois indutores L_1 e L_2 acoplados magneticamente, alimentado pela fonte de tensão alternada com valor de pico V_1 ,

Figura 2.15 – Circuito acoplado magneticamente com carga resistiva.

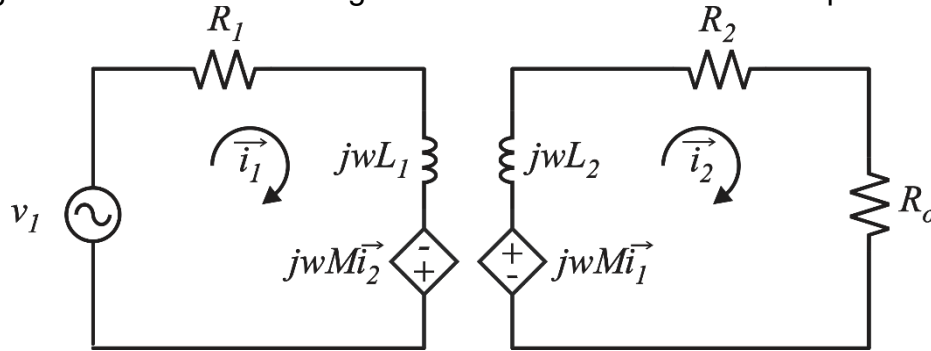


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

R_1 é a resistência do indutor L_1 , R_2 é a resistência do indutor L_2 , L_1 e L_2 são as indutâncias próprias de cada indutor, R_o é o resistor de saída, v_1 é a tensão de pico

alternada de entrada e M é a indutância mútua entre indutores L_1 e L_2 . Fazendo uso do modelo das fontes equivalente, o mesmo circuito pode ser redesenhado conforme mostrado na Figura 2.16, em que os elementos estão no domínio da frequência.

Figura 2.16 – Circuito da Figura 2.15 no modelo de fontes dependentes.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Agora, com a simplificação do modelo, pode-se achar as equações das duas malhas, dadas por:

$$\begin{aligned} v_1 &= R_1 \vec{i}_1 + j\omega L_1 \vec{i}_1 - j\omega M \vec{i}_2 \\ j\omega M \vec{i}_1 &= R_2 \vec{i}_2 + j\omega L_2 \vec{i}_2 + R_o \vec{i}_2 \end{aligned} \quad (2.26)$$

Resolvendo essas equações e isolando os termos i_1 e i_2 , tem-se as correntes nos indutores primário e secundário. Nesta análise, todas as grandezas elétricas são representadas por seus valores de pico. As correntes são determinadas por:

$$\begin{aligned} \vec{i}_1 &= \frac{v_1 \vec{Z}_2}{\omega^2 M^2 + \vec{Z}_1 \vec{Z}_2} \\ \vec{i}_2 &= \frac{j\omega M v_1}{\omega^2 M^2 + \vec{Z}_1 \vec{Z}_2} \end{aligned} \quad (2.27)$$

E as impedâncias por:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + j\omega L_1 \\ Z_2 &= (R_2 + R_o) + j\omega L_2 \end{aligned} \quad (2.28)$$

A partir desses valores de corrente, pode-se determinar diversos outros parâmetros do circuito, a começar pela corrente de saída, cujo valor módulo é determinado por:

$$|\vec{i}_2| = i_o = \frac{\omega M v_1}{\omega^2 M^2 + |\vec{Z}_1 \vec{Z}_2|}. \quad (2.29)$$

Multiplicado ambos os lados da equação (2.30) por R_o , obtém-se a tensão de saída, determinada por:

$$V_o = \frac{\omega M v_1 R_o}{\omega^2 M^2 + |\vec{Z}_1 \vec{Z}_2|}. \quad (2.30)$$

Multiplicando a tensão de saída pela corrente de saída, encontra-se o valor de pico de potência dissipada no resistor de carga, dada por:

$$P_{o_pico} = \frac{\omega^2 M^2 v_1^2 R_o}{\left(\omega^2 M^2 + |\vec{Z}_1 \vec{Z}_2|\right)^2}. \quad (2.31)$$

Visto que se trata de formas de onda puramente senoidais, a potência média, que é numericamente igual à metade do valor da potência de pico, é determinada pela expressão:

$$P_{o_media} = \frac{\omega^2 M^2 v_1^2 R_o}{2\left(\omega^2 M^2 + |\vec{Z}_1 \vec{Z}_2|\right)^2}. \quad (2.32)$$

Para determinar a potência de entrada, basta fazer o produto entre tensão de entrada e corrente conjugada de entrada, que resulta na equação:

$$S = V_1 I_1^* = \frac{V_1^2 \vec{Z}_2^*}{\omega^2 M^2 + \vec{Z}_1^* \vec{Z}_2^*}. \quad (2.33)$$

Com a equação da potência aparente de entrada, pode-se determinar as potências ativa e a reativa da fonte de entrada, que são dadas por:

$$\begin{aligned} P_1 &= \text{Re} \left(\frac{V_1^2 \vec{Z}_2^*}{\omega^2 M^2 + \vec{Z}_1^* \vec{Z}_2^*} \right) \\ Q_1 &= \text{Im} \left(\frac{V_1^2 \vec{Z}_2^*}{\omega^2 M^2 + \vec{Z}_1^* \vec{Z}_2^*} \right) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Com esses dois últimos dados, é possível determinar o fator de potência do circuito e a sua eficiência, definidos pelas expressões (2.35) e (2.36), respectivamente:

$$FP = \frac{P_1}{|S|}, \quad (2.35)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_1}. \quad (2.36)$$

Considerando agora um exemplo numérico com os parâmetros descritos na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Parâmetros usados para simulação de circuito resistivo acoplado magneticamente.

Variável	Descrição	Valor	Unidade
V_1	Tensão de entrada de pico	100	V
F_r	Frequência de ressonância	40	kHz
L_1, L_2	Indutor primário e secundário	180	μH
R_1, R_2	Resistência dos indutores	400	$\text{m}\Omega$
R_o	Resistor de carga	10	Ω
M	Indutância mútua	126	μH
k	Fator de acoplamento	0,7	

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Substituindo estes parâmetros nas equações mostradas anteriormente, obtêm-se os seguintes valores descritos na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Grandezas obtidas na simulação de circuito resistivo acoplado magneticamente.

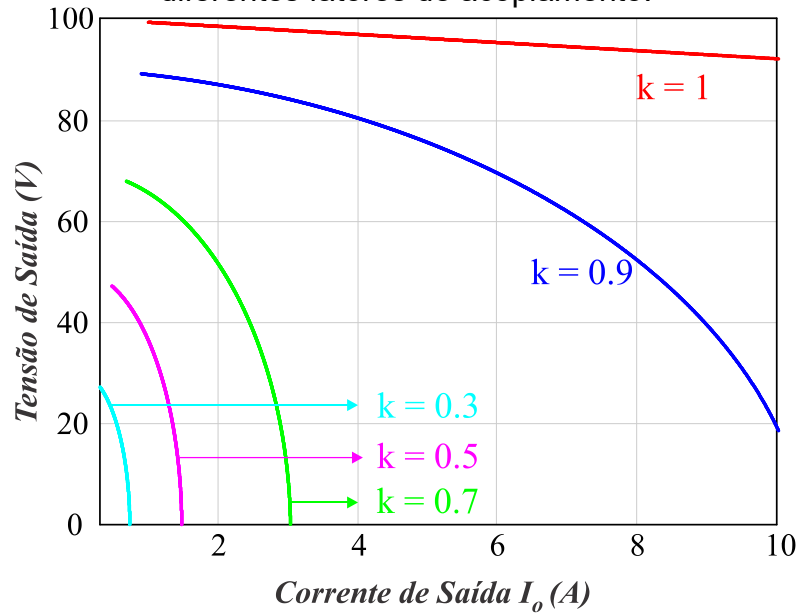
Variável	Descrição	Valor	Unidade
S_1	Potência aparente de entrada	404	VA
P_1	Potência ativa de entrada	85	W
P_o	Potência ativa de saída	76	W
FP	Fator de potência da entrada	0,21	
η	Eficiência	88,81	%

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Pode-se notar que a eficiência do circuito está abaixo de 90 %. Considerando que há apenas resistores dos próprios indutores, cujos valores são muito pequenos, esperava-se uma eficiência maior. Porém, por conta de o fator baixo fator de acoplamento, que é igual 0,7, tem-se uma queda de eficiência do circuito. Outro aspecto a ser notado é o baixo fator de potência, significando que o circuito, apesar de estar entregando uma determinada potência na carga, está processando muito mais energia na forma reativa.

Considerando agora a potência e o fator de acoplamento variáveis, pode-se traçar curvas que permitem o melhor entendimento da influência do acoplamento entre os indutores. A Figura 2.17 mostra a tensão de saída em função da potência para diversos fatores de acoplamento.

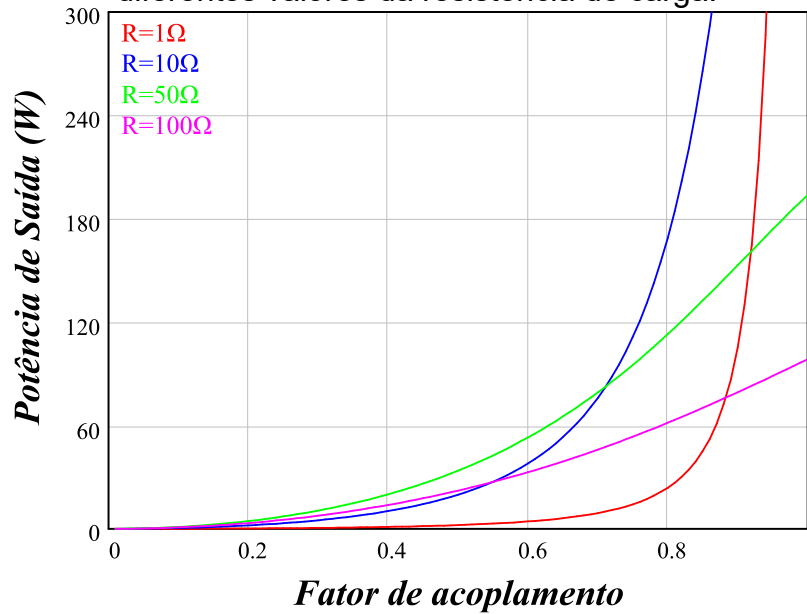
Figura 2.17 – Tensão de saída em função da variação da corrente de saída para diferentes fatores de acoplamento.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Nota-se aqui que quanto menor o acoplamento, mais rápido a tensão de saída irá decrescer com o aumento da corrente de saída. A Figura 2.18 mostra agora a potência de saída em função do fator de acoplamento para diferentes cargas.

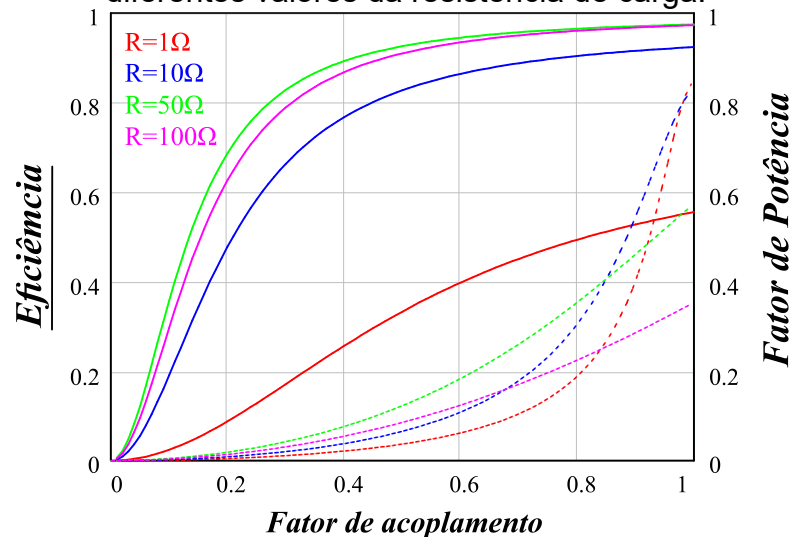
Figura 2.18 – Potência de saída em função da variação fator de acoplamento para diferentes valores da resistência de carga.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Nota-se, pelas curvas, que quando maior o fator de acoplamento, maior será o valor da potência de saída. O fator de acoplamento também influencia os valores da eficiência e do fator de potência do circuito, conforme visto na Figura 2.19.

Figura 2.19 – Eficiência e fator de potência do acoplamento magnético para diferentes valores da resistência de carga.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

2.8 CONCLUSÃO

Pode-se notar que tanto a eficiência quanto o fator de potência tendem ao valor unitário com o aumento do fator de acoplamento entre os dois indutores. Independente das cargas testadas, para um fator de acoplamento de 0,8, o maior valor de fator de potência alcançado foi ainda menor que 0,5. Esse dado é preocupante pois o circuito teria que ser superdimensionado para processar a potência reativa elevada. Entretanto, tal circuito seria incapaz de fornecer potência ativa na saída que correspondesse ao seu dimensionamento.

Esse é um desafio que se apresenta quando se faz uso de transferência de energia sem fio. Para transformadores, cujo fator de acoplamento é muito próximo da unidade, esses problemas desaparecem. Entretanto, quando há a necessidade de transferir energia à distância, é necessário um bom projeto para que se supere essas barreiras, e uma opção amplamente usada na literatura é o uso de um sistema de compensação de potência reativa.

3 COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA PARA SISTEMAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA INDUTIVA

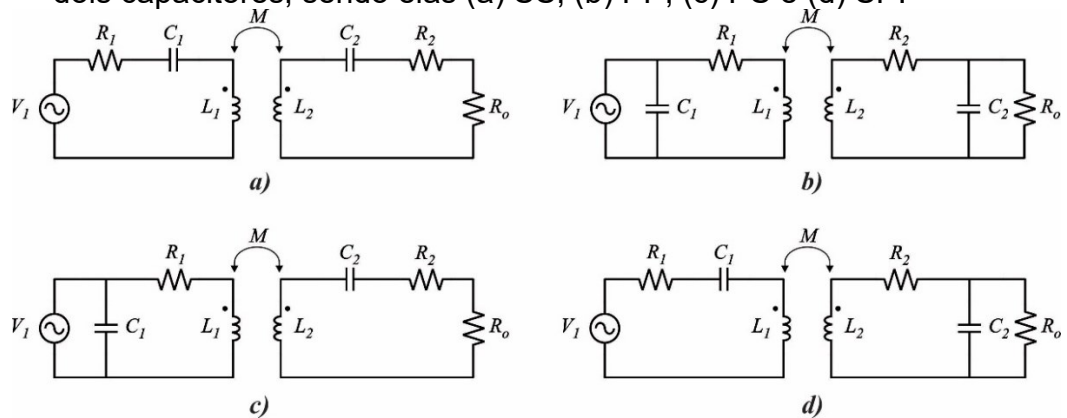
3.1 INTRODUÇÃO

Conforme visto anteriormente, o uso da técnica de transferência de energia sem fio de forma indutiva apresenta um grande problema: o fraco acoplamento magnético causa elevada circulação de potência reativa, como constatado na defasagem entre a corrente e tensão de entrada, visto na Figura 1.4. Essa circulação eleva as correntes que circulam pelo circuito, aumentando as perdas e reduzindo a eficiência do sistema por completo, bem como seu fator de potência.

Existem meios diversos de compensação usando capacitores, entre eles o uso de apenas um capacitor, seja no primário ou secundário, dois capacitores, ou até mesmo quatro capacitores para realizar a compensação [25]. É comum, entretanto, o uso de apenas dois capacitores [26]-[29] e [65].

Esse capítulo visa analisar, de forma qualitativa e quantitativa, e obter conclusões das quatro diferentes topologias de compensação de potência reativa utilizando dois capacitores. São eles: compensação SS (série-série, que contém ambos os capacitores em série, tanto no primário, quanto no secundário), SP (série-paralelo, cuja configuração possui um capacitor em série no primário e um capacitor em paralelo no secundário), PS (paralelo-série, onde há um capacitor em paralelo no primário e um capacitor em série no secundário) e por fim, PP (paralelo-paralelo, com ambos os capacitores em paralelo, tanto no primário, quanto no secundário). Cada topologia citada será submetida a uma fonte de tensão e depois a uma fonte de corrente, totalizando 8 tipos de análises. As topologias com fonte de tensão podem ser vistas na Figura 3.1. As análises serão feitas utilizando a frequência fundamental das fontes pela simplicidade. Essa aproximação é suficientemente precisa para circuito ressonante com alto fator de potência que opera próximo a ressonância, sendo as formas de onda da corrente e tensão no tanque ressonante senoidais [5], [26], [36]. Após análises iniciais entre a fundamentação teórica e matemática, e os resultados de simulação, conclui-se que de fato, essa aproximação é válida. Os valores de tensão, corrente, potência e demais parâmetros foram escolhidos apenas para a análise desse capítulo. Os valores reais utilizados no protótipo construído serão apresentados no próximo capítulo.

Figura 3.1 – Diferentes configurações para compensação de potência reativa com dois capacitores, sendo elas (a) SS, (b) PP, (c) PS e (d) SP.



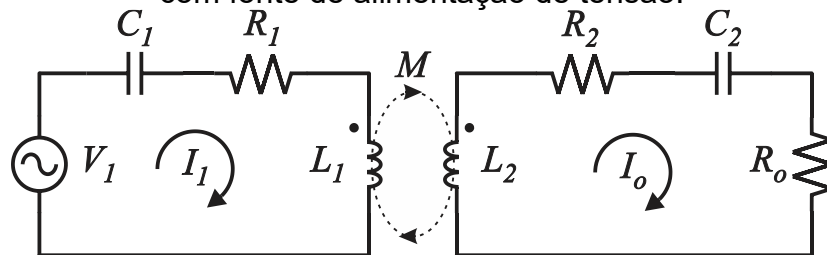
Fonte: [65].

3.2 COMPENSAÇÃO SS (SÉRIE-SÉRIE)

3.2.1 Fonte de alimentação de tensão na entrada

Nessa seção será analisada a compensação SS com fonte de alimentação de tensão, conforme ilustrado na Figura 3.2. Esse tipo de compensação é amplamente utilizado para carregamento de baterias [13], visto que sua saída se caracteriza como uma fonte de corrente, o que será visto logo adiante.

Figura 3.2 – Circuito equivalente com compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Um dos métodos para determinar as grandezas será descrito a seguir. O primeiro passo é descrever as equações de malha, expressas por (3.1).

$$\begin{aligned} V_1 &= \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - j\omega M I_o \\ j\omega M I_1 &= \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o \right) I_o \end{aligned} \quad (3.1)$$

Resolvendo-se o sistema de equações (3.1), obtém-se as expressões das correntes I_1 e I_o , dadas por:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{V_1 Z_2}{M^2 \omega^2 + Z_1 Z_2} \\ I_o &= \frac{j\omega M V_1}{M^2 \omega^2 + Z_1 Z_2} \end{aligned} \quad (3.2)$$

Z_1 e Z_2 representam as impedâncias de primário e secundário, respectivamente, definidas pelas expressões:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \\ Z_2 &= R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o \end{aligned} \quad (3.3)$$

Para que haja compensação de potência reativa, as reatâncias X_{C1} e X_{C2} devem ser iguais às reatâncias X_{L1} e X_{L2} respectivamente, para a frequência de operação do circuito. Para que haja essa condição, a frequência de operação deve ser igual à frequência de ressonância do ramo LC. Portanto,

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (3.4)$$

Logo, pode-se determinar os valores dos capacitores, dados por:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{\omega^2 L_1} \\ C_2 &= \frac{1}{\omega^2 L_2} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Com este cancelamento das reatâncias, as impedâncias equivalentes Z_1 e Z_2 tornam-se:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 \\ Z_2 &= R_2 + R_o \end{aligned} \quad (3.6)$$

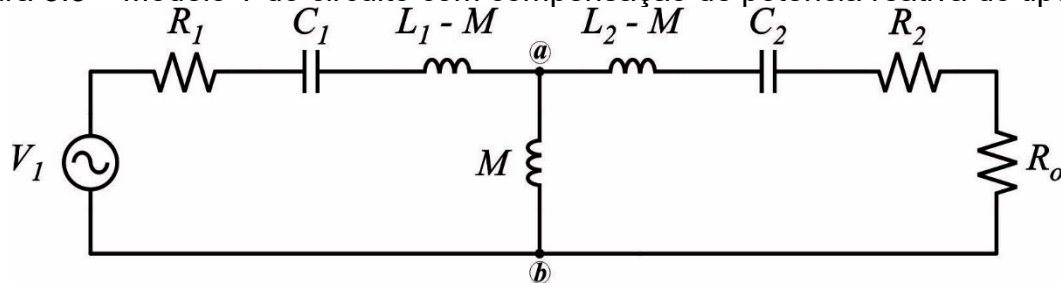
ou seja, o circuito equivalente torna-se puramente resistivo. Com isso, a tensão e a corrente de entrada estarão em fase. Substituindo as novas impedâncias nas expressões de correntes, tem-se:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{V_1 (R_2 + R_o)}{M^2 \omega^2 + R_1 R_2 + R_1 R_o} \\ I_o &= \frac{j\omega M V_1}{M^2 \omega^2 + R_1 R_2 + R_1 R_o} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Outro método para analisar o sistema consiste na simplificação do circuito. Esse método será apresentado apenas para esse tipo de compensação, visto que se trata apenas de um modo alternativo de obter as equações. Esse mesmo modo simplificado pode ser aplicado para as demais compensações de potência reativa. Mais adiante, serão apresentadas as formas de onda do circuito real e do equivalente para as compensações SS, SP e PS, entretanto a análise para a compensação SP e PS de circuito equivalente será omitida.

O primeiro passo é usar o circuito equivalente tipo T, que se encontra representado na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Modelo T do circuito com compensação de potência reativa do tipo SS.

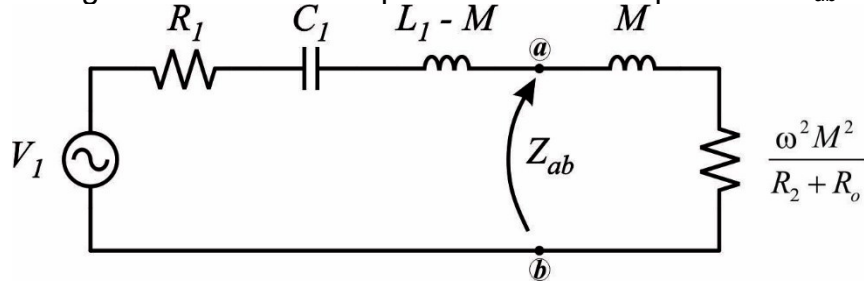


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Analisando primeiramente o circuito equivalente do ponto de vista da entrada, deve-se primeiro determinar a impedância equivalente dos dois ramos conectados nos pontos “ab”, considerando frequência de operação igual à frequência de ressonância. Fazendo as devidas análises e simplificações, obtém-se:

$$Z_{ab} = j\omega M + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_o}. \quad (3.8)$$

Pode-se notar que a impedância Z_{ab} se resume a uma indutância em série com uma resistência, visto que a segunda parcela de Z_{ab} tem por unidade de medida Ohms [Ω]. Substituindo, então, as impedâncias conectadas em “a” e “b” e substituindo pelo equivalente, obtém-se o circuito mostrado na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Circuito equivalente com a impedância Z_{ab} .

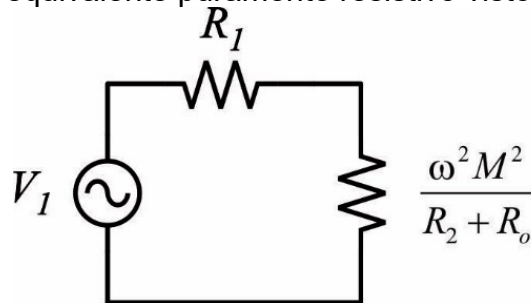
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Pode-se notar que a indutância M se anula com a indutância $-M$ do modelo do tipo T, restando apenas o capacitor C_1 e a indutância L_1 , além das resistências. Ao operar na frequência de ressonância, as reatâncias capacitiva e indutiva se cancelam, assim como ocorreu no ramo secundário.

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (3.9)$$

Ao fazer essa consideração, ambas as reatâncias se anulam e o circuito equivalente torna-se puramente resistivo, como é mostrado na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Circuito equivalente puramente resistivo visto pela fonte de entrada.



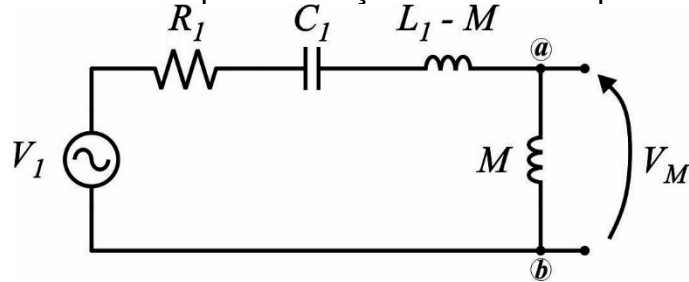
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Nota-se que quando há a compensação de potência reativa num circuito acoplado, a fonte de entrada enxerga nada mais que resistências. Em outras palavras, tem-se fator de potência unitário, conforme visto anteriormente. A corrente de entrada, portanto, é definida pela equação:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_o}} \quad (3.10)$$

Para a obtenção do circuito equivalente visto pela saída, será utilizado o circuito equivalente de Thevenin, a partir dos pontos “a” e “b”, como é mostrado na Figura 3.6.

Figura 3.6 – Circuito utilizado para obtenção do circuito equivalente de Thevenin.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Novamente, o termo M se anula com o termo $-M$. Considerando a operação na frequência de ressonância, é sabido que as reatâncias se anularão. Logo, considerando

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad (3.11)$$

$$V_M = j\omega M I_1 \quad (3.12)$$

e substituindo (3.11) em (3.12), é obtida a tensão de Thevenin, dada por

$$V_{th} = j \frac{\omega M V_1}{R_1} \quad (3.13)$$

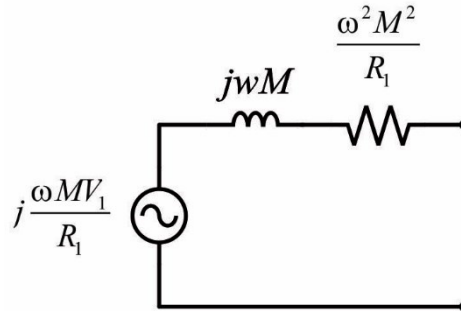
O primeiro ponto a se notar é que a tensão de entrada estará defasada em 90° da tensão de saída, devido ao termo “ j ” presente na equação (3.13). Essa tensão terá valor elevado, devido ao termo R_1 estar no denominador da equação. Esse termo, por ser a resistência intrínseca do indutor, costuma ter um valor reduzido na faixa de $m\Omega$.

Para determinar a resistência de Thevenin, a fonte de entrada é posta em repouso, e a impedância dos pontos ab é dada por:

$$Z_{th} = j\omega M + \frac{\omega^2 M^2}{R_1}. \quad (3.14)$$

Com isso, é possível obter o circuito equivalente de Thevenin para o circuito de compensação de potência reativa do tipo SS, ilustrado na Figura 3.7.

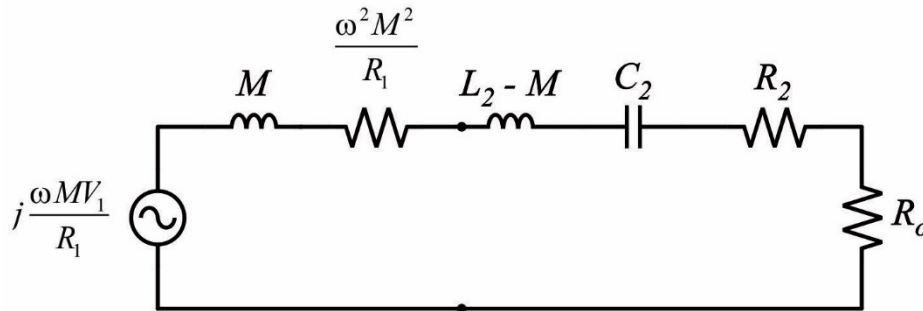
Figura 3.7 – Circuito equivalente de Thevenin para o circuito de compensação de potência reativa do tipo SS.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Conectando o circuito equivalente da Figura 3.7 com o estágio de saída do circuito original da Figura 3.3, tem-se o mostrado na Figura 3.8.

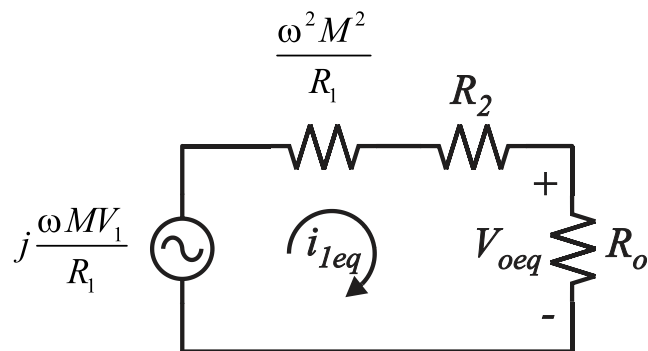
Figura 3.8 – Circuito equivalente de Thevenin conectado ao estágio de saída.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Considerando a operação na frequência de ressonância, e que o termo M se anula com o termo $-M$, tem-se o mostrado na Figura 3.9.

Figura 3.9 – Circuito equivalente final para compensação de potência reativa do tipo SS.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Concluídas as análises teóricas e matemáticas, é possível obter as principais grandezas do circuito, tanto de entrada quanto de saída. Elas estão representadas pelas expressões (3.15)-(3.21), considerando a relação de espiras unitária.

Tensão de saída:

$$V_o = \frac{j\omega MR_o V_1}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2 + R_1 R_o} \quad (3.15)$$

Corrente de saída:

$$I_o = \frac{j\omega M V_1}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2 + R_1 R_o} \quad (3.16)$$

Potência de saída:

$$P_o = \frac{\omega^2 M^2 V_1^2 R_o}{[R_1 R_2 + \omega^2 M^2 + R_1 R_o]^2} \quad (3.17)$$

Corrente de Entrada:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_o}} \quad (3.18)$$

Potência de entrada:

$$P_i = \frac{V_1^2}{R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_o}} \quad (3.19)$$

Eficiência:

$$\eta = \frac{R_o}{(R_o + R_2) \left(1 + \frac{R_1 R_o + R_1 R_2}{\omega^2 M^2} \right)} \quad (3.20)$$

Ganho de tensão:

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\omega M R_o}{R_1 R_2 + \omega^2 M^2 + R_1 R_o} \quad (3.21)$$

Para realizar a análise qualitativa e quantitativa, foi feita uma simulação para verificar formas de onda e valores obtidos por equações, e assim compará-los com a análise teórica feita até o momento. Os principais parâmetros usados para essa simulação e demais simulações do presente capítulo podem ser vistos na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Parâmetros usados para simulação dos tipos de compensação de potência reativa.

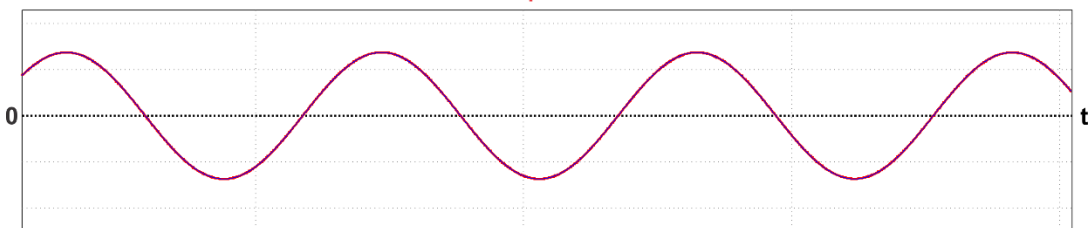
Variável	Descrição	Valor	Unidade
V_1	Valor de pico de Tensão de entrada	220	V
I_1	Valor de pico de Corrente de entrada	20	A
F_r	Frequência de ressonância	85	kHz
L_1, L_2	Indutor primário e secundário	120	μH
R_1, R_2	Resistência dos indutores	400	$\text{m}\Omega$
R_o	Resistor de carga	10	Ω
M	Indutância mútua	108	μH

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

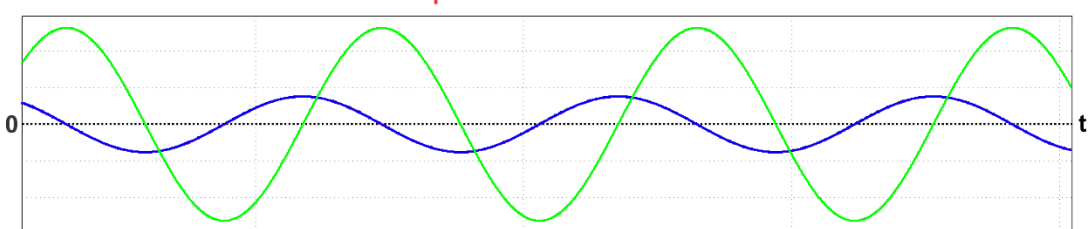
As formas de onda de tensões e correntes podem ser vistas na Figura 3.10. A forma de onda da corrente de entrada equivalente e da tensão de saída equivalentes são as demonstradas na Figura 3.9. O software utilizado para essa simulação foi o PSIM versão 9.1, com passo de cálculo de simulação de 20 ns.

Figura 3.10 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.

Corrente de Entrada Corrente de Entrada Equivalente



Tensão de Saída Tensão de Saída Equivalente Tensão de Entrada



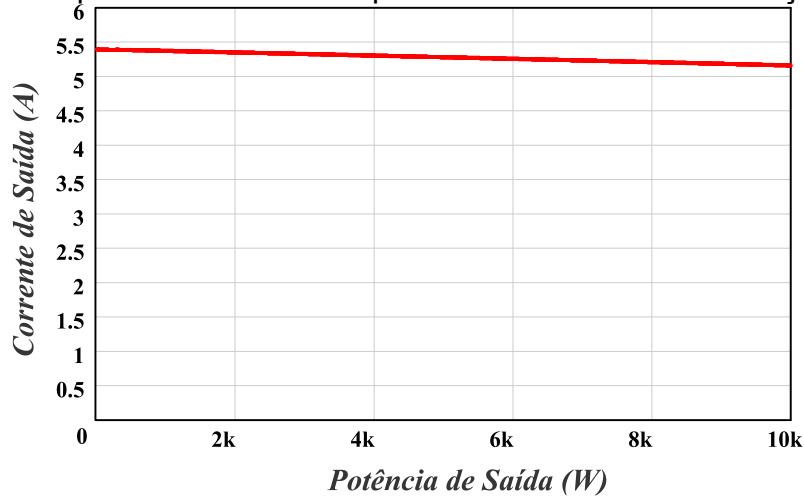
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

De fato, a simplificação do circuito completo é válida pois a corrente original de entrada coincide com a corrente de entrada do circuito simplificado. Outro ponto a ser notado é que a tensão de saída está defasada em 90° da tensão de entrada, assim como visto no circuito simplificado.

Pode-se agora fazer uso de uma análise qualitativa para verificar o comportamento das principais grandezas em relação a variação da carga.

Observando a corrente de saída em função da potência, tem-se o mostrado na Figura 3.11.

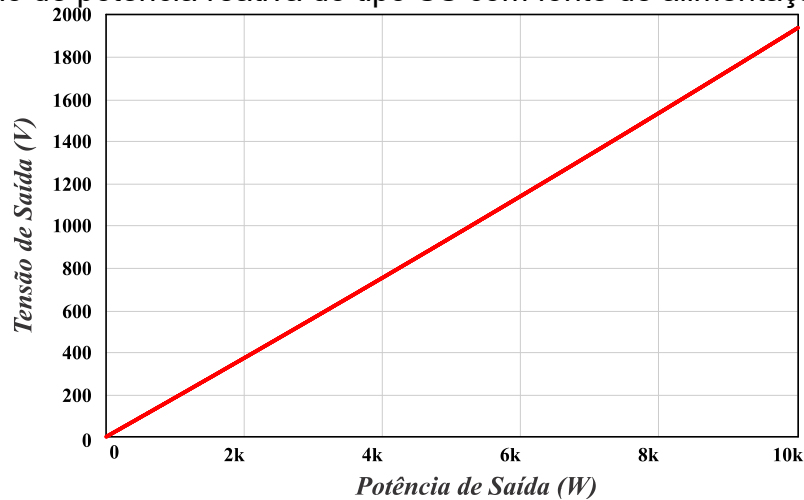
Figura 3.11 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

É notável que com uma variação de potência de 10 kW, a corrente se mantém entre 5 A e 5,5 A. Essa característica, similar a uma fonte de corrente que não altera sua corrente independente da carga, é ideal para carregamento de baterias. Visto que a corrente é constante, espera-se que a tensão aumente com o aumento da carga, conforme é mostrado na Figura 3.12. A corrente existente para 0 kW indica que mesmo em curto-circuito a corrente se mantém no valor praticamente constante. Isso significa também que o circuito tem proteção natural contra curto-circuito.

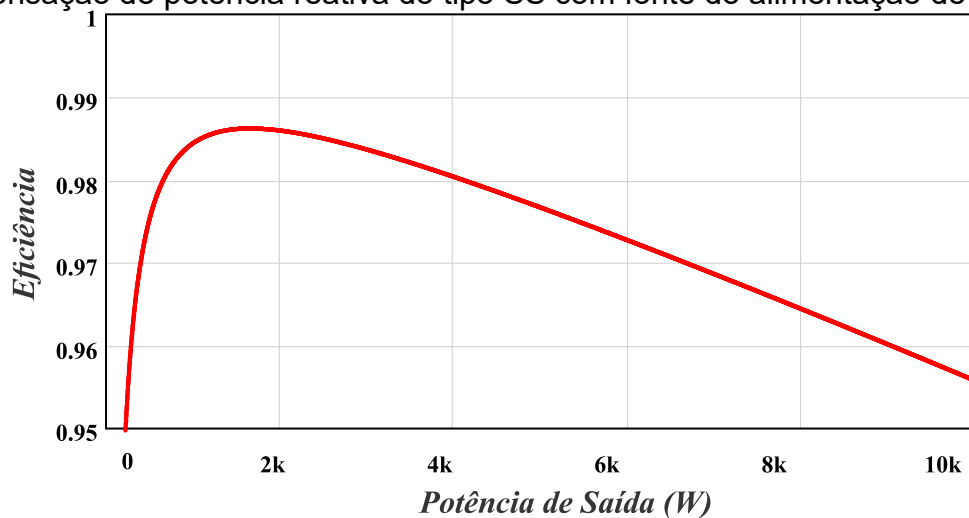
Figura 3.12 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Naturalmente, a tensão cresce de forma linear, se a potência é elevada de forma linear. Essa característica não é recomendada para fontes de tensão, visto que a tensão depende da carga. A curva de eficiência em função da carga pode ser vista na Figura 3.13.

Figura 3.13 – Curva de eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

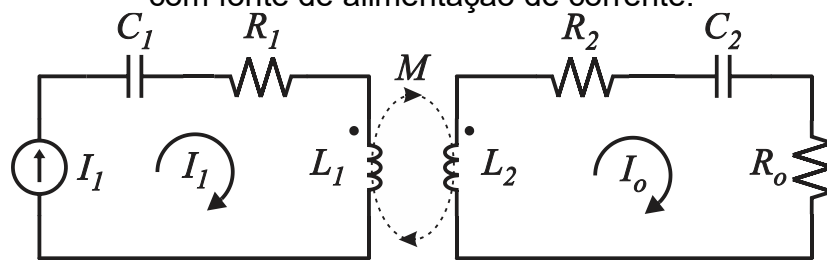
Mesmo com variação de potência de 10 kW, a eficiência se mantém acima de 95 %, o que torna o circuito muito eficiente. Ao aumentar a potência projetada, as resistências dos indutores tendem a diminuir, visto que serão usados fios mais

grossos para suportar maiores correntes. Nesse caso, a eficiência tende a aumentar mais ainda. Vale lembrar que nos resultados de simulação não estão inclusas perdas devido às imperfeições dos componentes, tais como resistência interna dos interruptores, resistor série dos capacitores, e demais imperfeições.

3.2.2 Fonte de alimentação de corrente na entrada

Analisando agora o mesmo circuito de compensação de potência reativa do tipo SS, porém com uma fonte de alimentação de corrente na entrada, ilustrado na Figura 3.14, obtém-se comportamento na saída diferente do já visto até o momento.

Figura 3.14 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Nota-se agora o uso de uma fonte de corrente na entrada do circuito. Analisando as equações primárias, vemos que são similares às equações do circuito de compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão.

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - j\omega M I_o \\
 j\omega M I_1 &= \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o \right) I_o
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Nesse caso, como a corrente tem valor já definido, é possível determinar a expressão da corrente de saída, dada por:

$$I_o = \frac{j\omega M}{\left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o \right)} I_1 \tag{3.23}$$

Para que haja anulação das reatâncias capacitivas e indutivas, os valores adotados de C_1 e C_2 serão os mesmos para a compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão, dados pela expressão:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{\omega^2 L_1} \\ C_2 &= \frac{1}{\omega^2 L_2} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Com isso, a corrente de saída é expressa por:

$$I_o = \frac{j\omega M}{(R_2 + R_o)} I_1. \quad (3.25)$$

A partir dessa expressão e devida manipulação matemática, as demais grandezas do circuito podem ser descritas pelas equações (3.26)-(3.31).

Tensão de saída:

$$V_o = \frac{j\omega M R_o}{(R_2 + R_o)} I_1. \quad (3.26)$$

Potência de Saída:

$$P_o = \frac{\omega^2 M^2 R_o}{(R_2 + R_o)^2} I_1^2. \quad (3.27)$$

Tensão de entrada:

$$V_1 = \left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + R_o)} \right) I_1. \quad (3.28)$$

Potência de Entrada:

$$P_{in} = \left(R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{(R_2 + R_o)} \right) I_1^2. \quad (3.29)$$

Eficiência:

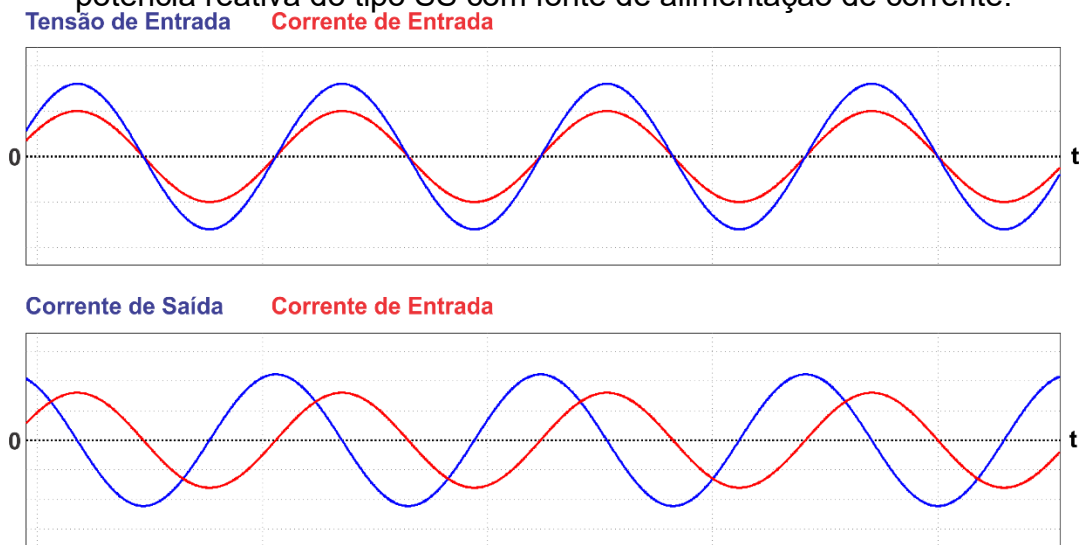
$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_o}{(R_2 + R_o)(\omega^2 M^2 + R_1 R_2 + R_1 R_o)}. \quad (3.30)$$

Ganho de corrente:

$$G_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\omega M}{R_2 + R_o}. \quad (3.31)$$

Novamente, usando os parâmetros da Tabela 3.1 para uma comparação entre os tipos de compensação de potência reativa, foi feita uma simulação para analisar o comportamento das grandezas principais do circuito. A Figura 3.15 ilustra as formas de onda de tensão e corrente para a compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.

Figura 3.15 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.

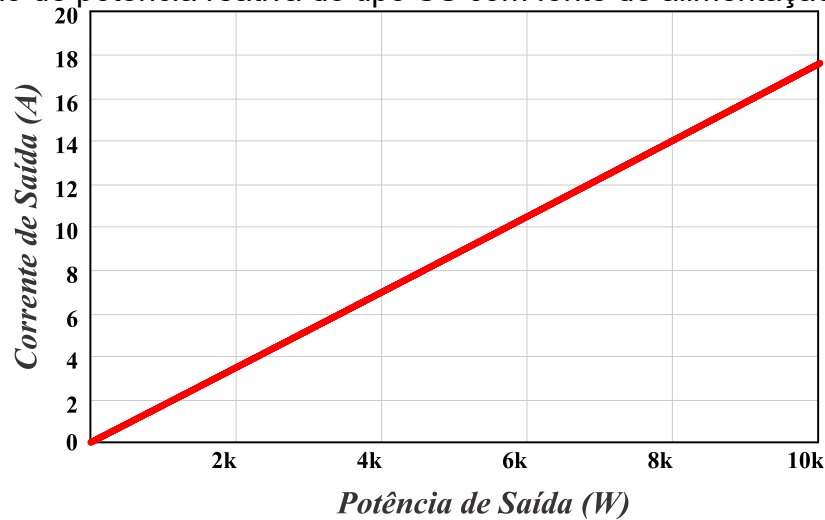


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se aqui que há fator de potência unitário na fonte de entrada, visto que tanto tensão quanto corrente estão em fase. Isso significa que não há circulação de potência reativa, resultando então em menores perdas, visto que apenas potência ativa será processada. As correntes de entrada e saída estão defasadas em 90° .

Analisando agora as grandezas principais em função da variação de potência, conforme feito anteriormente e começando pela corrente de saída, obtém-se o mostrado na Figura 3.16.

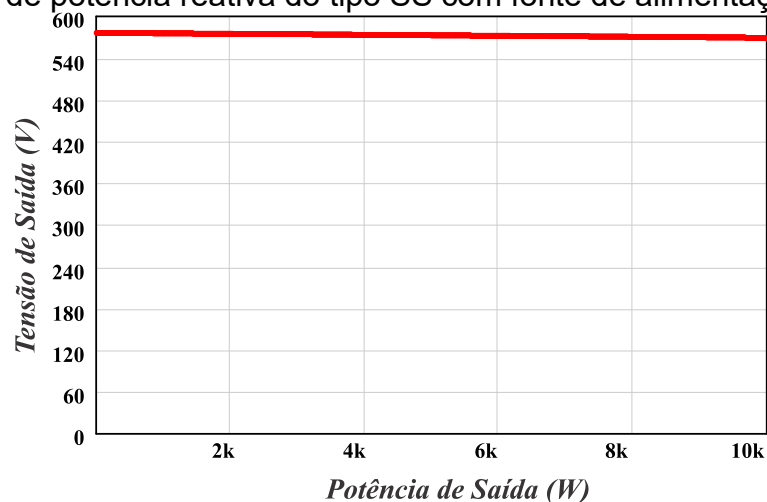
Figura 3.16 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Diferente da compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de tensão, agora a corrente de saída não é mais constante. Ela varia o seu módulo linearmente com o aumento da potência de saída. A curva de tensão de saída em função da carga é vista na Figura 3.17.

Figura 3.17 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.

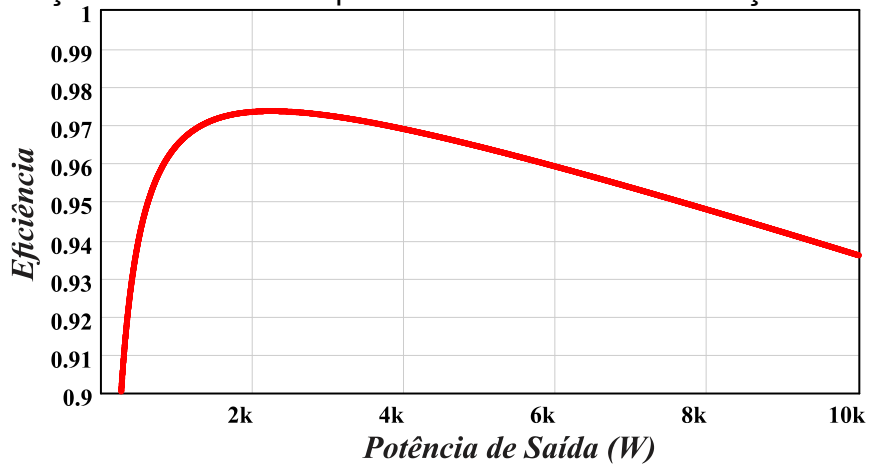


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Nota-se agora um comportamento de fonte de tensão. Mesmo com variação de potência de 10 kW, a tensão tem variação de menos de 10 V. A eficiência do

circuito de compensação do tipo SS com fonte de alimentação de corrente pode ser vista na Figura 3.18.

Figura 3.18 – Curva da eficiência em função da potência de saída para compensação de reativos do tipo SS com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

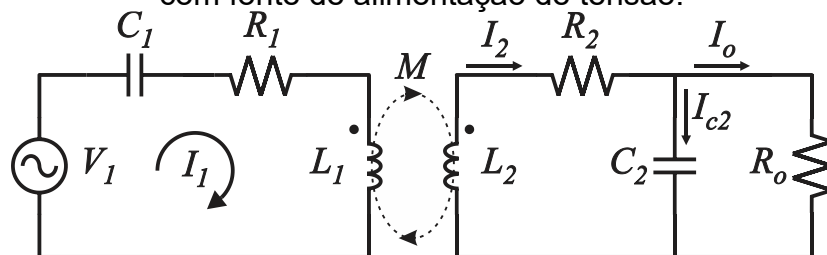
Novamente, a eficiência do circuito se mantém acima de 93 % em quase toda a faixa de potência variada.

3.3 COMPENSAÇÃO SP (SÉRIE-PARALELO)

3.3.1 Fonte de alimentação de tensão na entrada

Assim como a compensação de potência reativa do tipo SS, a compensação do tipo SP tem o capacitor do primário em série, porém o capacitor do secundário está em paralelo, conforme mostrado na Figura 3.19.

Figura 3.19 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Para simplificar a análise, a resistência R_2 será refletida para o lado primário, respeitando a relação de transformação do acoplamento mútuo.

$$R_{2_refletida} = \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 R_2 \quad (3.32)$$

Agora a resistência do lado primário será considerada a soma das resistências R_1 com R_2 refletida, e será chamada de R_{eq} , conforme expresso em (3.33).

$$R_{eq} = R_1 + R_{2_refletida} \quad (3.33)$$

Feita essa simplificação, pode-se descrever as equações do circuito, dadas por:

$$\begin{aligned} V_1 &= \left(R_{eq} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - j\omega M I_2 \\ j\omega M I_1 &= (j\omega L_2) I_2 + I_o R_o \\ I_2 &= I_{c2} + I_o \end{aligned} \quad (3.34)$$

Sabe-se que a tensão em C_2 é a mesma em R_o . Logo:

$$\frac{1}{j\omega C_2} I_{c2} = R_o I_o \rightarrow I_{c2} = j\omega C_2 R_o I_o \quad (3.35)$$

Reescrevendo (3.34) em função de I_o e I_1 :

$$\begin{aligned} V_1 &= \left(R_{eq} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - j\omega M (I_o + j\omega C_2 R_o I_o) \\ j\omega M I_1 &= (j\omega L_2) (I_o + j\omega C_2 R_o I_o) + I_o R_o \end{aligned} \quad (3.36)$$

Tomando a segunda equação em (3.36) e isolando I_o :

$$I_o = \frac{j\omega M I_1}{R_o + j\omega L_2 (j\omega C_2 R_o + 1)} \quad (3.37)$$

Substituindo agora (3.37) na primeira equação de malha em (3.34):

$$V_1 = \left(R_{eq} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - j\omega M (1 + j\omega C_2 R_o) \left(\frac{j\omega M I_1}{R_o + j\omega L_2 (j\omega C_2 R_o + 1)} \right) \quad (3.38)$$

Simplificando e pondo em evidência I_1 , tem-se a expressão da tensão de entrada V_1 .

$$V_1 = \left(R_{eq} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 + \left(\frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega C_2 R_o)}{R_o + j\omega L_2 (j\omega C_2 R_o + 1)} \right) I_1 \quad (3.39)$$

É possível aqui notar duas impedâncias vistas pela fonte. A primeira impedância será chamada de impedância do primário (Z_1) e a segunda de impedância refletida (Z_r).

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_{eq} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \\ Z_r &= \frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega C_2 R_o)}{R_o + j\omega L_2 (j\omega C_2 R_o + 1)} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Para que haja anulação das reatâncias capacitivas e indutivas, o valor de C_1 ou C_2 deve ser imposto para o sistema operar na frequência de ressonância. Nesse tipo de compensação de potência reativa, é imposto que C_2 opere na ressonância. Logo:

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}. \quad (3.41)$$

Sendo imposto o valor de C_2 , o próximo passo é encontrar uma expressão válida para C_1 . Para isso, será usada uma expressão da razão entre V_1 e I_1 , que expressa a impedância vista pela entrada, dada por (3.42).

$$Z_{total} = \frac{V_1}{I_1} = Z_1 + Z_r = \left(R_{eq} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) + \left(\frac{\omega^2 M^2 (1 + j\omega C_2 R_o)}{R_o + j\omega L_2 (j\omega C_2 R_o + 1)} \right) \quad (3.42)$$

A parcela imaginária dessa impedância deve ser nula, para que não haja potência reativa no circuito, logo:

$$\text{Im}(Z_{total}) = -\frac{M^2}{\omega C_2 L_2^2} + \frac{L_1 L_2}{\omega C_2 L_2^2} - \frac{1}{\omega C_1} = 0 \quad (3.43)$$

Fazendo as manipulações matemáticas necessárias e isolando C_1 , obtém-se a expressão para o capacitor do primário.

$$C_1 = \frac{L_2^2 C_2}{(L_1 L_2 - M^2)}. \quad (3.44)$$

Substituindo (3.41) e (3.44) na impedância descrita em (3.42), encontra-se a expressão da impedância compensada vista pela fonte de entrada, dada por:

$$Z_{comp} = R_{eq} + \frac{M^2}{L_2^2} R_o. \quad (3.45)$$

Substituindo (3.33) em (3.45), obtém-se a expressão da impedância compensada em função de R_1 e R_2 , expressa por:

$$Z_{comp} = R_1 + \frac{M^2}{L_2^2}(R_2 + R_o). \quad (3.46)$$

Pode-se concluir que após a anulação das reatâncias capacitivas e indutivas do sistema, apenas as impedâncias resistivas sobram no circuito. Isso faz com que a tensão e corrente de entrada estejam em fase, tornando o fator de potência unitário e compensando a energia reativa.

A partir da análise do circuito e das expressões obtidas para os capacitores, pode-se obter as expressões para as grandezas principais do circuito, expressas por (3.47)-(3.53).

Tensão de saída:

$$V_o = \frac{ML_2R_oV_1}{L_2^2R_1 + M^2R_2 + M^2R_o}. \quad (3.47)$$

Corrente de saída:

$$I_o = \frac{ML_2V_1}{L_2^2R_1 + M^2R_2 + M^2R_o}. \quad (3.48)$$

Potência de saída:

$$P_o = \frac{M^2L_2^2R_oV_1^2}{(L_2^2R_1 + M^2R_2 + M^2R_o)^2}. \quad (3.49)$$

Corrente de Entrada:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1 + \frac{M^2}{L_2^2}(R_2 + R_o)}. \quad (3.50)$$

Potência de entrada:

$$P_i = \frac{V_1^2}{R_1 + \frac{M^2}{L_2^2}(R_2 + R_o)}. \quad (3.51)$$

Eficiência:

$$\eta = \frac{M^2R_o}{L_2^2R_1 + M^2R_2 + M^2R_o}. \quad (3.52)$$

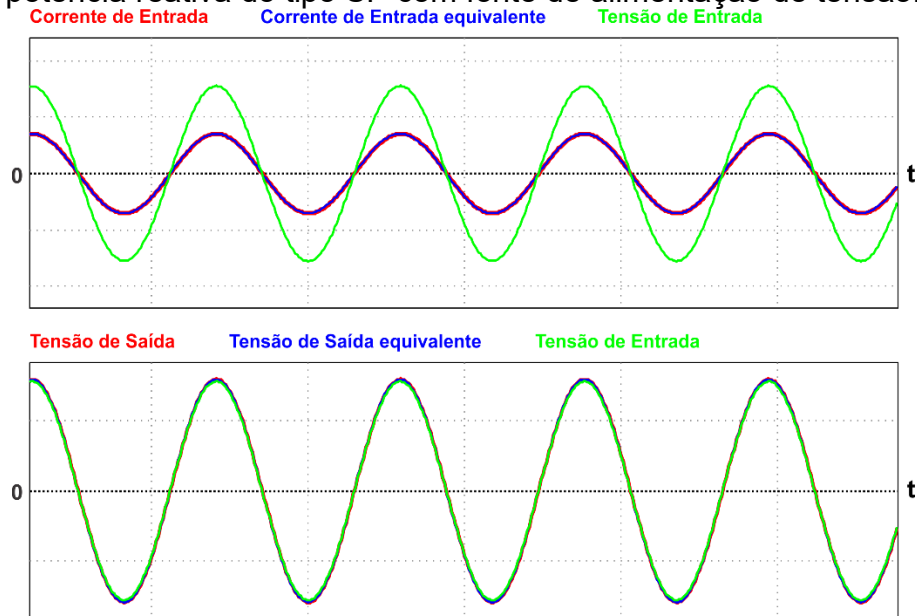
Ganho:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{L_2MR_o}{L_2^2R_1 + M^2R_2 + M^2R_o}. \quad (3.53)$$

Novamente, para validar as equações, foi feita uma simulação computacional com os parâmetros já utilizados anteriormente. O mesmo simulador,

com mesmo passo de cálculo foi utilizado, para manter o padrão dos resultados obtidos. As formas de onda de tensões e correntes são ilustradas em Figura 3.20.

Figura 3.20 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.

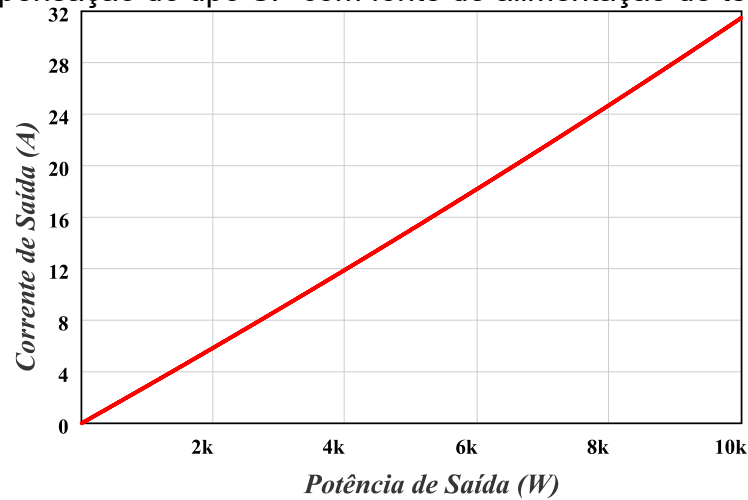


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Diferente da compensação de reativos do tipo SS, a tensão de saída e entrada estão em fase, e com amplitudes similares. As formas de onda do circuito original coincidem com as formas de onda do circuito equivalente puramente resistivo, trazendo mais uma evidência que o circuito teve suas reatâncias anuladas. Também é possível ver que a corrente e tensão de entrada estão em fase.

Variando agora a potência, pode-se notar o comportamento do circuito. As mesmas grandezas serão notadas: corrente, tensão de saída e eficiência, em função da potência. A Figura 3.21 ilustra a forma de onda da corrente de saída em função da potência de saída.

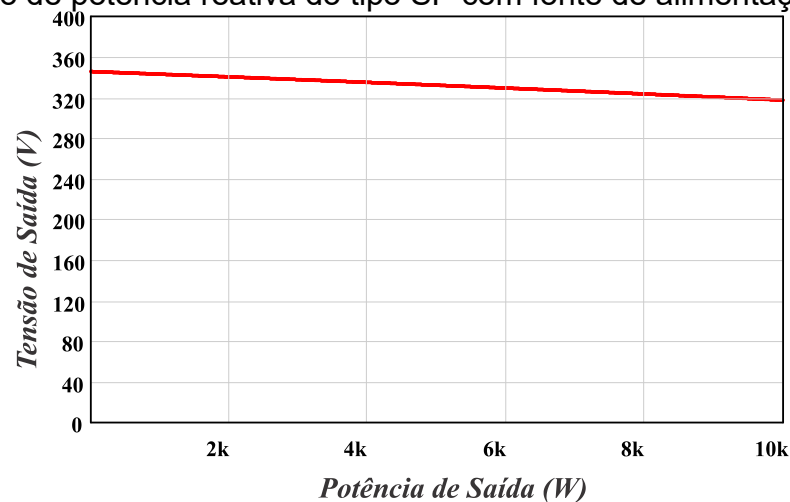
Figura 3.21 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Nota-se uma subida praticamente linear, em rampa, à medida que a potência é linearmente elevada. Essa curva é característica quando se trata de fontes de tensão. Quando a tensão é fixa, ao se aumentar a potência linearmente, a corrente também irá elevar-se linearmente. Para comprovar o funcionamento como fonte de tensão, tem-se a Figura 3.22.

Figura 3.22 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.

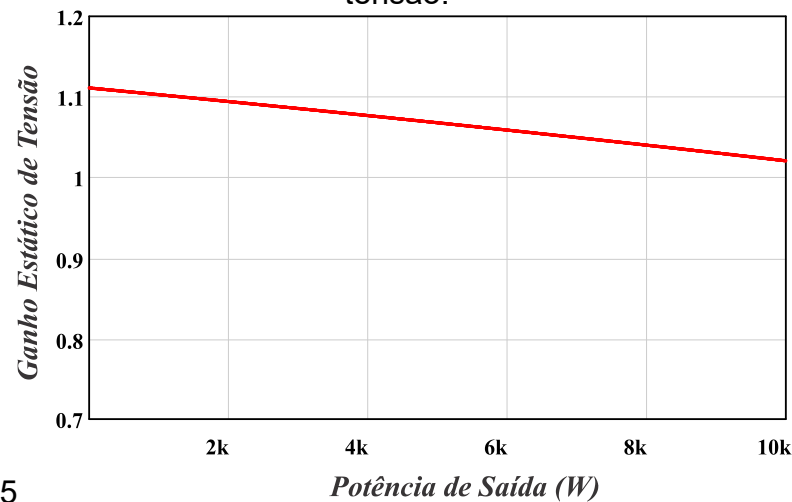


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se que mesmo com variação de 10 kW, a tensão pouco se modifica, mantendo-se entre 320 V e 360 V, para os dados parâmetros. Essa

característica mostra como esse tipo de compensação consegue manter um valor aceito de tensão para diferentes valores de carga. Uma outra característica que vale a pena ser analisada na compensação de reativos do tipo SP com fonte de alimentação de tensão é o ganho estático de tensão, ilustrado na Figura 3.23.

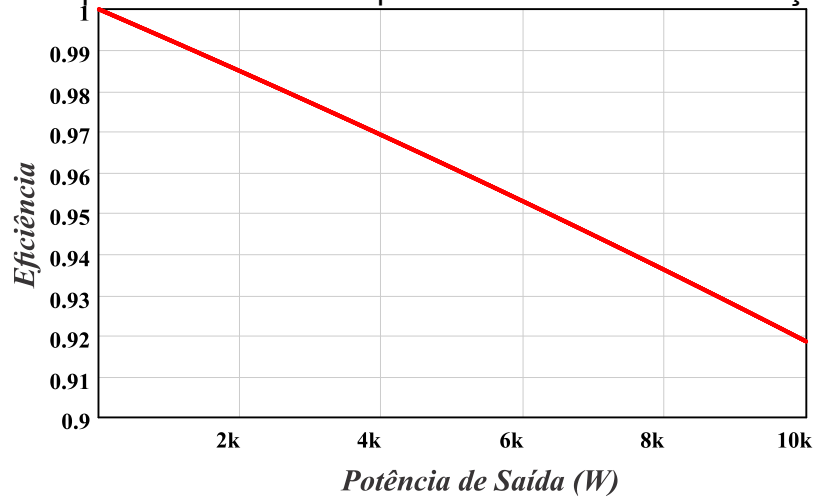
Figura 3.23 – Curva do ganho estático de tensão em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se que em toda a faixa de potência, o ganho permanece maior que a unidade. Isso é interessante pois pode haver perdas de tensão ao longo do circuito devido as resistências intrínsecas do circuito. Com o ganho maior que um, pode haver uma tensão de saída similar à de entrada já contando com as possíveis quedas de tensão. Analisando agora a eficiência em função da potência, tem-se o mostrado na Figura 3.24.

Figura 3.24 – Curva da eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.



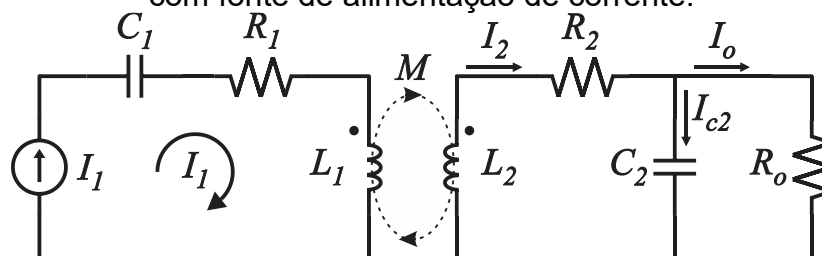
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Nota-se que com uma variação de 10 kW, o circuito continua com eficiência acima de 90 %. Assim como no circuito de compensação de potência reativa do tipo SS, com o aumento da potência, os fios se tornam mais grossos, reduzindo sua resistência e melhorando a eficiência. A tensão de saída também tende a se manter num valor menos variável ao se reduzir as resistências das bobinas.

3.3.2 Fonte de alimentação de corrente na entrada

Substituindo agora a fonte de alimentação de tensão por uma fonte de corrente na entrada do circuito de compensação de potência reativa do tipo SP, tem-se o mostrado na Figura 3.25.

Figura 3.25 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Para seguir com a análise, deve-se manter a simplificação feita para a fonte de tensão. A resistência R_2 é refletida para o primário, obedecendo as expressões (3.32) e (3.33). As equações primárias são idênticas as equações primárias do circuito com fonte de alimentação de tensão.

$$\begin{aligned} V_1 &= \left(R_{eq} + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - j\omega M I_2 \\ j\omega M I_1 &= (j\omega L_2) I_2 + I_o R_o \\ I_2 &= I_{c2} + I_o \end{aligned} \quad (3.54)$$

Realizando as manipulações matemáticas necessárias, pode-se encontrar a expressão para corrente de saída, dada por:

$$I_o = \frac{j\omega M I_1}{R_o + j\omega L_2 (j\omega C_2 R_o + 1)}. \quad (3.55)$$

Considerando os valores de capacitância já encontrados para o circuito com fonte de tensão:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{L_2^2 C_2}{(L_1 L_2 - M^2)} \\ C_2 &= \frac{1}{\omega^2 L_2} \end{aligned} \quad (3.56)$$

e substituindo as expressões de capacitância na equação da corrente de saída, se determina a corrente de saída, expressa por:

$$I_o = \frac{M}{L_2} I_1. \quad (3.57)$$

Percebe-se que a corrente de saída será apenas a corrente de entrada refletida ao secundário. Com isso, é possível obter as expressões das demais grandezas relevantes para o circuito, dadas pelas expressões (3.58)-(3.63).

Tensão de saída:

$$V_o = \frac{M}{L_2} I_1 R_o. \quad (3.58)$$

Potência de Saída:

$$P_o = \frac{M^2}{L_2^2} I_1^2 R_o. \quad (3.59)$$

Tensão de entrada:

$$V_1 = \frac{I_1 (L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o)}{L_2^2}. \quad (3.60)$$

Potência de entrada:

$$P_1 = \frac{I_1^2 (L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o)}{L_2^2}. \quad (3.61)$$

Eficiência:

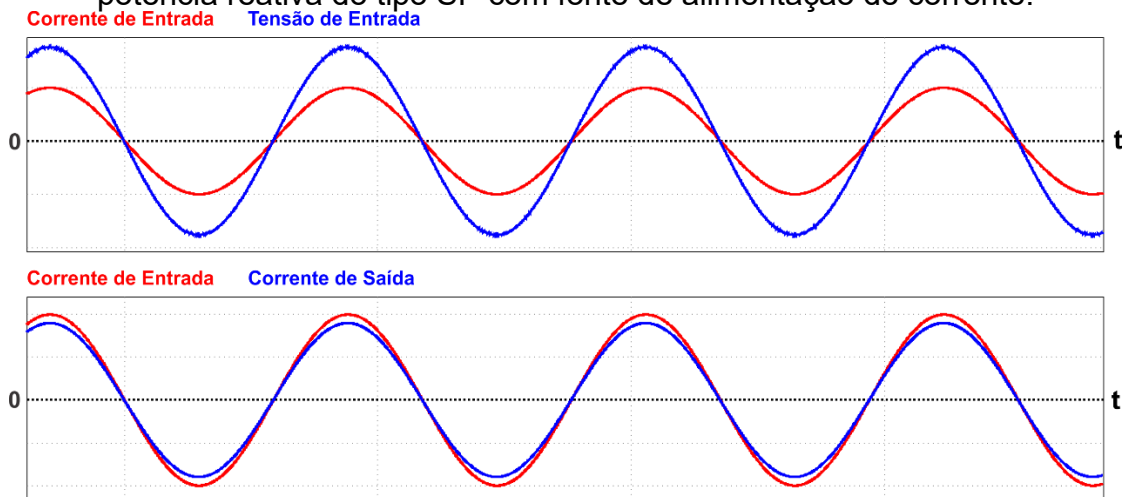
$$\eta = \frac{M^2 R_o}{L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o}. \quad (3.62)$$

Ganho de corrente:

$$G_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{M}{L_2}. \quad (3.63)$$

Utilizando os mesmos parâmetros já usados até o momento, pode-se observar agora as formas de onda de tensão e corrente do circuito, ilustradas na Figura 3.26.

Figura 3.26 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.

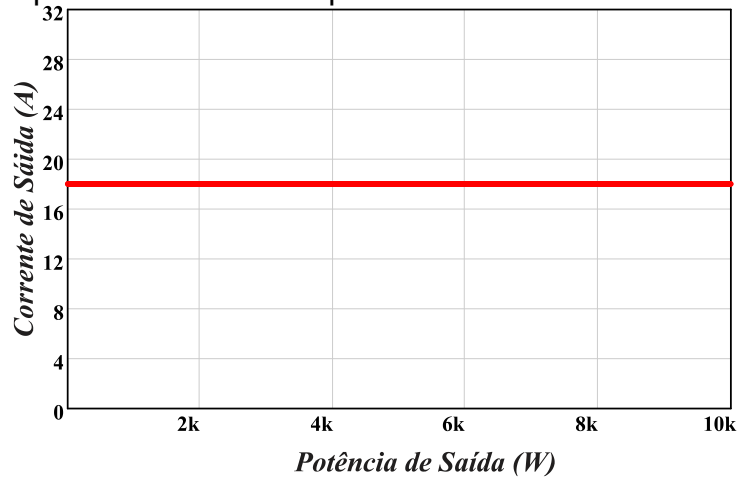


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Novamente, percebe-se que tensão e corrente de entrada estão em fase, tornando o circuito puramente resistivo. Diferente da compensação de potência reativa do tipo SS com fonte de alimentação de corrente, agora a corrente de entrada e saída estão em fase também.

Variando agora a potência, podemos analisar o comportamento das principais grandezas quando submetidas a diferentes cargas, a começar pela corrente de saída, ilustrada na Figura 3.27.

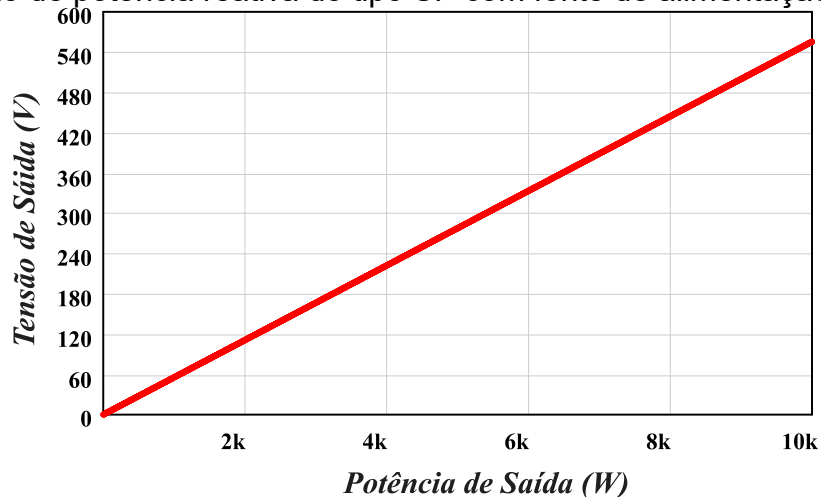
Figura 3.27 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Visto que a corrente de saída depende apenas da relação de transformação do acoplamento magnético, não há variação no seu valor para qualquer carga que o circuito alimentar. Nesse caso, a topologia tem corrente constante e independente de demais parâmetros, e é protegido naturalmente contra curto-circuito. A forma de onda de tensão de saída em função da carga é vista na Figura 3.28.

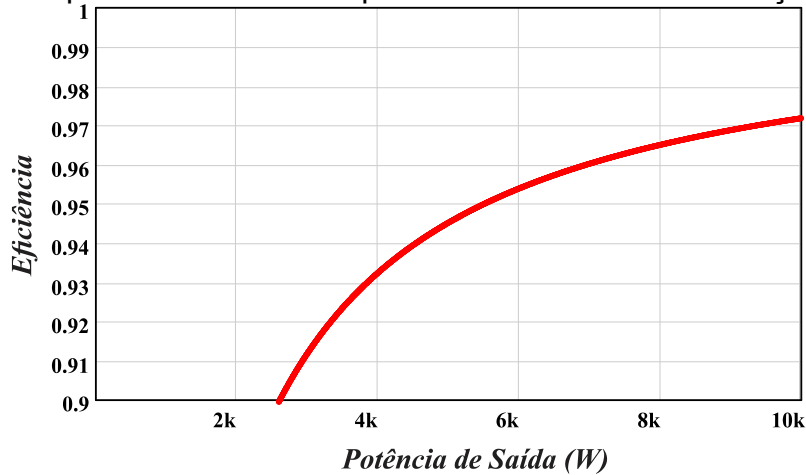
Figura 3.28 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Ao se comportar como uma fonte de corrente, espera-se que a tensão seja linear e variável com a potência processada. A eficiência é vista na Figura 3.29.

Figura 3.29 – Curva de eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

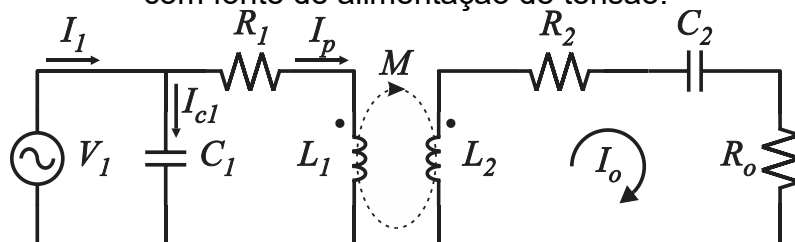
A eficiência só passa ser maior que 90 % próximo de 3 kW, o que torna esse tipo de compensação de potência reativa uma má escolha para circuitos com pouca carga. Mesmo aumentando a potência, a eficiência não passa de 98 %, valor baixo comparado as outras eficiências teóricas estudadas até o momento.

3.4 COMPENSAÇÃO PS (PARALELO-SÉRIE)

3.4.1 Fonte de alimentação de tensão na entrada

Essa compensação consiste em ter um capacitor em paralelo no primário e um capacitor em série no secundário, conforme mostrado na Figura 3.30.

Figura 3.30 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Similarmente ao que foi feito na compensação de potência reativa do tipo SP será feito aqui. Nesse caso, R_1 será refletido para o lado secundário:

$$R_{1_refletido} = \left(\frac{L_2}{M}\right)^2 R_1. \quad (3.64)$$

Dessa forma, R_2 será chamado de R_{eq} e terá valor de:

$$R_{eq} = R_2 + R_{1_refletida}. \quad (3.65)$$

Após essa simplificação, pode-se escrever as equações do circuito, dadas por:

$$\begin{aligned} V_1 &= (j\omega L_1)I_p - j\omega M I_o \\ j\omega M I_p &= \left(R_{eq} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o \right) I_o. \end{aligned} \quad (3.66)$$

$$I_1 = I_{c1} + I_p$$

Isolando I_o da segunda equação em (3.66), obtém-se:

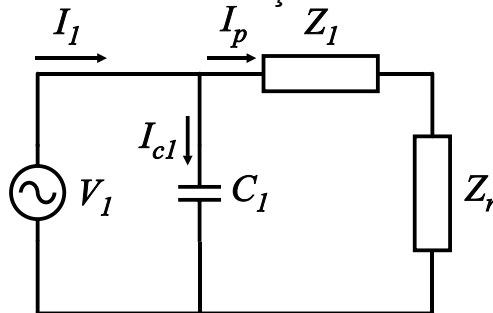
$$I_o = \frac{j\omega M}{R_{eq} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o} I_p. \quad (3.67)$$

Substituindo (3.67) na primeira equação em (3.66) e simplificando, se encontra a expressão para tensão de entrada V_1 , dada por:

$$V_1 = (j\omega L_1)I_p + \left(\frac{\omega^2 M^2}{R_{eq} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o} \right) I_p. \quad (3.68)$$

Dessa forma, pode-se encontrar duas impedâncias cuja corrente I_p circula. Expressando essa equação em forma de figura, tem-se o mostrado na Figura 3.31.

Figura 3.31 – Circuito reduzido da compensação de potência reativa do tipo SP com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Novamente, para se determinar o valor de algum dos capacitores de compensação, o outro capacitor deve ter valor imposto. Então, será imposto que C_1 opere na ressonância juntamente com L_1 . Dessa forma, obtém-se a expressão de C_1 , dada por:

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1}. \quad (3.69)$$

Considerando que a corrente de entrada se divide:

$$I_p = I_1 - j\omega C_1 V_1. \quad (3.70)$$

e tomando (3.68) e adicionando (3.70), já com a substituição da expressão do capacitor imposta em (3.69), obtém-se a expressão (3.71):

$$V_1 = \left(j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_{eq} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o} \right) \left(I_1 - j\omega \frac{1}{\omega^2 L_1} V_1 \right) \quad (3.71)$$

Simplificando essa expressão e obtendo a razão entre V_1 e I_1 , tem-se a expressão de impedância total vista pela fonte, descrita em:

$$Z_{total} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{L_1 \left(\omega L_1 C_2 R_o - j\omega^2 M^2 C_2 + \omega L_1 C_2 R_{eq} - jL_1 + j\omega^2 L_1 L_2 C_2 \right)}{\omega M^2 C_2}. \quad (3.72)$$

É necessário determinar uma expressão para o capacitor C_2 que satisfaça a condição de anulação das reatâncias capacitivas com as reatâncias indutivas. Para isso, se iguala a parcela imaginária da expressão (3.72) a zero:

$$\text{Im}(Z_{total}) = \frac{-L_1 \left(\omega^2 M^2 C_2 - \omega^2 L_1 L_2 C_2 + L_1 \right)}{\omega M^2 C_2} = 0 \quad (3.73)$$

Fazendo as manipulações matemáticas e isolando C_2 , obtém-se a expressão para o capacitor secundário, dada por:

$$C_2 = \frac{L_1^2 C_1}{(L_1 L_2 - M^2)}. \quad (3.74)$$

Aplicando agora os valores dos capacitores na impedância total e considerando a simplificação em (3.65), obtém-se:

$$Z_{comp} = \frac{L_1^2 (L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o)}{M^4}. \quad (3.75)$$

Fazendo uma rápida análise dimensional, nota-se que a impedância compensada é totalmente resistiva $[\Omega]$. Em outras palavras, os valores propostos

para os capacitores satisfazem a necessidade de compensar a potência reativa, pois agora a fonte terá tensão e corrente em fase, significando um fator de potência unitário.

Assim como feito com os outros métodos de compensação, pode-se obter as expressões para as grandezas principais do circuito através de simulação computacional. Tais expressões estão exibidas em (3.76)-(3.82).

Tensão de saída:

$$V_o = \frac{M^3 R_o V_1}{L_1 L_2^2 R_1 + L_1 M^2 R_2 + L_1 M^2 R_o} \cdot \quad (3.76)$$

Corrente de saída:

$$I_o = \frac{M^3 V_1}{L_1 L_2^2 R_1 + L_1 M^2 R_2 + L_1 M^2 R_o} \cdot \quad (3.77)$$

Potência de saída:

$$P_o = \frac{M^6 R_o V_1^2}{L_1^2 (L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o)^2} \cdot \quad (3.78)$$

Corrente de Entrada:

$$I_1 = \frac{M^4 V_1}{L_1^2 (L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o)} \cdot \quad (3.79)$$

Potência de entrada:

$$P_i = \frac{M^4 V_1^2}{L_1^2 (L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o)} \cdot \quad (3.80)$$

Eficiência:

$$\eta = \frac{M^2 R_o}{L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o} \cdot \quad (3.81)$$

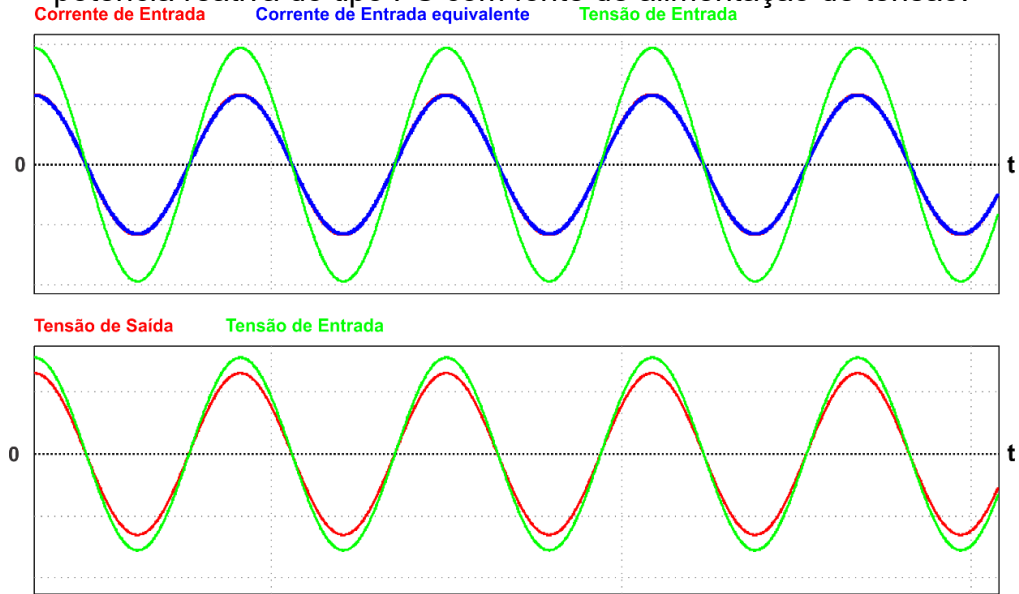
Ganho:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{M^3 R_o}{L_1 (L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o)} \cdot \quad (3.82)$$

É interessante ressaltar que a expressão para eficiência tanto do circuito de compensação de potência do tipo SP e do tipo PS são idênticas. Em ambos os casos, para validar as equações, foi feita uma simulação computacional com os mesmos parâmetros utilizados anteriormente, já vistos na Tabela 3.1.

As formas de onda de tensões e correntes são ilustradas na Figura 3.32.

Figura 3.32 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.

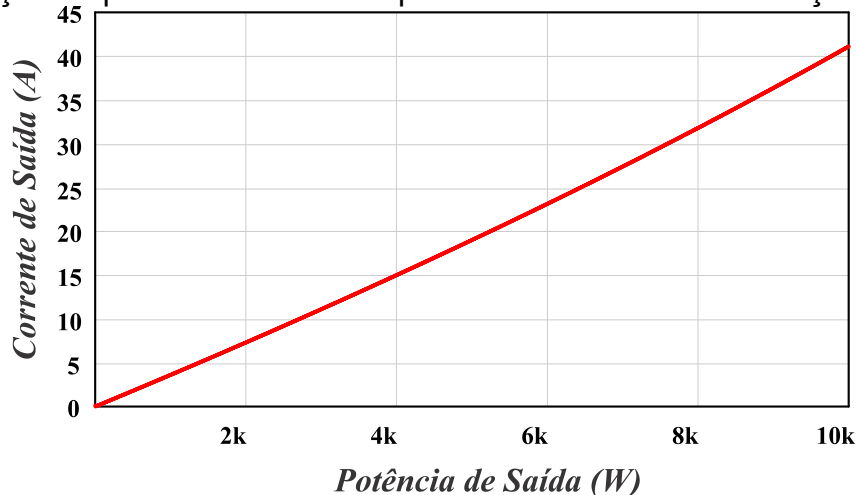


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se nas formas de onda a compensação de potência reativa através da diferença de fases da corrente e tensão de entrada, que é nula. Apesar da tensão de saída e entrada estarem em fase, como na compensação de potência reativa do tipo SP, no caso da presente compensação de potência reativa a tensão de saída é menor que a de entrada, ou seja, o ganho é menor que um.

Variando agora a potência da carga, verificar-se-á as formas de ondas das principais grandezas, a começar pela corrente de saída, ilustrada na Figura 3.33.

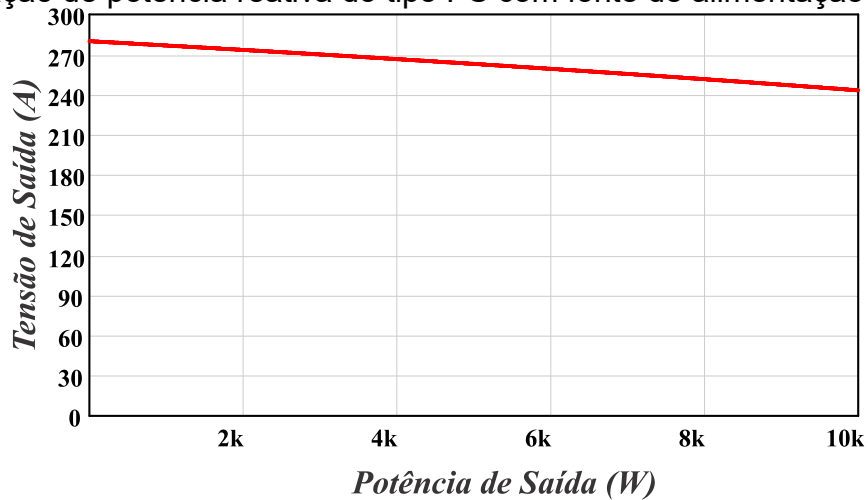
Figura 3.33 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A forma de onda da corrente de saída em função da potência é similar ao demonstrado na compensação de potência reativa do tipo SP. A forma de onda da tensão de saída está demonstrada na Figura 3.34.

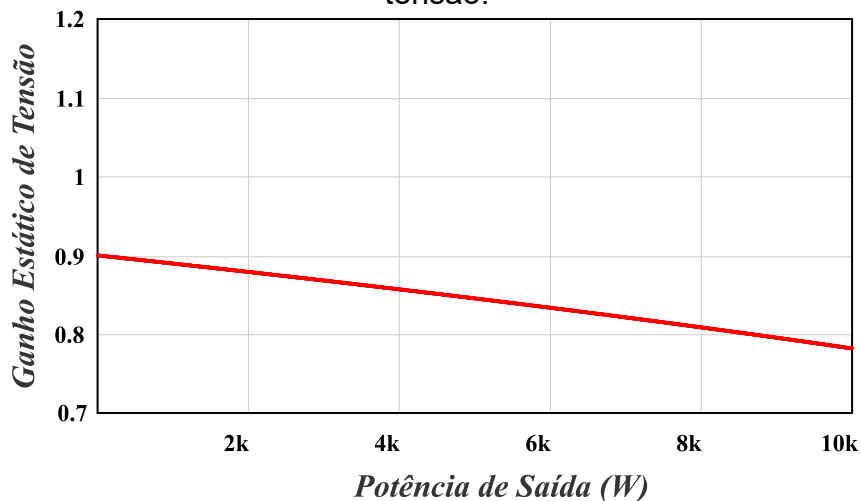
Figura 3.34 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Assim como na compensação de potência reativa do tipo SP, a tensão de saída tem pouca variação, considerando uma faixa de potência de 10 kW. Percebe-se, entretanto, que a tensão de saída é menor que a tensão de entrada, como pode ser notado na Figura 3.35.

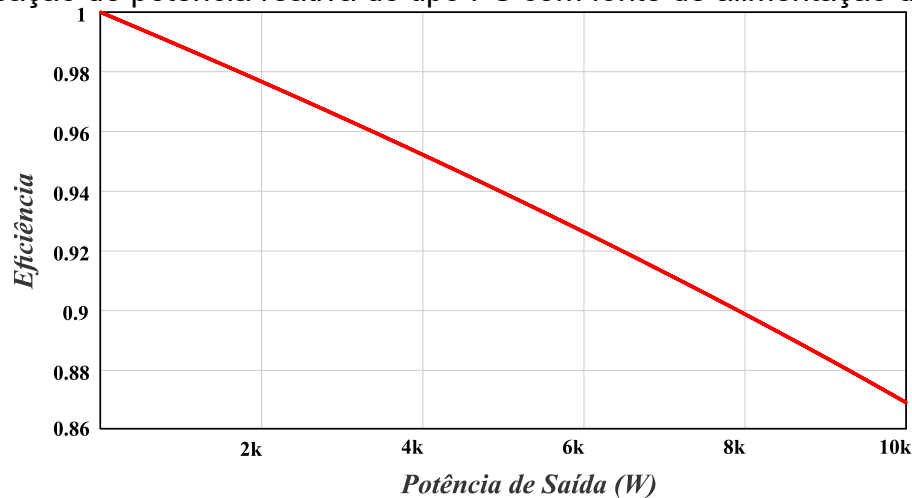
Figura 3.35 – Curva do ganho estático de tensão em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Conforme dito anteriormente, tem-se nessa compensação um ganho menor que a unidade. Esse tipo de compensação pode ser aplicado para circuito abaixadores de tensão, visto que naturalmente há uma redução de tensão. A eficiência é vista na Figura 3.36.

Figura 3.36 – Curva da eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão.



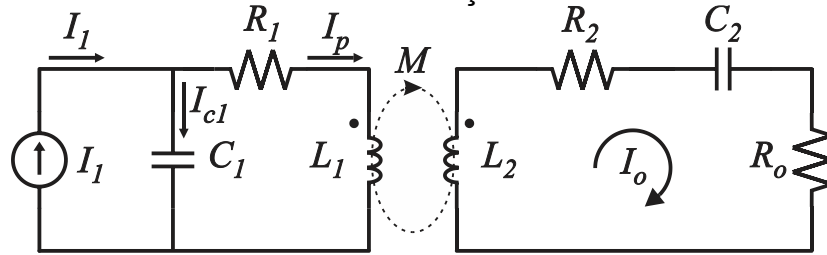
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A curva é similar à vista na compensação de potência reativa do tipo SP, porém com um valor ligeiramente reduzido. Enquanto nesse tipo de compensação havia cerca de 92 % de eficiência para 10 kW, na presente configuração há 87 % nessa mesma potência, considerando que ambas os circuitos têm mesmos parâmetros de simulação.

3.4.2 Fonte de alimentação de corrente na entrada

Considerando agora uma fonte de alimentação de corrente na entrada do circuito de compensação de potência reativa do tipo PS, obtém-se o mostrado na Figura 3.37.

Figura 3.37 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Novamente, a consideração feita para o circuito de compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de tensão é demonstrada nessa seção. O resistor R_1 é refletido ao secundário, obedecendo as equações (3.64) e (3.65). As equações primárias permanecem as mesmas e são dadas por:

$$\begin{aligned} V_1 &= (j\omega L_1)I_p - j\omega MI_o \\ j\omega MI_p &= \left(R_{eq} + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o \right) I_o \cdot \\ I_1 &= I_{c1} + I_p \end{aligned} \quad (3.83)$$

As expressões dos capacitores C_1 e C_2 também permanecem as mesmas.

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{\omega^2 L_1} \\ C_2 &= \frac{L_1^2 C_1}{(L_1 L_2 - M^2)} \end{aligned} \quad (3.84)$$

Substituindo as capacitâncias e manipulando matematicamente as equações primárias, obtém-se a corrente de saída, dada por:

$$I_o = \frac{L_1}{M} I_1. \quad (3.85)$$

Percebe-se que assim como a compensação de potência reativa do tipo SP, a compensação do tipo PS tem sua corrente de saída a corrente de entrada refletida para o lado secundário. A partir da expressão da corrente, pode-se obter as demais grandezas relevantes para o circuito, expressas em (3.86)-(3.91).

Tensão de Saída:

$$V_o = \frac{L_1}{M} I_1 R_o. \quad (3.86)$$

Potência de Saída:

$$P_o = \frac{L_1^2}{M^2} I_1^2 R_o. \quad (3.87)$$

Tensão de Entrada:

$$V_1 = \frac{I_1 (L_1^2 L_2^2 R_1 + L_1^2 M^2 R_2 + L_1^2 M^2 R_o)}{M^4}. \quad (3.88)$$

Potência de Entrada:

$$P_1 = \frac{I_1^2 (L_1^2 L_2^2 R_1 + L_1^2 M^2 R_2 + L_1^2 M^2 R_o)}{M^4}. \quad (3.89)$$

Eficiência:

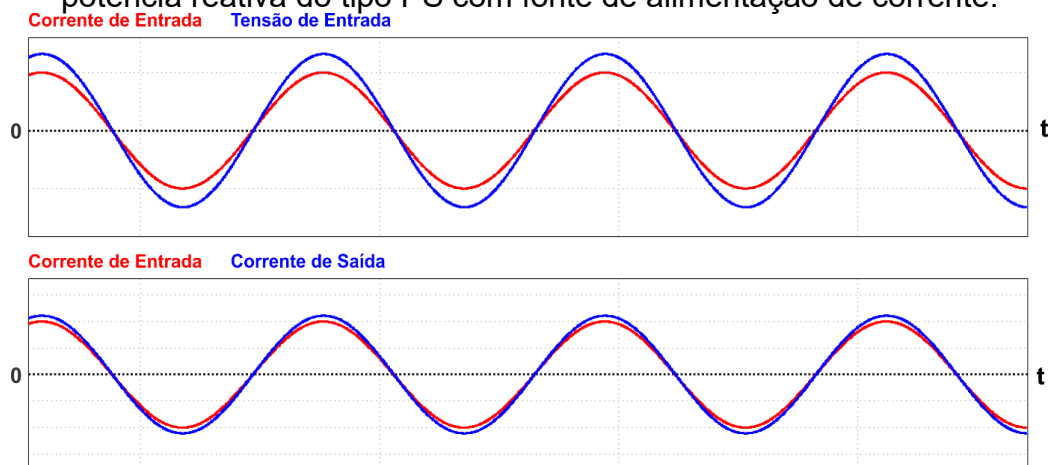
$$\eta = \frac{M^2 R_o}{L_2^2 R_1 + M^2 R_2 + M^2 R_o}. \quad (3.90)$$

Ganho de corrente:

$$G_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{L_1}{M}. \quad (3.91)$$

Tomando como referências os parâmetros de simulação já usados aqui, pode-se observar as principais formas de onda da compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente. A Figura 3.38 ilustra a forma de onda das tensões e correntes do presente circuito.

Figura 3.38 – Formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.

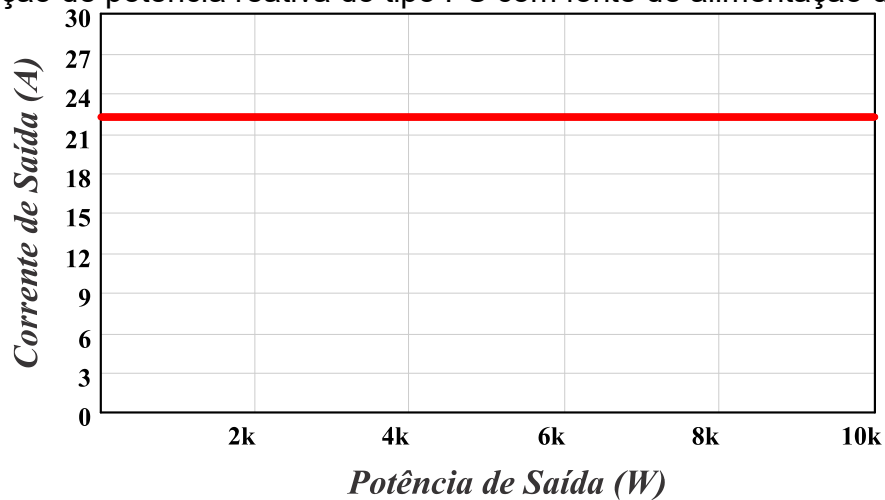


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

O comportamento das grandezas principais se assemelha a compensação de potência reativa do tipo SP. Corrente e tensão de entrada em fase, significando que o fator de potência é unitário, corrente de entrada e saída em fase também. A grande diferença fica a carga do ganho de corrente, que agora é maior que a unidade.

Analisando agora as principais grandezas com a variação de potência, a corrente de saída é ilustrada na Figura 3.39.

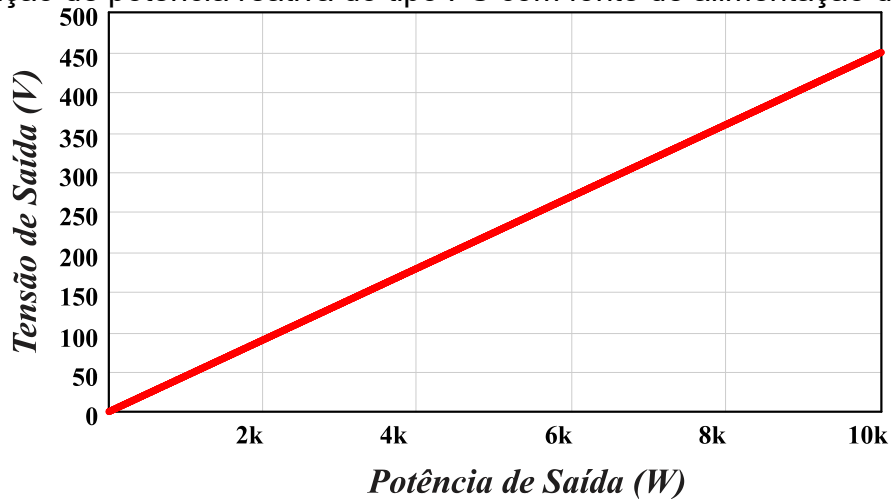
Figura 3.39 – Curva da corrente de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se que novamente a corrente de saída não depende da potência. Ela depende apenas da relação de transformação do acoplamento magnético, logo, permanece inalterada com variação de carga. A tensão de saída tem comportamento demonstrado na Figura 3.40.

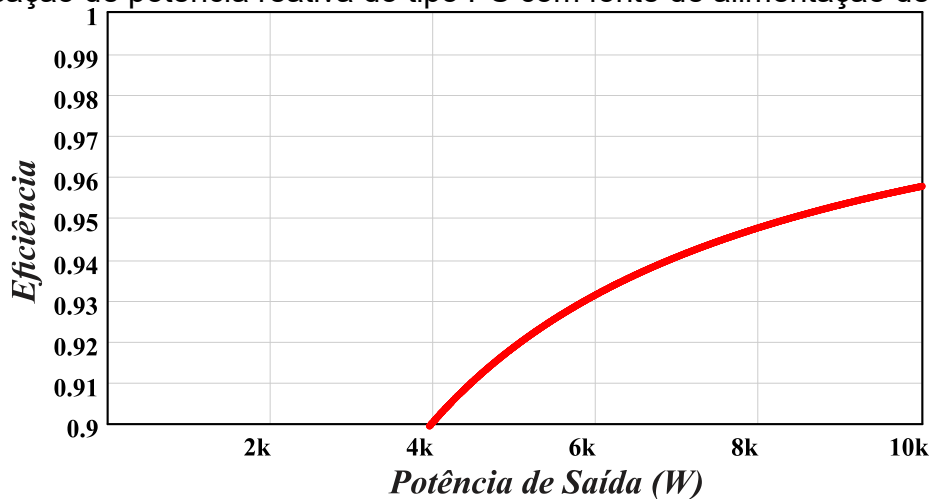
Figura 3.40 – Curva da tensão de saída em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Comportando-se como uma fonte de corrente, a tensão aumenta linearmente à medida que se aumenta a carga. A eficiência é mostrada na Figura 3.41.

Figura 3.41 – Curva de eficiência em função da potência de saída para compensação de potência reativa do tipo PS com fonte de alimentação de corrente.



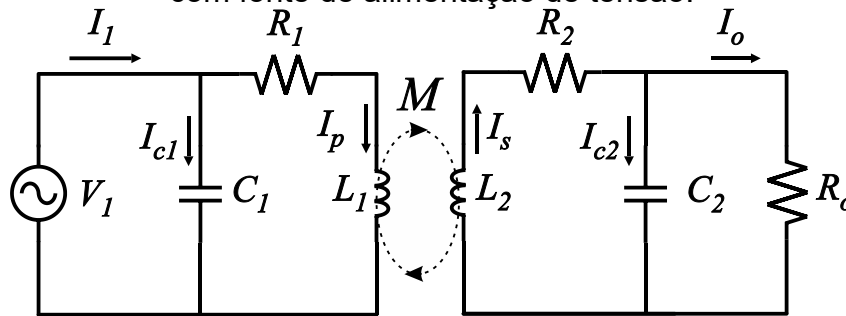
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se a pior eficiência vista até o momento. Apenas acima de 4 kW, o circuito apresenta eficiência maior que 90 %, e mesmo em 10 kW, a eficiência não é superior a 96 %. Essa é uma grande desvantagem desse tipo de compensação de potência reativa.

3.5 COMPENSAÇÃO PP (PARALELO-PARALELO)

Finalmente, o último tipo de compensação utilizando apenas dois capacitores é o circuito PP, onde ambos os capacitores de primário e secundário estão conectados em paralelo, esquema visto na Figura 3.42.

Figura 3.42 – Circuito acoplado com compensação de potência reativa do tipo PP com fonte de alimentação de tensão.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Igualmente a compensação de potência reativa do tipo SP, o resistor do secundário é refletido ao primário, para simplificação da análise. As equações base para esse circuito são as mostradas a seguir:

$$\begin{aligned} V_1 &= (R_{1eq} + j\omega L_1)I_p - j\omega MI_s \\ j\omega MI_p &= (j\omega L_2)I_s + I_o R_o \\ I_s &= I_{c2} + I_o \\ I_1 &= I_{c1} + I_p \end{aligned} \quad (3.92)$$

Após as devidas manipulações matemáticas e circuitais, similares ao feito nas demais circuitos de compensação de potência reativa, e impondo C_2 operando na frequência de ressonância, pode-se obter uma expressão para ambos os capacitores:

$$C_1 = \frac{C_2 L_2^3 (L_1 L_2 - M^2)}{L_2^2 \left\{ L_1^2 L_2 + C_2 L_2^2 R_1^2 + M^2 [-2L_1 + 2C_2 R_1 (R_2 + R_o)] \right\} + M^4 \left\{ L_2 + C_2 [R_2^2 + R_o (2R_2 + R_o)] \right\}} \quad (3.93)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}$$

Um grande problema na compensação de potência reativa do tipo PP com fonte de alimentação de tensão é a expressão para o capacitor no primário. Ela é uma expressão complexa, que depende das resistências dos indutores e da carga.

Esse tipo de compensação só permite a aplicação em cargas que não variam. Tendo um valor de capacitância complexo, as equações das grandezas também se mostraram extensos e complexos. Apenas as correntes de entrada e saída e tensão de saída serão exibidos nas expressões (3.94)-(3.96).

Corrente de Entrada:

$$I_1 = \frac{V_1 \left\{ C_2 L_2^2 \left[L_2^2 R_1 + M^2 (R_2 + R_o) \right] \right\}}{L_2^2 \left\{ L_1^2 L_2 + C_2 L_2^2 R_1^2 + M^2 \left[-2L_1 + 2C_2 R_1 (R_2 + R_o) \right] \right\} + M^4 \left\{ L_2 + C_2 \left[R_2^2 + R_o (2R_2 + R_o) \right] \right\}}. \quad (3.94)$$

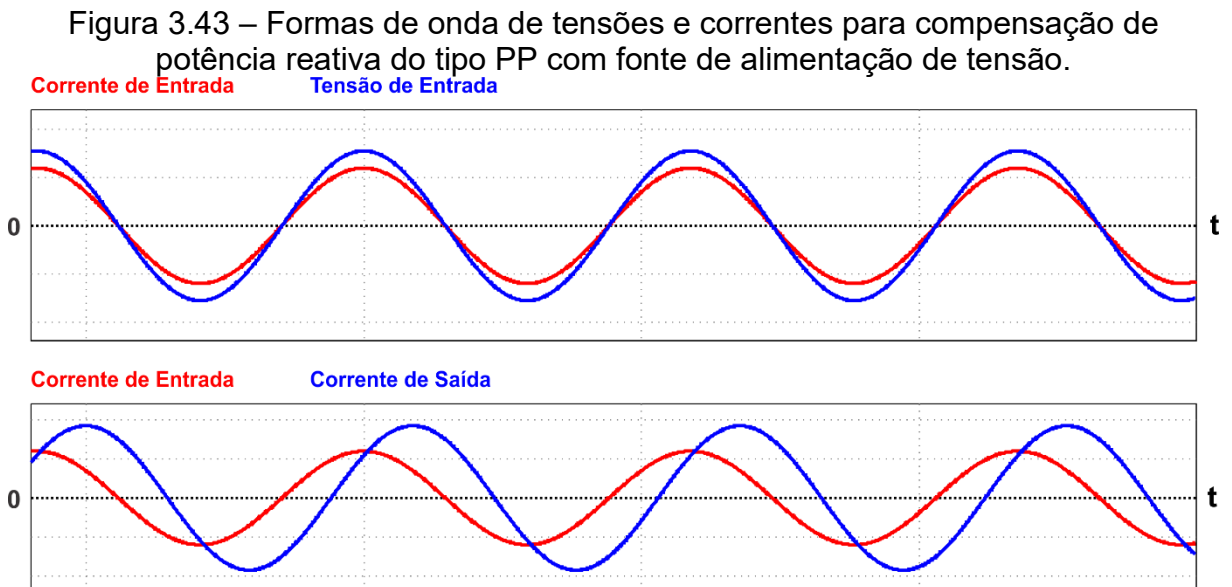
Corrente de Saída:

$$I_o = \left| \frac{V_1 L_2 \left[L_2^2 M R_1 + M^3 (R_2 + R_o) + j\omega L_2 (M^3 - L_1 L_2 M) \right]}{L_2^2 \left\{ L_2^2 (L_1^2 \omega^2 + R_1^2) + M^2 \left[\omega^2 (M^2 - 2L_1 L_2) + 2R_1 (R_2 + R_o) \right] + M^4 \left[R_2^2 + R_o (2R_2 + R_o) \right] \right\}} \right|. \quad (3.95)$$

Tensão de Saída:

$$V_o = \left| \frac{R_o V_1 L_2 \left[L_2^2 M R_1 + M^3 (R_2 + R_o) + j\omega L_2 (M^3 - L_1 L_2 M) \right]}{L_2^2 \left\{ L_2^2 (L_1^2 \omega^2 + R_1^2) + M^2 \left[\omega^2 (M^2 - 2L_1 L_2) + 2R_1 (R_2 + R_o) \right] + M^4 \left[R_2^2 + R_o (2R_2 + R_o) \right] \right\}} \right|. \quad (3.96)$$

As formas de onda de tensões e correntes para compensação de potência reativa do tipo PP com fonte de alimentação de tensão são ilustradas na Figura 3.43.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Apesar da complexidade e da dependência da carga para a compensação, mantendo um valor de carga constante, é possível que o fator de potência de entrada seja unitário. Porém, percebe-se aqui um comportamento ainda não visto nas demais compensações. A corrente de entrada e saída possuem uma defasagem

de valor diferente de 0° ou 90° . Essa defasagem agora depende dos parâmetros do circuito. Deve-se atentar a isso caso o projeto exija qualquer tipo de sincronia com a fonte de entrada.

Devido ao comportamento da compensação e da sua dependência da carga, não é possível verificar suas grandezas variando a carga, pois a variação traria circulação de reativos, comprometendo a compensação e trazendo curvas não verdadeiras ao real. Por esses motivos, essa compensação é pouco usada, apesar de se demonstrar uma boa opção para distâncias maiores [30]-[32].

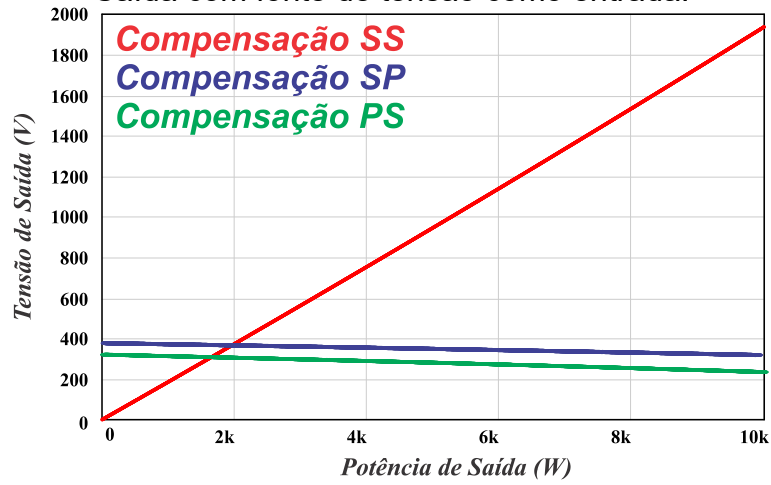
3.6 CONCLUSÃO

Diante do exposto, pode-se notar que diferentes tipos de compensação de potência reativa para transmissão indutiva de energia podem apresentar diferentes comportamentos, e por isso, possuem uma gama de aplicações. Também pode ser notado que simplesmente a mudança do comportamento da fonte de alimentação de entrada pode mudar as características externas do circuito. Isso é vantajoso, pois com a devida modulação, é possível ter diferentes saídas sem mudar o circuito, apenas modificando a natureza da fonte de entrada.

Para melhor analisar a diferença da natureza das compensações com suas diferentes fontes de entrada, será apresentada uma comparação gráfica de tensão de saída, corrente de saída e eficiência para fontes de entrada de tensão e corrente.

A Figura 3.44 apresenta a variação de tensão de saída considerando uma fonte de tensão de entrada. Nota-se mais uma vez o comportamento de tensão de saída constante apenas para as compensações SP e PS, sendo a compensação SP com ganho maior que a unidade.

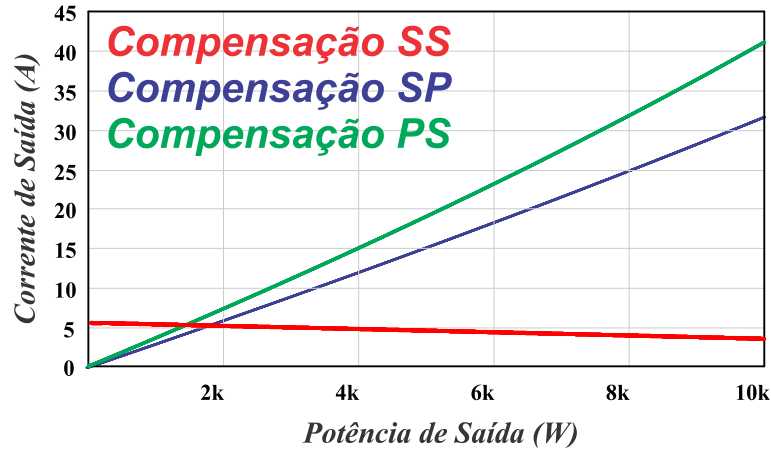
Figura 3.44 – Comparação entre compensações de potência reativa para Tensão de Saída com fonte de tensão como entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A Figura 3.45 apresenta a variação de corrente de saída considerando uma fonte de tensão de entrada. Complementar a tensão de saída, a corrente de saída passa a ser constante apenas para a compensação SS. A compensação PS tem ganho de corrente maior comparado a compensação SP.

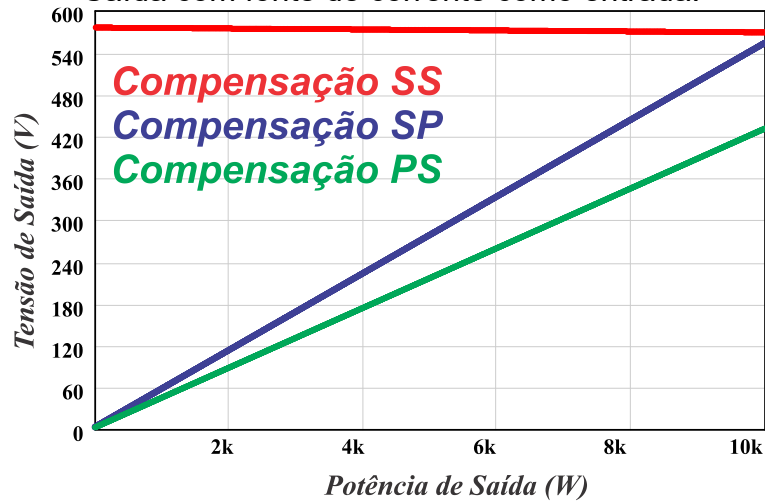
Figura 3.45 – Comparação entre compensações de potência reativa para Corrente de Saída com fonte de tensão como entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A Figura 3.46 apresenta a variação de tensão de saída considerando uma fonte de corrente de entrada. Inversamente a fonte de entrada de tensão, agora a compensação SS tem tensão constante. A compensação SP tem ganho de corrente maior que a PS nesse caso.

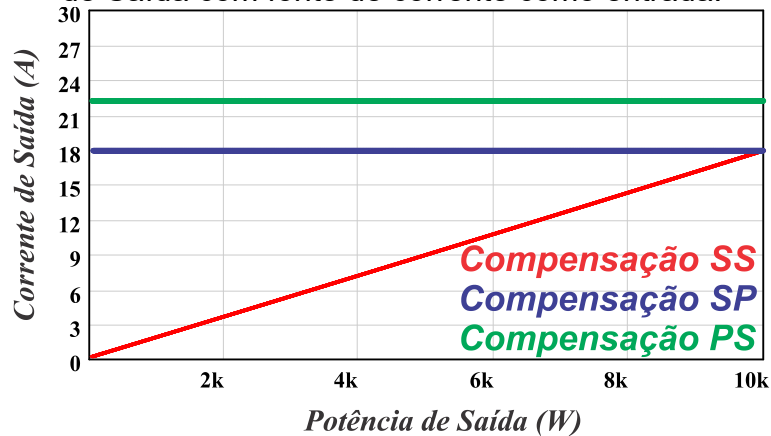
Figura 3.46 – Comparação entre compensações de potência reativa para Tensão de Saída com fonte de corrente como entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A Figura 3.47 apresenta a variação de tensão de saída considerando uma fonte de corrente de entrada. Nesse caso, compensações SP e PS tem corrente de saída constante, sendo a PS tendo ganho de corrente maior que SP.

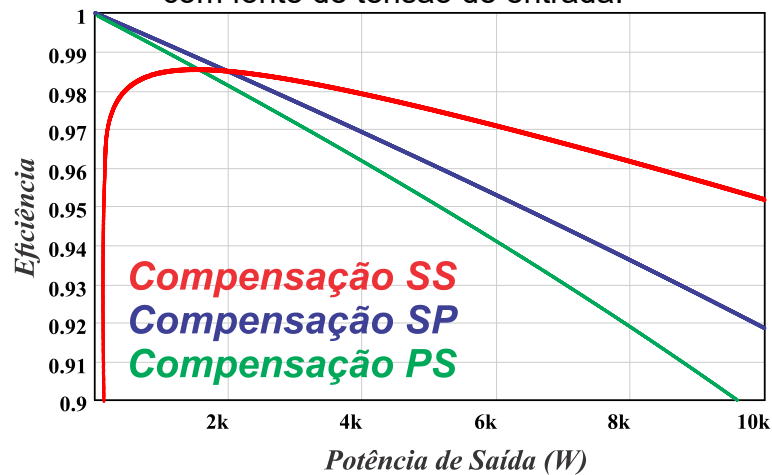
Figura 3.47 – Comparação entre compensações de potência reativa para Corrente de Saída com fonte de corrente como entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A Figura 3.48 apresenta a variação de eficiência dos tipos de compensação para fonte de entrada de tensão. A compensação SS se mantém acima da SP e PS de 2 kW para cima.

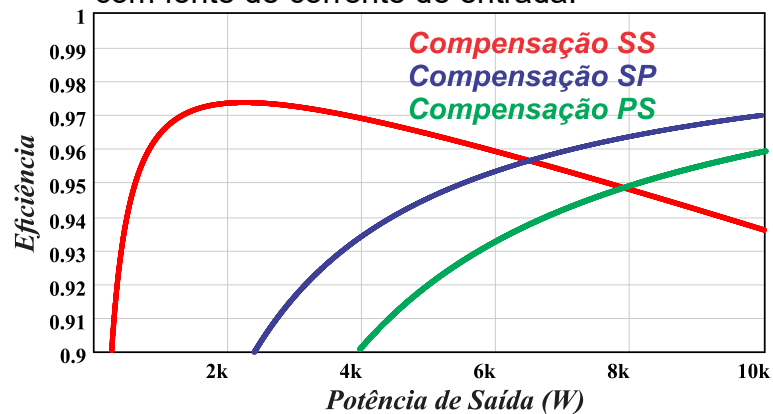
Figura 3.48 – Comparação entre compensações de potência reativa para eficiência com fonte de tensão de entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Por fim, a Figura 3.49 apresenta a comparação entre compensações para eficiência. Percebe-se que para fonte de corrente, a SS tem melhor eficiência para potências até 6 kW, quando comparada a outros tipos de compensação.

Figura 3.49 – Comparação entre compensações de potência reativa para eficiência com fonte de corrente de entrada.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A Tabela 3.2 mostra uma comparação entre as topologias SS publicadas, enfatizando as aplicações, vantagens e desvantagens de cada topologia. Já a Tabela 3.3 mostra uma comparação entre as topologias SP, PS e PP publicadas, enfatizando as aplicações, vantagens e desvantagens de cada topologia [65].

Tabela 3.2 – Comparações de topologias SS, suas aplicações, vantagens e desvantagens entre referências.

Referência	Topologia	Aplicação	Vantagens	Desvantagens
[3]-[8]	SS	Fonte de Alimentação para <i>Gate drivers</i>	- Alto isolamento entre estágios primário e secundário; - A tensão não muda com a carga ao operar fora da ressonância.	Indutor de entrada adicional para controle de corrente.
[33]		Fonte de Alimentação para <i>Gate drivers</i>	Pode trabalhar fora da ressonância.	Par LC adicional para controle de tensão de saída.
[34]		Carregador para veículos elétricos	- Pode carregar com corrente constante ou tensão constante; - A capacitância não é variável com a carga e indutância mútua;	Para ter fonte de tensão de saída, resulta em baixo fator de potência e perdas elevadas.
[35]-[38]		Carregador de baterias trifásico	Maior potência de saída.	A capacitância é afetada pela indutância mútua.
[13]		Carregador para veículos elétricos	Boa eficiência - não variável com a carga.	Maior potência de saída reduz a eficiência.
[39]		Carregador de baterias trifásico	Controle de potência de saída por meio do ciclo de trabalho.	A capacitância é afetada pela indutância mútua.
[40]		Carregador para veículos elétricos	Frequência e estágio de conversão reduzidos.	Necessidade de um filtro de entrada.
[41]		N/A	Poucos interruptores para uma entrada trifásica.	Comutação forçada.
[42]		Carregador de baterias	Independente da ressonância.	Estágio de saída extra.
[43]		Carregador de baterias	Potência de saída e eficiência elevadas.	Interruptores extras para melhorar a alta eficiência.
[44]		Carregador para trens elétricos	Potência de saída de 1 MW.	Sistema complexo com número elevado de interruptores.
[45]-[46]		Carregador para veículos elétricos	Pode carregar com corrente constante ou tensão constante. - A capacitância não é variável	Interruptores extras na topologia
[47]		Fonte de alimentação	com a carga e indutância mútua; - Comutação suave ZCS.	Sistema de controle digital complexo de comutação.
[48]		Carregador de baterias	Controle de tensão de saída com malha fechada.	Sistema de rastreamento de eficiência máxima para compensar baixa eficiência.

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Tabela 3.3 – Comparações de topologias SP, PS e PP, suas aplicações, vantagens e desvantagens entre referências.

Referência	Topologia	Aplicação	Vantagens	Desvantagens
[49]		Carregador de baterias	Menos capacitores em comparação com a topologia LCC.	Menor eficiência em comparação com a topologia LCC.
[50]		Carregador de baterias trifásico	Sistema invariável mesmo com leve desalinhamento	Fluxo magnético elevado
[51]		Carregador para veículos elétricos	Valores de indutância reduzidos resultando em menor peso e volume.	Controle complexo de tensão de saída.
[52]	SP	Carregador de baterias	- Alto fator de potência; - Alta eficiência.	Mais de uma frequência de operação.
[53]		Fonte de alimentação	Alta potência.	Redundância para evitar falhas
[54]		Transmissão de sinais - Biomedicina	Compacto e implantável.	Volume elevado da bobina secundária.
[55]		Carregador para veículos elétricos	Fonte de tensão de entrada.	Indutor extra na saída.
[56]		Carregador para veículos elétricos	Comutação suave garantida.	Necessidade de um capacitor no estágio de entrada.
[57]	PS	N/A	Peso reduzido e proteção na fonte de entrada contra curto-circuito.	Corrente de entrada elevada no indutor.
[58]		Carregador para veículos elétricos	Alta tolerância a desalinhamentos.	Capacitor em série adicional no estágio primário – estrutura SPS.
[26]	PP	Carregador para veículos elétricos	Com um indutor de entrada adicional, a saída atua como uma fonte de corrente – ideal para carregamento de bateria.	Capacidade de transferência de energia variável com a carga.
[59]-[60]		Carregador para veículos elétricos	Bidirecional.	Indutor adicional – estrutura LCL.

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Pode-se observar que o carregamento de bateria é a principal aplicação para IPT e a topologia SS é a mais usada. De fato, a topologia SS é mais fácil de atingir a condição ressonante necessária para a compensação total de potência reativa. Os capacitores ressonantes C_1 e C_2 não variam com a potência, distância e outros aspectos do circuito. No entanto, os autores têm problemas em alterar a natureza do circuito. Para atingir os objetivos propostos, os autores têm que

aumentar o número de interruptores, aumentando as perdas, aumentar a complexidade da modulação, o que pode levar ao mau funcionamento do circuito, ou mesmo operar fora da frequência ressonante, que traz circulação de compensação de potência reativa.

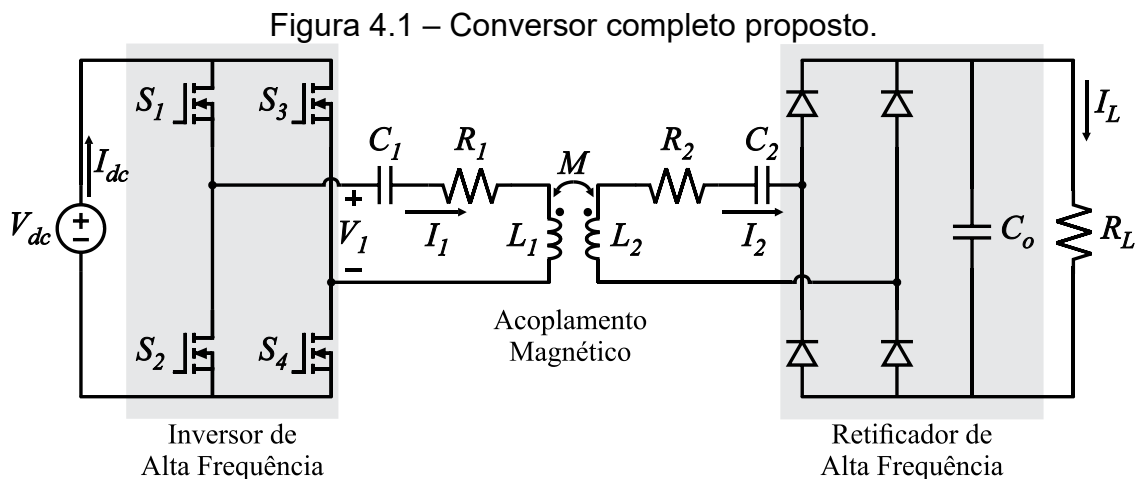
As tabelas também indicam que as compensações SP e PS também são amplamente utilizadas, por sua capacidade de fornecer uma fonte de tensão com modulação PWM simples, embora geralmente precisem de um capacitor ou indutor extra para o funcionamento adequado. A compensação PP não é muito usada, principalmente devido à necessidade de adicionar um indutor ou capacitor extra na fonte de entrada. A análise dessa topologia é complexa, e os capacitores ressonantes variam com a potência, distância, desalinhamento e outros aspectos do circuito. Esse tipo de compensação é usado em aplicações específicas devido às suas desvantagens.

Entretanto, com a análise feita nessa seção pode-se ver que é possível, mudando a natureza da fonte de entrada, mudar a aplicação do circuito. Um exemplo seria carregamento de baterias, que se utiliza do método CC-CV (Corrente Constante, Tensão Constante, do inglês *Constant Current - Constant Voltage*). Utilizando o circuito SS, SP ou PS, pode-se obter essas duas condições (tensão ou corrente constante) sem mudar a topologia do circuito, apenas mudando a modulação do inversor de entrada. Nenhum componente adicional é necessário para alcançar essa aplicação e tudo pode ser feito através da programação do controlador, caso o mesmo seja digital.

4 CONVERSOR PROPOSTO

4.1 INTRODUÇÃO

Diante da revisão bibliográfica estudada referente a fontes de alimentação para *Gate Drivers* em conversores de alta tensão, e dos tipos de compensação de energia reativa com dois capacitores, a solução apresentada é o uso de IPT com compensação de energia reativa do tipo SS, usando fonte de corrente imposta na entrada do tanque de ressonância. A Figura 4.1 ilustra a topologia completa do conversor proposto.

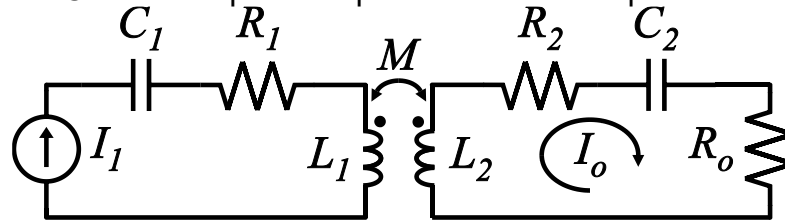


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

O circuito é comandado de tal forma que o estágio de entrada, formado pela fonte de tensão V_{dc} e o inversor de alta frequência, imponha uma corrente i_1 senoidal com frequência igual à frequência de ressonância dos pares LC, tanto do lado primário quanto do lado secundário do transformador de isolamento ou indutores acoplados. A imposição da corrente em forma senoidal faz com que a realidade seja o mais próximo possível da aproximação da frequência fundamental. A imposição dessa corrente requer o emprego de sensor da corrente i_1 e de seu controle em malha fechada. O circuito equivalente do conversor mostrado na Figura 4.1, para as componentes fundamentais das correntes e das tensões, é mostrado na Figura 4.2, e de acordo com [3], [7] e [8]:

$$R_o = \frac{8}{\pi^2} R_L. \quad (4.1)$$

Figura 4.2 – Circuito simplificado pela análise da frequência fundamental.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

4.2 DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Tomando como referência de potência e tensão de saída [3] e [7], a potência P_o estipulada para o conversor foi de 100 W, com tensão de saída V_o de 24 V. A tensão de entrada definida foi de 50 V. Esses são valores comuns para aplicações industriais. Para a construção dos indutores planares espirais, os parâmetros adotados são os mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros referente aos indutores planares espirais com núcleo de ar.

Variável	Descrição	Valor	Unidade
Gap	Distância entre as bobinas primária e secundária	50	mm
N_e	Número de espiras de cada indutor	10	
D_{in}	Diâmetro interno da bobina	14	cm
D_{out}	Diâmetro externo da bobina	20	cm
r_w	Raio do fio Litz 400x38AWG	1,44	mm
A_{J450}	Corrente suportada do fio Litz 400x38AWG para densidade de corrente de 450A/cm ²	11,2	A
L_1	Valor medido de L_1	62,83	μH
L_2	Valor medido de L_2	63,75	μH
R_1	Valor medido de R_1	38,8	mΩ
R_2	Valor medido de R_2	38,6	mΩ
M	Valor obtido da indutância mútua	36	μH
k	Valor obtido do fator de acoplamento	0,568	

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Com uma distância de 5 cm, é possível ter isolamento de cerca de 125 kV, pois a rigidez dielétrica do ar é aproximadamente 2,5 kV/mm [7]. O fio Litz escolhido foi o de 400x38 AWG, que é adequado para a corrente projetada que irá passar pelos fios. Os valores de indutância mútua e fator de acoplamento foram obtidos

experimentalmente através das equações (2.5) e (2.13), se baseando nos valores reais dos indutores.

Os demais parâmetros, tanto determinados quanto obtidos por experimentação, são mostrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros estipulados e medidos para o projeto proposto.

Variável	Descrição	Valor	Unidade
V_{dc}	Tensão da fonte CC de entrada	50	V
I_{1RMS}	Valor eficaz da corrente de entrada I_1	5,3	A
I_{1p}	Valor de pico da corrente de entrada I_1	7,5	A
C_1	Capacitor primário	1	μF
C_2	Capacitor secundário	1	μF
F_s	Frequência de comutação	250	kHz
F_r	Frequência de ressonância	20	kHz
C_o	Capacitor de saída	100	μF
R_L	Resistor de carga	5,55	Ω

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

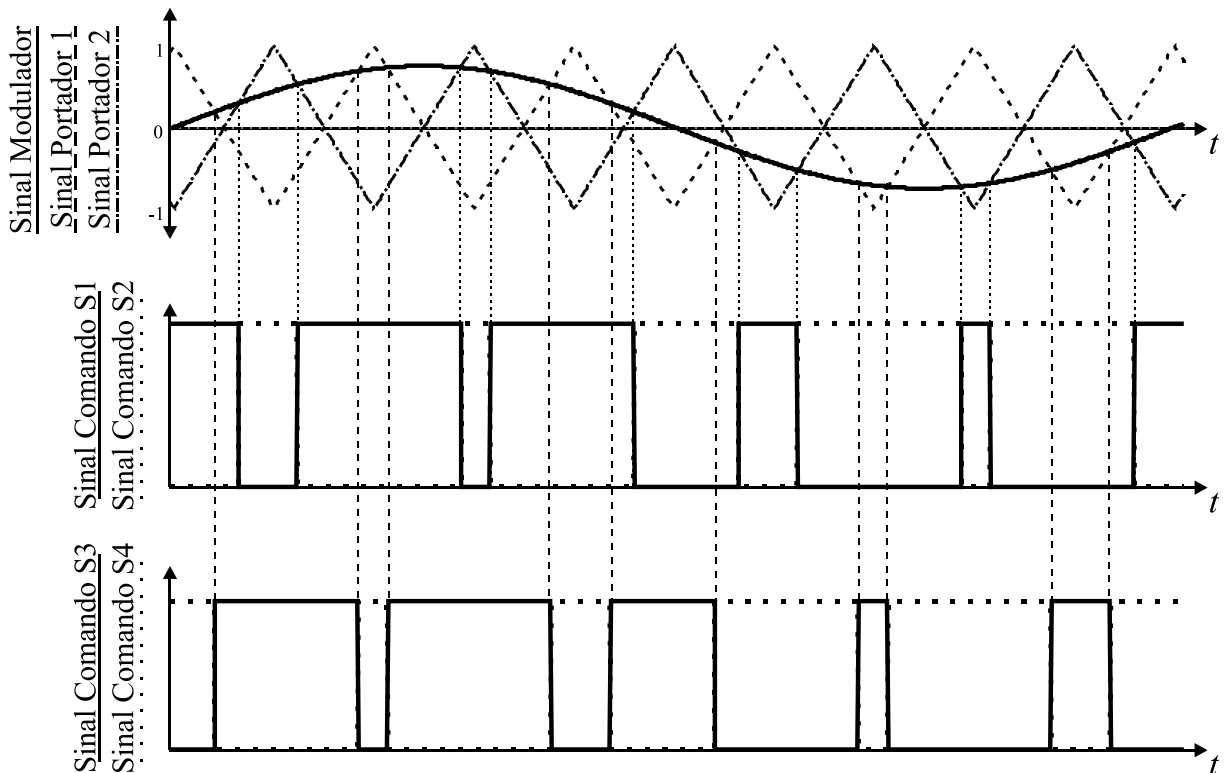
4.3 ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE

4.3.1 Tipo de Modulação

A modulação utilizada nesse projeto é a modulação de largura de pulso (do inglês *Pulse Width Modulation* – PWM) senoidal unipolar. Um sinal modulador senoidal (V_{mod}) com frequência igual à frequência ressonante é comparado com duas ondas portadoras triangulares (V_{por}) defasadas entre si em 180° . As ondas portadoras possuem frequência superior a pelo menos 10 vezes a frequência de ressonância. O resultado da comparação entre as ondas moduladora e portadoras envia um sinal de comando para os interruptores da ponte inversora. S_1 e S_2 operam de forma complementar, assim como S_3 e S_4 .

As formas de onda dos sinais do esquema de modulação são ilustradas na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Forma de onda do sinal modulador e dos sinais portadores para modulação senoidal unipolar.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Por conter três níveis de tensão, a frequência aparente no circuito é o dobro da frequência de comutação. Desse modo, pode-se reduzir a frequência de comutação para redução de perdas de comutação nos semicondutores. Esse tipo de comutação também reduz o conteúdo harmônico das correntes no circuito, contribuindo para a redução das perdas por condução.

4.3.2 Principais equações

Conforme visto na Seção 3.2.2, em que é abordada a compensação SS com fonte de corrente na entrada, esse tipo de compensação apresenta um comportamento de saída de fonte de tensão, o que o torna ideal para fontes de alimentação. A partir da análise da Figura 3.14 realizada com o emprego da lei das malhas de *Kirchhoff*, obtém-se as equações (4.2) e (4.3):

$$V_1 = \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - j\omega M I_o, \quad (4.2)$$

$$j\omega MI_1 = \left(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_o \right) I_o. \quad (4.3)$$

Com manipulações matemáticas apropriadas, podem-se obter as principais grandezas para esse tipo de compensação, representadas pelas expressões (4.4), (4.5) e (4.6).

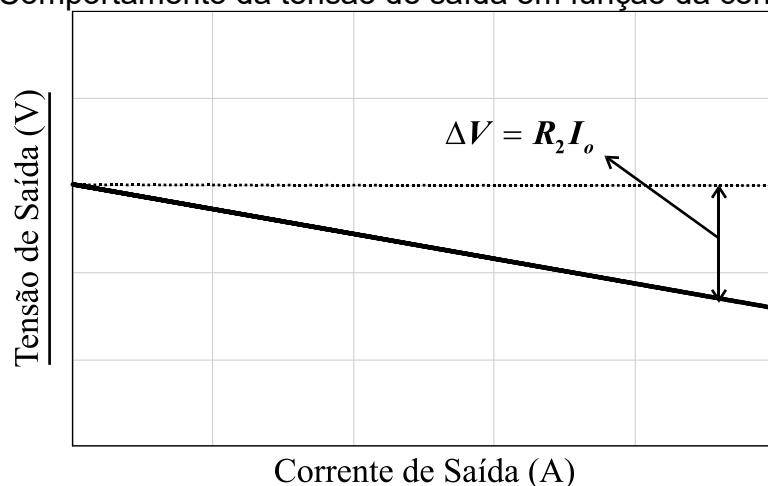
$$I_o = \frac{j\omega MI_1}{R_2 + R_o}, \quad (4.4)$$

$$V_o = \frac{j\omega MI_1 R_o}{R_2 + R_o}, \quad (4.5)$$

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_o}{(R_2 + R_o)(\omega^2 M^2 + R_1 R_2 + R_1 R_o)}. \quad (4.6)$$

De acordo com a equação (4.5), a tensão de saída é constante e independente da corrente de saída. Percebe-se agora, devido à característica natural da compensação SS quando alimentado por uma fonte de corrente, que a tensão de saída terá variação dependendo apenas do resistor R_2 . Quanto menor o valor dessa resistência, menor será a queda de tensão de saída e melhor será a regulação de tensão conforme ilustrado na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Comportamento da tensão de saída em função da corrente de saída.



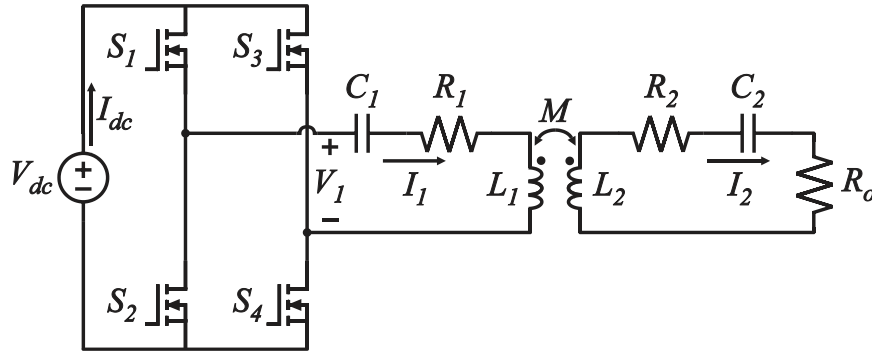
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

4.3.3 Etapas de operação

Para cada semiciclo de operação do conversor existem três etapas de operação. O circuito usado para a análise é o mesmo da Figura 4.1, porém no lugar

da ponte retificadora, filtro capacitivo e carga, é empregada uma resistência com valor já apresentado em (4.1). A Figura 4.5 ilustra tal circuito.

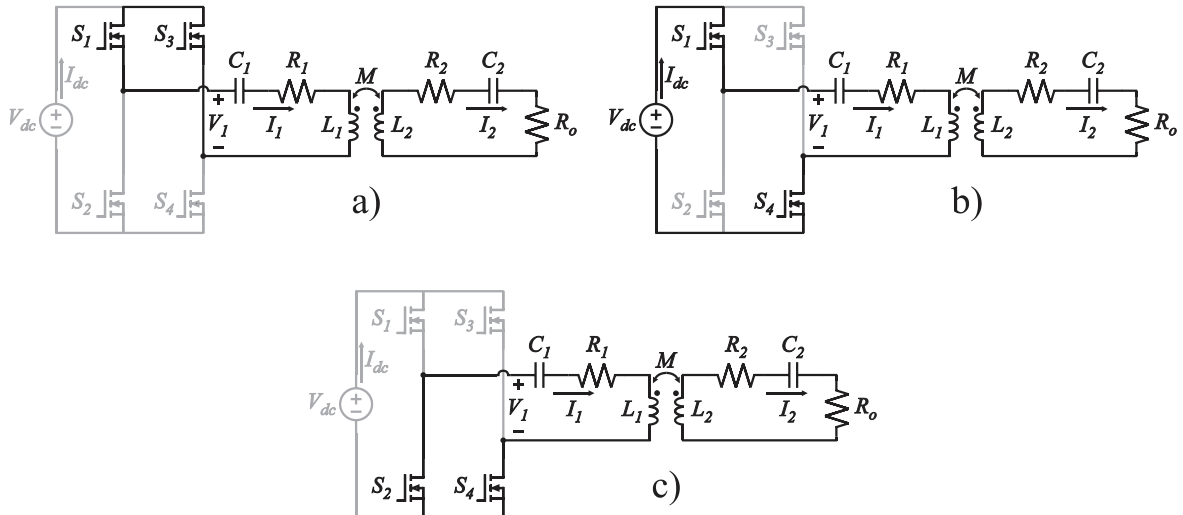
Figura 4.5 – Circuito equivalente utilizado na análise de etapas no regime permanente.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Os estados topológicos para o semiciclo positivo do sinal modulador são mostrados na Figura 4.6.

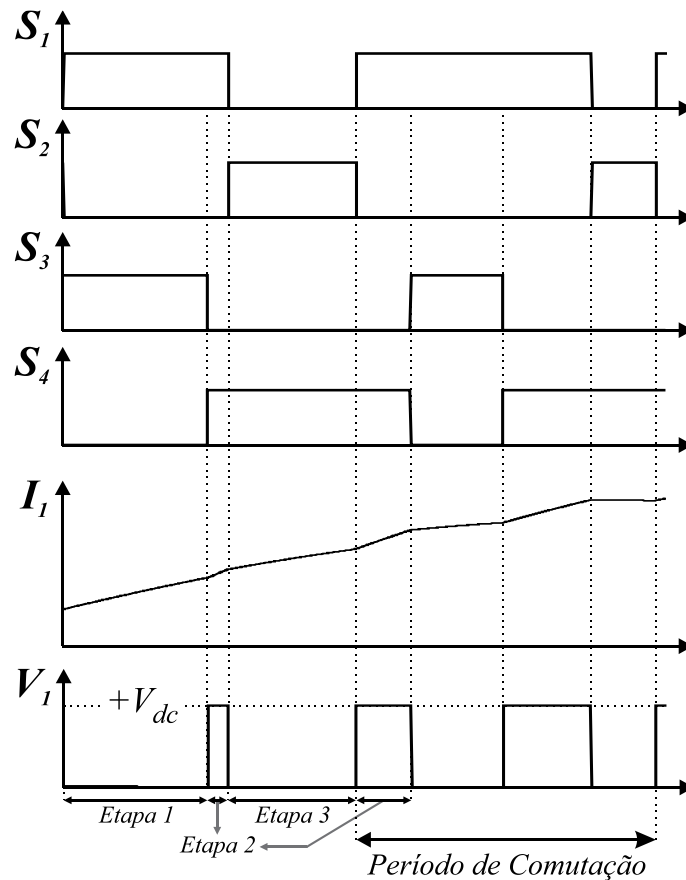
Figura 4.6 – Etapas de operação para semiciclo positivo do sinal modulador, onde (a) representa primeira etapa com $V_1 = 0$, (b) representa segunda etapa, com $V_1 = V_{dc}$ e (c) representa terceira etapa, com $V_1 = 0$.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A etapa 2 ocorre duas vezes por período de comutação, alternando com as etapas 1 e 3. As formas de onda do acionamento dos interruptores, corrente I_1 e tensão V_1 para o semiciclo positivo do sinal modulador estão apresentadas na Figura 4.7.

Figura 4.7 – Etapas de operação para o semiciclo positivo do sinal modulador do ponto de vista da frequência de comutação.

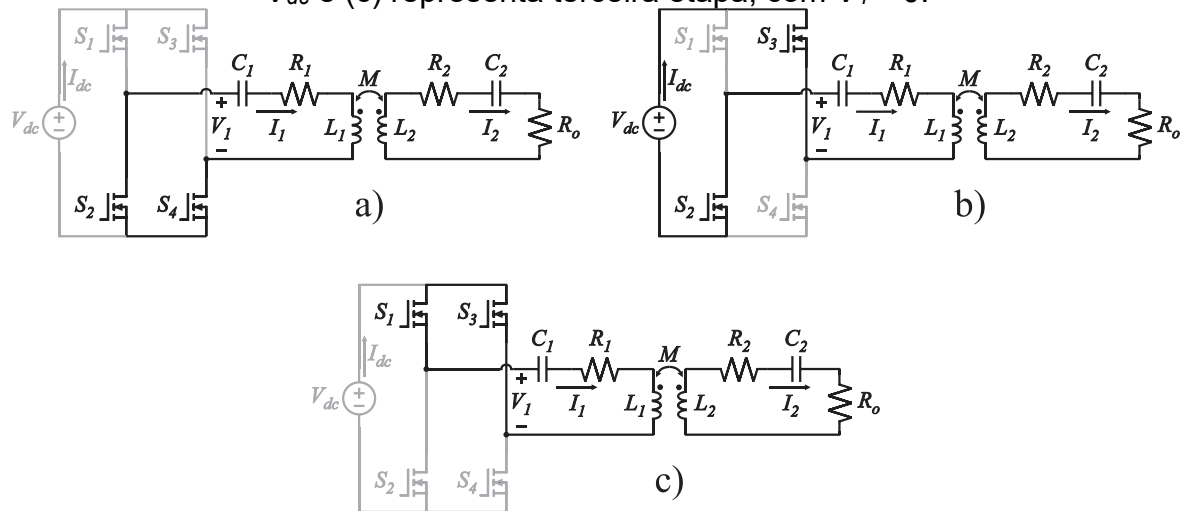


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se que a modulação empregada impõe no circuito tensão positiva $+V_{dc}$ e tensão nula. Nos momentos em que a tensão V_1 é positiva, a corrente I_1 é incrementada de forma senoidal, visto que se trata de um par LC . Quando a tensão é nula, a corrente I_1 tende a permanecer praticamente constante, entretanto, como se trata de operação na ressonância, ela apresenta uma leve subida devido à energia armazenada nos elementos passivos.

Para o semiciclo negativo do sinal modulador, tem-se as seguintes etapas, ilustradas na Figura 4.8.

Figura 4.8 – Etapas de operação para semiciclo negativo do sinal modulador, onde (a) representa primeira etapa com $V_1 = 0$, (b) representa segunda etapa, com $V_1 = -V_{dc}$ e (c) representa terceira etapa, com $V_1 = 0$.

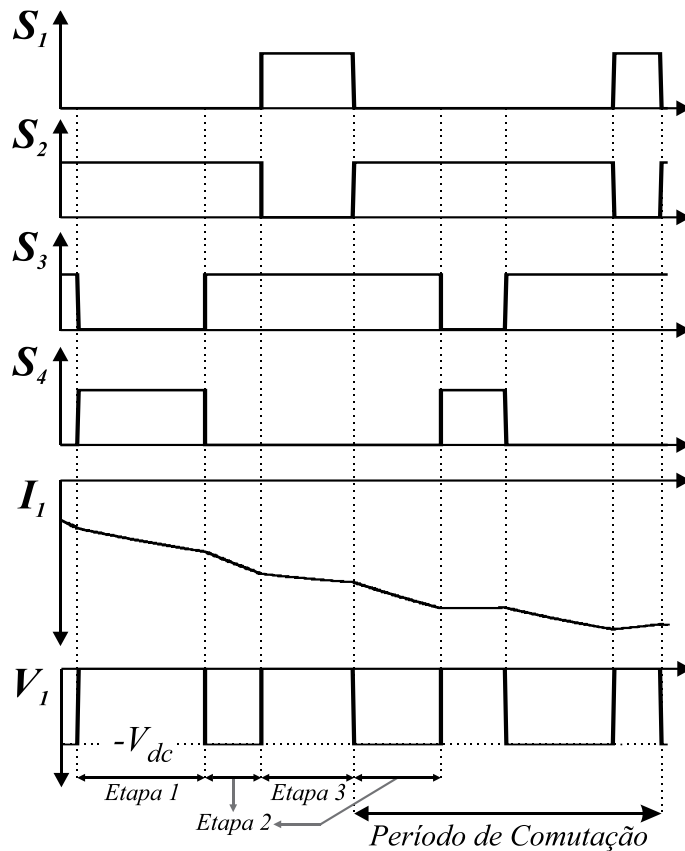


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Assim como no semiciclo positivo, a etapa 2 ocorre duas vezes por período de comutação.

As formas de onda do acionamento dos interruptores, corrente I_1 e tensão V_1 para o semiciclo negativo do sinal modulador estão apresentadas na Figura 4.9.

Figura 4.9 – Etapas de operação para o semiciclo negativo da corrente de entrada I_1 do ponto de vista da frequência de comutação



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

O mesmo ocorre com o semiciclo negativo da corrente de entrada I_1 , com diferença apenas no sentido da corrente e polaridade da tensão V_1 .

4.3.4 Esforços de tensão e corrente

Para o correto dimensionamento do estágio de potência do conversor é necessário determinar os valores de pico, médios e eficazes das principais grandezas do circuito. A Tabela 4.3 contém as expressões que permitem calcular tais valores.

Tabela 4.3 – Esforços de tensão e corrente nos principais componentes do circuito.

Grandeza	Valor máximo	Valor Eficaz	Valor Médio
I_{S1-4}	I_{1p}	$\frac{I_{1RMS}}{\sqrt{2}}$	$\frac{I_{1p}}{2}$
V_{S1-4}	V_{dc}	-	-
I_{D1-4}	$\frac{\omega MI_{1p}}{(R_2 + R_o)}$	$\frac{\omega MI_{1p}}{2(R_2 + R_o)}$	$\frac{\omega MI_{1p}}{\pi(R_2 + R_o)}$
V_{D1-4}	V_{out}	-	-
I_{C1}	I_{1p}	I_{1RMS}	0
V_{C1}	$\frac{I_{1p}}{\omega C_1}$	-	-
I_{C2}	$\frac{\omega MI_{1p}}{(R_2 + R_o)}$	$\frac{\omega MI_{1p}}{\sqrt{2}(R_2 + R_o)}$	0
V_{C2}	$\frac{MI_{1p}}{(R_2 + R_o)C_2}$	-	-

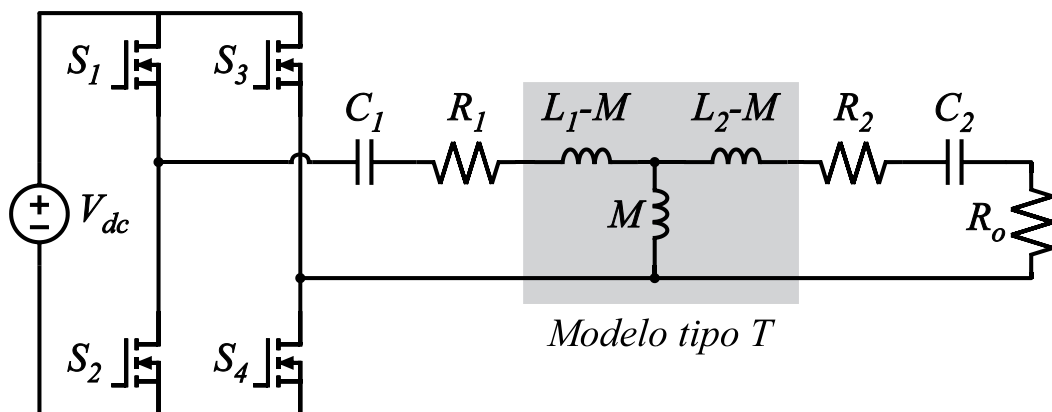
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

4.4 ANÁLISE DINÂMICA

4.4.1 Função de Transferência

Para obtenção da função de transferência do conversor, foi levada em consideração a Figura 4.5. O fraco acoplamento indutivo foi substituído pelo circuito equivalente tipo T, de forma que o circuito final é o mostrado na Figura 4.10.

Figura 4.10 – Circuito equivalente do tipo T para acoplamento indutivo utilizado para obtenção da função de transferência.



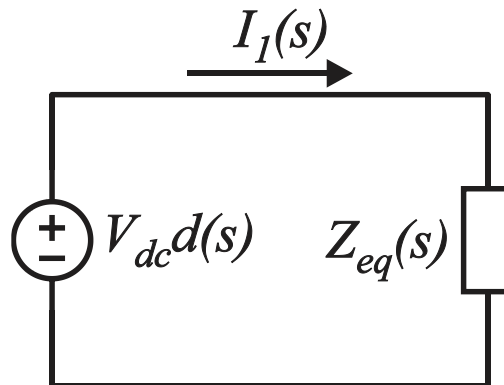
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A ponte inversora de entrada pode ser modelada por uma fonte de tensão constante, representada pela expressão (4.7).

$$V_1(s) = V_{dc} d(s). \quad (4.7)$$

Todo o circuito pode ser reduzido em uma impedância equivalente no domínio da frequência, de forma que o circuito final é o mostrado na Figura 4.11.

Figura 4.11 – Circuito simplificado no domínio de Laplace.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Por meio dessa simplificação, pode-se obter a função de transferência da corrente em função da razão cíclica.

$$\frac{I_1(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc}}{Z_{eq}(s)}. \quad (4.8)$$

Obtendo $Z_{eq}(s)$ via análise do circuito e substituindo em (4.8), obtém-se a função de transferência dada pela expressão:

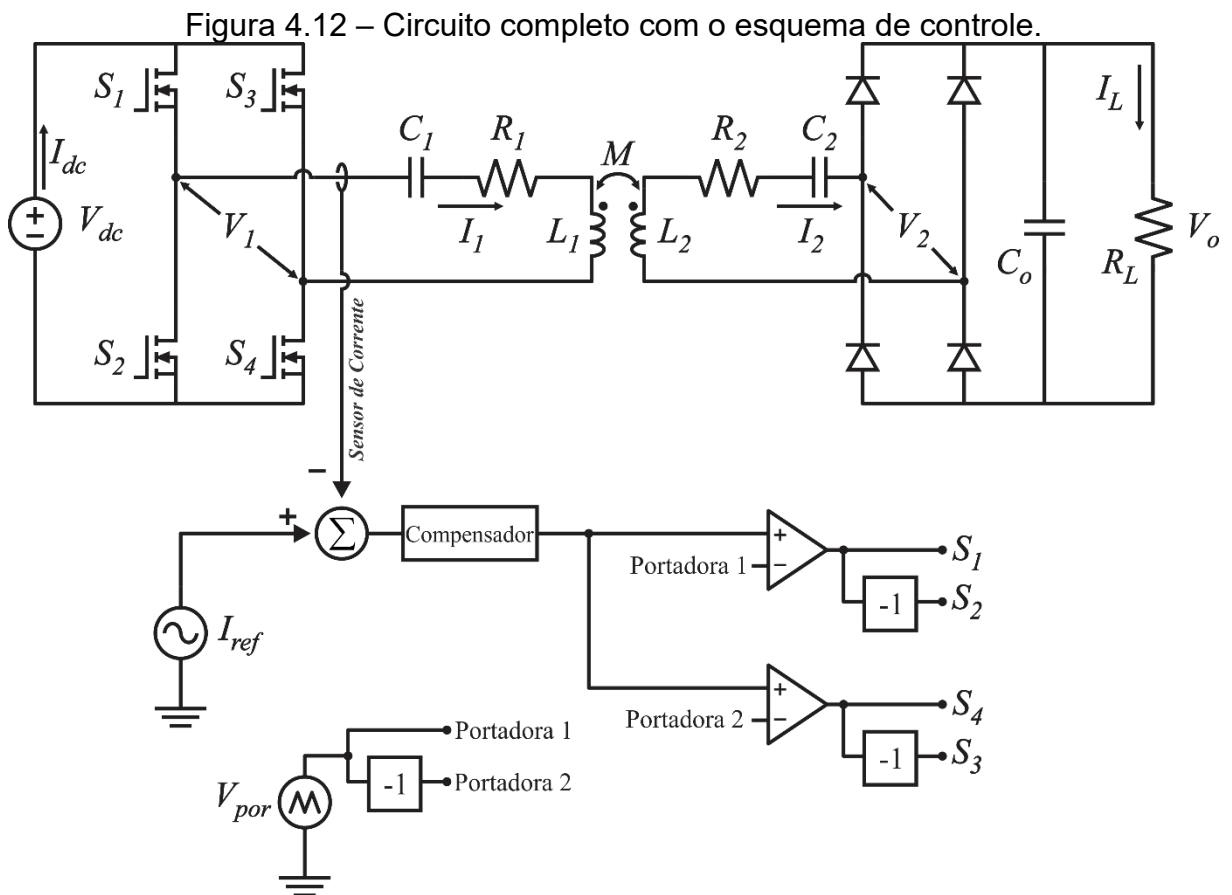
$$\frac{I_1(s)}{d(s)} = \frac{V_{dc} [s^3(n_3) + s^2(n_2) + s(n_1)]}{s^4(d_4) + s^3(d_3) + s^2(d_2) + s(d_1) + 1}. \quad (4.9)$$

Sendo os numeradores e denominadores:

$$\begin{aligned} n_3 &= C_1 C_2 L_2 \\ n_2 &= C_1 C_2 (R_2 + R_o) \\ n_1 &= C_1 \\ d_4 &= C_1 C_2 (L_1 L_2 - M^2) \\ d_3 &= C_1 C_2 (L_1 R_2 + L_2 R_1 + L_1 R_o) \\ d_2 &= C_1 L_1 + C_2 L_2 + C_1 C_2 (R_1 R_2 + R_1 R_o) \\ d_1 &= C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_2 R_o \end{aligned} \quad (4.10)$$

4.4.2 Dimensionamento do Controlador de Corrente

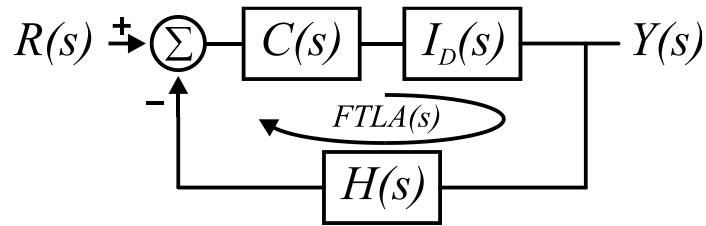
A representação do circuito completo com o esquema de controle da corrente pode ser vista na Figura 4.12. Um sensor de corrente, localizado no ramo primário, obtém o valor da corrente e faz a comparação com uma corrente senoidal de referência. Esse erro, passado pelo controlador, será o sinal modulador de acionamento dos interruptores.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Dessa forma, com os parâmetros do controlador devidamente dimensionados, pode-se obter uma corrente I_1 com a amplitude e a forma desejadas. O diagrama de blocos para o controle da corrente I_1 é mostrado na Figura 4.13.

Figura 4.13 – Diagrama de blocos do sistema a ser controlado.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

onde $R(s)$ é o sinal de referência, $Y(s)$ é o sinal de saída, $C(s)$ é o controlador, $I_D(s)$ é a função de transferência demonstrada em (4.9) e $H(s)$ é a função de transferência do sensor.

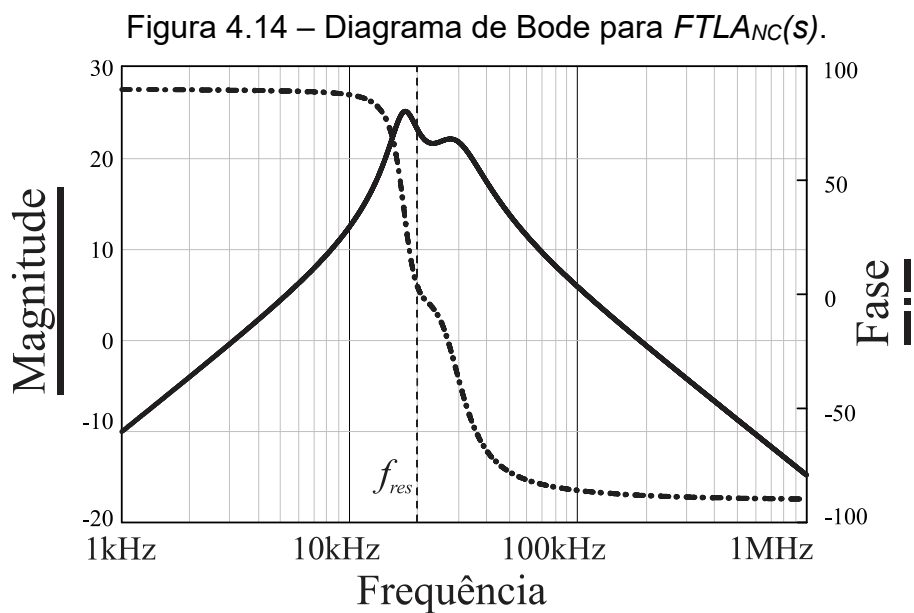
Sabe-se que a Função de Transferência de Laço Aberto não-compensada ($FTLA_{NC}(s)$) é dada por:

$$FTLA_{NC}(s) = I_D(s)H(s), \quad (4.11)$$

e que a Função de Transferência de Laço Aberto compensada ($FTLA_C(s)$) é:

$$FTLA_C(s) = FTLA_{NC}(s)C(s). \quad (4.12)$$

Utilizando os parâmetros de projeto já definidos, pode-se plotar o Diagrama de Bode da $FTLA_{NC}(s)$, ilustrado na Figura 4.14.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Para realizar o controle da corrente foi adotado um controlador Proporcional-Ressonante (PR) [61]-[63], por sua aplicação e características amplamente conhecidas em sistemas senoidais. O controlador PR é ideal para este sistema devido à sua natureza senoidal e aplicação simples em comparação com os controladores MR e REP. O *pre-warping* foi implementado para melhorar o desempenho do controlador. A função de transferência PR pode ser descrita como:

$$C_{PR}(s) = k_c \left(1 + \frac{\omega_x s}{s^2 + \omega_o^2} \right) \quad (4.13)$$

ω_o é a frequência de ressonância. Para sintonizar adequadamente o controlador PR, deve-se definir a frequência de ressonância como a frequência fundamental do sistema, neste caso, 20,4 kHz.

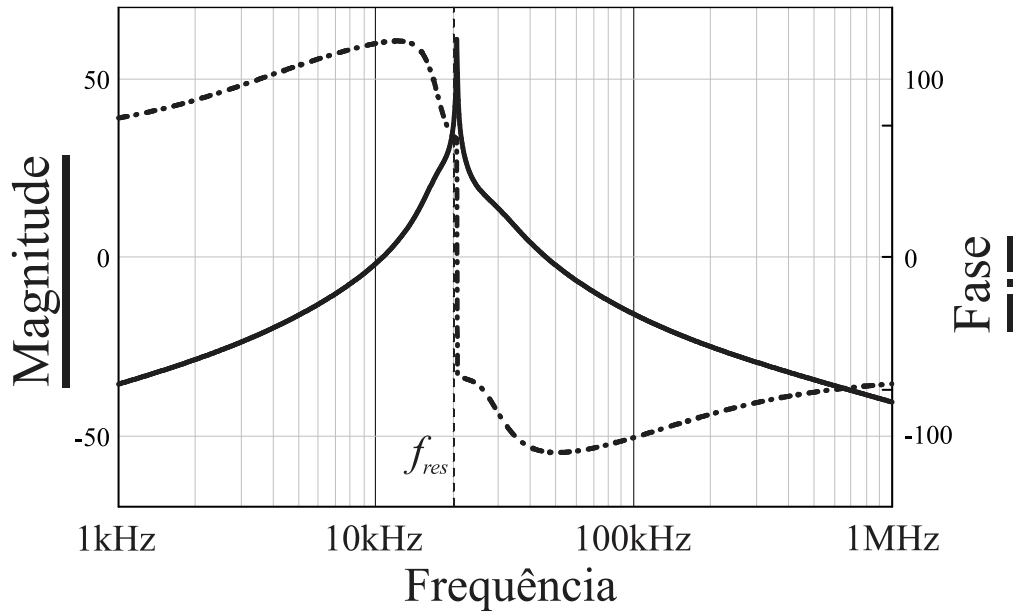
Definindo a margem de fase (M_ϕ) e a frequência de cruzamento (ω_c), as expressões para os parâmetros do controlador podem ser obtidas de acordo com (4.14):

$$\omega_x = \frac{\omega_o^2 - \omega_c^2}{\omega_c} \tan \left[M_\phi - 180^\circ - \angle FTLA_{NC}(\omega_c) \right]$$

$$k_c = \frac{1}{|FTLA_{NC}(\omega_c)| \sqrt{1 + \frac{\omega_c^2 \omega_x^2}{(\omega_o^2 + \omega_c^2)^2}}} \quad (4.14)$$

A margem de fase deve ser escolhida para evitar a inversão de fase e manter a estabilidade do sistema. Valores entre 40° e 90° são geralmente projetados, mas o valor ótimo pode ser calculado [61]-[63]. Tipicamente, um controlador PR possui duas frequências de cruzamento, e a frequência de cruzamento mais alta deve ser pelo menos dez vezes menor que a frequência de comutação para atenuar qualquer ruído de comutação no controlador. Para o sistema proposto, a margem de fase e a frequência de cruzamento escolhidas foram 60° e 30 kHz, respectivamente. O valor de 25 kHz para a frequência de cruzamento não foi escolhido por estar muito próximo a frequência de ressonância. Aplicando os parâmetros calculados em (4.14) na expressão (4.13) e em seguida, aplicando o controlador ressonante na expressão (4.12), pode-se plotar o diagrama de Bode da $FTLAC(s)$, obtendo o mostrado na Figura 4.15.

Figura 4.15 – Diagrama de Bode para $FTLA_C(s)$ com controlador ressonante.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

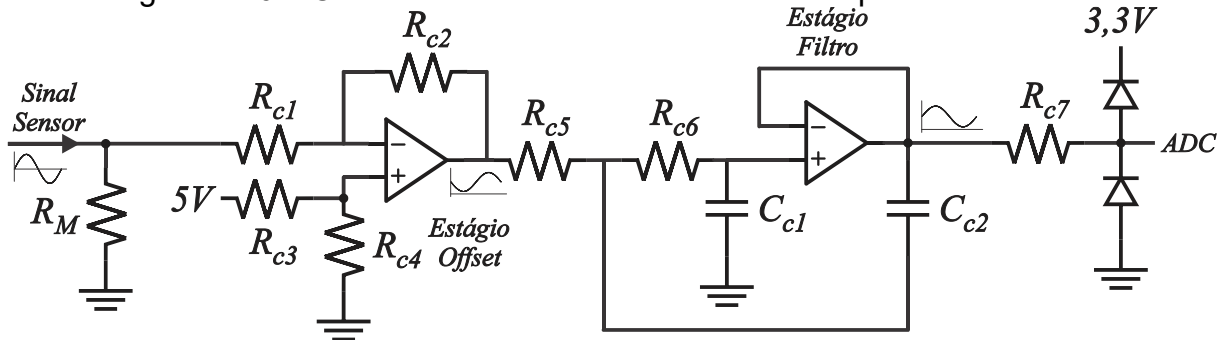
Esse tipo de controlador apresenta resultado satisfatório para a aplicação, devido à sua natureza simples e de fácil execução. A sua implementação foi dada com o uso de controlador digital que possui a capacidade de mudar parâmetros e constantes apenas com programação, evitando a troca física de componentes, o que ocorreria no controle analógico.

4.5 CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Visto que esse projeto conta com a presença de um sensor, ele necessitará usar a entrada com conversão analógica para digital (do inglês *Analog to Digital Converter* - ADC) do controlador. Usualmente, os controladores de tensão, por operarem apenas com sinais, não suportam elevados valores de tensão e corrente, e por esse motivo, qualquer sinal que tiver que ser lido pelo ADC terá que estar em conformidade com os níveis de tensão e corrente do controlador.

Para isso, se faz necessário o uso de um circuito condicionador de sinal [64]. A Figura 4.16 ilustra o circuito condicionador usado nesse projeto.

Figura 4.16 – Circuito de condicionamento de sinais para os sensores.



Fonte: [64].

Esse circuito tem a intenção de receber um sinal do sensor, que tem os seus valores máximos e mínimos conhecidos, e adequar esse sinal numa faixa que o ADC possa ler. O controlador utilizado nesse projeto aceita um nível de tensão entre 0 V e 3,3 V.

Observando a Figura 4.16, pode-se ver que o condicionador de sinal possui dois estágios. O primeiro é o estágio de *offset* e ganho. O resistor R_M se faz necessário quando o sensor utilizado tem a sua saída em corrente. Ao circular a corrente do sensor nesse resistor, ele terá uma diferença de potencial, que será a tensão de entrada do estágio *offset*. O amplificador operacional, conectado na configuração somador inversor, adiciona um nível CC ao sinal do sensor, deslocando então o sinal, seja ele negativo ou positivo para cima. Ao aplicar também um ganho, tem-se agora um sinal que varia entre os níveis aceitáveis para o controlador. Deve-se observar que esse estágio também é inversor.

O segundo estágio conta com um filtro *Sallen-Key* de segunda ordem, projetado para suprimir as harmônicas de alta frequência, pois elas podem atrapalhar a leitura do conversor ADC, prejudicando o pleno funcionamento do projeto. Ele também tem a capacidade de atenuar picos de ruídos. Para esse projeto, a frequência de corte escolhida foi de 160 kHz. Esse valor não pode ser próximo demais da frequência de operação, para não gerar atraso no sinal, nem afastado demais a ponto de permitir a passagem de ruídos. O valor escolhido se mostrou satisfatório na aplicação experimental. Esse estágio não possui nenhum ganho. Na saída desse estágio, há um limitador de corrente e de tensão, com o uso de um resistor em série com a saída e dois diodos conectados nos níveis de tensão máximos do controlador. Caso o sinal ultrapasse algum dos níveis aceitáveis, irá

polarizar um diodo, fazendo a corrente fluir para outro lugar que não seja o ADC do controlador.

Os valores de resistores e capacitores será de acordo com o sensor que será utilizado, e do controlador. Deve-se atentar para que os amplificadores operacionais tenham capacidade de processar toda a faixa de frequência de sinais, caso haja necessidade de condicionamento de sinais de alta frequência.

4.6 CONCLUSÃO

Uma vez escolhido e devidamente projetado o conversor a ser usado, é chegado o momento da implementação física. Essa etapa é essencial pois permite ao projetista determinar o obter componentes eletrônicos que estarão aptos a processar a potência especificada. Após delicada análise, deve-se desenhar o layout da placa de forma que a mesma tenha tamanho otimizado, evitando interferências eletromagnéticas (do inglês *Electromagnetic Interference* – EMI) e espaços desnecessários. Antes da implementação física, é recomendável a simulação computacional do circuito completo, visando uma previsão do comportamento do sistema por completo.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.1 INTRODUÇÃO

Para a validação dos modelos, das análises teóricas e do dimensionamento do circuito, é feita a simulação via *software*. Esse é um passo importante no desenvolvimento do projeto, pois pode-se notar o comportamento do circuito por completo antes mesmo da sua implementação física. É possível também ter melhor entendimento e previsibilidade do comportamento do circuito diante de variações que possam ocorrer e que podem ser simuladas no software. A simulação é essencial pois pode-se integrar todas as partes e modificar parâmetros para otimização de resultados, sem a necessidade de troca de componentes, manufatura de novas placas ou mudança de *layout*.

Diante disso, o circuito completo foi simulado e os resultados serão apresentados em três partes: estágio inversor, estágio de compensação de reativos, e estágio de saída. Os parâmetros usados para a simulação são similares aos estipulados no dimensionamento e podem ser vistos na Tabela 5.1. Todos os valores da simulação foram escolhidos para serem o mais próximo possível da realidade, e todos os parâmetros parasitas possíveis de serem simulados foram incluídos. O circuito simulado foi o mesmo mostrado na Figura 4.12.

Tabela 5.1 – Parâmetros usados na simulação computacional.

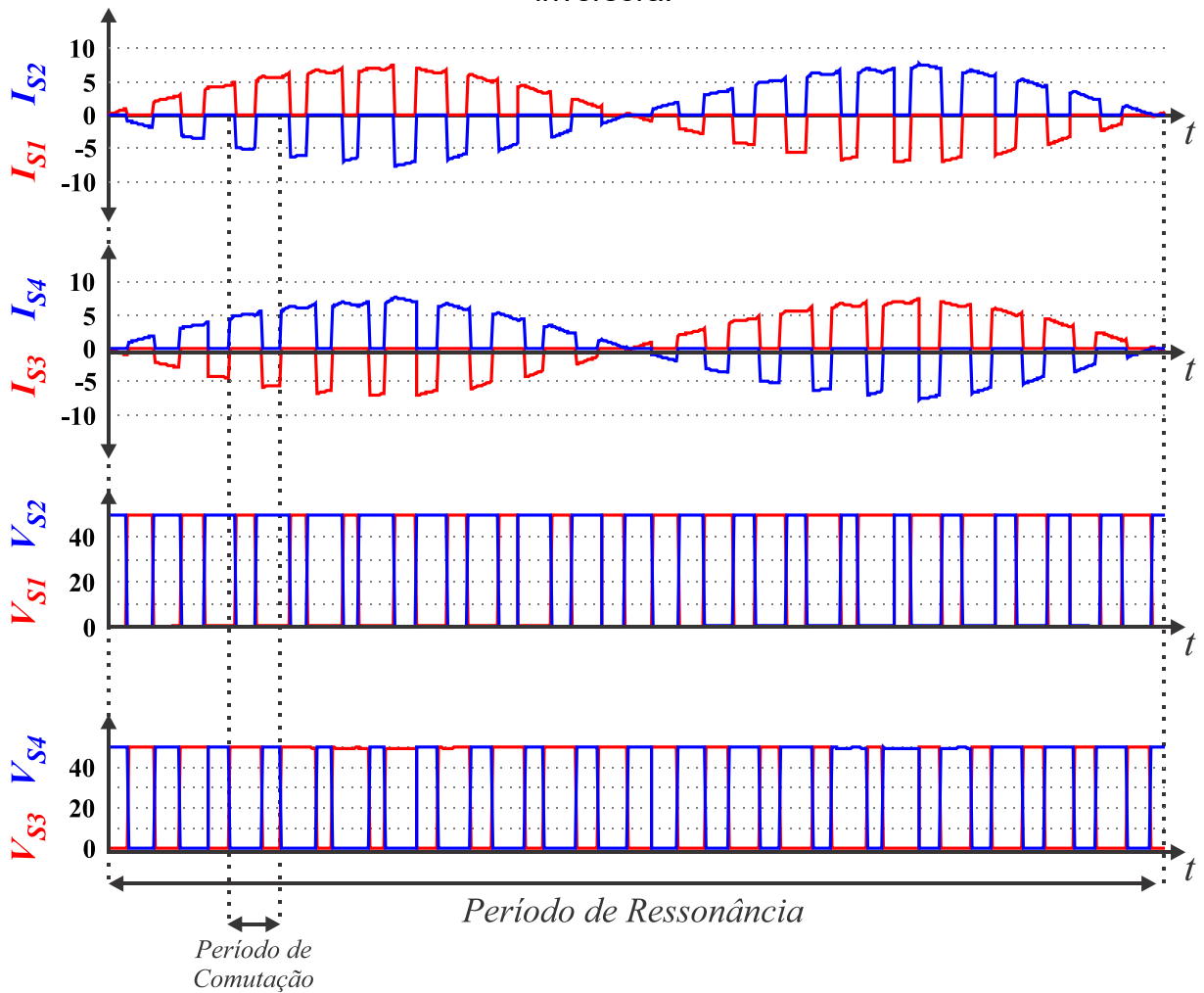
Variável	Descrição	Valor	Unidade
V_{dc}	Tensão da fonte CC de entrada	50	V
I_{1p}	Valor de pico da corrente de entrada I_1	7,5	A
L_1	Indutor primário	62,834	μH
L_2	Indutor secundário	63,746	μH
M	Indutância mútua	36	μH
k	Fator de Acoplamento	0,5688	
R_1	Resistência do indutor primário	38,8	m Ω
R_2	Resistência do indutor secundário	38,6	m Ω
C_1	Capacitor primário	1	μF
C_2	Capacitor secundário	1	μF
F_s	Frequência de comutação	250	kHz
F_r	Frequência de ressonância	20	kHz
F_a	Frequência de amostragem do controlador digital	500	kHz
k_c	Ganho do controlador ressonante	0,051	
ω_x	Frequência do zero do controlador ressonante	119600	rad/s
R_{c1}	Resistor de condicionamento 1	100	k Ω
R_{c2}	Resistor de condicionamento 2	51	k Ω
R_{c3}	Resistor de condicionamento 3	10	k Ω
R_{c4}	Resistor de condicionamento 4	3,3	k Ω
R_{c5}, R_{c6}	Resistor de condicionamento 5 e 6	100	Ω
R_{c7}	Resistor de condicionamento 7	0	Ω
C_{c1}, C_{c2}	Capacitor de condicionamento 1 e 2	10	nF
R_M	Resistor de entrada do condicionamento	220	Ω
C_o	Capacitor de saída	100	μF
R_L	Resistor de carga	5,55	Ω

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

5.2 ESTÁGIO INVERSOR

A ponte inversora conta com quatro interruptores. As formas de onda de tensão e corrente de cada um deles podem ser vistas na Figura 5.1.

Figura 5.1 – Formas de onda de tensão e corrente nos interruptores da ponte inversora.



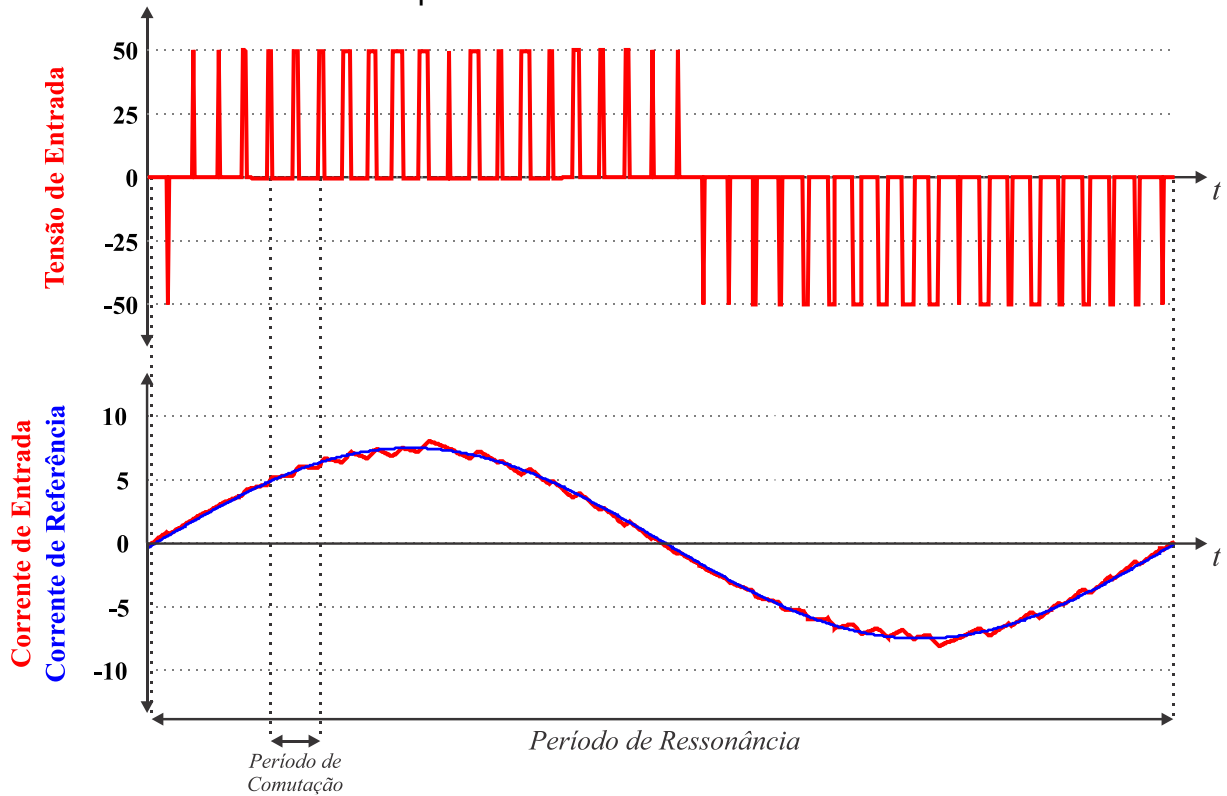
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Como esperado, a tensão máxima aplicada nos interruptores é igual à tensão da fonte de alimentação de entrada. O valor máximo de corrente é igual a valor de I_1 estipulado na Tabela 5.1. Percebe-se uma deformidade na corrente de entrada, visto que a mesma não é uma senoide perfeita, e sim uma aproximação feita pela atuação do controle de corrente.

Um aspecto importante que deve ser levado em consideração é que a comutação dos interruptores será forçada. Visto que o circuito está operando na ressonância, ele não terá um comportamento indutivo, que seria capaz de carregar e descarregar os capacitores intrínsecos dos interruptores. Essa propriedade tornaria a comutação suave do tipo ZVS. Diante dessa desvantagem, é importante o emprego de interruptores de alta banda proibida, do tipo SiC ou GaN.

A tensão e corrente de saída do inversor, que é a tensão e a corrente de entrada do circuito de compensação é vista na Figura 5.2.

Figura 5.2 – Formas de onda de tensão e forma de onda de corrente de entrada comparada a corrente de referência.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

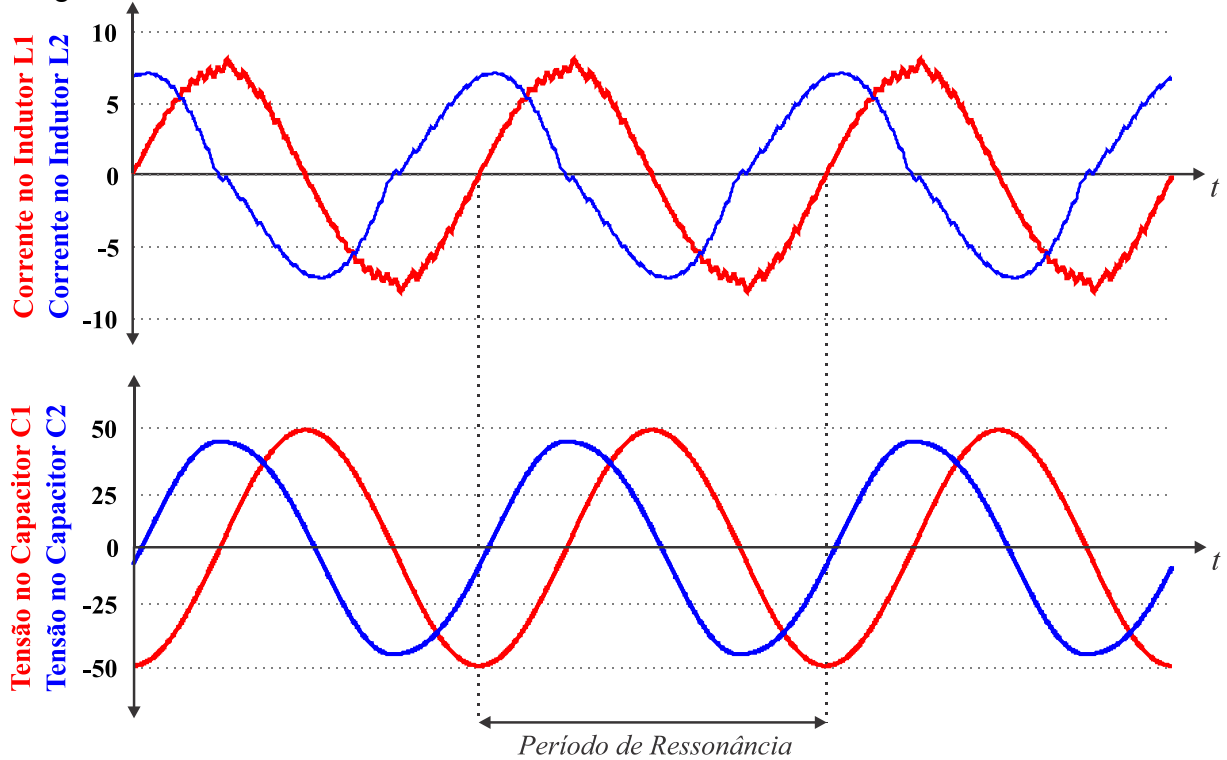
Pode-se notar que a corrente de entrada I_1 procura seguir a corrente de referência, devido à atuação do controlador de corrente do tipo ressonante. A tensão V_1 aplicada no circuito de compensação terá valor máximo sempre igual à tensão da fonte de alimentação da entrada. No semiciclo negativo, ela terá valor negativo. Dessa forma, a corrente de entrada será imposta e o circuito terá operação da forma esperada. Quanto maior a frequência de comutação, mais parecida com a corrente de referência será a corrente I_1 .

5.3 CIRCUITO DE COMPENSAÇÃO DE POTÊNCIA REATIVA

Visto que uma corrente senoidal é imposta ao circuito pela ação do controlador de corrente, a corrente no capacitor e nos indutores é igual à corrente de

entrada mostrada na Figura 5.2. As formas de onda das correntes nos indutores L_1 e L_2 e a tensão nos capacitores C_1 e C_2 são ilustradas na Figura 5.3.

Figura 5.3 – Forma de onda das correntes em L_1 e L_2 e das tensões sobre C_1 e C_2 .

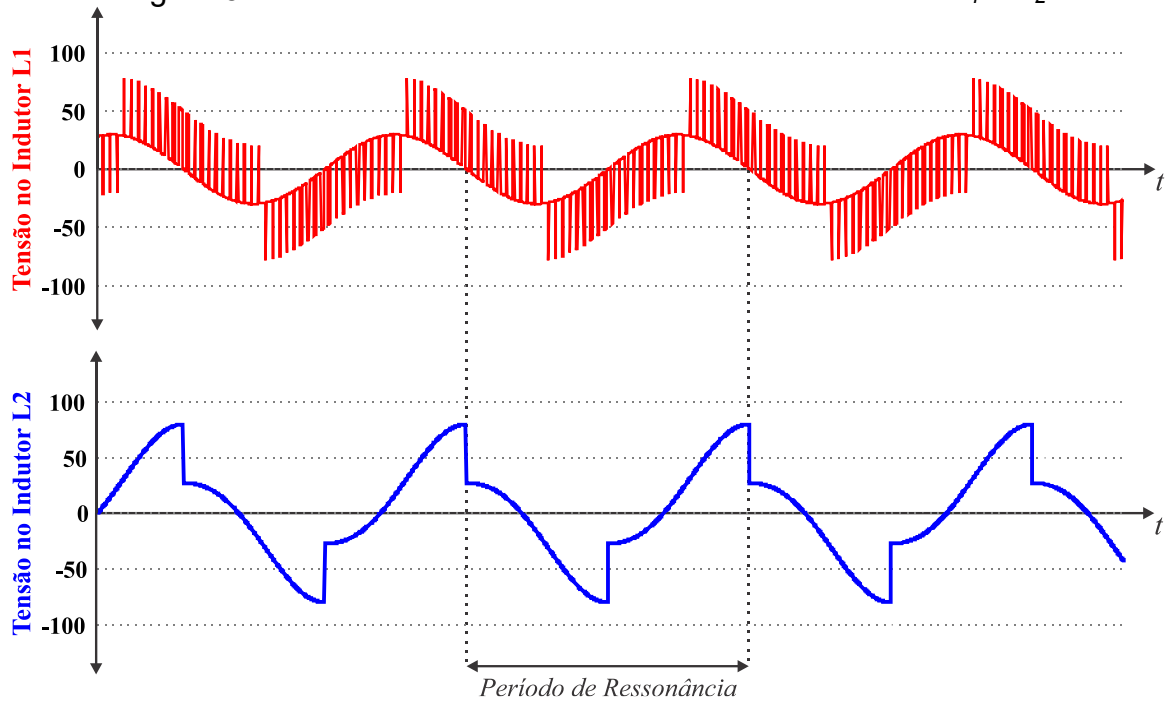


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se aqui que ambas as correntes são defasadas em 90° , conforme esperado para acoplamento magnético com compensação de potência reativa do tipo SS. Ambas têm valores de pico similares, visto que a relação de transformação é unitária. A tensão nos capacitores também é defasada em 90° dos seus respectivos indutores, e tem valor máximo e eficaz conforme esperado de acordo com a Tabela 4.3.

A tensão aplicada nos indutores é exibida na Figura 5.4.

Figura 5.4 – Forma de onda de tensão sobre os indutores L_1 e L_2 .



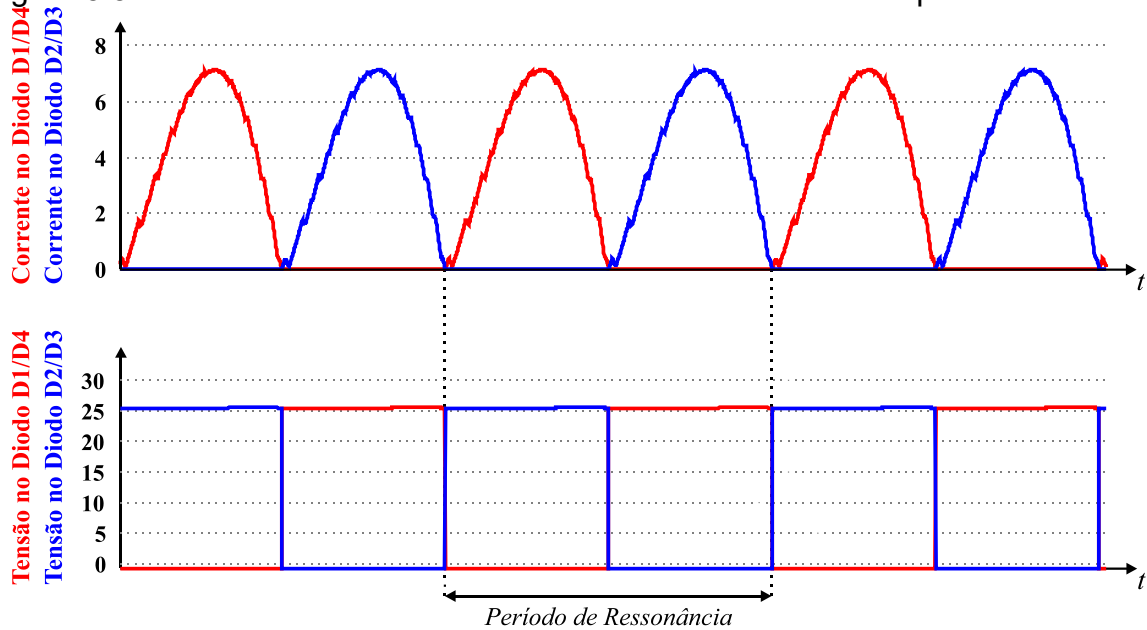
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A tensão no indutor L_1 não passa da subtração entre a tensão de entrada com a tensão em C_1 , seguindo a lei das malhas. A tensão no indutor L_2 é a somatória entre a tensão em C_2 com a tensão comutada de saída, que comuta entre $+V_{out}$ e $-V_{out}$.

5.4 ESTÁGIO DE SAÍDA

O retificador de saída é composto pela ponte retificadora, filtro capacitivo e carga. As formas de onda de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora são vistas na Figura 5.5.

Figura 5.5 – Formas de onda de corrente e tensão nos diodos da ponte retificadora.

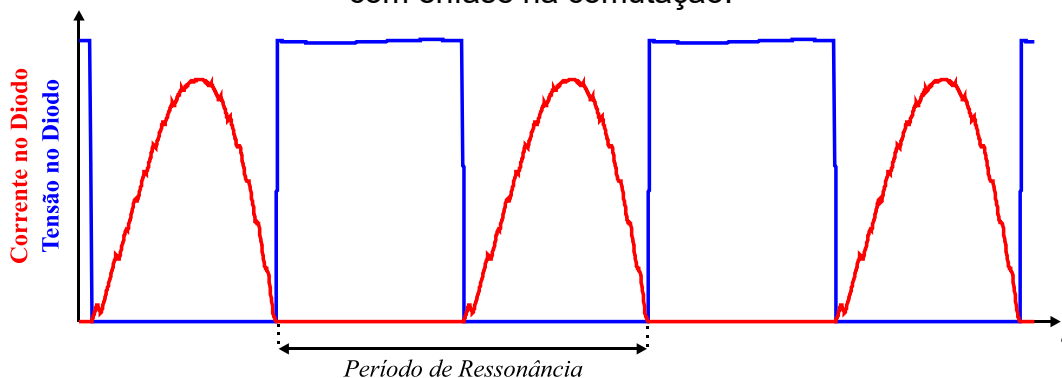


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A corrente do ramo secundário passa pelos diodos, alternando entre eles, de acordo com a sua polaridade. A tensão nos diodos tem valor máximo igual à tensão de saída. A tensão suportada pelo diodo é negativa, porém está representada na figura com polaridade positiva.

Aproximando mais a forma de onda, pode-se ver o tipo de comutação que ocorre nessa etapa, ilustrado pela Figura 5.6.

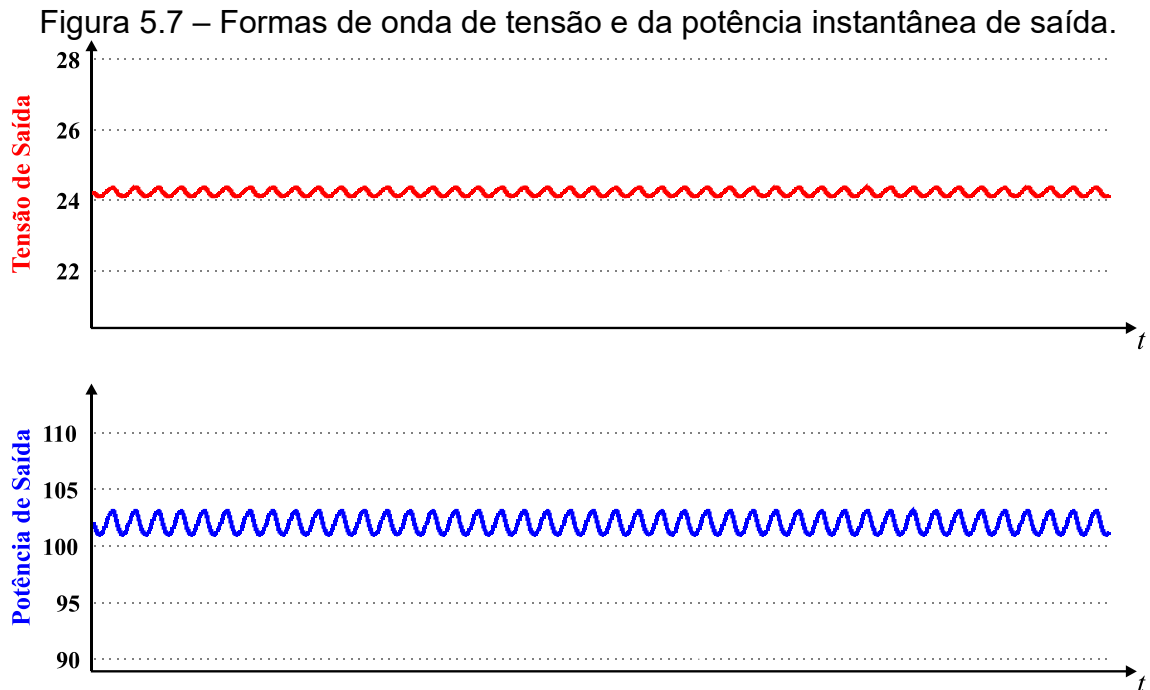
Figura 5.6 – Formas de onda de tensão e corrente nos diodos da ponte retificadora com ênfase na comutação.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Pode-se perceber aqui que cada diodo da ponte comuta com corrente nula. Essa característica é muito vantajosa, pois garante a comutação suave, que reduz

as perdas com comutação, e evita sobretensão nos diodos, o que dispensa a implementação de circuitos grampeadores, que podem causar mais perdas. A tensão de saída e potência está mostrada na Figura 5.7.

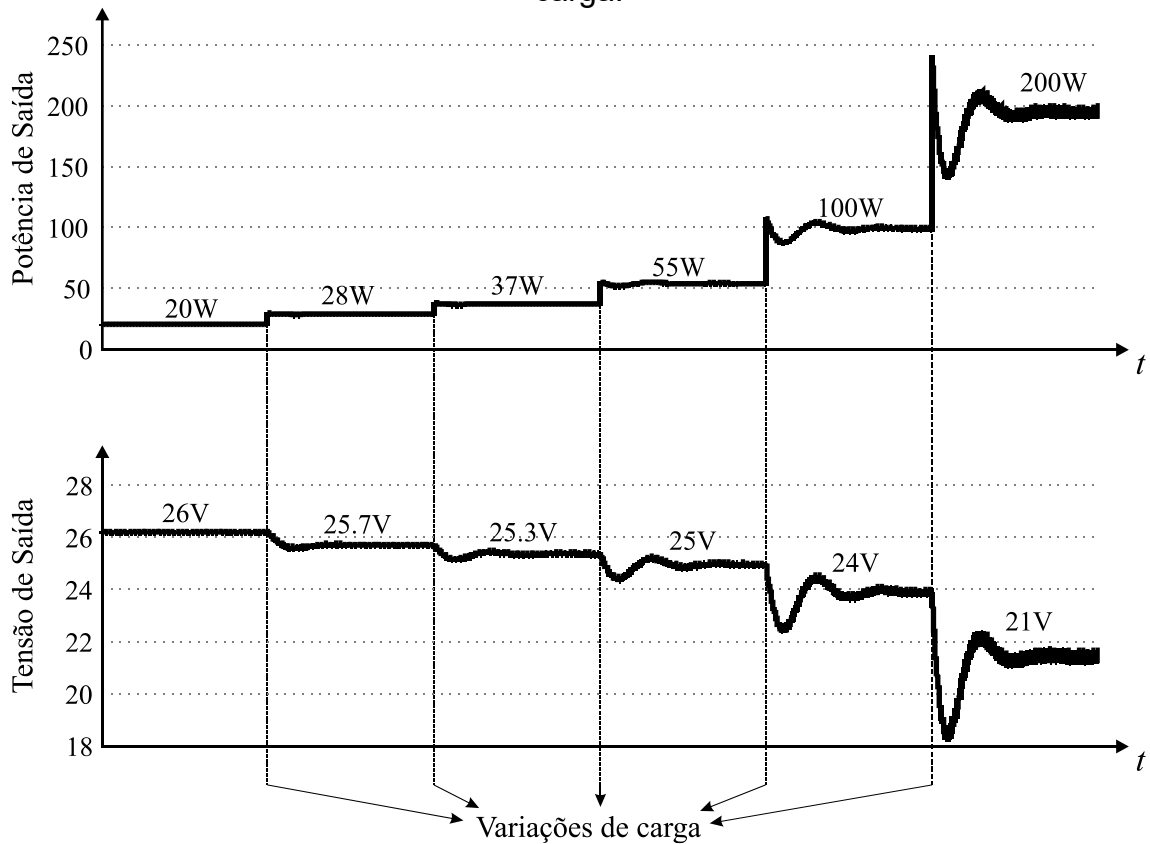


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Pode-se notar uma pequena variação de tensão e potência. Essa variação pode ser reduzida com a inserção de mais capacitância, porém o volume do conversor seria muito elevado. Deve-se encontrar um compromisso entre variação e volume que satisfaça os requisitos do projeto.

Outra característica que se espera notar é a capacidade do circuito de compensação de ter pouca variação de tensão em relação a variação de carga. Esse comportamento pode ser notado na Figura 5.8.

Figura 5.8 – Formas de onda de potência instantânea e tensão com variações de carga.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se aqui que mesmo variando de 20 % até 200 % da potência projetada, a tensão não tem grandes variações. Partindo de 26 V para 20 % da potência até 21 V para 200 % da potência, nota-se uma variação de 5 V. Esse tipo de característica é muito útil para fontes de alimentação, pois a sua tensão de saída pode ser facilmente controlada por um controlador secundário. A depender do fabricante do *Gate Driver*, este pode aceitar uma variação de faixa de tensão de entrada. Porém, para que haja universalidade da presente aplicação, deseja-se que a mesma tenha o valor de tensão o mais constante possível. Um conversor e controlador secundário não foi estudado e nem será aplicado no presente trabalho.

O comportamento dinâmico observado na mudança de carga depende do controle e da sua sintonia. Pode-se atenuar ou amplificar as variações de tensão com a variação da carga mudando apenas parâmetros do compensador ressonante. Entretanto, esse não foi o escopo desse trabalho. Apenas o regime permanente foi levado em consideração para essa análise.

5.5 COMPARAÇÃO COM ANÁLISE DE FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL

A análise teórica, feita com a eliminação das harmônicas e consideração apenas da frequência fundamental, pode apresentar erros que normalmente são desprezados. A Tabela 5.2 mostra os valores teóricos esperados para a análise de frequência fundamental e valores obtidos via simulação do circuito completo, o qual inclui as harmônicas.

Tabela 5.2 – Comparação entre valores obtidos por simulação com circuito completo com análise teórica via frequência fundamental.

Variável	Valor teórico via análise de primeira harmônica	Valor obtido via simulação de circuito completo	Erro (%)
<i>IS1-4_Pico</i>	7,5 A	7,61 A	1,46
<i>IS1-4_RMS</i>	3,75 A	3,42 A	8,8
<i>IS1-4_Médio</i>	0 A	0 A	0
<i>VS1-4</i>	50 V	50 V	0
<i>ID1-4_Pico</i>	7 A	7,07 A	1
<i>ID1-4_RMS</i>	3,5 A	3,42 A	2,28
<i>ID1-4_Médio</i>	2,23 A	2,13 A	4,48
<i>VD1-4</i>	24 V	24 V	0
<i>IC1_Pico</i>	7,5 A	7,61 A	1,46
<i>IC1_RMS</i>	5,3 A	4,91 A	7,36
<i>IC1_Médio</i>	0 A	0 A	0
<i>VC1_Pico</i>	59,7 V	53,6 V	10,1
<i>VC1_RMS</i>	42,2 V	39,14 V	9,61
<i>IC2_Pico</i>	7 A	7,07 A	1
<i>IC2_RMS</i>	4,73 A	4,83 A	2,11
<i>IC2_Médio</i>	0 A	0A	0
<i>VC2_Pico</i>	52 V	53,22 V	2,34
<i>VC2_RMS</i>	37 V	38,83 V	4,94

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se na Tabela 5.2 que o maior erro registrado é na faixa de 10 %. Esse erro é pequeno em comparação com a reduzida complexidade que o circuito de frequência fundamental oferece. Mesmo ignorando todas as harmônicas, os valores são próximos e podem ser considerados válidos.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 INTRODUÇÃO

Para validação da fundamentação teórica do conversor proposto, foi construído um protótipo em laboratório para experimentação. Foram utilizados os parâmetros da Tabela 4.1, Tabela 4.2 e Tabela 5.1, sendo que os principais parâmetros são mostrados novamente na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Parâmetros principais para a experimentação prática.

Variável	Descrição	Valor	Unidade
V_{dc}	Tensão da fonte CC de entrada	50	V
R_L	Resistor de carga	5,55	Ω
P_{out}	Potência de Saída	100	W
V_{out}	Tensão de Saída	24	V
I_{1p}	Valor de pico da corrente de referência de entrada I_1	7,5	A
Gap	Distância entre as bobinas primária e secundária	50	mm
N_e	Número de espiras de cada indutor	10	
D_{in}	Diâmetro interno da bobina	14	cm
D_{out}	Diâmetro externo da bobina	20	cm
<i>Fio Litz</i>	Fio Litz utilizado nos indutores L_1 e L_2	400x38	AWG

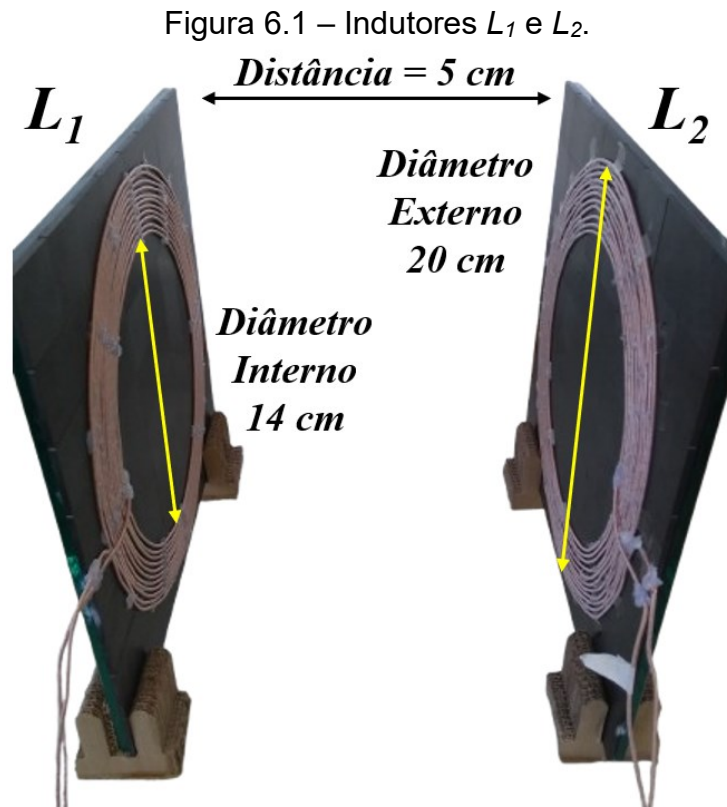
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Conforme previamente discutido em seções anteriores, a distância de 5 cm entre indutores garante uma isolação de 125 kV [7]. O controlador ressonante garantirá que a corrente de entrada I_1 seja a mais próxima possível da corrente senoidal de referência, com pico de 7,5 A e frequência de 20,4 kHz.

Os equipamentos de medição utilizados para mensurar as grandezas do protótipo foram um osciloscópio digital modelo *DPO5034*, da empresa *Tektronix*, e um analisador de potência modelo *WT1800*, da empresa *Yokogawa*. Tais equipamentos foram capazes de analisar as formas de onda de todas as etapas do conversor, bem como a eficiência.

6.2 PROTÓTIPO

Começando pelo princípio fundamental do trabalho proposto, a indução de energia sem fio, apresentam-se os indutores planares construídos, que podem ser vistos na Figura 6.1.

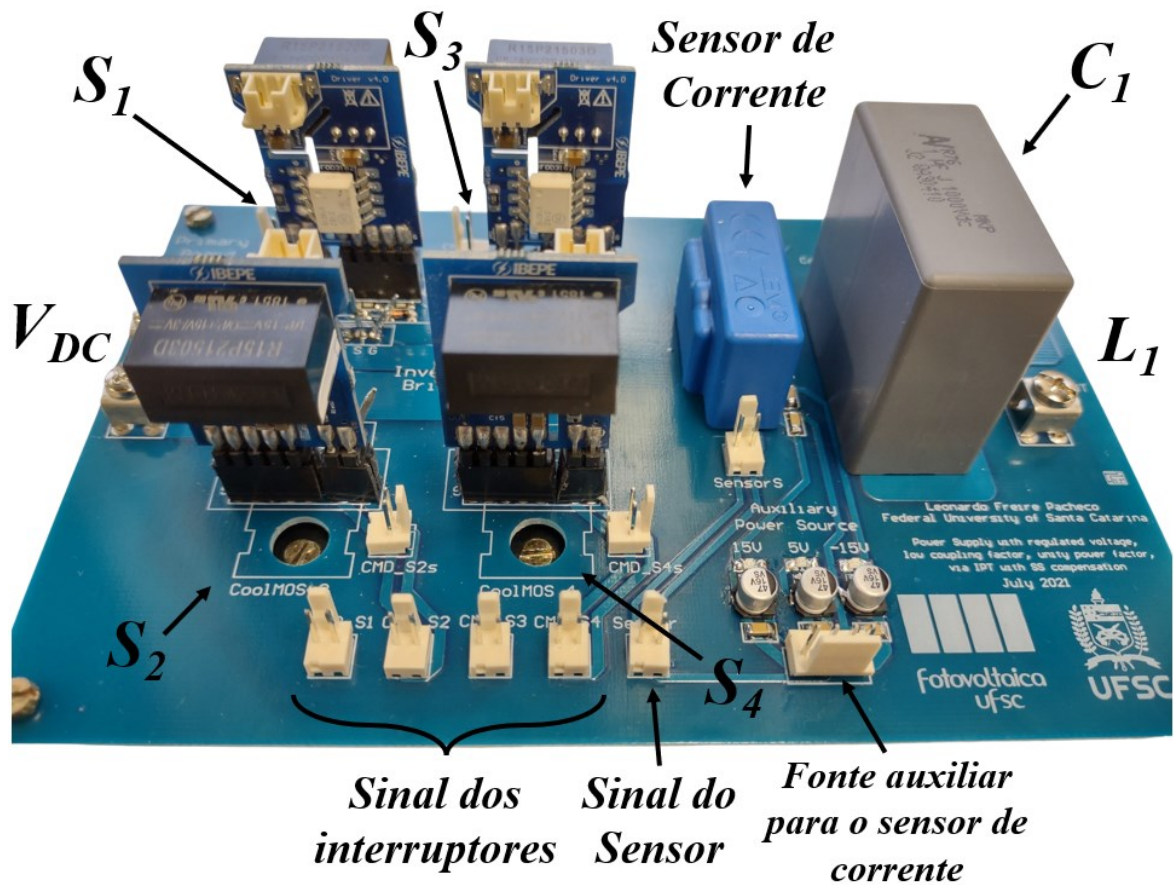


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Foram incluídos núcleos de ferrite nas extremidades externas dos indutores para conter o campo magnético dos indutores entre eles. Essa técnica eleva o fator de acoplamento, valor dos indutores e a indutância mútua, elevando a capacidade de conduzir energia pelo ar. Os indutores foram colocados em posição vertical e posicionados de tal forma a reduzir o desalinhamento que pode comprometer a captação do campo entre indutores.

A placa que contém a entrada da fonte, o inversor em alta frequência, sensor de corrente e capacitor primário, denominada placa primária, pode ser vista na Figura 6.2.

Figura 6.2 – Placa primária do conversor proposto.

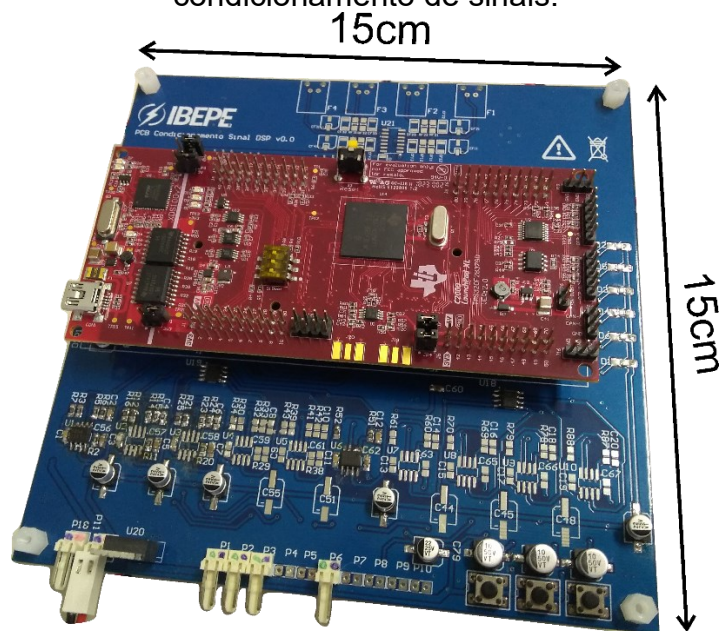


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Os *MOSFETs* SiC utilizados na ponte inversora foram do modelo Cree C3M0075120K, ativados via *Gate Driver* fixado na placa. O capacitor primário C_1 foi do modelo KEMET R76, de filme de polipropileno duplo metalizado. O sensor de corrente utilizado foi um LEM LAH-25NP com capacidade máxima de corrente de 25 A. A relação de conversão do sensor é de 1 mA/A. A fonte de entrada foi uma fonte CC com capacidade de fornecer tensão e corrente necessárias para o experimento, com cabos a serem conectados na placa primária.

O controlador digital utilizado para enviar os sinais de comando dos interruptores, ler e interpretar a corrente e implementar o controlador ressonante foi o Texas[®] LAUNCHXL-F28379D. Esse controlador foi fixado numa placa de condicionamento de sinais, conforme explicado no item 4.5. O conjunto controlador e placa de condicionamento de sinais pode ser visto na Figura 6.3.

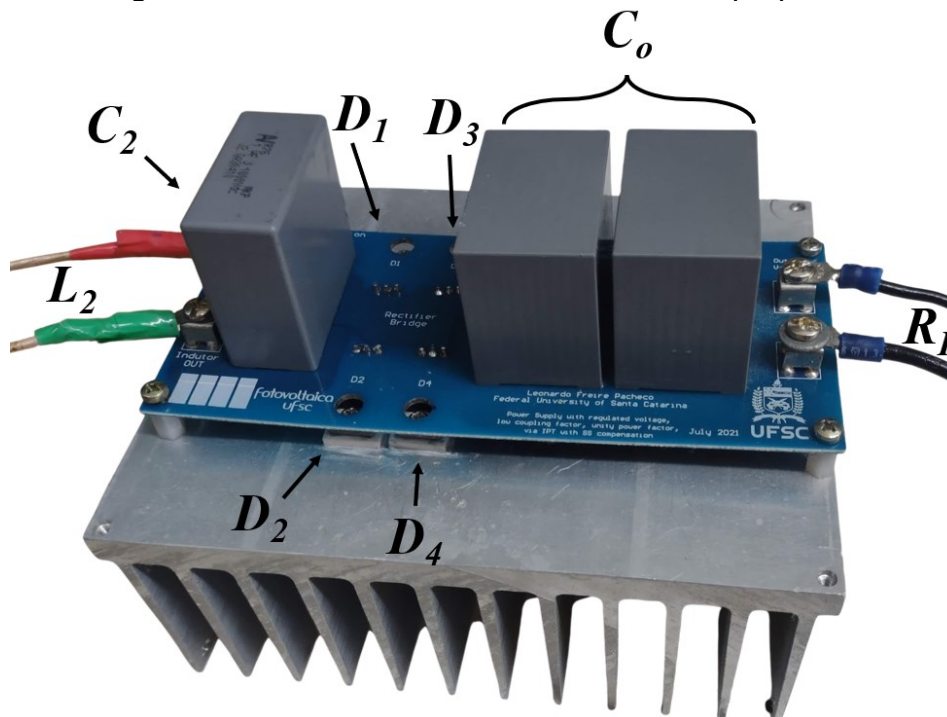
Figura 6.3 – Controlador digital operando juntamente com a placa de condicionamento de sinais.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A placa contendo os diodos de saída, capacitor secundário e capacitor de saída, denominada placa secundária, pode ser vista na Figura 6.4.

Figura 6.4 – Placa secundária do conversor proposto.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

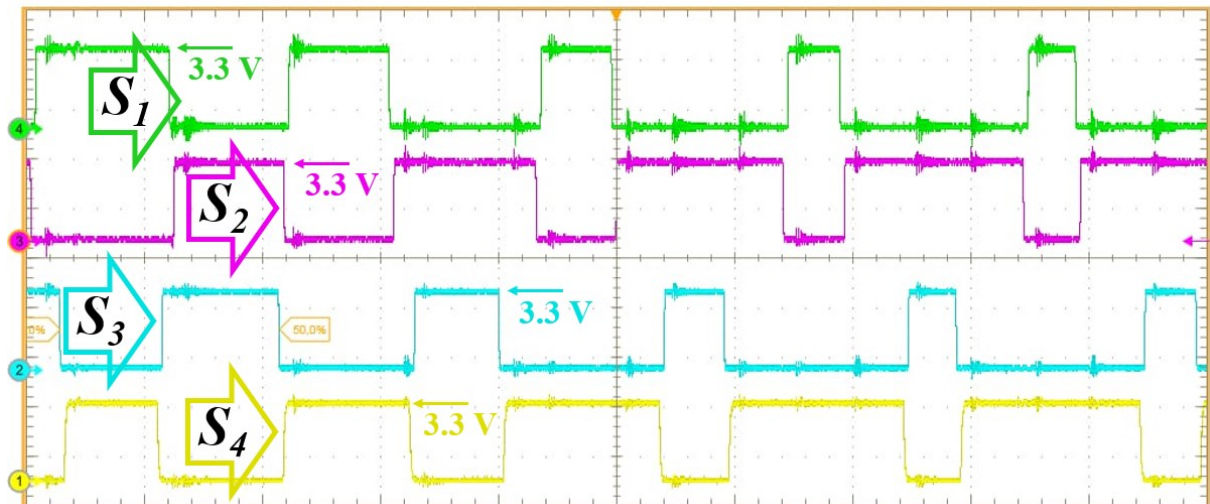
Idêntico ao capacitor primário, o capacitor secundário C_2 foi do modelo KEMET R76, de filme de polipropileno duplo metalizado. Os diodos foram do modelo *Schottky* MBRF40250TG. O capacitor de saída também foi do modelo KEMET R76, de filme de polipropileno duplo metalizado, com valor elevado comparado ao capacitor secundário. Como carga, foram utilizados resistores de alta potência com condutores fixados na placa secundária.

Ambas as placas primárias e secundárias foram fixadas em dissipadores de alumínio para dissipar a energia térmica gerada devido a comutação e a condução de corrente dos elementos semicondutores. Tais dissipadores foram dimensionadas para garantir que a temperatura de junção dos semicondutores não superasse os limites impostos por *datasheet*.

6.3 FORMAS DE ONDA EXPERIMENTAIS

Os primeiros sinais a serem analisados são os sinais de comando dos inversores, que podem ser vistos na Figura 6.5.

Figura 6.5 – Sinais de comando dos interruptores S_{1-4} . (S_1 , S_2 , S_3 e S_4 – 2 V/div). Escala de tempo (2 μ s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

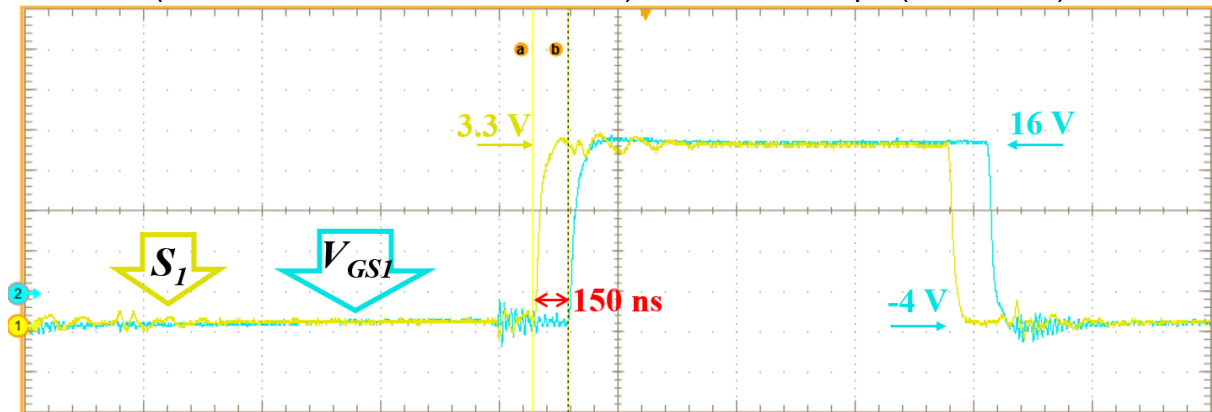
Percebe-se então que os sinais de comando foram aplicados da forma correta, com acionamento de S_1 e S_2 complementares, assim como S_3 e S_4 .

Visto que o sinal que sai do controlador precisa passar por um tratamento até que chegue no interruptor, devido a sua incompatibilidade entre níveis de tensão

e corrente, espera-se um atraso entre os dois. Esse atraso pode comprometer o funcionamento do conversor, caso seja ignorado. Tal fenômeno pode ser visto na Figura 6.6.

Figura 6.6 – Atraso entre sinal do controlador e sinal de acionamento tratado que chega no interruptor.

(S_1 – 700 mV/div e V_{GS1} – 4 V/div). Escala de tempo (500 ns/div).

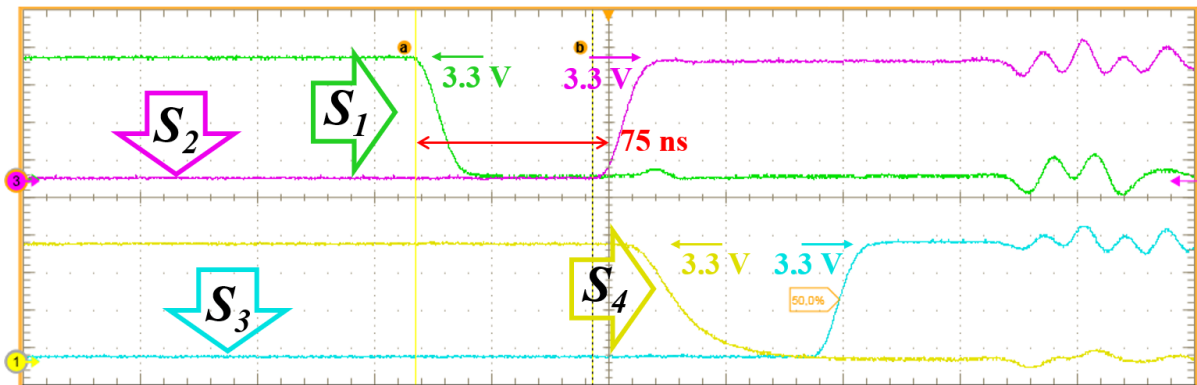


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Esse atraso surge naturalmente pois o controlador por si só não é capaz de fornecer o sinal adequado para que o *gate drive* sensibilize o interruptor e faça-o funcionar da forma correta. O sinal de comando que ativa o interruptor tem níveis de tensão de 16 V e -4 V, seguindo limitações do *datasheet* do interruptor. Essa técnica, que aplica tensão negativa no interruptor, é utilizada para reduzir o tempo de fechamento do mesmo [64].

Para garantir que não haja curto de braço no inversor, um tempo morto de 75 ns foi incluído entre os acionamentos dos interruptores complementares, ou seja, entre S_1 e S_2 , e S_3 e S_4 . O tempo morto pode ser visto na Figura 6.7.

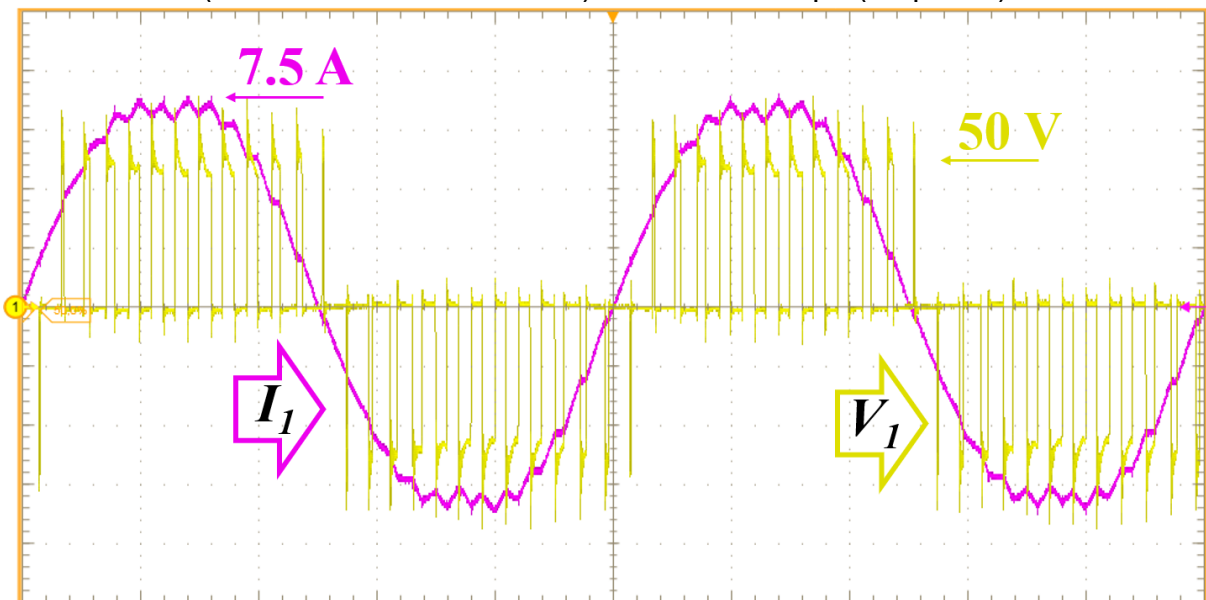
Figura 6.7 – Tempo morto entre acionamentos de interruptores complementares. (S_1 , S_2 , S_3 e S_4 – 1 V/div). Escala de tempo (50 ns/div).



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Uma vez analisado o acionamento dos interruptores, os únicos elementos semicondutores ativos, verifica-se agora a eficácia do controle ressonante. Para analisar essa condição, verifica-se a corrente e tensão de entrada, conforme ilustrado na Figura 6.8.

Figura 6.8 – Corrente primária I_1 e tensão primária V_1 . (I_1 – 2 A/div e V_1 – 20 V/div). Escala de tempo (10 μ s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

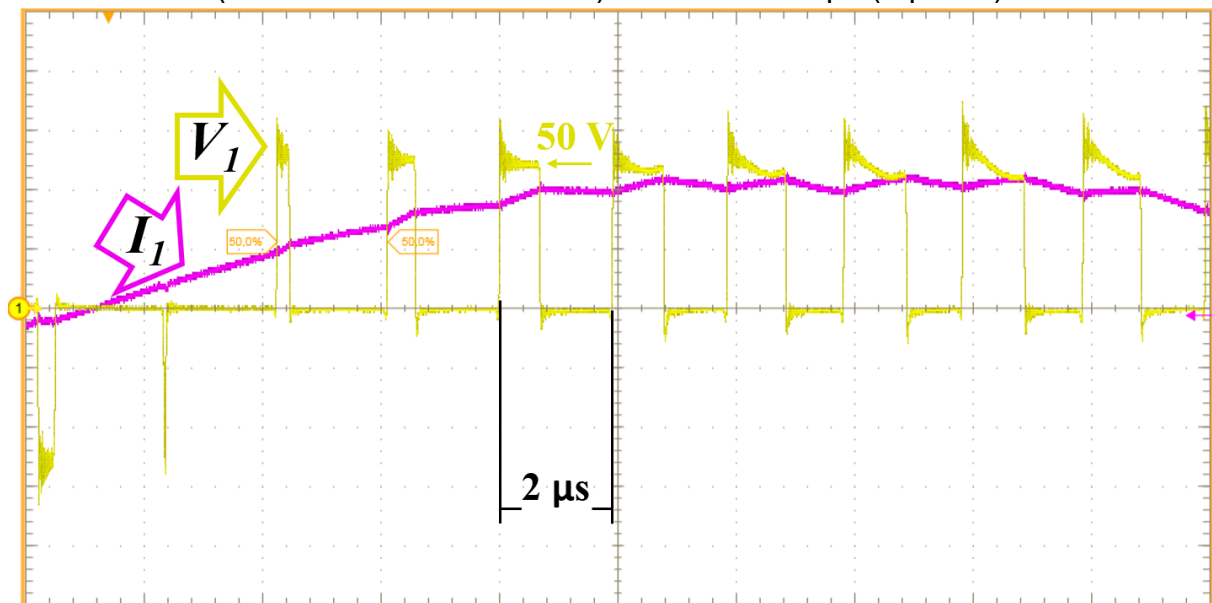
Na corrente de pico determinada, pode-se ver que o controlador ressonante consegue fornecer uma corrente similar a corrente de referência, senoidal com pico em 7,5 A e a modulação em 3 níveis é alcançada. A tensão aplicada no tanque LC

tem valor máximo de 50 V, conforme esperado. Essa figura é similar ao esperado e apresentado na Figura 4.7, Figura 4.9, e na Figura 5.2, demonstrando a coerência entre fundamentação teórica, simulação e prática.

Aproximando a visualização da forma de onda na frequência de comutação, pode-se ver na Figura 6.9 o comportamento das mesmas formas de onda de corrente de entrada e tensão de entrada.

Figura 6.9 – Corrente primária I_1 e tensão primária V_1 no ponto de vista da frequência de comutação.

(I_1 – 3 A/div e V_1 – 20 V/div). Escala de tempo (2 μ s/div).



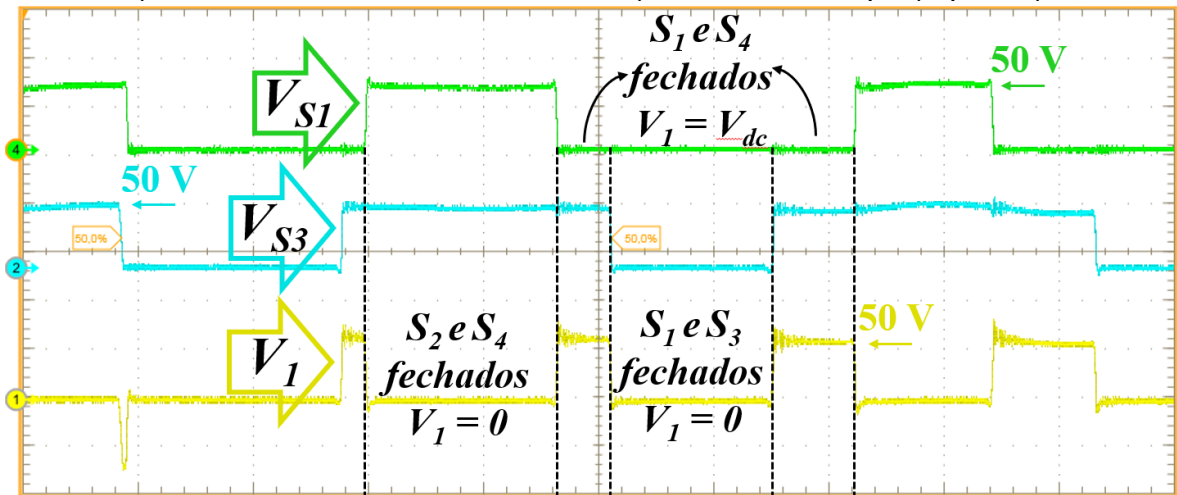
Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A frequência observada é de 500 kHz. Conforme mencionado anteriormente, a modulação em 3 níveis dobra a frequência de comutação.

Ainda analisando no ponto de vista da comutação, apresentam-se, agora, as tensões de entrada e tensões nos interruptores S_1 e S_3 na Figura 6.10.

Figura 6.10 – Tensão em S_1 e S_3 e tensão primária V_1 para o semiciclo positivo de operação.

(V_{S1} e V_{S3} – 40 V/div e V_1 – 40 V/div). Escala de tempo (1 μ s/div).

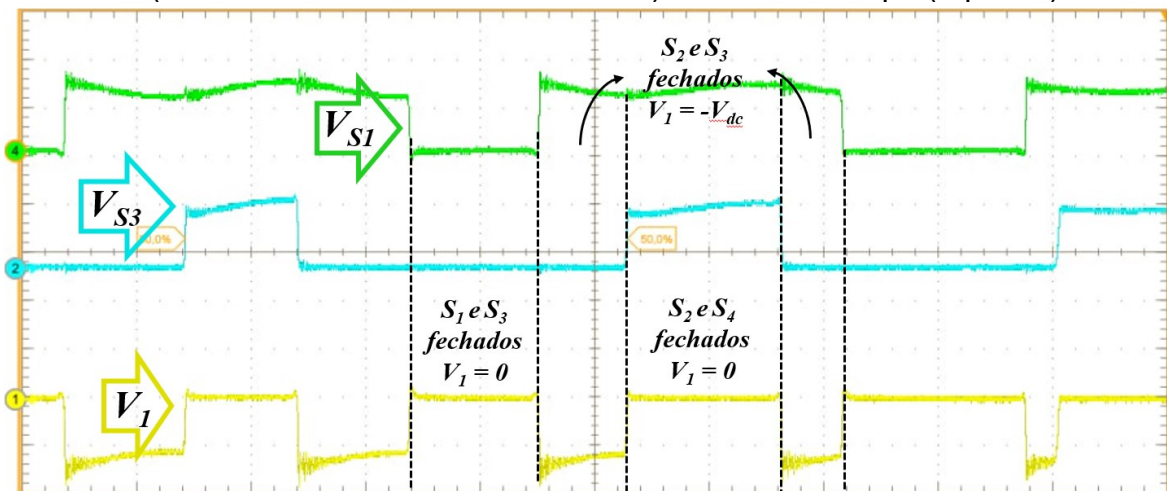


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Como característica da comutação em 3 níveis, pode-se ver também o comportamento da tensão de entrada no tanque LC. Quando S_1 e S_4 estão comandadas a conduzir, a tensão primária V_1 é igual a tensão de entrada V_{DC} . Quando S_2 e S_4 , ou S_1 e S_3 são comandadas a conduzir, a tensão primária é nula, confirmado a operação do conversor previsto na Figura 4.7. Essa lógica é válida para o semiciclo positivo da corrente primária.

Figura 6.11 – Tensão em S_1 e S_3 e tensão primária V_1 para o semiciclo negativo de operação.

(V_{S1} e V_{S3} – 40 V/div e V_1 – 40 V/div). Escala de tempo (1 μ s/div).

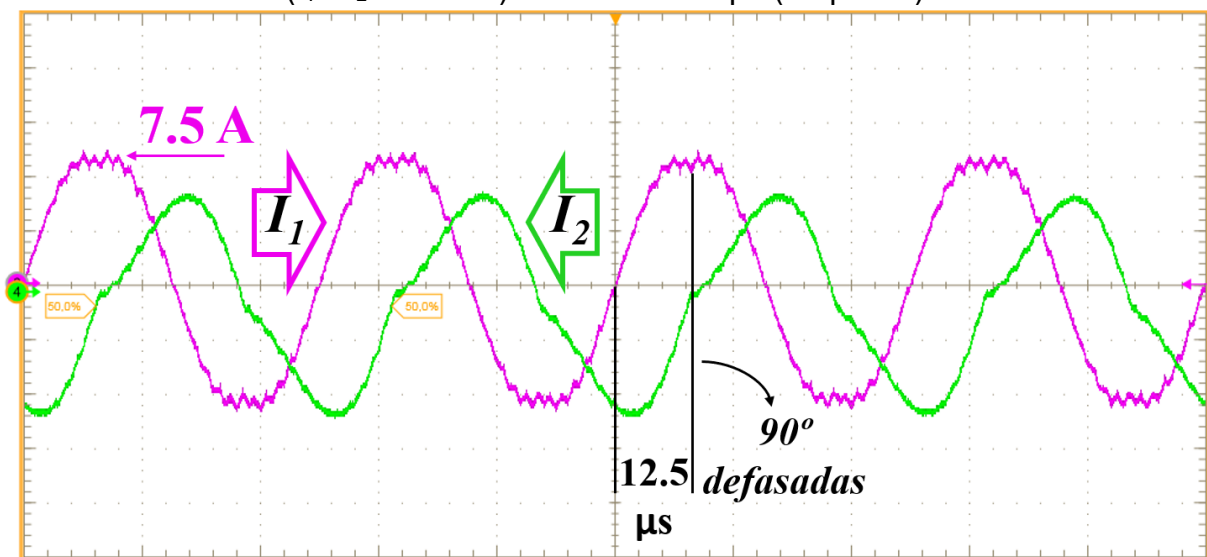


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Da mesma forma para o semiciclo negativo, quando S_2 e S_3 estão comandadas a conduzir, a tensão primária é negativa, com módulo igual a tensão de entrada V_{DC} . Quando S_2 e S_4 , ou S_1 e S_3 são comandadas a conduzir, a tensão primária é nula. Esse comportamento era esperado de acordo com a Figura 4.9, e válido apenas para o semiciclo negativo da corrente primária.

Observa-se agora a Figura 6.12, que mostra a corrente primária I_1 e corrente secundária I_2 .

Figura 6.12 – Corrente primária I_1 e corrente secundária I_2 defasadas em 90° . (I_1 e $I_2 - 3 \text{ A/div}$). Escala de tempo ($20 \mu\text{s/div}$).

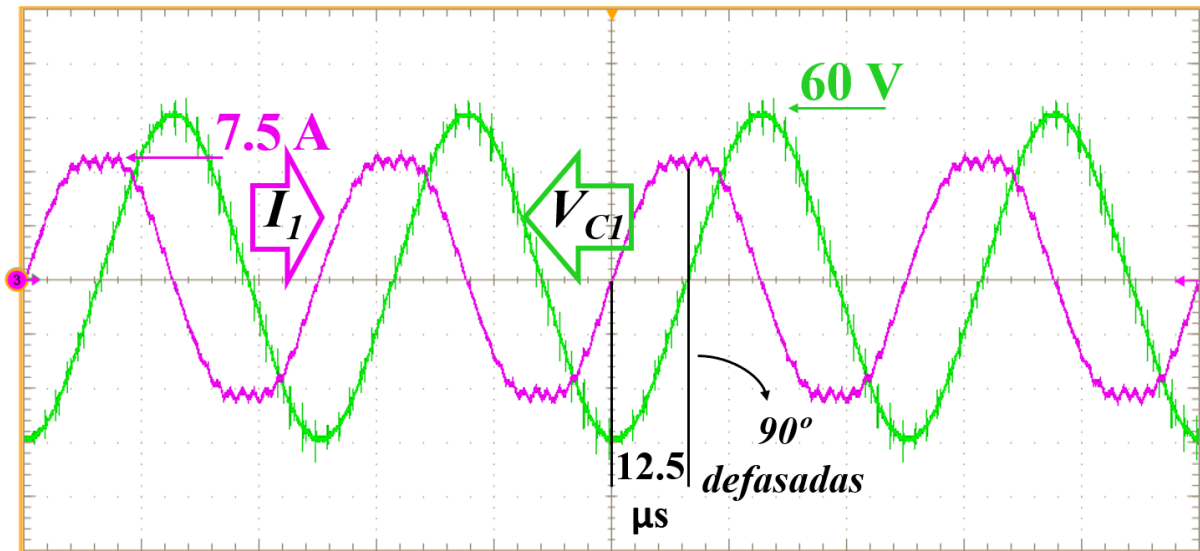


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Essas formas de onda validam o comportamento da indução de energia sem fio com compensação SS com fonte de corrente e o circuito equivalente discutido no item 3.2. A Figura 3.9 indica que a tensão de Thevenin está defasada em 90° da tensão primária V_1 , e isso é refletido nas correntes, dado que o circuito compensado é puramente resistivo. Já que o período ressonante é de $50 \mu\text{s}$, um atraso de 90° entre formas de ondas tem valor de $12,5 \mu\text{s}$. A forma de onda da corrente secundária não é uma senoide perfeita devido à presença do retificador com filtro capacitivo na saída do circuito, que causa distorções na forma de onda.

Analisando o circuito primário, tem-se a corrente primária e tensão no capacitor primário apresentados na Figura 6.13.

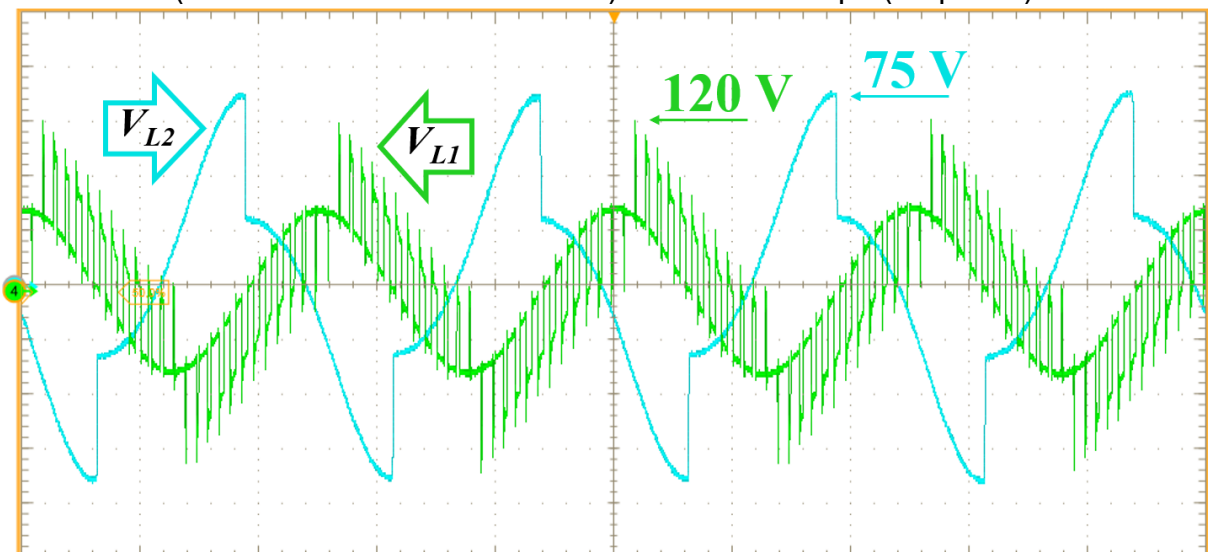
Figura 6.13 – Corrente primária I_1 e tensão no capacitor primário C_1 . ($I_1 - 3 \text{ A/div}$ e $V_{C1} - 20 \text{ V/div}$). Escala de tempo ($20 \mu\text{s/div}$).



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Observa-se que a corrente no capacitor, que é a corrente primária, e a tensão no mesmo são defasadas em 90° . O valor de pico da tensão no capacitor, conforme previsto na Tabela 5.2, foi na faixa de 60 V, valor próximo do esperado. Observando a Figura 6.14, pode-se ver as formas de onda das tensões dos indutores L_1 e L_2 .

Figura 6.14 – Tensão nos indutores primário L_1 e secundário L_2 . ($V_{L1} - 40 \text{ V/div}$ e $V_{L2} - 20 \text{ V/div}$). Escala de tempo ($20 \mu\text{s/div}$).

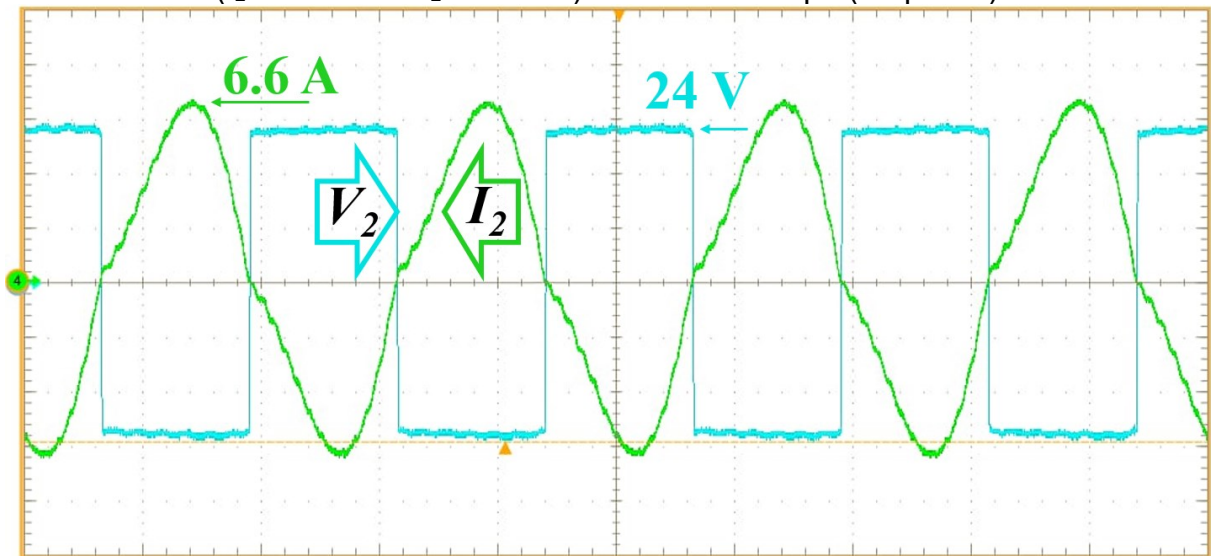


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Observa-se que essas formas de onda são exatamente o demonstrado na simulação, na Figura 5.4. Os valores de pico podem diferir, pois trata-se de uma forma de onda com variação rápida de tensão em um curto intervalo de tempo. Isso implica em picos de sobretensão devido a indutâncias parasitas no circuito real, que não são replicadas na simulação. Isso pode ser notado na forma de onda da tensão no indutor 1, entretanto o valor da tensão no indutor 2 tem valor exatamente esperado conforme simulação.

Observando agora ao estágio secundário do protótipo, é apresentada a Figura 6.15, contendo as formas de onda da tensão e corrente secundária.

Figura 6.15 – Tensão secundária V_2 e corrente secundária I_2 . ($I_2 - 2 \text{ A/div}$ e $V_2 - 8 \text{ V/div}$). Escala de tempo ($20 \mu\text{s/div}$).

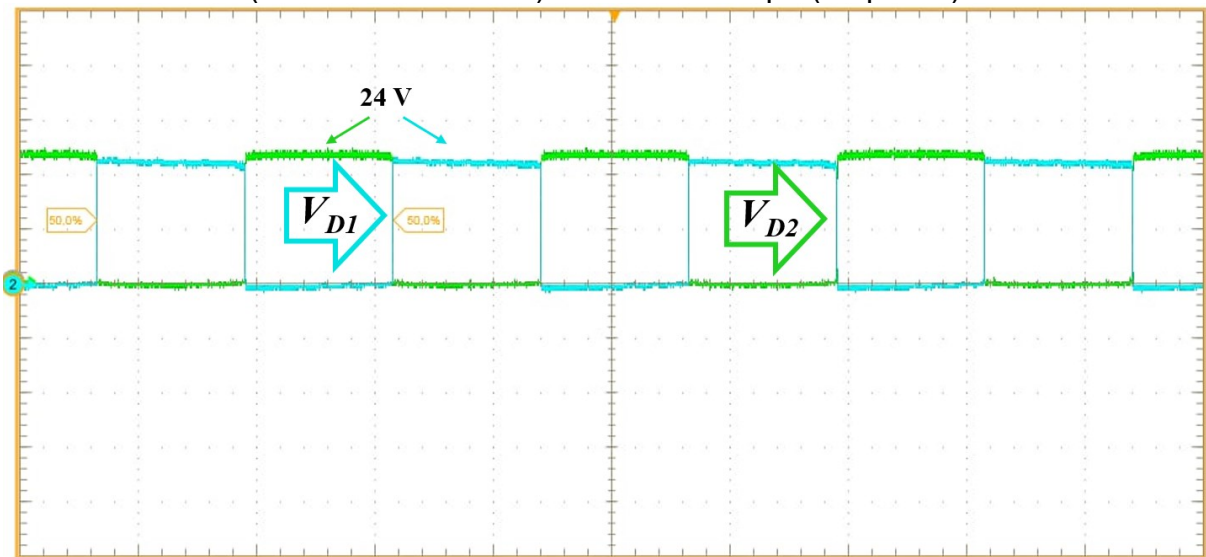


Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Percebe-se que os valores de tensão e corrente no secundário são similares aos calculados e simulados da Tabela 5.2. A tensão secundária V_2 é tem valor máximo igual a tensão de saída estipulada, de 24 V.

A Figura 6.16 traz a tensão aplicada nos diodos, quando bloqueados.

Figura 6.16 – Tensões nos diodos D_1 e D_2 .
(V_{D1} e V_{D2} – 10 V/div). Escala de tempo (20 μ s/div).



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Nota-se novamente que a máxima tensão aplicada nos diodos é igual a tensão de saída do circuito.

Devido ao layout das placas primárias e secundárias, não foi possível obter as formas de onda das correntes dos elementos semicondutores. Entretanto, diante do ilustrado nas demais formas de onda, entende-se que todo o circuito operou conforme esperado.

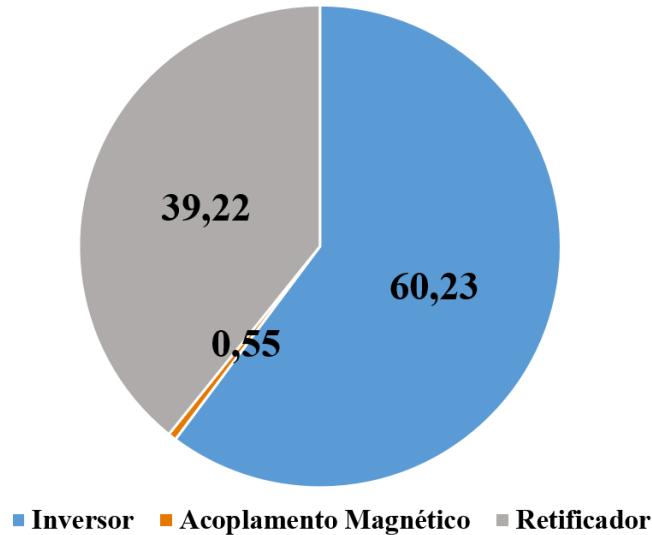
6.4 EFICIÊNCIA E TENSÃO DE SAÍDA

Para analisar a eficiência do conversor com mais precisão, a análise foi dividida em 3 partes, levando em consideração a potência nominal do conversor. O primeiro estágio, composto pelo inversor e o circuito primário apresentou eficiência de 90,14 %. Os pontos de medição para esse estágio foram nos terminais da fonte tensão de entrada e na saída do capacitor C_2 . O segundo estágio, referente ao acoplamento magnético, apresentou eficiência de 99,91 %. Os pontos de medição desse estágio foram na entrada do indutor L_1 e na saída do indutor L_2 . O terceiro estágio, composto pelo retificador e circuito secundário, apresentou eficiência de 93,58 %. Os pontos de medição desse estágio foram na entrada do capacitor C_2 e nos terminais de saída da carga R_L . Unindo os três estágios, tem-se, para potência

nominal de 100 W, eficiência total de 83,67 %. A Figura 6.17 ilustra a distribuição de perdas do conversor para a potência nominal.

Figura 6.17 – Distribuição de Perdas do conversor em potência nominal de 100 W.

Distribuição de Perdas (%)



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Com essa análise, pode-se ver que as maiores perdas ficaram concentradas no estágio inversor. Isso pode ser corrigido através de técnicas de comutação suave, mas principalmente pela troca dos interruptores desse estágio. Interruptores com menores resistências internas podem apresentar menores perdas. Entretanto, interruptores com capacidade dissipar menos energia durante a comutação, aumentarão ainda mais a eficiência, visto que tal comutação não foi suave, e sim forçada no estágio inversor. A mesma solução pode ser aplicada no estágio retificador, com a troca de diodos. A única medida a ser tomada no estágio de acoplamento é o uso de fios mais espessos para os indutores, entretanto, isso não se faz necessário por esse estágio já apresentar uma excelente eficiência.

A Tabela 6.2 traz a eficiência de demais fontes que apresentaram solução similar ao do trabalho proposto.

Tabela 6.2 – Valores de eficiência global para demais autores.

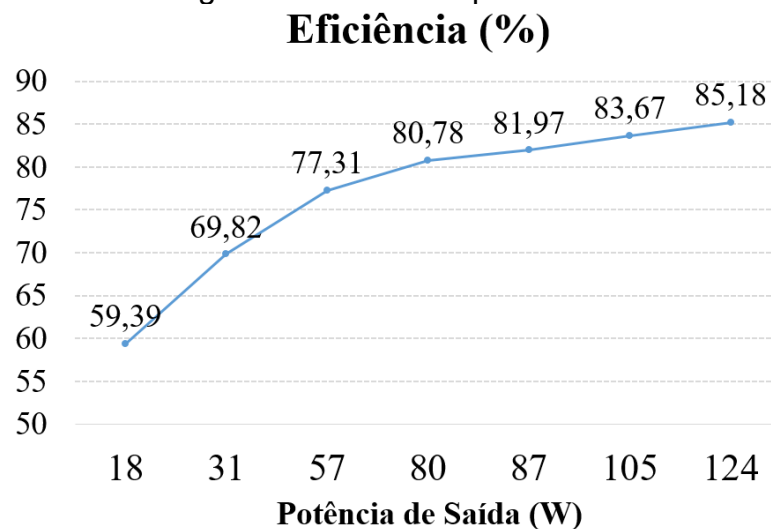
Referência	Eficiência (%)
[3]	85
[4]	83
[6]	85-90
[7]	80
[9]	91

Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

A Tabela 6.2 ilustra que a eficiência do trabalho proposto é compatível com as eficiências obtidas na literatura.

Variando agora a potência de saída, pode-se notar a eficiência do conversor também fora da sua potência nominal, conforme ilustrado na Figura 6.18.

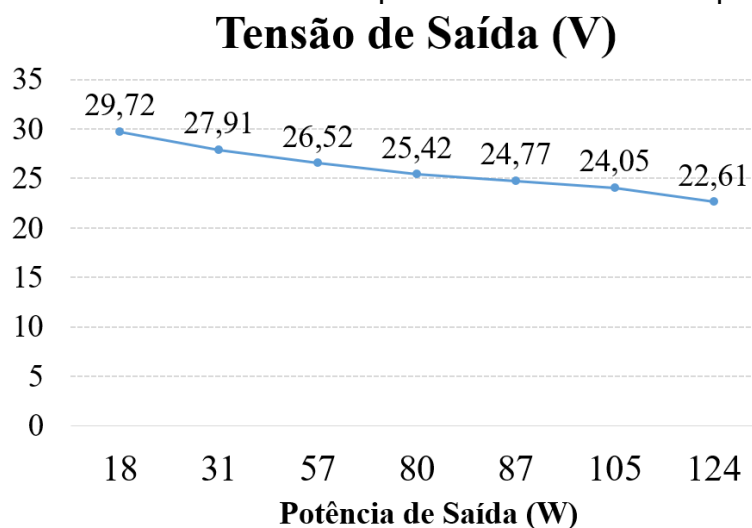
Figura 6.18 – Eficiência geral do conversor para diversas faixas de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Para validar também o comportamento da transmissão indutiva de energia com compensação SS e fonte de corrente na entrada, foi variada a potência de saída e verificada a tensão, e os valores obtidos são ilustrados na Figura 6.19.

Figura 6.19 – Tensão de saída para diversas faixas de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor (2025).

Dessa figura, pode-se ver como a compensação SS com fonte de corrente tem pequena variação de tensão de saída e se apresenta como uma boa solução para fonte de alimentação com alta isolação. Para 18 W, tem-se tensão de 29,72 V. Para 124 W, tem-se tensão de 22,61 V. Numa variação de 20 % até 120 % da potência nominal, houve apenas 7,11 V de variação, cerca de 29,6 % de variação em relação a tensão nominal de 24 V.

7 CONCLUSÃO

Esta tese apresentou uma fonte auxiliar de alta isolamento para conversores de alta tensão baseada em transferência indutiva de potência (IPT), empregando compensação de potência reativa Série–Série (SS). A estratégia de controle impõe comportamento de fonte de corrente na entrada e, por consequência, comportamento de fonte de tensão na saída, explorando a natureza do circuito SS quando corretamente excitado. O resultado é uma solução simples, eficiente e robusta para aplicações que exigem isolamento na ordem de centenas de kV com regulação adequada de tensão e baixo número de componentes.

7.1 ASPECTO CONSTRUTIVO DA TESE

No Capítulo 1, foi apresentada uma contextualização sobre conversores de alta potência e alta tensão, destacando-se a necessidade de fontes auxiliares capazes de alimentar circuitos de comando, em especial os *gate drivers* das chaves de potência. Em aplicações desse tipo, essas fontes devem fornecer níveis adequados de tensão e, simultaneamente, garantir isolamento elétrico na ordem de centenas de quilovolts. Embora existam soluções consolidadas na literatura e na indústria, essas alternativas normalmente implicam grande volume, elevado peso e alto custo, o que limita sua aplicação. Também foram discutidas propostas baseadas em transmissão de energia sem fio, as quais, apesar de promissoras, apresentam restrições práticas e limitações técnicas que ainda dificultam sua ampla adoção.

O Capítulo 2 apresentou os fundamentos da transmissão de energia sem fio por acoplamento indutivo, demonstrando que é possível transferir potência sem a necessidade de um meio físico de conexão entre primário e secundário, diferentemente dos transformadores convencionais. No entanto, foi mostrado que o baixo fator de acoplamento magnético, característico desse tipo de sistema, resulta em elevada circulação de potência reativa, o que compromete significativamente o fator de potência e a eficiência do circuito como um todo. Essa condição constitui uma das principais desvantagens da transferência indutiva de energia e, se não tratada adequadamente, pode tornar a solução tecnicamente inviável.

No Capítulo 3, foram apresentados e analisados os principais métodos de compensação de potência reativa aplicáveis a sistemas de transferência indutiva de

energia. A compensação por meio de capacitores inseridos no circuito foi estudada de forma detalhada, com o equacionamento, análise de formas de onda e avaliação das principais características das topologias SS, SP, PS e PP, todas utilizando dois capacitores. Além disso, foram investigadas as diferenças de comportamento quando o sistema é alimentado por uma fonte de tensão ou por uma fonte de corrente, evidenciando que a natureza da fonte de entrada é determinante para definir o comportamento do conversor na saída.

A proposta central da tese foi apresentada no Capítulo 4, onde se descreve uma fonte de alimentação baseada em transferência indutiva de energia com compensação SS e fonte de corrente imposta na entrada. Nessa arquitetura, os interruptores do inversor de entrada são comandados de forma a impor uma corrente no tanque ressonante LC. O controle dessa corrente é realizado por meio de um sensor de corrente, um controlador digital e um compensador ressonante proporcional. Conforme demonstrado pela fundamentação teórica, essa configuração faz com que a fonte de saída se comporte naturalmente como uma fonte de tensão, apresentando apenas pequena variação do nível de tensão com a variação da carga. A distância física entre os indutores primário e secundário foi dimensionada de forma a garantir isolamento mínima de 125 kV.

No Capítulo 5, foram apresentados os resultados de simulação do conversor proposto. Essa etapa foi essencial para a validação das análises teóricas, verificação das formas de onda esperadas e correto dimensionamento dos componentes. A simulação permitiu analisar o comportamento do circuito em todas as suas etapas, viabilizando ajustes e adaptações no projeto antes da implementação física do sistema, reduzindo riscos e aumentando a confiabilidade do protótipo final.

Os resultados experimentais, apresentados no Capítulo 6, demonstraram que o controle ressonante proporcional é capaz de impor na entrada do conversor uma fonte de corrente senoidal, com frequência e valor de pico controlados. Um protótipo com potência nominal de 100 W foi implementado e testado, operando com tensão de entrada de 50 V e tensão de saída de 24 V. Os resultados mostram que a eficiência global do sistema é satisfatória quando comparada a outras topologias de fontes auxiliares de alta isolamento. A escolha da tensão de entrada de 50 V é compatível com os níveis comumente encontrados em ambientes industriais (48 V),

embora o sistema proposto admita operação com valores de tensão maiores ou menores.

A comparação com outros tipos de compensação apresentados na literatura [65] confirma que a compensação SS com fonte de corrente na entrada resulta, conforme esperado, em uma fonte de tensão na saída.

7.2 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES DA TESE

A contribuição central deste trabalho está na estratégia de modulação e controle adotada para o inversor de entrada, e não na topologia em si. Mais especificamente, o trabalho demonstra que o uso de controle ressonante na imposição da corrente primária permite explorar de forma eficiente a compensação Série-Série em sistemas de transferência indutiva de energia destinados a fontes auxiliares de alta isolação.

O emprego do controle ressonante proporcional garante que a corrente no tanque LC apresente frequência e amplitude fixas, centradas exatamente na frequência de ressonância do sistema. Essa característica é fundamental em aplicações com baixo fator de acoplamento magnético, pois assegura a operação do circuito no ponto em que a compensação reativa SS atua de forma ideal, evitando degradação do fator de potência e perdas associadas à circulação excessiva de energia reativa.

Diferentemente de abordagens existentes, que dependem do desvio da frequência de operação, do acréscimo de estágios LC adicionais ou de arquiteturas mais complexas para obter estabilidade e regulação, a solução proposta atinge o comportamento desejado exclusivamente por meio do controle e da modulação do inversor. Dessa forma, o conversor passa a apresentar, de maneira natural, comportamento de fonte de tensão na saída, sem necessidade de modificações topológicas ou de estágios extras de condicionamento.

Essa abordagem baseada em controle ressonante mostrou-se particularmente adequada para fontes auxiliares com elevado requisito de isolação, pois permite manter grandes distâncias físicas entre os indutores acoplados, eliminando conexões elétricas diretas entre primário e secundário. Como consequência, obtém-se uma solução com baixo peso e reduzido volume,

especialmente quando comparada a transformadores isolados convencionais e a outras arquiteturas propostas na literatura para a mesma finalidade.

Os resultados experimentais confirmam que a estratégia de controle adotada mantém o sistema estável, com regulação de tensão compatível com a aplicação e eficiência global coerente com os valores reportados na literatura, mesmo sob condições de fraco acoplamento magnético. Isso demonstra que o uso do controle ressonante não apenas viabiliza a operação confiável do conversor, como também preserva o desempenho energético, aspecto crítico em sistemas auxiliares de eletrônica de potência.

Assim, a principal novidade desta tese reside na integração do controle ressonante como ferramenta-chave de modulação para sistemas IPT de alta isolamento, permitindo que uma topologia simples, com compensação SS, seja utilizada como fonte auxiliar de tensão, de forma eficiente, compacta e flexível. Essa contribuição amplia o campo de aplicação da transferência indutiva de energia e oferece uma alternativa prática e tecnicamente consistente para alimentação de gate drivers e circuitos auxiliares em conversores de média e alta tensão.

7.3 PONTOS FORTES E OPORTUNIDADES DE TRABALHOS FUTUROS

Algumas outras vantagens do sistema proposto em comparação com as soluções existentes são:

- Menos componentes em comparação com [8];
- Operação na ressonância, resultando em melhor FP do que [4] e [6];
- Compensação SS com eficiência superior à SP nos cenários avaliados [65], [5], e [7];

As desvantagens do sistema proposto e as possíveis soluções que podem ser objeto de estudo de trabalhos futuros são:

- Baixa eficiência das chaves do estágio inversor. A substituição dessas chaves por outras com menor dissipação de energia na comutação pode elevar a eficiência desse estágio e a eficiência geral;
- Comutação forçada no estágio inversor. Técnicas de comutação suave também podem ser aplicadas nesse estágio, visando reduzir ainda mais as perdas por comutação.

- Complexidade do controle ressonante. A aplicação de um controle mais simples e que exija menor poder de processamento da parte do controlador digital pode tornar possível o uso de um controlador mais barato e simples. Também é encorajada a aplicação de demais tipos de controle e analisar se a eficiência do conversor pode ser melhorada com diferentes compensadores.
- Distorção da forma de onda da corrente primária. Por conta da frequência de comutação de 250 kHz, existe deformação da forma senoidal de referência da corrente primária. Essa limitação técnica piora o desempenho do sistema. O uso de gate drivers mais rápidos no inversor de entrada aliado a chaves melhores irá tornar a forma de onda da corrente primária mais similar a uma senoide perfeita.
- Regulação da tensão de saída. Apesar de uma baixa variação de tensão de saída em relação a variação de potência, ainda não é um valor fixado em 24 V. A aplicação de um estágio secundário de saída para melhor controle dessa tensão é desejável. Visto que a variação da tensão de saída do trabalho proposto é pequena, um conversor simples e baixa complexidade já pode ser o suficiente para tornar todo o sistema mais robusto e confiável, sem perder a isolamento necessária.
- A bobina construída apresentou boa eficiência e funcionamento. Entretanto, demais aspectos construtivos das bobinas podem ser construídos e testados para analisar se há melhorias em diversos aspectos do conversor.

7.4 CONCLUSÕES EXPERIMENTAIS

Do que estava proposto inicialmente, esperava-se uma variação de tensão mínima diante a variação de carga, e isso foi alcançado nos resultados experimentais. Para uma potência próxima de 20 W, foi obtida tensão de 29,72 V, em comparação a tensão esperada de 26 V. Isso demonstra que o projeto proposto era ainda mais pessimista em relação as perdas do que a realidade. A forma de onda de corrente primária distorcida também apresentou uma mudança nos valores esperados de tensão de saída.

O maior desafio experimental do trabalho proposto foi o controle ressonante. A sua configuração, sintonização e aplicação se mostraram complexas. Pequenas mudanças na margem de fase ou ganho apresentavam resultados insatisfatórios para o projeto. Diversas técnicas foram aplicadas no controle para que o mesmo pudesse ser robusto e operar bem, mesmo com pequenas variações e interferências.

Conclui-se que o conversor implementado obteve resultados experimentais esperados diante do proposto e coerente com a literatura publicada até o momento. Mesmo com as suas desvantagens e desafios, ele apresenta vantagens que superam as aplicações já existentes na literatura. A combinação da eficiência, peso e volume, e versatilidade de aplicações são novidades na literatura. As desvantagens apresentadas podem ser contornadas com soluções simples, o que pode tornar esse sistema ainda melhor. A isolação entre primário e secundário é compatível com aplicações em conversores de alta tensão na faixa de centenas de kV. Essa isolação pode ainda ser elevada afastando as bobinas primária e secundária, tomando outras medidas para manter a eficiência e capacidade de condução de potência.

7.5 PUBLICAÇÕES CIENTÍFICAS

A execução dessa tese, com a fundamentação teórica, resultados de simulação e por fim os resultados experimentais, produziram 2 artigos publicados.

O primeiro, cujo título foi "*Reactive Power Compensation types Overview for Inductive Power Transfer Systems*", foi publicado no "*2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)*" [65].

O segundo, intitulado "*High Isolation Auxiliary Power Source for High Voltage Converters Employing Wireless Inductive Power Transfer*", foi publicado na "*IEEE Access*, Ano: 2025, Volume: 13" [66].

Essas publicações consolidam a proposta e confirmam sua aplicabilidade como fonte de alimentação para gate drivers em alta tensão e outras aplicações que exijam isolação elétrica elevada.

REFERÊNCIAS

- [1] **DEBNATH, S.; QIN, J.; BAHRANI, B.; SAEEDIFARD, M.; BARBOSA, P.** Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: a review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 1, p. 37–53, jan. 2015. DOI: [10.1109/TPEL.2014.2309937](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2309937).
- [2] **DA SILVA, R. L.; BORGES, V. L. F.; POSSAMAI, C. E.; BARBI, I.** Solid-state transformer for power distribution grid based on a hybrid switched-capacitor LLC-SRC converter: analysis, design, and experimentation. *IEEE Access*, v. 8, p. 141182–141207, 2020. DOI: [10.1109/ACCESS.2020.3013188](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3013188).
- [3] **MARXGUT, C.; BIELA, J.; KOLAR, J. W.; STEINER, R.; STEIMER, P. K.** DC-DC converter for gate power supplies with an optimal air transformer. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*, 25., 2010, Palm Springs. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2010. p. 1865–1870. DOI: [10.1109/APEC.2010.5433487](https://doi.org/10.1109/APEC.2010.5433487).
- [4] **ZHANG, W.; WONG, S. C.; TSE, C. K.; CHEN, Q.** Design for efficiency optimization and voltage controllability of series–series compensated inductive power transfer systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 1, p. 191–200, jan. 2014. DOI: [10.1109/TPEL.2013.2249112](https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2249112).
- [5] **ZHANG, W.; WONG, S. C.; TSE, C. K.; CHEN, Q.** Analysis and comparison of secondary series-and parallel-compensated inductive power transfer systems operating for optimal efficiency and load-independent voltage-transfer ratio. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 6, p. 2979–2990, jun. 2014. DOI: [10.1109/TPEL.2013.2273364](https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2273364).
- [6] **WUNSCH, S.; STEINER, R.; STEIMER, P. K.; KOLAR, J. W.** Inductive power transfer for auxiliary power of medium voltage converters. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC*, 2015, Charlotte. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2015. p. 1865–1870. DOI: [10.1109/APEC.2015.7104710](https://doi.org/10.1109/APEC.2015.7104710).

- [7] **STEINER, R.; STEIMER, P. K.; KRISMER, F.; KOLAR, J. W.** Contactless energy transmission for an isolated 100W gate driver supply of a medium voltage converter. In: *IEEE Industrial Electronics Conference – IECON*, 35., 2009, Porto. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2009. p. 302–307. DOI: [10.1109/IECON.2009.5414939](https://doi.org/10.1109/IECON.2009.5414939).
- [8] **NGUYEN, T.; BHATTACHARYA, S.** Design of isolated gate driver power supply in medium voltage converters using high frequency and compact wireless power transfer. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition – ECCE*, 2019, Baltimore. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2019. p. 1–8. DOI: [10.1109/ECCE.2019.8912184](https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8912184).
- [9] **TAKASAKI, M.; YAMAMOTO, T.; KAWAMURA, A.** Wireless power transfer system for gate power supplies of modular multilevel converters. In: *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference – IPEMC-ECCE Asia*, 8., 2016, Hefei. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2016. p. 1–8. DOI: [10.1109/IPEMC.2016.7512805](https://doi.org/10.1109/IPEMC.2016.7512805).
- [10] **ALEXANDER, Charles K.; SADIKU, Matthew N. O.** Fundamentos de circuitos elétricos. 5. ed. Porto Alegre: AMGH Editora, 2013.
- [11] **HALLIDAY, David; RESNICK, Robert; WALKER, Jearl.** Fundamentos da física: eletromagnetismo. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2008. v. 3.
- [12] **BOYLESTAD, Robert L.** Introdução à análise de circuitos. Tradução de Daniel Vieira e Jorge Ritter. Revisão técnica de Benedito Donizeti Bonatto. 13. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2019.
- [13] **BUJA, G.; BERTOLUZZO, M.; MUDE, K. N.** Design and experimentation of WPT charger for electric city car. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 12, p. 7771–7780, 2015. DOI: [10.1109/TIE.2015.2455524](https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2455524).

- [14] **WHEELER, H. A.** Simple inductance formulas for radio coils. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, v. 16, n. 10, p. 1398–1400, 1928. DOI: [10.1109/JRPROC.1928.221309](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1928.221309).
- [15] **GROVER, F. W.** *Formulas and tables for the calculation and design of single-layer coils*. Washington, D.C.: U.S. National Bureau of Standards, 1925.
- [16] **MOHAN, S. S. et al.** Simple accurate expressions for planar spiral inductances. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, v. 34, n. 10, p. 1419–1424, 1999. DOI: [10.1109/4.792620](https://doi.org/10.1109/4.792620).
- [17] **ADITYA, K.** Analytical design of Archimedean spiral coils used in inductive power transfer for electric vehicles application. *Electrical Engineering*, v. 100, p. 1819–1826, 2018. DOI: [10.1007/s00202-017-0663-7](https://doi.org/10.1007/s00202-017-0663-7).
- [18] **MILLER, J. M. et al.** Grid side regulation of wireless power charging of plug-in electric vehicles. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, Raleigh. Proceedings [...]. IEEE, 2012. p. 261–268. DOI: [10.1109/ECCE.2012.6342814](https://doi.org/10.1109/ECCE.2012.6342814).
- [19] **SILVA, N. F. O. da.** *Conversor wireless para carga rápida de supercapacitores*. 2017. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/187802>. Acesso em: 27 jul. 2025.
- [20] **GAZULLA, J. L. V.** *Sistemas de transferencia de energía para vehículos eléctricos mediante acoplamiento inductivo*. 2009. Tese (Doutorado em Ingeniería Elétrica) – Universidad de Zaragoza, Zaragoza. Disponível em: <https://zaguan.unizar.es/record/3382/files/TESIS-2009-072.pdf>. Acesso em: 27 jul. 2025.
- [21] **MUDE, K. et al.** Inductive characteristics of different coupling setups for wireless charging of an electric city-car. *Journal of Electrical Engineering*, v. 65, n. 1, p. 3–9, 2014. DOI: [10.2478/jee-2014-0001](https://doi.org/10.2478/jee-2014-0001).

- [22] **THRONGNUMCHAI, C. et al.** Design and evaluation of a wireless power transfer system with series-parallel compensation topology. *Energy Procedia*, v. 34, p. 508–517, 2013. DOI: [10.1016/j.egypro.2013.06.783](https://doi.org/10.1016/j.egypro.2013.06.783).
- [23] **KHAN, F. et al.** Accurate modeling of coil inductance for near-field wireless power transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 11, p. 8961–8971, 2018. DOI: [10.1109/TIE.2018.2801819](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2801819).
- [24] **MUDE, K. et al.** Wireless power transfer for electric vehicle: a comprehensive review and design approach. *International Journal of Engineering Research & Technology*, v. 4, n. 5, p. 1107–1113, 2015. DOI: [10.17577/IJERTV4IS050735](https://doi.org/10.17577/IJERTV4IS050735).
- [25] **AZAMBUJA, Ricardo de.** *Avanços no desempenho de circuitos acoplados indutivamente com compensação capacitiva e ajuste da frequência*. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre. Disponível em: <https://lume.ufrgs.br/handle/10183/75711>. Acesso em: 27 jul. 2025.
- [26] **WANG, Chwei-Sen; STIELAU, O. H.; COVIC, Grant A.** Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 5, p. 1308–1314, 2005. DOI: [10.1109/TIE.2005.855672](https://doi.org/10.1109/TIE.2005.855672).
- [27] **JAMAL, A. A.; MOHAMED, A.; HUSSAIN, S.** A study on performances of different compensation topologies for loosely coupled inductive power transfer system. *International Journal of Engineering and Technology*, v. 5, n. 2, p. 179–184, 2013. DOI: [10.7763/IJET.2013.V5.550](https://doi.org/10.7763/IJET.2013.V5.550).
- [28] **WANDEROILD, Y.; MOREL, A.; GRÉZAUD, R.; PILLONNET, G.; BERGOGNE, D.; RAZIK, H.** Optimal compensation capacitors maximizing coreless inductive power transfer. In: *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2017. DOI: [10.1109/PCIM.2017.7990934](https://doi.org/10.1109/PCIM.2017.7990934).

- [29] **LI, Siqi; MI, Chunting Chris.** Wireless power transfer for electric vehicle applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 3, n. 1, p. 4–17, 2015. DOI: [10.1109/JESTPE.2014.2319453](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2014.2319453).
- [30] **PATIL, Devendra; MCDONOUGH, M.; MILLER, J. M.; FAHIMI, B.; BALSARA, P. T.** Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 4, n. 1, p. 38–63, 2018. DOI: [10.1109/TTE.2017.2780627](https://doi.org/10.1109/TTE.2017.2780627).
- [31] **KHALIGH, A.; DUSMEZ, S.** Comprehensive topological analysis of conductive and inductive charging solutions for plug-in electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 61, n. 8, p. 3475–3489, 2012. DOI: [10.1109/TVT.2012.2213104](https://doi.org/10.1109/TVT.2012.2213104).
- [32] **SALLAN, J.; VILLAREJO, M.; SASTRE, J.; GAGO, J.; DELGADO, J.** Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 809–818, 2009. DOI: [10.1109/TIE.2008.2007023](https://doi.org/10.1109/TIE.2008.2007023).
- [33] **NGUYEN, V. T.; GOHIL, G.** Dual-output isolated gate driver power supply for medium voltage converters using high frequency wireless power transfer. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, New Orleans, LA, USA, 2020. p. 1821–1828. DOI: [10.1109/APEC39645.2020.9124146](https://doi.org/10.1109/APEC39645.2020.9124146).
- [34] **ADITYA, K.; WILLIAMSON, S. S.** Comparative study of Series-Series and Series-Parallel compensation topologies for electric vehicle charging. In: *IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS – ISIE*, 23., 2014, Istanbul. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2014. p. 426–430. DOI: [10.1109/ISIE.2014.6864651](https://doi.org/10.1109/ISIE.2014.6864651).
- [35] **SAFAEE, A.; WORONOWICZ, K.; DICKSON, T.** Reactive power compensation in three phase high output inductive power transfer. In: *IEEE ELECTRICAL POWER AND ENERGY CONFERENCE – EPEC*, 2015. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2015. p. 375–380. DOI: [10.1109/EPEC.2015.7379979](https://doi.org/10.1109/EPEC.2015.7379979).

- [36] **COVIC, G. A.; BOYS, J. T.; KISSIN, M. L. G.; LU, H. G.** *A Three-Phase Inductive Power Transfer System for Roadway-Powered Vehicles*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 3370–3378, dez. 2007. DOI: [10.1109/TIE.2007.904025](https://doi.org/10.1109/TIE.2007.904025).
- [37] **SAFAEE, A.; WORONOWICZ, K.; MAKNOUNINEJAD, A.** *Reactive Power Compensation Scheme for an Imbalanced Three-Phase Series-Compensated Wireless Power Transfer System with a Star-Connected Load*. In: *IEEE TRANSPORTATION ELECTRIFICATION CONFERENCE AND EXPO – ITEC*, 2018. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2018. p. 44–48. DOI: [10.1109/ITEC.2018.8450264](https://doi.org/10.1109/ITEC.2018.8450264).
- [38] **SEITZ, P.; PARSPOUR, N.; ZIMMER, M.** *A scaled model for investigations of three-phase contactless energy transfer systems*. In: *IEEE WIRELESS POWER TRANSFER CONFERENCE – WPTC*, 2017. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2017. p. 1–4. DOI: [10.1109/WPT.2017.7953889](https://doi.org/10.1109/WPT.2017.7953889).
- [39] **SU, G.; ONAR, O. C.; PRIES, J.; GALIGEKERE, V. P.** *Variable Duty Control of Three-Phase Voltage Source Inverter for Wireless Power Transfer Systems*. In: *IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION – ECCE*, 2019, Baltimore. Anais [...]. Piscataway: IEEE, 2019. p. 2118–2124. DOI: [10.1109/ECCE.2019.8912565](https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8912565).
- [40] **BAC, N. X.; VILATHGAMUWA, D. M.; MADAWALA, U. K.** *A matrix converter based Inductive Power Transfer system*. *2012 10th International Power & Energy Conference (IPEC)*, 2012, p. 509–514. <https://doi.org/10.1109/ASSCC.2012.6523320>
- [41] **BAC, N. X.; VILATHGAMUWA, D. M.; MADAWALA, U. K.** *A SiC-Based Matrix Converter Topology for Inductive Power Transfer System*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 8, p. 4029–4038, 2014. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2291434>
- [42] **BERGER, A.; AGOSTINELLI, M.; VESTI, S.; OLIVER, J. A.; COBOS, J. A.; HUEMER, M.** *A Wireless Charging System Applying Phase-Shift and Amplitude Control to Maximize Efficiency and Extractable Power*. *IEEE Transactions on Power*

Electronics, v. 30, n. 11, p. 6338–6348, 2015.
<https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2410216>

[43] **DENG, Q.; LIU, J.; CZARKOWSKI, D.; HU, W.; ZHOU, H.** An Inductive Power Transfer System Supplied by a Multiphase Parallel Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 9, p. 7039–7048, 2017.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2686351>

[44] **KIM, J. H. et al.** Development of 1-MW Inductive Power Transfer System for a High-Speed Train. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 10, p. 6242–6250, 2015. <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2417122>

[45] **LI, M.; ZHU, G.-R.; LU, J.-H.; LI, W.-J.; LI, B.; LUO, B.-Y.** A Three-bridge Topology for Constant Current and Constant Voltage Output in IPT System. *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, 2018, p. 1–5. <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590448>

[46] **LU, J.-H.; LI, W.-J.; LI, B.; ZHU, G.-R.** Variable Compensation Network for Achieving Constant Current or Voltage Output in IPT System. *2016 International Conference on Industrial Informatics - Computing Technology, Intelligent Technology, Industrial Information Integration (ICIICII)*, 2016, p. 14–17.
<https://doi.org/10.1109/ICIICII.2016.0015>

[47] **MORADEWICZ, A. J.; KAZMIERKOWSKI, M. P.** Contactless Energy Transfer System With FPGA-Controlled Resonant Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 9, p. 3181–3190, 2010.
<https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2051395>

[48] **YEO, T.; KWON, D.; KHANG, S.; YU, J.** Design of Maximum Efficiency Tracking Control Scheme for Closed-Loop Wireless Power Charging System Employing Series Resonant Tank. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 1, p. 471–478, 2017. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2523121>

[49] **NAYAK, P. S. R.; KISHAN, D.** Performance analysis of series/parallel and dual side LCC compensation topologies of inductive power transfer for EV battery

charging system. *Frontiers in Energy*, v. 14, p. 166–179, 2020. DOI: [10.1007/s11708-018-0549-z](https://doi.org/10.1007/s11708-018-0549-z)

[50] **MATSUMOTO, H.; NEBA, Y.; IURA, H.; TSUTSUMI, D.; ISHIZAKA, K.; ITOH, R.** Trifoliate Three-Phase Contactless Power Transformer in Case of Winding-Alignment. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 1, p. 53–62, jan. 2014. DOI: [10.1109/TIE.2013.2242421](https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2242421)

[51] **BOSSHARD, R.; BADSTÜBNER, U.; KOLAR, J. W.; STEVANOVIĆ, I.** Comparative evaluation of control methods for Inductive Power Transfer. *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, 2012, p. 1–6. DOI: [10.1109/ICRERA.2012.6477400](https://doi.org/10.1109/ICRERA.2012.6477400)

[52] **CHAO, Y.; SHIEH, J.; PAN, C.; SHEN, W.** A Closed-form Oriented Compensator Analysis for Series-parallel Loosely Coupled Inductive Power Transfer Systems. *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007, p. 1215–1220. DOI: [10.1109/PESC.2007.4342166](https://doi.org/10.1109/PESC.2007.4342166)

[53] **HAO, H.; COVIC, G.; KISSIN, M.; BOYS, J.** A parallel topology for inductive power transfer power supplies. *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011, p. 2027–2034. DOI: [10.1109/APEC.2011.5744875](https://doi.org/10.1109/APEC.2011.5744875)

[54] **SATO, F.; NOMOTO, T.; KANO, G.; MATSUKI, H.; SATO, T.** A new contactless power-signal transmission device for implanted functional electrical stimulation (FES). *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 40, n. 4, p. 2964–2966, jul. 2004. DOI: [10.1109/TMAG.2004.830416](https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.830416)

[55] **ZHANG, Y.; ZHAO, Z.; JIANG, Y.** Modeling and analysis of wireless power transfer system with constant-voltage source and constant-current load. *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, p. 975–979. DOI: [10.1109/ECCE.2017.8095891](https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8095891)

[56] **SAMANTA, S.; RATHORE, A. K.; THRIMAWITHANA, D. J.** Analysis and Design of Current-Fed Half-Bridge (C)(LC)–(LC) Resonant Topology for Inductive

Wireless Power Transfer Application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 53, n. 4, p. 3917–3926, jul./ago. 2017. DOI: [10.1109/TIA.2017.2681622](https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2681622)

[57] **RAVIKIRAN, V.; KESHRI, R. K.** Comparative evaluation of S-S and P-S topologies for wireless charging of electrical vehicles. *IECON 2017 – 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017, p. 5324–5329. DOI: [10.1109/IECON.2017.8216922](https://doi.org/10.1109/IECON.2017.8216922)

[58] **VILLA, J. L.; SALLAN, J.; SANZ OSORIO, J. F.; LLOMBART, A.** High-Misalignment Tolerant Compensation Topology For ICPT Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 2, p. 945–951, fev. 2012. DOI: [10.1109/TIE.2011.2161055](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2161055)

[59] **THRIMAWITHANA, D. J.; MADAWALA, U. K.** A Generalized Steady-State Model for Bidirectional IPT Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 10, p. 4681–4689, out. 2013. DOI: [10.1109/TPEL.2012.2237416](https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2237416)

[60] **MADAWALA, U. K.; THRIMAWITHANA, D. J.** A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 10, p. 4789–4796, out. 2011. DOI: [10.1109/TIE.2011.2114312](https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2114312)

[61] **CHA, H.; VU, T.-K.; KIM, J.-E.** Design and control of Proportional-Resonant controller based Photovoltaic power conditioning system. *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, San Jose, CA, EUA. p. 2198–2205. DOI: [10.1109/ECCE.2009.5316374](https://doi.org/10.1109/ECCE.2009.5316374)

[62] **NAZERI, A. A.; ZACHARIAS, P.; IBANEZ, F. M.; SOMKUN, S.** Design of Proportional-Resonant Controller with Zero Steady-State Error for a Single-Phase Grid-Connected Voltage Source Inverter with an LCL Output Filter. *2019 IEEE Milan PowerTech*, 2019, Milan, Itália. p. 1–6. DOI: [10.1109/PTC.2019.8810554](https://doi.org/10.1109/PTC.2019.8810554)

[63] **ZHANG, W.; CANTARELLAS, A. M.; REMON, D.; LUNA, A.; RODRIGUEZ, P.** A proportional resonant controller tuning method for grid connected power converters with LCL+trap filter. *2014 International Conference on Renewable Energy*

Research and Application (ICRERA), 2014, Milwaukee, WI, EUA. p. 445–450. DOI: [10.1109/ICRERA.2014.7016425](https://doi.org/10.1109/ICRERA.2014.7016425)

[64] **PACHECO, Leonardo Freire.** Conversor série ressonante bidirecional operando como transformador de estado sólido. *Florianópolis*, 2019. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/214315>

[65] **PACHECO, L. F.; KIRSTEN, A. L.** An Overview of Reactive Power Compensation Strategies in Inductive Power Transfer Systems. *2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)*, Florianópolis, Brasil, 2023. p. 1–8. DOI: [10.1109/SPEC56436.2023.10408263](https://doi.org/10.1109/SPEC56436.2023.10408263)

[66] **PACHECO, L. F.; BERNARDI, G. C.; KIRSTEN, A. L.** High isolation auxiliary power source for high voltage converters employing wireless inductive power transfer. *IEEE Access*, v. 13, p. 64216–64225, 2025. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2025.3559762>.

APÊNDICE A – Código Fonte do Controlador Digital Ressonante

```

1 //Código desenvolvido no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da UFSC durante
  período
2 //de IC (ago/2023-ago/2024) por Gustavo Crema Bernardi, graduando de Engenharia
  Elétrica.
3 //-----
4 //Includes
5 #include "F2837xD_device.h"
6 #include "F28x_Project.h"
7 #include <math.h>
8 //-----
9 //Defines
10 #define RESULTS_BUFFER_SIZE 100
11 //Variáveis globais
12 float F_PWM = 250000; //frequência do PWM
13 float T_PWM; //período que vai ser calculado depois
14 float DB = 0; //definindo o tempo morto como zero (vai ser
  calculado depois)
15 float T_Dead = 0.04; //tempo morto 4% do período total
16 int i; //variável de contagem
17 //volatile float AdccResults[RESULTS_BUFFER_SIZE];
18 Uint16 resultsIndex; //variáveis que verificam o estado do buffer (se
  está cheio)
19 volatile Uint16 bufferFull;
20 //Variáveis de controle
21 float e, e1, e2; //erro
22 float d, d1, d2; //razão de controle
23 float d_corrigido, d_corrigido_inv; //razão de controle corrigida para
  ser
24 //implementada na portadora do DSP
  (0->T_PWM)
25 float amplitude = 7.5; //amplitude da senóide de referência
26 int angle = 0; //ângulo atual para verificar o seno
27 int counter = 0; //contador para 20 kHz
28 //float Iref[RESULTS_BUFFER_SIZE]; //corrente de referência
29 float AdccResults; //valor amostrado
30 float controle[RESULTS_BUFFER_SIZE];
31 float max = 0.0;
32 const float Iref[25] = {
33     0.0, 0.248689887, 0.481753674, 0.684547106, 0.844327926, 0.951056516, 0.998026728,
    0.982287251,
34     0.904827052, 0.770513243, 0.587785252, 0.368124553, 0.125333234, -0.125333234, -
    0.368124553, -0.587785252,
35     -0.770513243, -0.904827052, -0.982287251, -0.998026728, -0.951056516, -0.844327926
    , -0.684547106,
36     -0.481753674, -0.248689887
37 };
38 //-----
39 //Chamando as interrupções
40 __interrupt void isr_cpu_timer0(void); //interrupção do Timer
41 __interrupt void isr_adc(void); //interrupção do adc
42 //-----
43 //Chamando a função de controle pois ela está sendo declarada depois de ser chamada a
  primeira vez no código
44 void control(float Isamp); //declarando a função de controle
45 //-----
46 //Criando as interrupções
47 //Interrupção do Timer
48 __interrupt void isr_cpu_timer0(void){
49     GpioDataRegs.GPATOGGLE.bit.GPIO31 = 1; //GPIO 31 fica trocando de alto/baixo
    (toggle muda o estado anterior)
50     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;}
51 //Interrupção do ADC
52 __interrupt void isr_adc(void){
53     GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO14 = 1; //pino para observar tempo de execução da
    interrupção
54     //AdccResults = -(AdccResultRegs.ADCRESULT0 - 2490)*0.01068435;
55     AdccResults = -((float)AdccResultRegs.ADCRESULT0 - 2518.5)*0.0216446;
56     if(angle >= 25){angle = 0;}

```

```

57     if(AdccResults > max){max = AdccResults;}
58     e = amplitude*Iref[angle++] - AdccResults;
59     d = 1.933*d1 - 0.9951*d2 + 0.0085*e - 0.0118*e1 + 0.0037*e2;
60     //d = 1.7541*d1 - 0.9906*d2 + 0.0825*e - 0.1658*e1 + 0.1057*e2; //250k
61     if(d > 0.9){ //definindo limites para o controle como medida de segurança
62         d = 0.9; //razão cíclica fica preferencialmente entre 10% e 90%
63     } //valores muito baixos ou muito altos podem levar à instabilidade
64     if(d < -0.9){
65         d = -0.9; }
66     if(counter>=RESULTS_BUFFER_SIZE){counter = 0;}
67     controle[counter++] = d;
68     d_corrigido = (d+1)*0.5*T_PWM; //corrigindo valor do controle para valores
        proporcionais no DSP
69     EALLOW;
70     EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint16)d_corrigido; //atualizando o valor da
        compação do PWM
71     EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = (Uint16)d_corrigido;
72     EDIS;
73     e2 = e1;
74     e1 = e;
75     d2 = d1;
76     d1 = d;
77     if(RESULTS_BUFFER_SIZE <= resultsIndex){
78         resultsIndex = 0;
79         bufferFull = 1;
80     }
81     AdccRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
82     // Check if overflow has occurred
83     if(1 == AdccRegs.ADCINTOVFL.bit.ADCINT1){
84         AdccRegs.ADCINTOVFL.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 overflow flag
85         AdccRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; //clear INT1 flag
86     }
87     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
88     GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO14 = 1;
89 }
90 //-----
91 //Configuring GPIO
92 void Gpio_Config(void){
93     EALLOW;
94     GpioCtrlRegs.GPAGMUX1.bit.GPIO0 = 0;
95     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1;
96     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO0 = 1; //desabilita pull-up
97     GpioCtrlRegs.GPAGMUX1.bit.GPIO1 = 0;
98     GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1;
99     GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO1 = 1;
100    GpioCtrlRegs.GPAGMUX1.bit.GPIO2 = 0;
101    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1;
102    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 1;
103    GpioCtrlRegs.GPAGMUX1.bit.GPIO3 = 0;
104    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1;
105    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO3 = 1;
106    GpioCtrlRegs.GPAGMUX1.bit.GPIO14 = 0;
107    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO14 = 0;
108    GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO14 = 1;
109    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO14 = 1;
110    GpioCtrlRegs.GPACSEL2.bit.GPIO14 = GPIO_MUX_CPU1;
111    EDIS;
112 }
113 //-----
114 //Configuring PWM
115 void PWM_Config(void){
116     EALLOW;
117     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM1 = 1;
118     CpuSysRegs.PCLKCR2.bit.EPWM2 = 1;
119     CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
120     ClkCfgRegs.PERCLKDIVSEL.bit.EPWMCLKDIV = 0;
121     T_PWM = 20000000/(F_PWM*2);
122     EPwm1Regs.TBPRD = T_PWM; //TBPRD define o período do PWM
123     DB = T_Dead*T_PWM;
124     EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = EPwm1Regs.TBPRD >> 1; //definindo o duty cycle na
        metade da contagem do PWM

```

```

125     EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;           //setando a fase igual à zero
        pois nosso sistema é monofásico
126     EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; //esse registrador define um
        PWM de referência para
127                                           //ocorrer a defasagem, neste
        caso não utilizaremos
128     EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;               //limpando o contador
129     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
130     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; //desabilitando pois não
        possuímos defasagem
131     EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; //divisão do high-speed clock
        (não estamos dividindo por nada)
132     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;  //divisão do clock (não estamos
        dividindo por nada)
133     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; //habilitar o shadow
134     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO_PRD; //contagem atualiza quando
        contagem chega no zero
135     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
136     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO_PRD;
137     //logica para aumentar a razão cíclica com aumento do CMPA
138     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_NO_ACTION; //quando chega no PRD não faz nada
139     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_NO_ACTION; //quando chega no zero nível
        lógico alto
140     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;   //quando está subindo e chega no
        CMPA fica baixo
141     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;     //quando está descendo e chega no
        CMPA fica alto
142     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; //fazendo com que o PWM seja o
        inverso do primeiro
143     EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; //habilitando dead-time
144     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; //fazendo com que o PWM seja o
        inverso do primeiro
145     EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = DB;
146     EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = DB;
147     EPwm2Regs.TBPRD = T_PWM;
148     EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = EPwm2Regs.TBPRD >> 1;
149     EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = T_PWM;
150     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN;
151     EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;
152     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
153     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
154     EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;
155     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;
156     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
157     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO_PRD;
158     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
159     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO_PRD;
160     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_NO_ACTION;
161     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_NO_ACTION;
162     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
163     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;
164     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
165     EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
166     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
167     EPwm2Regs.DBFED.bit.DBFED = DB;
168     EPwm2Regs.DBRED.bit.DBRED = DB;
169     CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
170     EDIS;
171 }
172 //Configuring PWM for ADC's synchronous activation
173 //ADC will be synchronized with PWM1
174 void PWM_ADC_Config() {
175     EALLOW;
176     EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;           // Habilita o SOC no grupo A
177     EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = ET_CTR_PRDZERO; // Dispara ADC no topo e no zero
178     //EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 1;
179     //EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = ET_1ST;     //Dispara (trigger) em todos os
        eventos
180     EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // mudei para este valor e começou a obedecer a
        amplitude
181     EDIS;
182     Uint16 acqps;
183     // Determine minimum acquisition window (in SYSCLKS) based on resolution

```

```

184     if(ADC_RESOLUTION_12BIT == AdccRegs.ADCCTL2.bit.RESOLUTION)
185     {
186         acqps = 14; //75ns
187     }
188     else //resolution is 16-bit
189     {
190         acqps = 63; //320ns
191     }
192     //Select the channels to convert and end of conversion flag
193     EALLOW;
194     AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 3;           //SOC0 converte o pino C3
195     AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = acqps;     //janela de amostras é de 100 ciclos de
196     SYSCLK
197     AdccRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5;       //dispara (trigger) no ePWM1 SOCA
198     AdccRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0x00; //fim do SOC0 habilita flag INT1
199     AdccRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1;      //habilita INT1 flag
200     AdccRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;    //verifica se a flag do INT1 está limpa
201     EDIS;}
202 //-----
203 //Configuring ADC
204 void ADC_Config(){ //configurando a amostragem
205     EALLOW;
206     CpuSysRegs.PCLKCR13.bit.ADC_C = 1;
207     AdccRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 6;        //set ADCCLK divider to /4
208     AdcSetMode(ADC_ADCC, ADC_RESOLUTION_12BIT, ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
209     AdccRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;     //set pulse um ciclo antes do resultado
210     AdccRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;       // power up the ADC
211     DELAY_US(1000);
212     EDIS;}
213 //-----
214 //Main code
215 void main()
216 {
217     InitSysCtrl();
218     InitGpio();
219     EALLOW;
220     CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.CPUTIMER0 = 1;
221     EDIS;
222     DINT;                                     //disable CPU interrupts
223     InitPieCtrl();                             // Initialize the PIE control registers to their default
224     state
225     IER = 0x0000;                             // Disable CPU interrupts
226     IFR = 0x0000;                             // Clear all CPU interrupt flags
227     InitPieVectTable();                       // Initialize the PIE vector table
228     Gpio_Config();
229     PWM_Config();
230     ADC_Config();
231     PWM_ADC_Config();
232     EALLOW;
233     PieVectTable.TIMER0_INT = &isr_cpu_timer0;
234     PieVectTable.ADCC1_INT = &isr_adc;
235     PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;        // Timer 0
236     PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx3 = 1;        // ADC
237     EDIS;
238     IER |= M_INT1;
239     PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1=1; //Habilita interrupcoes
240     InitCpuTimers();
241     ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 200, 1000000);
242     CpuTimer0Regs.TCR.all = 0x4001;
243     EINT;                                     // habilita interrupção global INTM
244     ERTM;                                     // habilita interrupção global de tempo real DBGm
245     EALLOW;
246     CpuSysRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
247     EDIS;
248     while(1){
249     }
250 //-----
251 //End of program
252

```

APÊNDICE B – Projeto do Conversor no *Mathcad*



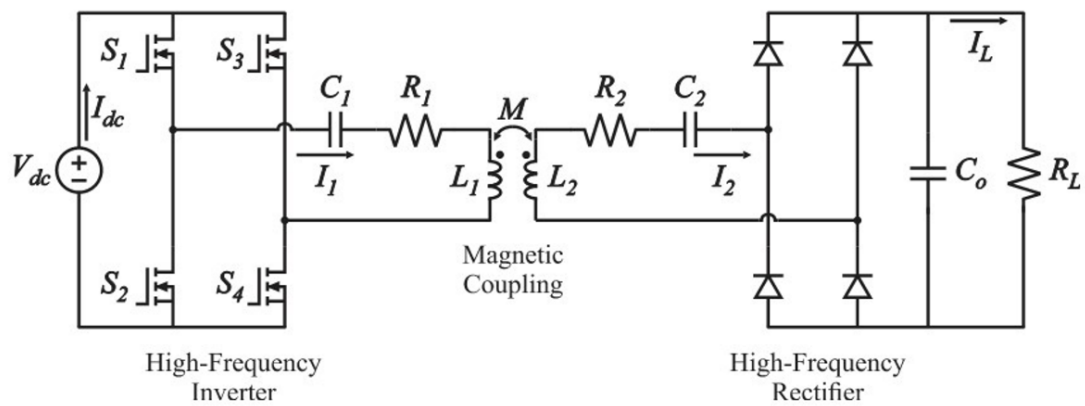
Leonardo Freire Pacheco

COMPENSAÇÃO SÉRIE-SÉRIE (SS) COM CONTROLE DE 11

APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO

Nessa seção será descrita a compensação SS de potência reativa para transferência indutiva de potência.

Circuito completo



Parâmetros DC estabelecidos:

$$P_{o_def} := 100\text{W}$$

$$V_{dc} := 50\text{V}$$

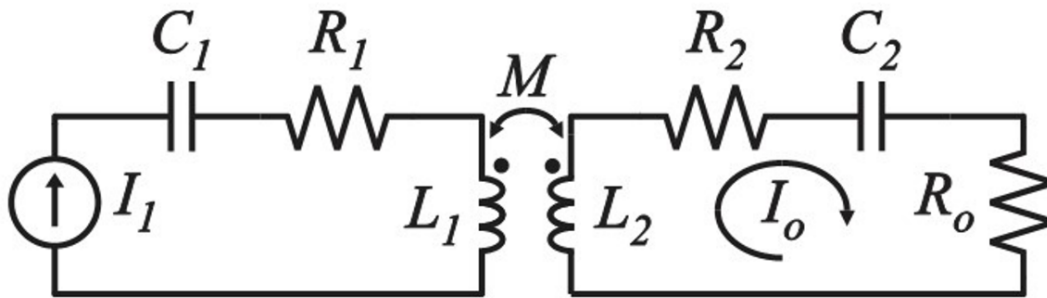
$$f := 20.4\text{kHz}$$

$$V_{o_def} := 24\text{V}$$

Parâmetros iniciais calculados:

$$R_L := \frac{V_{o_def}^2}{P_{o_def}} = 5.76 \Omega$$

Circuito simplificado - Análise de primeira harmônica.



$$R_{o_def} := \frac{8}{\pi^2} \cdot R_L = 4.669 \Omega$$

MODELAGEM MATEMÁTICA

Analisando ambas as malhas, obtêm-se as seguintes equações:

$$j \cdot \omega \cdot M \cdot I_1 = \left(R_2 + j \cdot \omega \cdot L_2 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + R_o \right) \cdot I_o$$

Utilizando a segunda equação de malha e considerando que I_1 é um valor imposto:

$$I_o = \frac{j \cdot \omega \cdot M}{R_2 + j \cdot \omega \cdot L_2 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_2} + R_o} \cdot I_1 \quad j := \sqrt{-1}$$

Para que haja compensação de potência reativa, o indutor deve se anular juntamente com o capacitor. Para isso, é imposta a operação do conversor na frequência de ressonância. Logo,

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \text{ solve, } C_1 \rightarrow \frac{1}{L_1 \cdot \omega^2} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 \cdot C_2}} \text{ solve, } C_2 \rightarrow \frac{1}{L_2 \cdot \omega^2}$$

Logo, Ambos os capacitores poderão ser calculados como:

$$C_1 = \frac{1}{L_1 \cdot \omega^2} \quad C_2 = \frac{1}{L_2 \cdot \omega^2}$$

Aplicando esse valor de capacitância nas expressões de impedâncias:

$$I_o = \frac{j \cdot \omega \cdot M}{R_2 + j \cdot \omega \cdot L_2 + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot \frac{1}{L_2 \cdot \omega^2}} + R_o} \cdot I_1 \text{ simplify } \rightarrow I_o = \frac{I_1 \cdot M \cdot \omega \cdot j}{R_2 + R_o}$$

EQUAÇÕES FINAIS

A corrente de entrada pode ser determinada tanto pelo circuito simplificado quanto pela expressão encontrada, pode-se perceber que são idênticas:

Corrente de saída:

$$I_o = \frac{I_1 \cdot M \cdot \omega \cdot i}{R_2 + R_o}$$

Pode-se perceber o termo imaginário na corrente de saída. Isso implica que a corrente estará defasada em 90° da corrente de entrada, mesmo com a compensação.

Tensão de Saída

$$V_o = \frac{I_1 \cdot M \cdot \omega \cdot i}{R_2 + R_o} \cdot R_o$$

Potência de Saída

$$P_o = \frac{I_1 \cdot M \cdot \omega}{R_2 + R_o} \cdot \left(\frac{I_1 \cdot M \cdot \omega}{R_2 + R_o} \cdot R_o \right) \text{ simplify } \rightarrow P_o = \frac{I_1^2 \cdot M^2 \cdot R_o \cdot \omega^2}{(R_2 + R_o)^2}$$

$$P_o = \frac{I_1^2 \cdot M^2 \cdot R_o \cdot \omega^2}{(R_2 + R_o)^2}$$

$$V_o = \frac{I_1 \cdot M \cdot \omega}{R_2 + R_o} \cdot R_o \text{ solve, } I_1 \rightarrow \frac{V_o \cdot (R_2 + R_o)}{M \cdot R_o \cdot \omega}$$

O ganho estático é a razão entre corrente de saída e entrada.

$$\text{Ganho} = \frac{M \cdot \omega \cdot i}{R_2 + R_o}$$

Novamente se suprime o termo imaginário, visto que essa expressão é apenas para determina a razão entre a tensão (pico ou eficaz) de saída com a tensão (pico ou eficaz) de entrada.

Para determinar a tensão de entrada, utiliza-se a primeira equação da malha, e fazendo as manipulações matemáticas:

$$V_1 = \left(R_1 + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_2 + R_o} \right) \cdot I_1$$

Potência de Entrada

$$P_{in} = \left(R_1 + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_2 + R_o} \right) \cdot I_1^2$$

Rendimento

$$\eta = \frac{\frac{I_1^2 \cdot M^2 \cdot R_o \cdot \omega^2}{(R_2 + R_o)^2}}{\left[\left(R_1 + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_2 + R_o} \right) \cdot I_1^2 \right]} \text{ simplify } \rightarrow \eta = \frac{M^2 \cdot R_o \cdot \omega^2}{(R_2 + R_o) \cdot (M^2 \cdot \omega^2 + R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_o)}$$

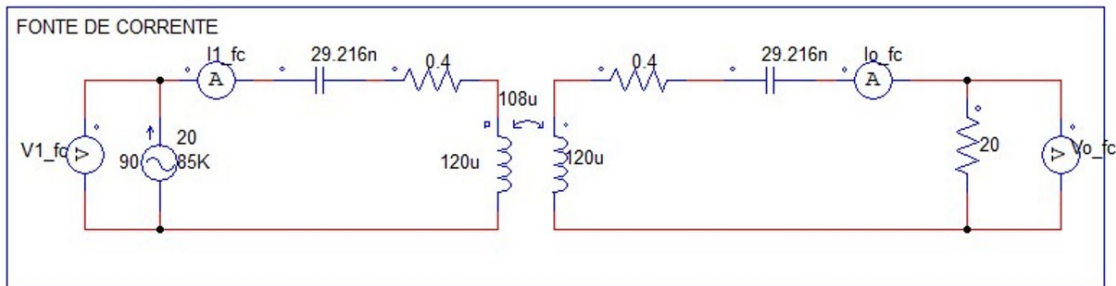
$$\eta = \frac{M^2 \cdot R_o \cdot \omega^2}{(R_2 + R_o) \cdot (M^2 \cdot \omega^2 + R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_o)}$$

Para definir qual deve ser a corrente de entrada para que a carga tenha 100W de potência:

$$P_o = \frac{I_1^2 \cdot M^2 \cdot R_o \cdot \omega^2}{(R_2 + R_o)^2} \text{ solve, } I_1 \rightarrow \frac{\sqrt{P_o \cdot R_o \cdot (R_2 + R_o)}}{M \cdot R_o \cdot \omega}$$

SIMULAÇÃO

Para validar, foi feita uma simulação utilizando o PSIM.



A potência DC é o valor média da potência senoidal. O valor calculado é de pico, logo deve ser 2x a potência média

$$P_{o_pico} := 200W$$

$$V_{o_pico} := 32.3V \text{ Esse valor é empírico}$$

Parâmetros:

$$L_1 := 60.3\mu H \quad L_2 := 60.75\mu H$$

$$k := 0.523$$

$$R_1 := 0.550\Omega$$

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot f = 1.282 \times 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$M := k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} = 31.654 \mu H$$

$$R_2 := 0.396\Omega$$

$$C_1 := \frac{1}{\omega^2 \cdot L_1} = 1.009 \mu F$$

$$C_2 := \frac{1}{\omega^2 \cdot L_1} = 1.009 \mu F$$

$$R_o := R_{o_def} = 4.669\Omega$$

$$R_L = 5.76\Omega$$

A corrente em função da tensão de saída:

$$I_{1_Vo} := \frac{V_{o_pico} \cdot (R_2 + R_o)}{M \cdot R_o \cdot \omega} = 8.636 A$$

Esse valor de pico ainda não consigo determinar.

$$I_{1_pico} := I_{1_Vo} = 8.636 A$$

Corrente de Saída

$$I_o := \frac{I_{1_pico} \cdot M \cdot \omega}{R_2 + R_o} = 6.918 A$$

Tensão de Saída

$$V_o := \frac{I_{1_pico} \cdot M \cdot \omega}{R_2 + R_o} \cdot R_o = 32.3 \text{ V}$$

Potência de Saída

$$P_o := \frac{I_{1_pico}^2 \cdot M^2 \cdot R_o \cdot \omega^2}{(R_2 + R_o)^2} = 223.456 \cdot \text{W}$$

Ganho Estático

$$\text{Ganho} := \frac{M \cdot \omega}{R_2 + R_o} = 0.801$$

Tensão de Entrada

$$V_1 := \left(R_1 + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_2 + R_o} \right) \cdot I_{1_pico} = 0.033 \cdot \text{kV}$$

Potência de Entrada

$$P_{in} := \left(R_1 + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_2 + R_o} \right) \cdot I_{1_pico}^2 = 0.283 \cdot \text{kW}$$

Rendimento

$$\eta := \frac{M^2 \cdot R_o \cdot \omega^2}{(R_2 + R_o) \cdot (M^2 \cdot \omega^2 + R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_o)} = 0.788$$

CÁLCULO DE ESFORÇOS

Tensão

$$V_{S_1234} := V_{dc} = 50 \text{ V}$$

$$V_{D_1234} := V_{o_def} = 24 \text{ V}$$

$$V_{C1} := \frac{I_{1_pico}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1} = 66.749 \text{ V}$$

$$V_{C2} := \frac{\omega \cdot M \cdot I_{1_pico}}{\omega \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_o)} = 53.471 \text{ V}$$

Corrente

$$I_{C1_RMS} := \frac{I_{1_pico}}{\sqrt{2}} = 6.107 \text{ A}$$

$$I_{DRMS_1234} := \frac{\omega \cdot M \cdot I_{1_pico}}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2} \cdot (R_2 + R_o)}$$

APÊNDICE C – Dimensionamento do Controle do Conversor

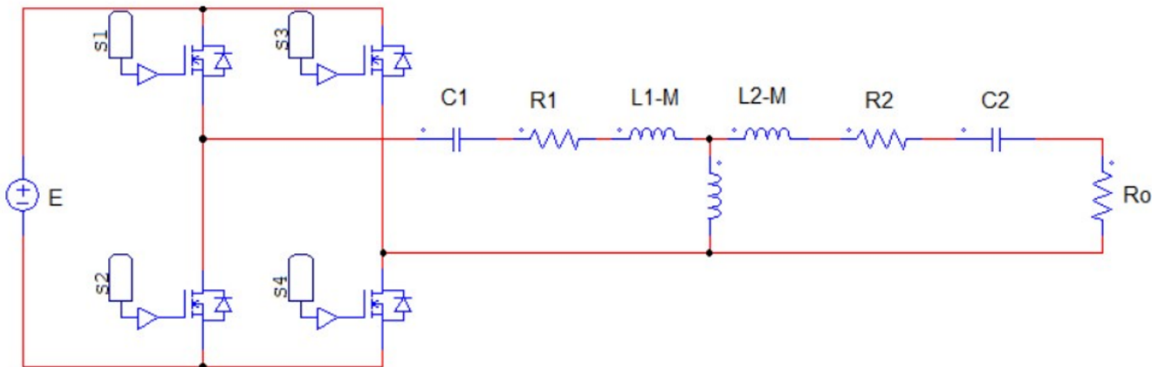


Universidade Federal de Santa Catarina
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
INEP - Instituto de Eletrônica de Potência

Leonardo Freire Pacheco

PROJETO do CONTROLE para PROTÓTIPO

Determinando função de Transferência do Conversor



Já aplicando a transformada de Laplace, obtemos a impedância equivalente vista pela fonte:

$$Z_2 = s \cdot (L_2 - M) + R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2} + R_o$$

$$Z_M = s \cdot M$$

$$Z_{\text{paralelo}} = \frac{\left[s \cdot (L_2 - M) + R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2} + R_o \right] \cdot (s \cdot M)}{s \cdot (L_2 - M) + R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2} + R_o + s \cdot M} \text{ simplify } \rightarrow Z_{\text{paralelo}} = \frac{M \cdot s \cdot (C_2 \cdot L_2 \cdot s^2 - C_2 \cdot M \cdot s^2 + C_2 \cdot R_2 \cdot s + C_2 \cdot R_o \cdot s + 1)}{C_2 \cdot L_2 \cdot s^2 + C_2 \cdot R_2 \cdot s + C_2 \cdot R_o \cdot s + 1}$$

$$Z_1 = s \cdot (L_1 - M) + R_1 + \frac{1}{s \cdot C_1}$$

$$Z_{\text{eq}} = \frac{M \cdot s \cdot (C_2 \cdot L_2 \cdot s^2 - C_2 \cdot M \cdot s^2 + C_2 \cdot R_2 \cdot s + C_2 \cdot R_o \cdot s + 1)}{C_2 \cdot L_2 \cdot s^2 + C_2 \cdot R_2 \cdot s + C_2 \cdot R_o \cdot s + 1} + \left[s \cdot (L_1 - M) + R_1 + \frac{1}{s \cdot C_1} \right] \text{ simplify } \rightarrow Z_{\text{eq}} = \frac{C_1 \cdot L_1 \cdot s^2 + C_2 \cdot L_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot R_1}{C_1 \cdot s \cdot (C_2 \cdot L_2 \cdot s^2 + C_2 \cdot R_2 \cdot s + C_2 \cdot R_o \cdot s + 1)}$$

$$Z_{\text{eq}} = \frac{C_1 \cdot L_1 \cdot s^2 + C_2 \cdot L_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot R_1 \cdot s + C_2 \cdot R_2 \cdot s + C_2 \cdot R_o \cdot s - C_1 \cdot C_2 \cdot M^2 \cdot s^4 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_2 \cdot s^2 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot R_o \cdot s^2 + C_1 \cdot C_2 \cdot L_1 \cdot L_2 \cdot s^4 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot L_1 \cdot s^3 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_1 \cdot L_2 \cdot s^3 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot L_1 \cdot s^3 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_2 \cdot L_2 \cdot s^3 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_o \cdot L_1 \cdot s^3 + C_1 \cdot C_2 \cdot R_o \cdot L_2 \cdot s^3}{C_1 \cdot s \cdot (C_2 \cdot L_2 \cdot s^2 + C_2 \cdot R_2 \cdot s + C_2 \cdot R_o \cdot s + 1)}$$

Reduzindo a equação o máximo possível e separando os termos s^4 , s^3 , s^2 , e s :

NUMERADOR:

$$s^4 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot L_2 - M^2)]$$

$$s^3 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot R_2 + L_2 \cdot R_1 + L_1 \cdot R_0)]$$

$$s^2 \cdot [C_1 \cdot L_1 + C_2 \cdot L_2 + C_1 \cdot C_2 \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_0)]$$

$$s \cdot (C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_2 + C_2 \cdot R_0)$$

$$1$$

DENOMINADOR:

$$s^3 \cdot (C_1 \cdot C_2 \cdot L_2)$$

$$s^2 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_0)]$$

$$s \cdot (C_1)$$

Expressão simplificada:

$$Z_{eq} = \frac{s^4 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot L_2 - M^2)] + s^3 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot R_2 + L_2 \cdot R_1 + L_1 \cdot R_0)] + s^2 \cdot [C_1 \cdot L_1 + C_2 \cdot L_2 + C_1 \cdot C_2 \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_0)] + s \cdot (C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_2 + C_2 \cdot R_0) + 1}{s^3 \cdot (C_1 \cdot C_2 \cdot L_2) + s^2 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_0)] + s \cdot (C_1)}$$

Levando em consideração que:

$$E(s) = I(s) \cdot Z_{eq}(s)$$

$$\frac{I(s)}{E(s)} = \frac{1}{Z_{eq}(s)}$$

$$I_E(s) = \frac{[s^3 \cdot (C_1 \cdot C_2 \cdot L_2) + s^2 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_0)] + s \cdot (C_1)]}{[s^4 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot L_2 - M^2)] + s^3 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot R_2 + L_2 \cdot R_1 + L_1 \cdot R_0)] + s^2 \cdot [C_1 \cdot L_1 + C_2 \cdot L_2 + C_1 \cdot C_2 \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_0)] + s \cdot (C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_2 + C_2 \cdot R_0) + 1}$$

Atribuindo agora os valores de simulação:

$$L_1 := 60.3 \cdot 10^{-6} \quad L_2 := 60.3 \cdot 10^{-6} \quad M := 31.62 \cdot 10^{-6} \quad R_L := 5.55$$

$$R_1 := 0.4 \quad R_2 := 0.4 \quad R_0 := \frac{8}{\pi^2} \cdot R_L = 4.499$$

$$C_1 := 1 \cdot 10^{-6} \quad C_2 := 1 \cdot 10^{-6} \quad E_1 := 50$$

$$j := \sqrt{-1} \quad f := 1000, 1010 \dots 1000000 \quad \text{Variando frequência entre 1kHz e 1MHz}$$

$$s(f) := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot j$$

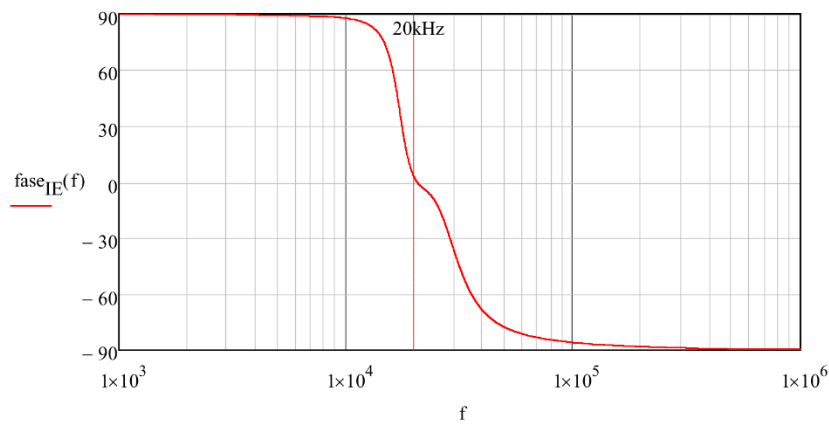
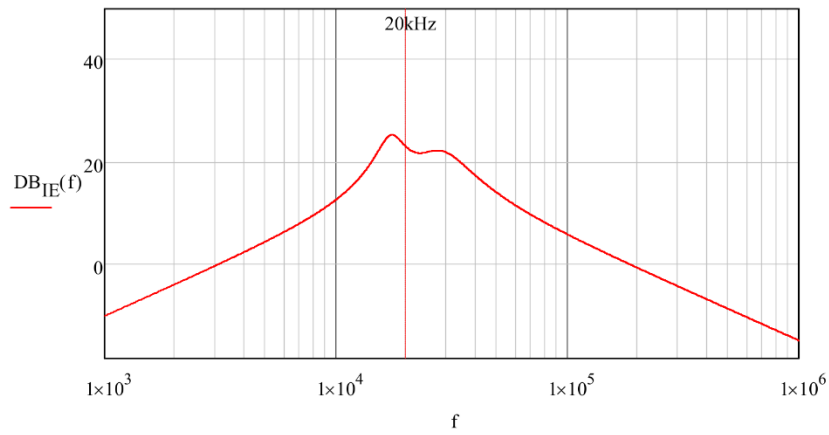
$$I_E(f) := \frac{E_1 \cdot [s(f)^3 \cdot (C_1 \cdot C_2 \cdot L_2) + s(f)^2 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_0)] + s(f) \cdot (C_1)]}{[s(f)^4 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot L_2 - M^2)] + s(f)^3 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot R_2 + L_2 \cdot R_1 + L_1 \cdot R_0)] + s(f)^2 \cdot [C_1 \cdot L_1 + C_2 \cdot L_2 + C_1 \cdot C_2 \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_0)] + s(f) \cdot (C_1 \cdot R_1 + C_2 \cdot R_2 + C_2 \cdot R_0) + 1}$$

Obtendo agora o diagrama de Bode:

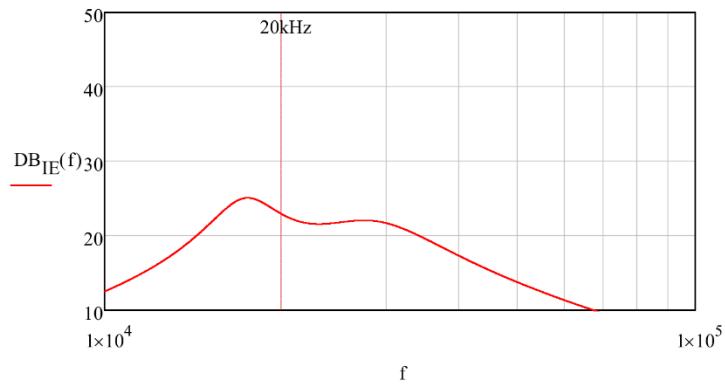
$$DB_{IE}(f) := 20 \cdot \log(|I_E(f)|) \quad \text{Modulo do ganho em dB}$$

$$\text{fase}_{IE}(f) := \arg(I_E(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$

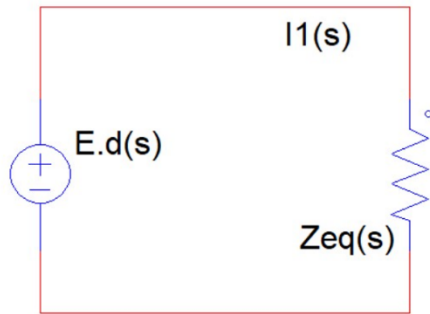
Fase em graus



Aproximando o ganho nas proximidades da frequência de ressonância:



O inversor de entrada pode ser substituído por uma fonte quadrada com valor E.d, onde d é o ciclo de trabalho que varia entre -1 e 1.



$$E := E_1 = 50$$

$$V_1(t) = E \cdot d(t)$$

$$V_1(s) = E \cdot d(s)$$

Sabemos que:

$$I_1(s) \cdot Z_{eq}(s) = E \cdot d(s)$$

Logo,

$$\frac{I_1(s)}{d(s)} = \frac{E}{Z_{eq}(s)}$$

Função de Transferência:

$$\frac{I_1(s)}{d(s)} = \frac{E \cdot [s^3 \cdot (C_1 \cdot C_2 \cdot L_2) + s^2 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_0)] + s \cdot (C_1)]}{s^4 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot L_2 - M^2)] + s^3 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot R_2 + L_2 \cdot R_1 + L_1 \cdot R_0)] + s^2 \cdot [C_1 \cdot L_1 + C_2 \cdot L_2 + C_1 \cdot C_2 \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_0)] + s \cdot (C_1 \cdot R_1)}$$

DIMENSIONAMENTO DO CONTROLE -----

Levando em consideração a Função $I_1(s) / d(s)$:

$$I_D(f) := \frac{E_1 \cdot [s(f)^3 \cdot (C_1 \cdot C_2 \cdot L_2) + s(f)^2 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_0)] + s(f) \cdot (C_1)]}{[s(f)^4 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot L_2 - M^2)] + s(f)^3 \cdot [C_1 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot R_2 + L_2 \cdot R_1 + L_1 \cdot R_0)] + s(f)^2 \cdot [C_1 \cdot L_1 + C_2 \cdot L_2 + C_1 \cdot C_2 \cdot (R_1 \cdot R_2 + R_1 \cdot R_0)] + s(f) \cdot (C_1 \cdot R_1)}$$

Considerando também os ganhos do sensor de corrente e da amplitude da portadora:

$$k_i := 1 \quad \text{Ganho do sensor}$$

$$V_{tp} := 1 \quad \text{Pico da portadora triangular}$$

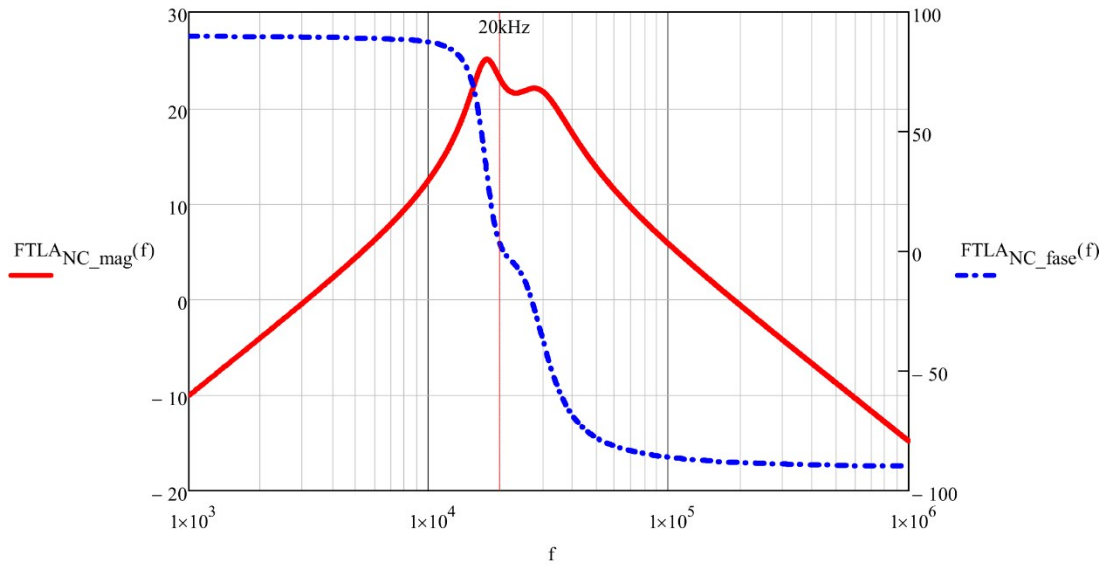
$$k_{pwm} := \frac{1}{V_{tp}} = 1$$

$$FTLA_{NC}(f) := k_i \cdot k_{pwm} \cdot I_D(f)$$

Podemos plotar agora o diagrama de Bode para a Função de Transferência de Laço Aberto Não Compensada:

$$FTLA_{NC_mag}(f) := 20 \cdot \log(|FTLA_{NC}(f)|)$$

$$FTLA_{NC_fase}(f) := \arg(FTLA_{NC}(f)) \cdot \frac{180}{\pi}$$



A frequência de comutação é de:

$$f_s := 250000$$

----- RESSONANTE -----

Caso particular 2: Controlador Proporcional-Ressonante

O compensador PR pode ser obtido substituindo-se o termo integrador do controlador PI por um termo ressonante na frequência ω_o . Como compensadores ressonantes são derivados a partir da aplicação da transformada de Laplace a funções sinusoidais, surgem duas possibilidades: o controlador PR baseado na função senoidal e controlador PR baseado na função cossenoidal, tal como exprimem (1.18) e (1.19).

$$C(s) = k_p + k_r \underbrace{\frac{\omega_o}{s^2 + \omega_o^2}}_{\text{Função senoidal}} \quad (1.18)$$

$$C(s) = k_p + k_r \underbrace{\frac{s}{s^2 + \omega_o^2}}_{\text{Função Cossenoidal}} \quad (1.19)$$

Evidentemente, a existência de dois polos complexos e conjugados em (1.18) faz sua fase tender para -180° após a ocorrência da ressonância, enquanto a fase de (1.19) tende para -90° em virtude da existência de um zero. Dessa maneira, do ponto de vista de estabilidade (1.19) apresenta vantagem em relação a (1.18) sendo, portanto, adotada como controlador PR.

Alternativamente, (1.19) pode ser reescrita conforme (1.20), em que $k_c = k_p$ e

$$\omega_x = \frac{k_r}{k}.$$

“p

$$C(s) = k_c \left(1 + \frac{\omega_x s}{s^2 + \omega_o^2} \right) \quad (1.20)$$

Nota-se, destarte, que projetar o compensador PR significa determinar os valores dos parâmetros k_c e ω_x para um conjunto de especificações. Quando o projeto é realizado a partir da resposta em frequência, tais especificações são, novamente, a frequência de cruzamento ω_c e a margem de fase M_ϕ desejadas.

Fazendo-se $s = j\omega$ em (1.20), encontra-se (1.21).

$$C(\omega) = k_c \left(1 + j \frac{\omega \omega_x}{\omega_o^2 - \omega^2} \right) \quad (1.21)$$

Agora, tomando-se as funções de magnitude e fase de (1.21), obtém-se:

$$|C(\omega)| = k_c \sqrt{1 + \frac{\omega^2 \omega_x^2}{(\omega_o^2 - \omega^2)^2}} \quad (1.22)$$

$$\angle C(\omega) = \tan^{-1} \left[\frac{\omega \omega_x}{\omega_o^2 - \omega^2} \right] \quad (1.23)$$

Aplicando-se (1.22) em (1.10) e (1.23) em (1.11), por fim, determina-se:

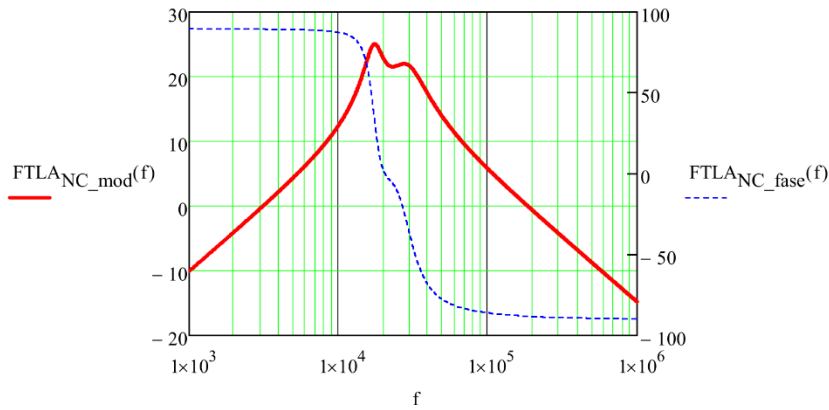
$$k_c = \frac{1}{|FTLANC(\omega_c)| \sqrt{1 + \frac{\omega_c^2 \omega_x^2}{(\omega_o^2 - \omega_c^2)^2}}} \quad (1.24)$$

$$\omega_x = \frac{\omega_o^2 - \omega_c^2}{\omega_c} \tan \left[M_\phi - 180^\circ - \angle FTLANC(\omega_c) \right] \quad (1.25)$$

Plotando novamente a função não compensada

$$FTLANC_mod(f) := 20 \cdot \log(|FTLANC(f)|)$$

$$FTLANC_fase(f) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLANC(f))$$



Determinando os parâmetros do controle ressonante

$$\omega_r := 20500 = 2.05 \times 10^4$$

frequencia ressonante = 20,5kHz

$$\omega_c := 30000 = 3 \times 10^4$$

frequencia de cruzamento - sugestão = 1 década abaixo comutação

$$M_\phi := \frac{\pi}{180} \cdot 60 = 1.047$$

margem de fase = 30 ou 45 ou 60 ou 75 ou 90

$$\omega_x := \frac{\omega_r^2 - \omega_c^2}{\omega_c} \cdot \tan(M_\phi - \pi - \arg(\text{FTLA}_{\text{NC}}(\omega_c))) = 1.196 \times 10^5$$

$$E = 50$$

$$\frac{1}{\omega_x} = 8.359 \times 10^{-6}$$

$$R_L = 5.55$$

$$k_{c_PR} := \frac{1}{|\text{FTLA}_{\text{NC}}(\omega_c)| \cdot \sqrt{1 + \frac{\omega_c^2 \cdot \omega_r^2}{(\omega_r^2 - \omega_c^2)^2}}} = 0.051$$

$$L_{\text{tes}} := 60.3 \mu\text{H}$$

$$C_{\text{tes}} := 1 \mu\text{F}$$

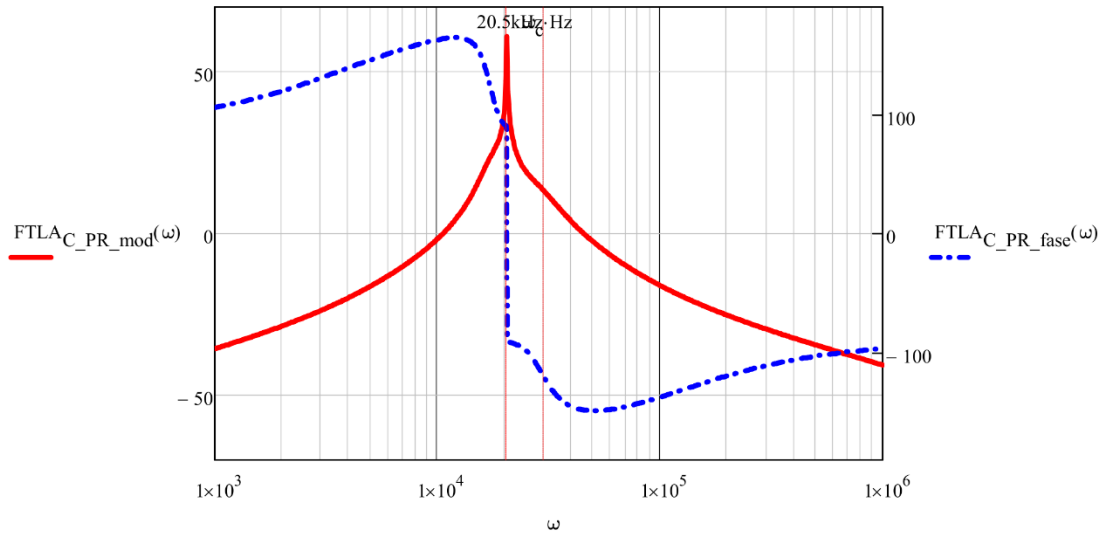
$$C_{\text{PR}}(\omega) := k_{c_PR} \cdot \left(1 + j \cdot \frac{\omega \cdot \omega_x}{\omega_r^2 - \omega^2} \right)$$

$$F_{\text{tes}} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{\text{tes}} \cdot C_{\text{tes}}}} = 20.496 \cdot \text{kHz}$$

$$\text{FTLA}_{C_PR}(\omega) := \text{FTLA}_{\text{NC}}(\omega) \cdot C_{\text{PR}}(\omega)$$

$$\text{FTLA}_{C_PR_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_{C_PR}(\omega)|)$$

$$\text{FTLA}_{C_PR_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_{C_PR}(\omega))$$



APÊNDICE D – Dimensionamento dos Componentes do Conversor

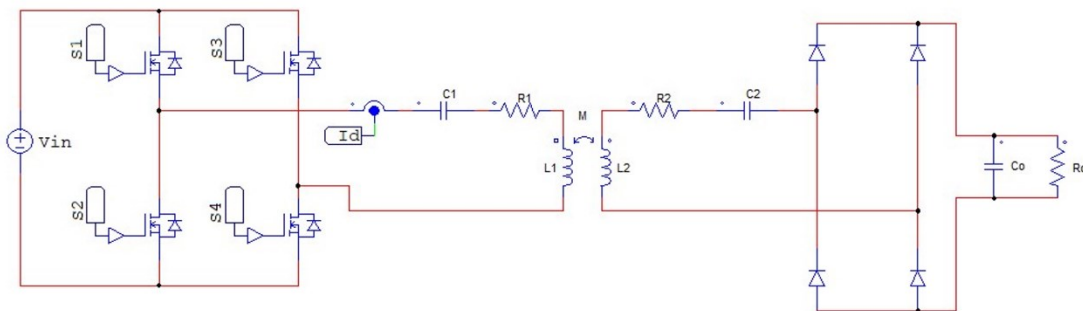


Universidade Federal de Santa Catarina
Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica
INEP - Instituto de Eletrônica de Potência

Leonardo Freire Pacheco

PROJETO dos COMPONENTES para PROTÓTIPO

CIRCUITO COMPLETO



Trata-se de uma topologia de transmissão sem fio de energia de forma indutiva com compensação de potência reativa do tipo SS, com fonte de corrente no ramo primário.

Parâmetros Básicos do Projeto

$$V_{in} := 50V$$

$$P_{out} := 100W$$

$$V_{out} := 24V$$

$$R_o := \frac{V_{out}^2}{P_{out}} = 5.76 \Omega$$

$$I_{out} := \frac{P_{out}}{V_{out}} = 4.167 A$$

$$f_s := 250kHz$$

$$f_{res_desejada} := 20.4kHz$$

$$I_{1_max} := 7.5A$$

Essa corrente é a corrente necessária para se obter 24V na saída, considerando os demais parâmetros.

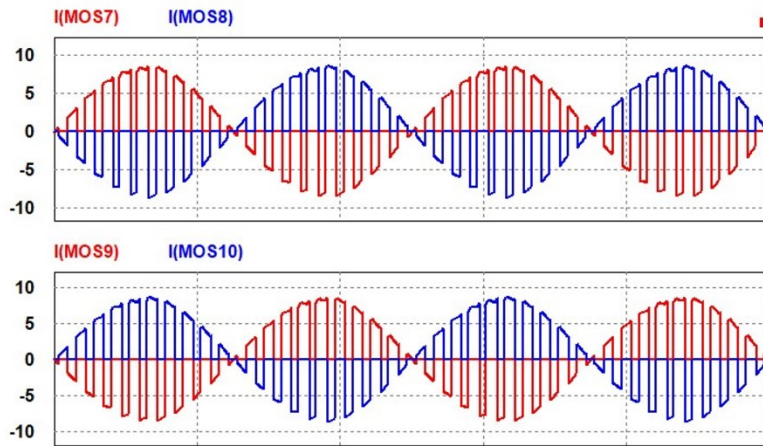
Ponte Inversora

Fonte de Entrada

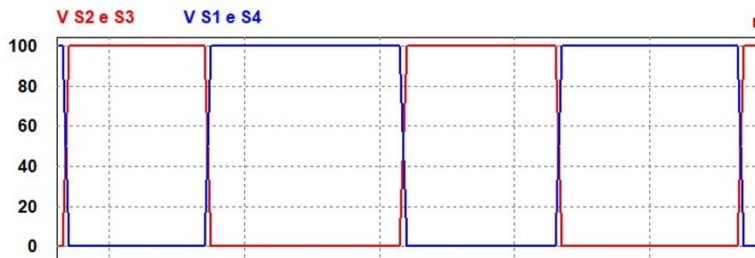
A fonte usada será a fonte CC do INEP, com capacidade de até 400V.

Formas de onda esperadas

Corrente dos interruptores



Tensão nos interruptores



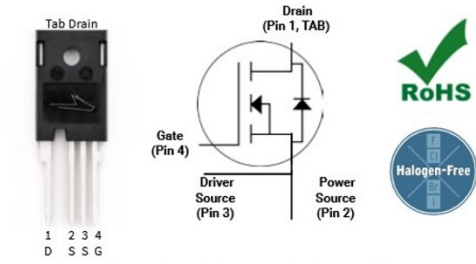
Parâmetros relevantes para projeto

- $I_{S1234_max} := I_{I_max} = 7.5 \text{ A}$ Pico de corrente
- $I_{S1234_RMS} := \frac{I_{S1234_max}}{2} = 3.75 \text{ A}$ Valor eficaz da corrente
- $V_{S1234_max} := V_{in} = 50 \text{ V}$ Tensão máxima imposta nos interruptores

Interruptores da Ponte inversora (S1-S4)

CREE MOSFET SiC C3M0075120K

- $V_{DS} := 1200 \text{ V}$
- $I_{D_100C} := 31 \text{ A}$
- $R_{DSon} := 0.075 \Omega$
- $V_{GS_tsh} := 2.5 \text{ V}$
- $V_{GS_max} := 19 \text{ V}$

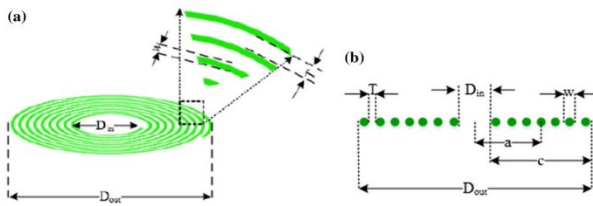


Wolfspeed, Inc. is in the process of rebranding its products and related materials pursuant to the entity name change from Cree, Inc. to Wolfspeed, Inc. During this transition period, products received may be marked with either the Cree name and/or logo or the Wolfspeed name and/or logo.

Part Number	Package	Marking
C3M0075120K	TO-247-4	C3M0075120K

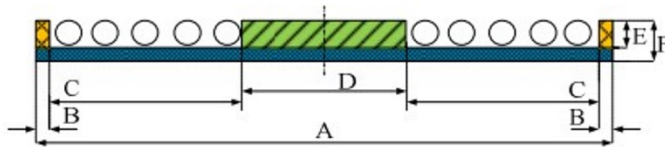
Transmissão sem fio e Compensação SS

Indutores Planares Espirais acoplados magneticamente



$N_{\text{espiras}} := 10$ $D_{\text{in}} := 14\text{cm}$ $D_{\text{out}} := 20\text{cm}$
 $a_{\text{ind}} := \frac{D_{\text{out}} - D_{\text{in}}}{4} + \frac{D_{\text{in}}}{2} = 8.5\text{-cm}$ $c_{\text{ind}} := D_{\text{out}} - D_{\text{in}} = 6\text{-cm}$

Os indutores foram montados sobre placas de ferrite. A inclusão de ferrite nos indutores planares reduz consideravelmente a emissão de campo magnético para o protótipo e para as pessoas. Também é importante pois eleva a indutância própria das bobinas e a indutância mútua. Dessa forma, pode-se fazer menores indutores sem perder indutância. Estima-se aumento de 35% no fator de acoplamento (BUJA, 2014)



O núcleo de ferrite escolhido corresponde a área azul marinho hachurado. Considerando um gap de 50mm (5cm), podemos considerar então uma isolação de 125kV.

$\text{gap} := \frac{125\text{kV}}{2.5 \frac{\text{kV}}{\text{mm}}} = 50\text{-mm}$

O fio utilizado será fio Litz 400xAWG38. Logo seu raio será de:

$w := 2.88\text{mm}$ $r_w := \frac{w}{2} = 1.44\text{-mm}$

AWG	Diâmetro Cobre (cm)	Área Cobre (cm ²)	Diâmetro Isolamento (cm)	Área Isolamento (cm ²)	OHMS/CM 20 °C	OHMS/CM 100 °C	AMP. para 450A/cm ²
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028

$A_{J450} := 400 \cdot 28\text{mA} = 11.2\text{ A}$ Corrente suportada pelo fio Litz para densidade de corrente de 450A/cm²

O valor dos indutores isolados um dos outros apresentou seguintes valores:

Indutor Indutor

1			
1	20.000000	Hz	50.829 μ H
2	20.000000	kHz	49.587 μ H
>3	100.00000	kHz	49.581 μ H
4	500.00000	kHz	50.429 μ H
1	20.000000	Hz	34.637 m Ω
2	20.000000	kHz	38.837 m Ω
3	100.00000	kHz	67.572 m Ω
4	500.00000	kHz	577.08 m Ω

2			
1	20.000000	Hz	50.409 μ H
2	20.000000	kHz	50.392 μ H
>3	100.00000	kHz	50.384 μ H
4	500.00000	kHz	51.205 μ H
1	20.000000	Hz	34.299 m Ω
2	20.000000	kHz	38.672 m Ω
3	100.00000	kHz	68.188 m Ω
4	500.00000	kHz	591.25 m Ω

$L_{1_exp} := 49.587\mu H$

$L_{2_exp} := 50.392\mu H$

O valor esperado, de acordo com equações consultadas na literatura, é de:

$L_{50uH} := 44.407\mu H$

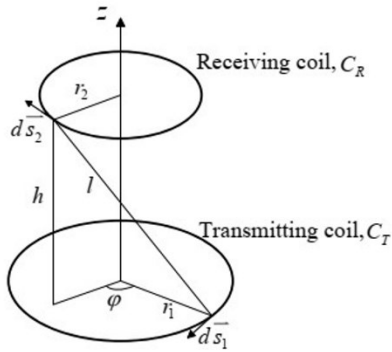
Esse valor é individual de cada indutor. Não estão próximos um do outro.

A resistência de ambos foi de:

$R_1 := 0.0388\Omega$

$R_2 := 0.0386\Omega$

Acoplando ambos os



Considerando a distância de 5cm entre ambos os indutores, os valores finais são de:

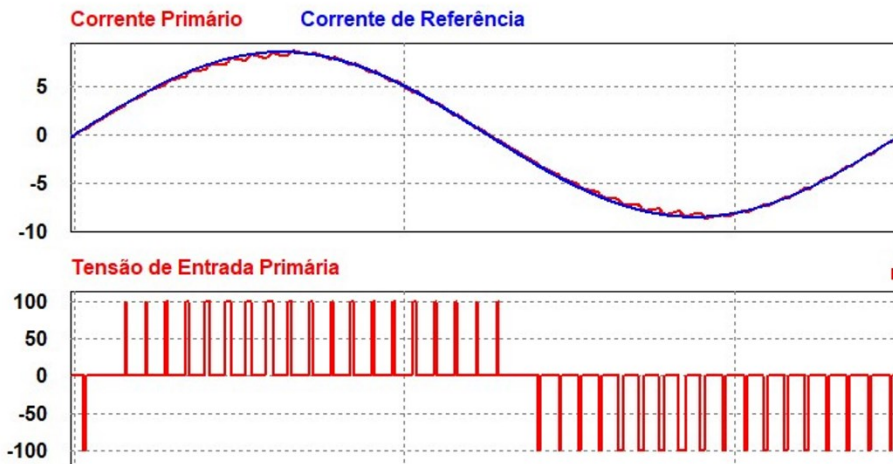
$L_{1_5cm} := 62.83\mu H$

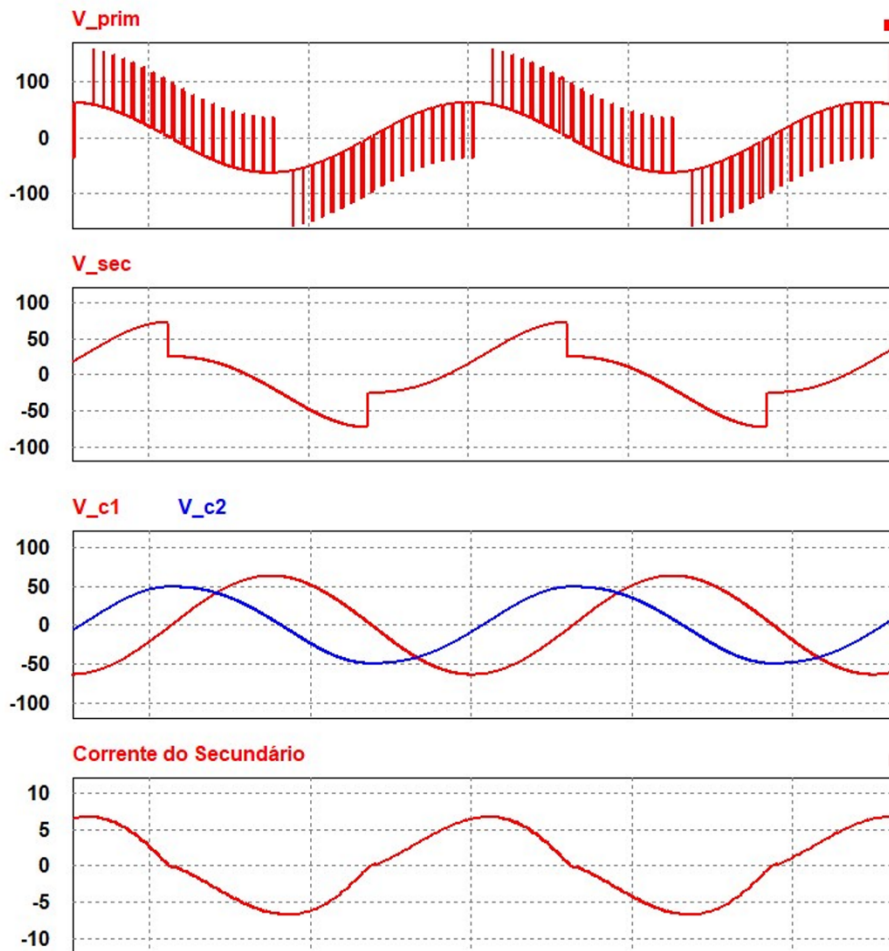
$L_{2_5cm} := 63.74\mu H$

$M_{5cm} := 36\mu H$

$k_{5cm} := \frac{M_{5cm}}{\sqrt{L_{1_5cm} \cdot L_{2_5cm}}} = 0.569$

Formas de onda esperadas





Parâmetros relevantes para projeto

$$\omega := 2 \cdot \pi \cdot 20.4 \text{ kHz}$$

$$I_{L1_max} := I_{1_max} = 7.5 \text{ A}$$

$$I_{L1_RMS} := \frac{I_{L1_max}}{\sqrt{2}} = 5.303 \text{ A}$$

Os valores de corrente e tensão no Indutor L2 são afetados pela inclusão do Capacitor de Saída.

$$I_{L2_max_teorico} := \frac{\omega \cdot M_{5cm} \cdot I_{1_max}}{(R_2 + R_o)} = 5.968 \text{ A}$$

Valor teórico máximo de corrente no Indutor L2

$$I_{L2_max} := 7 \text{ A}$$

Valor obtido máximo de corrente no Indutor L2

$$I_{L2_RMS_teorico} := \frac{\omega \cdot M_{5cm} \cdot I_{1_max}}{\sqrt{2} \cdot (R_2 + R_o)} = 4.22 \text{ A}$$

Valor eficaz teórico de corrente no Indutor L2

$$I_{L2_RMS} := 4.75 \text{ A}$$

Valor obtido eficaz de corrente no Indutor L2

Capacitores C1 e C2

Para que haja ressonância na frequência de 20kHz, os capacitores devem ter valor de:

$$C_{1_20\text{kHz}} := \frac{1}{\omega^2 \cdot L_{1_5\text{cm}}} = 0.969 \cdot \mu\text{F} \quad C_{2_20\text{kHz}} := \frac{1}{\omega^2 \cdot L_{2_5\text{cm}}} = 0.955 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_1 := 1 \mu\text{F}$$

$$C_2 := 1 \mu\text{F}$$

CAPACITORES KEMET R76

O valor comercial de capacitor mais próximo é de 1μF, logo:

$$f_{\text{res}_1} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{1_5\text{cm}} \cdot C_1}} = 20.079 \cdot \text{kHz} \quad f_{\text{res}_2} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{2_5\text{cm}} \cdot C_2}} = 19.935 \cdot \text{kHz}$$

A frequência escolhida para o projeto foi de 20kHz, para se aproximar ao máximo de ambas as frequências de ressonância.

Parâmetros relevantes para projeto

$$I_{C1_max} := I_{1_max} = 7.5 \text{ A} \quad \text{Valor máximo de corrente no Capacitor C1}$$

$$I_{C1_RMS} := \frac{I_{C1_max}}{\sqrt{2}} = 5.303 \text{ A} \quad \text{Valor eficaz de corrente no Capacitor C1}$$

$$V_{C1_max} := \frac{I_{1_max}}{\omega \cdot C_1} = 58.513 \text{ V} \quad \text{Valor máximo de tensão no capacitor C1}$$

$$V_{C1_RMS} := \frac{V_{C1_max}}{\sqrt{2}} = 41.375 \text{ V} \quad \text{Valor eficaz de tensão no capacitor C1}$$

Os valores de corrente e tensão no capacitor C2 são afetados pela inclusão do Capacitor de Saída.

$$I_{C2_max_teorico} := \frac{\omega \cdot M_{5\text{cm}} \cdot I_{1_max}}{(R_2 + R_o)} = 5.968 \text{ A} \quad \text{Valor teórico máximo de corrente no Capacitor C2}$$

$$I_{C2_max} := 7 \text{ A} \quad \text{Valor obtido máximo de corrente no Capacitor C2}$$

$$I_{C2_RMS_teorico} := \frac{\omega \cdot M_{5\text{cm}} \cdot I_{1_max}}{\sqrt{2} \cdot (R_2 + R_o)} = 4.22 \text{ A} \quad \text{Valor eficaz teórico de corrente no Capacitor C2}$$

$$I_{C2_RMS} := 4.73 \text{ A} \quad \text{Valor obtido eficaz de corrente no Capacitor C2}$$

$$V_{C2_max_teorico} := \frac{M_{5\text{cm}} \cdot I_{1_max}}{(R_2 + R_o) \cdot C_2} = 46.563 \text{ V} \quad \text{Valor máximo teórico de tensão no capacitor C2}$$

$$V_{C2_max} := 52 \text{ V} \quad \text{Valor máximo obtido de tensão no capacitor C2}$$

$$V_{C2_RMS_teorico} := \frac{V_{C2_max_teorico}}{\sqrt{2}} = 32.925 \text{ V} \quad \text{Valor eficaz teórico de tensão no capacitor C2}$$

$$V_{C2_RMS} := 37 \text{ V} \quad \text{Valor eficaz obtido de tensão no capacitor C2}$$

Nos terminais primário e secundário dos indutores acoplados, temos:

$$V_{\text{prim}} := V_{\text{in}} + V_{C1_max} = 108.513 \text{ V}$$

Valor máximo de tensão nos terminais do Indutor L1

$$V_{\text{sec}} := V_{C2_max} + V_{\text{out}} = 76 \text{ V}$$

Valor máximo de tensão nos terminais do Indutor L2

Sensor de Corrente

Sensor LEM LAH-25NP



Current Transducer LAH 25-NP

For the electronic measurement of currents: DC, AC, pulsed..., with galvanic separation between the primary circuit and the secondary circuit.

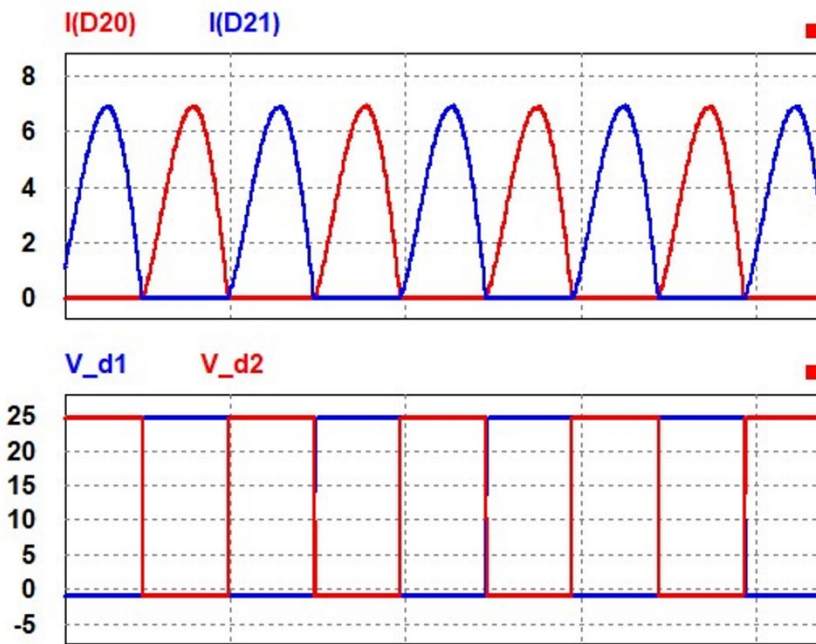


Electrical data

I_{PN}	Primary nominal RMS current		25		A		
I_{PM}	Primary current, measuring range ¹⁾		0 ... ±55		A		
R_M	Measuring resistance @ ²⁾	with ±12 V	@ I_{PN} [±At DC]	$T_A = 70 \text{ °C}$	$T_A = 85 \text{ °C}$		
				$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$
		with ±15 V	@ I_{PN} [At RMS] ³⁾	0	284	0	280 Ω
			@ I_{PN} [±At DC]	0	182	0	178 Ω
			@ I_{PN} [At RMS] ³⁾	67	398	70	394 Ω
			@ $I_p < I_{PN}$ ⁴⁾	67	263	70	259 Ω
I_{SN}	Secondary nominal RMS current		25		mA		
N_p/N_s	Turns ratio		1-2-3 : 1000				
U_C	Supply voltage (±5 %)		±12 ... 15		V		
I_C	Current consumption		10 (@ ±15 V) + I_S		mA		

Ponte Retificador e Filtro Capacitivo

Formas de onda esperadas



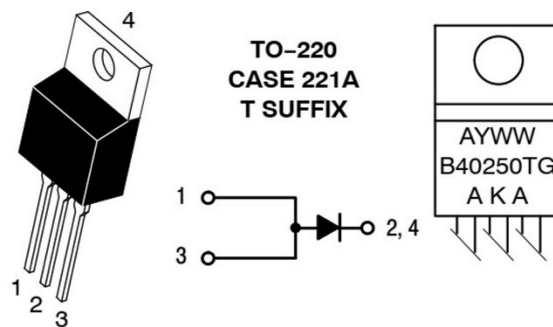
Parâmetros relevantes para projeto

$I_{D1234_max} := I_{C2_max} = 7 \text{ A}$	Valor máximo de corrente dos Diodos 1-4
$I_{D1234_RMS} := \frac{I_{D1234_max}}{2} = 3.5 \text{ A}$	Valor eficaz de corrente dos Diodos 1-4
$I_{D123_med} := \frac{I_{D1234_max}}{\pi} = 2.228 \text{ A}$	Valor médio de corrente dos Diodos 1-4
$V_{D1234_max} := V_{out} = 24 \text{ V}$	Valor máximo de tensão nos Diodos 1-4

Interruptores da Ponte Retificadora (D1-4)

ON Semiconductor Diodo Schottky MBR40250TG

$V_D := 250 \text{ V}$
$t_{RR} := 35 \text{ ns}$
$V_F := 0.86 \text{ V}$
$I_{F_med} := 40 \text{ A}$



Capacitor de Saída Co

$$C_o := 100 \mu\text{F}$$

$$V_{Co_max} := 24V$$

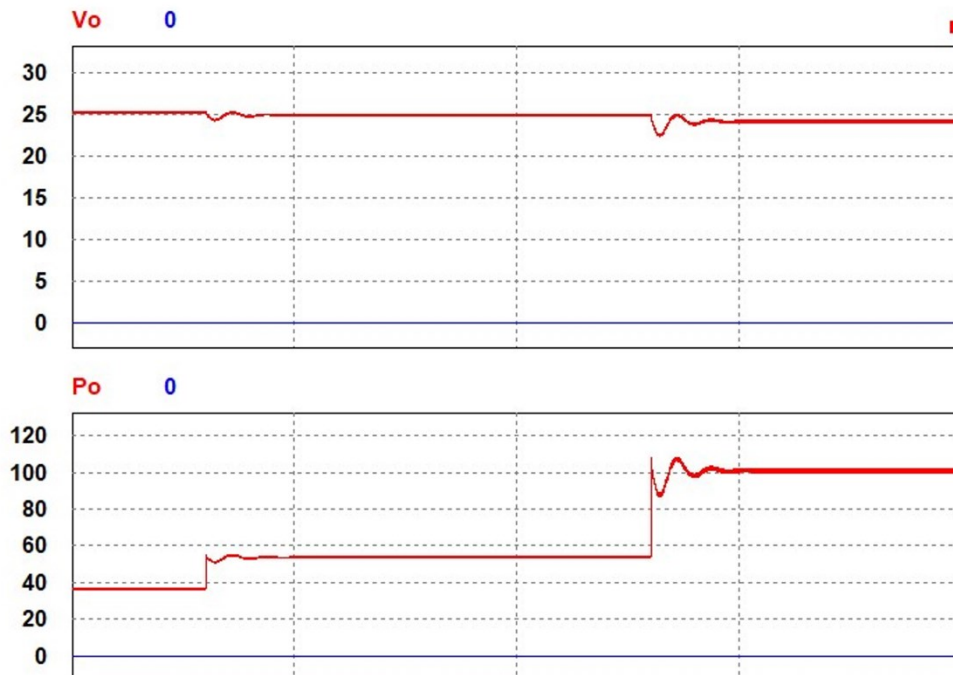
$$V_{Co_RMS} := 24V$$

$$\Delta V_{Co} := 24.24V - 24V = 0.24V$$

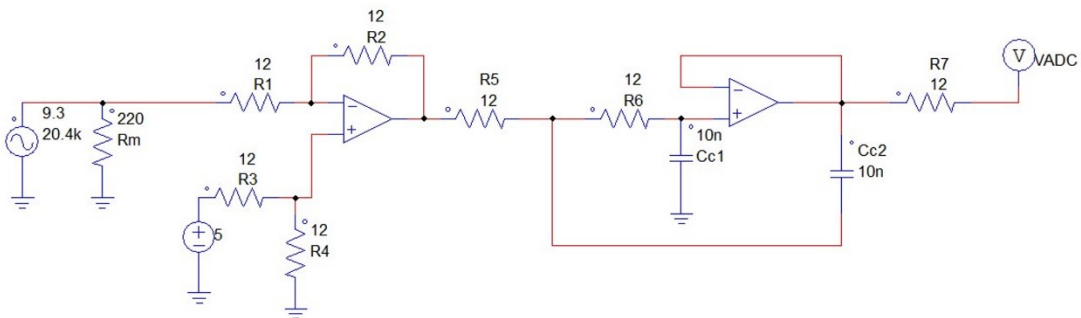
Resistor de Carga Ro

AQUECEDORES

Mesmo com variação de carga, até 40% da potência, a tensão de saída tem variação muito pequena, chegando ao máximo em 25V.



Placa de Condicionamento de Sinais



Sensor de Corrente LEM LAH 25-NP

$I_{prim} = 25A - I_{sec} = 25mA$

Com $V_{cc} = +/- 15V - R_m = (70 \text{ a } 260)\Omega$

Ganho do Sensor - 1/1000

$$I_{\max} := 10A$$

$$I_{\max_sensor} := I_{\max} \cdot \frac{1}{1000} = 10 \cdot mA$$

$$R_{mc} := 220\Omega$$

$$V_m := R_{mc} \cdot I_{\max_sensor} = 2.2V$$

$$R_{1c} := 100k\Omega$$

$$V_{out_ADC} := 3V$$

$$R_{2_proj} := \frac{-(V_{offset} - V_{out_ADC}) \cdot R_{1c}}{V_m + V_{offset}} = 50.725 \cdot k\Omega$$

$$R_{2c} := 51k\Omega$$

Considerando Voffset de 1,5V, e R3 = 10kΩ

$$R_{3c} := 10k\Omega$$

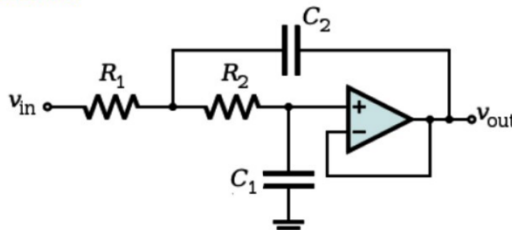
$$V_{offset} := 1.25V$$

$$V_{offset} = \frac{R_{4c}}{(R_{4c} + R_{3c})} \cdot 5V \text{ solve, } R_{4c} \rightarrow 3.3333333333333333 \cdot k\Omega$$

$$R_{4c} := 3.3k\Omega$$

Filtro Sallen

•Passa Baixas:



$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$F_{c_sallen} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_{5c} \cdot R_{6c} \cdot C_{c1} \cdot C_{c2}}}$$

$$R_{5c} := 100\Omega$$

$$R_{6c} := 100\Omega$$

$$F_{c_sallen} := 500kHz$$

Considerando Cc1 = Cc2

$$F_{c_sallen} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_{5c} \cdot R_{6c} \cdot C_{c1}^2}} \text{ solve, } C_{c1} \rightarrow \left(\frac{1}{100000 \cdot \pi \cdot \Omega \cdot kHz} \right)$$

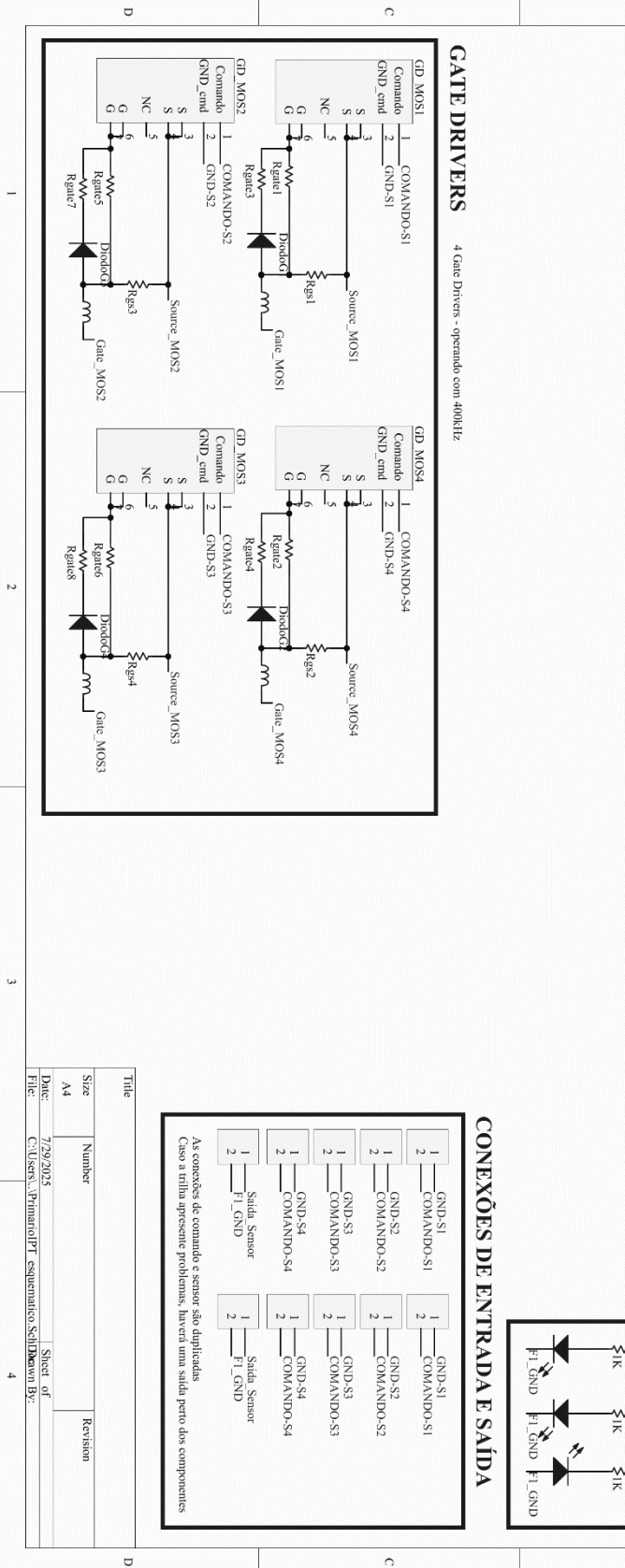
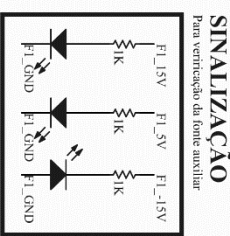
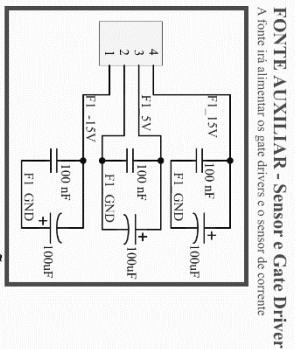
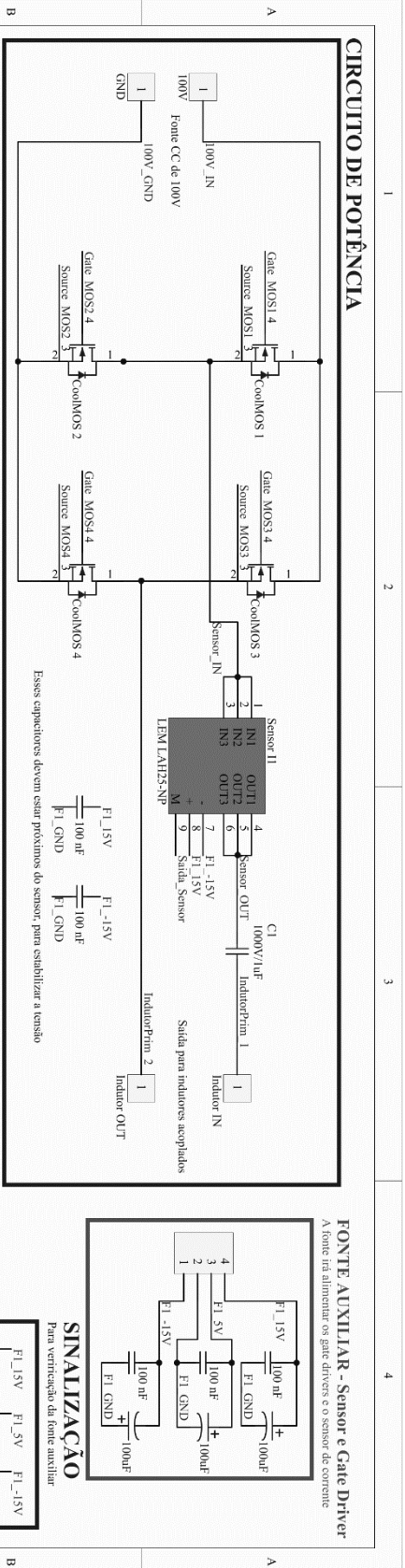
$$C_{c1} := 10nF$$

$$C_{c2} := 10nF$$

$$F_{c_sallen_final} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{R_{5c} \cdot R_{6c} \cdot C_{c1} \cdot C_{c2}}} = 159.155 \cdot kHz$$

Apenas com frequência de corte elevada, não haverá atrasos no sinal de 20.4kHz

APÊNDICE E – Projetos *ALTIUM*



CONEXÕES DE ENTRADA E SAÍDA

GND-S1	GND-S1
1 COMANDO-S1	2 COMANDO-S1
GND-S2	GND-S2
1 COMANDO-S2	2 COMANDO-S2
GND-S3	GND-S3
1 COMANDO-S3	2 COMANDO-S3
GND-S4	GND-S4
1 COMANDO-S4	2 COMANDO-S4
Saída Sensor	Saída Sensor
1 FL_GND	2 FL_GND

As conexões de comando e sensor são duplicadas
Caso a trilha apresente problemas, haverá uma saída perto dos componentes

Title	Revision
Size	Number
A4	
Date:	7/29/2025
File:	C:\Users\Primario\PT_esquematico\Sch\Drawn By:
	Sheet of

