



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

Filipe Tavares Carneiro

**Conversor com transferência de energia sem fio para carregadores de bateria
de veículos elétricos**

Florianópolis
2020

Filipe Tavares Carneiro

**Conversor com transferência de energia sem fio para carregadores de bateria
de veículos elétricos**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Florianópolis
2020

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Carneiro, Filipe

Conversor com transferência de energia sem fio para
carregadores de bateria de veículos elétricos / Filipe
Carneiro ; orientador, Ivo Barbi, 2020.

177 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2020.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Transmissão de energia sem
fio. 3. Carregador de baterias. 4. Veículos elétricos. 5.
Acoplamento Indutivo. I. Barbi, Ivo. II. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

Filipe Tavares Carneiro

Conversor com transferência de energia sem fio para carregadores de bateria de veículos elétricos

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Leonardo Bruno Garcia Campanhol, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Márcio Silveira Ortmann, Dr.
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

Eng. Cesare Quinteiro Pica, Dr.
Fundação CERTI

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

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coordenador do Programa de
Pós-Graduação

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador

Florianópolis, 23 de junho de 2020.

Aos meus pais, Marco Antônio e Maria Cornélia.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Ivo Barbi, por todos os ensinamentos e pela inspiradora orientação ao longo do curso de mestrado.

Ao Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e Energias Renováveis - IBEPE, por toda a estrutura disponibilizada para a realização deste trabalho.

Aos professores Leonardo Bruno Garcia Campanhol e Márcio Silveira Ortmann e ao engenheiro Cesare Quinteiro Pica, pela competente banca de avaliação e pelas contribuições para a melhoria desta dissertação.

Ao Laboratório Fotovoltaica UFSC, pela disponibilização do laboratório para os testes práticos.

Aos funcionários do IBEPE: Patrícia Schmitt Souza, Rogério da Silva Júnior, Victor Borges e Carlos Possamai, por toda ajuda prestada no decorrer deste trabalho.

Aos professores André Kirsten, Arnaldo Perin, Denizar Martins, Gierri Waltrich, Marcelo Lobo, Roberto Coelho, Samir Mussa e Telles Lazzarin, do Instituto de Eletrônica de Potência da UFSC, pelos ensinamentos durante as disciplinas do mestrado.

Aos amigos Maria Helena Belusso, Angélica Cáus, Alexsandra Rospirski, Évelyn Sagiorato, Guilherme Leandro, Jade Melo, Kaio Nascimento e Leonardo Pacheco, do IBEPE, pelos momentos de descontração e por toda ajuda e troca de conhecimento.

Aos amigos e colegas das disciplinas do mestrado: Anderson Balbino, Bruno Bertoldi, Caio Moraes, Carlos Encinas Riveros, Fernanda Boaretto, Gabriel Assunção, Guilherme Schowantz, João Martins Júnior, Leandro Fisch, Leonardo Mai, Mateo Greidanus, Matheus Schramm Dall Asta, Renan Barcelos e Ygor Marca, pelos ensinamentos mútuos e pelas produtivas discussões.

À minha amiga Brenda Martineli Fragoso, pela amizade e pela revisão deste trabalho.

Aos meus pais, por todo amor, incentivo e exemplo de dedicação.

À Universidade Federal de Santa Catarina e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, pela oportunidade de realizar o mestrado em uma universidade pública e de qualidade.

Ao CNPq, pela bolsa de mestrado que me foi concedida.

Ao povo brasileiro, pelo financiamento desta formação.

"Todos estamos matriculados na escola da vida, onde o mestre é o tempo."
Cora Coralina

RESUMO

Um dos maiores desafios para a completa popularização dos veículos elétricos é a busca por soluções mais convenientes para os carregadores de baterias. A transferência de energia sem fio por acoplamento indutivo surge como uma tecnologia promissora por tornar o processo de carga das baterias mais conveniente e seguro para os usuários, além de permitir o carregamento dinâmico das baterias. Nesse contexto, o presente trabalho apresenta o estudo, análise, projeto e implementação de um conversor para carregadores de bateria sem fio. O trabalho se inicia com o estudo dos principais métodos de carregamento de baterias para veículos elétricos e, posteriormente, das diferentes tecnologias usadas em transferência de energia sem fio. É demonstrada a necessidade das redes de compensação de reativos para os sistemas com indutores fracamente acoplados, sendo analisada a topologia Série-série. São analisados o inversor de alta frequência e o retificador, os quais são necessários para o processamento de energia entre duas fontes de corrente contínua. Este primeiro opera com modulação *Phase-shift* de modo a emular uma fonte sinusoidal de alta frequência. Através de análises matemáticas são obtidas equações para dimensionar os componentes do sistema. É utilizado o Método da Transformada de Laplace com Variável Modulada para obtenção do modelo dinâmico orientado ao controle do conversor. É realizado o projeto e implementação prática do conversor para carregadores de baterias por acoplamento indutivo. O funcionamento estático e dinâmico do conversor foi analisado através de ensaios de laboratório com carga resistiva, onde obteve-se uma eficiência global máxima de 93,98% para transferência de energia a uma distância de 15 *cm*.

Palavras-chaves: Transferência de energia sem fio. Acoplamento indutivo. Carregadores de baterias.

ABSTRACT

One of the biggest challenges for the complete popularization of electric vehicles is the research for more convenient solutions for battery chargers. Inductive coupling wireless battery chargers appears as a promising technology for making the battery charging process more convenient and safe for users, and for allowing the dynamic battery charging. In this context, the present work presents the study, analysis, design and implementation of a converter for wireless battery chargers. The work begins with the study of the main methods of batteries charging for electric vehicles and of the different technologies used in wireless energy transfer. The need for reactive compensation networks for loosely coupled inductors systems is demonstrated, and the Series-Series topology is analyzed. The high frequency inverter and the rectifier are presented, which are necessary for the processing of energy between two direct current sources. This first operates with Phase-shift modulation in order to emulate a high frequency sinusoidal source. Through mathematical analysis, equations are obtained to dimension the components of the system. The Modulated Variable Laplace Transform is used to obtain the dynamic model oriented to the converter control. The design and practical implementation of the converter for battery chargers by inductive coupling is carried out. The static and dynamic functioning of the converter was analyzed through laboratory tests with resistive load, which obtained a maximum global efficiency of 93.98% for energy transfer at a distance of 15 *cm*.

Key-words: Wireless power transfer. Inductive coupling. Battery chargers.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Custos de produção de um veículo a gasolina e um veículo elétrico.	32
Figura 1.2 – Número de veículos elétricos fabricados no mundo	32
Figura 1.3 – Métodos de carga estado da arte para um EV.	35
Figura 2.1 – Acoplamento magnético.	40
Figura 2.2 – Geometrias de bobinas usadas em aplicações estáticas.	42
Figura 2.3 – Fator de acoplamento de diferentes arranjos de bobinas.	42
Figura 2.4 – Corte transversal dos núcleos de ferrite.	43
Figura 2.5 – Fator de acoplamento de bobinas em espiral com diferentes tipos de núcleo.	43
Figura 2.6 – Circuito básico para o acoplamento indutivo.	43
Figura 2.7 – Representação fasorial do circuito da Figura 2.6.	44
Figura 2.8 – Influência do fator de acoplamento na tensão de saída do circuito da Figura 2.7.	46
Figura 2.9 – Influência do fator de acoplamento na potência de saída do circuito da Figura 2.7.	47
Figura 2.10 – Rendimento em função da potência de saída.	47
Figura 2.11 – Influência do fator de acoplamento no fator de potência do circuito da Figura 2.7.	48
Figura 2.12 – Requisitos da fonte V_1 para $P_o = 1 kW$	48
Figura 2.13 – Principais topologias de compensação de reativos.	49
Figura 2.14 – Representação fasorial da topologia SS.	49
Figura 2.15 – Análise de Thévenin.	53
Figura 2.16 – Característica externa da topologia SS.	54
Figura 2.17 – Rendimento em função da potência de saída.	54
Figura 2.18 – Influência do fator de acoplamento no rendimento máximo teórico da topologia SS.	55
Figura 2.19 – Influência do fator de acoplamento na máxima transferência de potência.	55
Figura 2.20 – Topologia SS com carga do tipo fonte de tensão.	56
Figura 2.21 – Aproximação de primeiro harmônico da tensão de entrada da ponte retificadora.	56
Figura 2.22 – Circuito equivalente Thévenin da topologia SS com carga do tipo fonte de tensão.	57
Figura 2.23 – Representação fasorial da topologia SS com carga do tipo fonte de tensão.	57
Figura 2.24 – Característica externa.	59

Figura 2.25–Rendimento em função da potência de saída.	59
Figura 3.1 – Conversor CC-CC baseado na topologia SS.	62
Figura 3.2 – Formas de onda da modulação Phase-Shift e FHA.	63
Figura 3.3 – Estado topológico da primeira etapa de operação $\left(0 \leq \omega t \leq \frac{\varphi}{2}\right)$	63
Figura 3.4 – Estado topológico da segunda etapa de operação $\left(\frac{\varphi}{2} \leq \omega t \leq \varphi\right)$	64
Figura 3.5 – Estado topológico da terceira etapa de operação $\left(\varphi \leq \omega t \leq \varphi + \theta_{dt}\right)$	64
Figura 3.6 – Estado topológico da quarta etapa de operação $\left(\varphi + \theta_{dt} \leq \omega t \leq \pi - \theta_{dt}\right)$	65
Figura 3.7 – Estado topológico da quinta etapa de operação $\left(\pi - \theta_{dt} \leq \omega t \leq \pi\right)$	65
Figura 3.8 – Estado topológico da sexta etapa de operação $\left(\pi \leq \omega t \leq \pi + \frac{\varphi}{2}\right)$	66
Figura 3.9 – Estado topológico da sétima etapa de operação $\left(\pi + \frac{\varphi}{2} \leq \omega t \leq \pi + \varphi\right)$	66
Figura 3.10–Estado topológico da oitava etapa de operação $\left(\pi + \varphi \leq \omega t \leq \pi + \varphi + \theta_{dt}\right)$	66
Figura 3.11–Estado topológico da nona etapa de operação $\left(\pi + \varphi + \theta_{dt} \leq \omega t \leq 2\pi - \theta_{dt}\right)$	67
Figura 3.12–Estado topológico da décima etapa de operação $\left(2\pi - \theta_{dt} \leq \omega t \leq 2\pi\right)$	67
Figura 3.13–Formas de onda do conversor CC-CC baseado na topologia SS.	68
Figura 3.14–Estágio de saída.	73
Figura 3.15–Formas de onda do filtro de saída.	73
Figura 3.16–Conversor CC-CC com controle de corrente e tensão.	76
Figura 3.17–Janela de cálculo dos coeficientes.	77
Figura 3.18–Circuito para determinação da planta de corrente.	78
Figura 3.19–Resposta em frequência da planta de corrente.	81
Figura 3.20–Circuito para a determinação de $G_v(s)$	81
Figura 4.1 – Curva de carga da bateria de um veículo elétrico urbano.	84
Figura 4.2 – Distribuição de temperaturas nos componentes e dissipador do inversor de alta frequência.	87
Figura 4.3 – Distribuição de temperaturas nos componentes e dissipador do retificador.	89
Figura 4.4 – Núcleo NB-55/52/4	92
Figura 4.5 – Circuito para medição da indutância mútua.	93
Figura 4.6 – Parâmetros dos indutores em função da distância.	94
Figura 4.7 – Distribuição de perdas nas componentes.	96
Figura 4.8 – Rendimentos dos estágios do conversor.	97
Figura 4.9 – Diagrama de blocos do sistema de controle.	97
Figura 4.10–Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de saída.	98
Figura 4.11–Resposta em frequência da $FTLA_{NC}$ de corrente.	99
Figura 4.12–Resposta em frequência da $FTLA_C$ de corrente.	101
Figura 4.13–Diagrama de blocos da malha de controle da tensão de saída.	101
Figura 4.14–Resposta em frequência da $FTLA_{NC}$ de tensão.	102
Figura 4.15–Resposta em frequência da $FTLA_C$ da malha de tensão.	102
Figura 4.16–Circuito de sensoriamento da tensão de saída.	104
Figura 4.17–Circuito de condicionamento de sinal da tensão de saída.	105
Figura 4.18–Resposta em frequência do filtro de condicionamento de sinal da tensão de saída.	105
Figura 4.19–Circuito de sensoriamento da corrente de saída.	106
Figura 4.20–Circuito de condicionamento de sinal da corrente de saída.	107
Figura 4.21–Resposta em frequência do filtro de condicionamento de sinal da corrente de saída.	107

Figura 4.22–Diagrama esquemático simplificado do circuito de comando de gatilhos dos transistores.	108
Figura 5.1 – Indutor.	111
Figura 5.2 – Placa de potência do transmissor.	112
Figura 5.3 – Placa de potência do receptor.	112
Figura 5.4 – Placa de condicionamento e geração de sinais.	113
Figura 5.5 – Circuito de comando de gatilho.	113
Figura 5.6 – Bancada de testes.	114
Figura 5.7 – Sentidos das correntes e polaridades das tensões medidas.	115
Figura 5.8 – Formas de onda da tensão de saída do inversor e da corrente no indutor L_1	115
Figura 5.9 – Formas de onda da tensão na entrada do retificador e da corrente no indutor L_2	116
Figura 5.10–Formas de onda das tensões no indutor L_1 e no capacitor C_1	116
Figura 5.11–Formas de onda das tensões no indutor L_2 e no capacitor C_2	116
Figura 5.12–Formas de onda experimentais da tensão nos diodos da ponte retificadora.	118
Figura 5.13–Formas de onda experimentais das tensões nos interruptores S_1 e S_3	119
Figura 5.14–Formas de onda experimentais das tensões nos interruptores S_2 e S_4	120
Figura 5.15–Curvas experimentais da análise estática.	121
Figura 5.16–Rendimento em função da potência de saída.	121
Figura 5.17–Formas de onda da tensão de saída do inversor e da corrente no indutor L_1	122
Figura 5.18–Formas de onda da tensão na entrada do retificador e da corrente no indutor L_2	122
Figura 5.19–Formas de onda experimentais da comutação da tensão v_{ab}	123
Figura 5.20–Formas de onda experimentais da comutação da tensão v_{ret}	123
Figura 5.21–Rendimento em função da potência de saída com $\varphi = 180^\circ$	123
Figura 5.22–Imagens registradas com câmera térmica.	124
Figura 5.23–Respostas dinâmicas simuladas para variação de carga.	125
Figura 5.24–Respostas dinâmicas experimentais à variação de carga.	125
Figura 5.25–Modelo simplificado da bateria.	125
Figura 5.26–Formas de onda da simulação de carga da bateria.	126
Figura D.1–Esquemático da placa de potência do transmissor.	174
Figura D.2– <i>Layout</i> da placa de potência do transmissor.	175
Figura D.3–Esquemático da placa de potência do receptor.	176
Figura D.4– <i>Layout</i> da placa de potência do receptor.	177

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Investimentos em veículos elétricos.	33
Tabela 3.1 – Coeficientes da Equação (3.60).	79
Tabela 3.2 – Coeficientes da função de transferência da planta de corrente.	80
Tabela 4.1 – Especificações do projeto	84
Tabela 4.2 – Propriedades do material TH50	93
Tabela 4.3 – Resultados das medições de parâmetros.	94
Tabela 5.1 – Comparação entre os esforços calculados, simulados e medidos.	117

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AD	Analógico-digital
BEV	<i>Battery Electric vehicle</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EV	<i>Electric vehicle</i>
FHA	<i>First harmonic approximation</i>
$FTLAC$	Função de transferência de laço aberto compensada
$FTLANC$	Função de transferência de laço aberto não compensada
HFI	<i>High frequency inverter</i>
LCL	Indutor-Capacitor-Indutor
MCC	Modo de condução contínua
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
P	Paralelo
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
PI	Proporcional-integral
PWM	<i>Pulse width modulation</i>
S	Série
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i>
SiC	<i>Silicon carbide</i>
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i>

WPT	<i>Wireless power transfer</i>
ZCS	<i>Zero-current switching</i>
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>
ZVS	<i>Zero-voltage switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_{AWG38}	Área da seção transversal do condutor AWG 38
A_{cobre}	Área da seção transversal do condutor para atender ao critério térmico
C_1	Capacitância conectada ao primário
C_2	Capacitância conectada ao secundário
C_o	Capacitor do filtro de saída
d	Distância entre os indutores
D	Diâmetro das bobinas
E_{off}	Energia gasta no bloqueio do MOSFET
E_{on}	Energia gasta na entrada em condução do MOSFET
ESR	Resistência série equivalente
f	Frequência de ressonância do circuito e de oscilação da fonte de alimentação
FCC	Fator de correção de comprimento
FCT	Fator de correção de temperatura
FP	Fator de potência na entrada do primário
G	Ganho estático
i_1	Corrente variante no tempo no primário
I_1	Valor eficaz da corrente no primário
\mathbf{I}_1	Corrente fasorial no primário
i_2	Corrente variante no tempo no secundário
I_B	Valor médio da corrente na bateria
I_{C1ef}	Valor eficaz da corrente no capacitor do primário

$I_{C2_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no capacitor do secundário
$I_{D_{ef}}$	Valor eficaz da corrente nos diodos
$I_{D_{méd}}$	Valor médio da corrente nos diodos
i_{C_o}	Corrente variante no tempo no capacitor do filtro de saída
$I_{C_{oef}}$	Valor eficaz da corrente no capacitor do filtro de saída
$I_{L1_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no indutor do primário
$I_{L2_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no indutor do secundário
i_o	Corrente variante no tempo na carga do secundário e na saída do retificador
I_o	Valor eficaz da corrente na carga do secundário
\hat{I}_o	Valor de pico da corrente de saída do retificador
\mathbf{I}_o	Corrente fasorial na carga do secundário
$I_{S_{ef}}$	Valor eficaz da corrente nos interruptores comandáveis
$I_{S_{méd}}$	Valor médio da corrente nos interruptores comandáveis
j	Unidade imaginária
$J_{máx}$	Densidade de corrente máxima
k	Fator de acoplamento
k_c	Ganho do compensador PI
K_i	Ganho do sensor de corrente
K_{HFI}	Ganho do inversor de alta frequência
K_v	Ganho do sensor de tensão
K_φ	Ganho do modulador <i>Phase-Shift</i>
L	Indutância
L_1	Indutor do primário
L_2	Indutor do secundário
L_{eq}	Indutância equivalente
M	Indutância mútua
$M_{máx}$	Indutância mútua máxima em função da potência de saída
M_ϕ	Margem de fase
n_{AWG38}^o	Número de condutores AWG 38 para atender ao critério térmico

N	Número de espiras
N_1	Número de espiras do indutor L_1
N_2	Número de espiras do indutor L_2
P_D	Potência dissipada nos diodos
P_{D_x}	Potência dissipada no diodo de índice x
$P_{D_{com}}$	Potência dissipada em comutação nos diodos
$P_{D_{cond}}$	Potência dissipada em condução nos diodos
P_i	Potência na entrada do primário
P_{L_x}	Potência dissipada no indutor de índice x
$P_{máx}$	Potência de saída máxima
P_o	Potência de saída
P_S	Potência dissipada nos interruptores comandáveis
P_{S_x}	Potência dissipada no interruptor comandável de índice x
$P_{S_{com}}$	Potência dissipada em comutação nos interruptores comandáveis
$P_{S_{cond}}$	Potência dissipada em condução nos interruptores comandáveis
Q	Potência reativa na entrada do primário
r	Distância entre espiras
R_1	Resistência elétrica série equivalente do enrolamento do primário
R_2	Resistência elétrica série equivalente do enrolamento do secundário
R_B	Resistência elétrica equivalente à bateria em um ponto de operação
R_{DSon}	Resistência elétrica do MOSFET em condução
R_{ext}	Raio externo
R_o	Resistência elétrica da carga
r_{on}	Resistência elétrica do diodo em condução
R_{Th}	Resistência elétrica de Thévenin vista nos terminais de saída do secundário
$R_{\eta máx}$	Resistência elétrica da carga que maximiza o rendimento
$R_{\theta cd}$	Resistência térmica entre cápsula e dissipador
$R_{\theta da}$	Resistência térmica entre dissipador e ambiente

$R_{\theta da_{catálogo}}$	Resistência térmica entre dissipador e ambiente no catálogo do fabricante do dissipador
$R_{\theta jc}$	Resistência térmica entre junção e cápsula
S	Potência aparente na entrada do primário
s_x	Sinal de comando do interruptor de índice x
t	Tempo
T_a	Temperatura ambiente
T_{cS_x}	Temperatura de cápsula no diodo de índice x
T_{cS_x}	Temperatura de cápsula no interruptor de índice x
T_d	Temperatura do dissipador
T_j	Temperatura de junção
T_{jD_x}	Temperatura de junção no diodo de índice x
T_{jS_x}	Temperatura de junção no interruptor de índice x
v_1	Tensão variante no tempo de alimentação do primário
V_1	Valor eficaz da tensão de alimentação do primário
v_2	Tensão variante no tempo sobre L_2
v_{ab}	Tensão variante no tempo nos terminais de saída do inversor
V_B	Valor médio da tensão da bateria
$V_{C1_{ef}}$	Valor eficaz da tensão no capacitor do primário
$V_{C2_{ef}}$	Valor eficaz da tensão no capacitor do secundário
v_{C_o}	Tensão variante no tempo no capacitor do filtro de saída
V_{DC}	Valor médio da tensão de barramento do inversor
$V_{DS_{máx}}$	Valor máximo da tensão entre dreno e <i>source</i>
V_F	Queda de tensão direta no diodo
\hat{V}_{L1}	Valor de pico da tensão no indutor do primário
\hat{V}_{L2}	Valor de pico da tensão no indutor do secundário
v_o	Tensão variante no tempo na carga do secundário
V_o	Valor eficaz da tensão na carga do secundário
\mathbf{V}_o	Tensão fasorial na carga do secundário
V_R	Tensão reversa sobre os diodos

v_{ret}	Tensão variante no tempo nos terminais de entrada do retificador
V_{Th}	Tensão fasorial de Thévenin nos terminais de saída do secundário
Z_1	Impedância elétrica do primário
Z_2	Impedância elétrica do secundário
Z_{Th}	Impedância elétrica de Thévenin vista nos terminais de saída do secundário
δ	Profundidade de condução de corrente no condutor
Δv_{C_o}	Valor de pico a pico da ondulação de tensão no capacitor do filtro de saída
ΔT_{da}	Diferença de temperatura entre dissipador e ambiente
η	Rendimento
$\eta_{máx}$	Rendimento máximo em função da indutância mútua
θ_1	Deslocamento angular da corrente no primário em relação à tensão de alimentação do primário
θ_o	Deslocamento angular da corrente e tensão na carga do secundário em relação à tensão de alimentação do primário
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}$
π	3,14159265359
σ	Condutividade elétrica do cobre
ϕ_1	Fluxo magnético produzido pelo indutor L_1
ϕ_{11}	Parcela do fluxo magnético produzido pelo indutor L_1 que não se concatena com L_2
ϕ_{12}	Parcela do fluxo magnético produzido pelo indutor L_1 que se concatena com L_2
ρ	Densidade
φ	Largura de pulso da tensão v_{ab}
ω	Frequência angular de ressonância do circuito e de oscilação da fonte de alimentação
ω_c	Frequência angular de cruzamento por 0 dB
ω_z	Frequência angular do zero do compensador PI

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1		31
1	INTRODUÇÃO	31
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO	31
1.1.1	Carregadores de bateria para veículos elétricos	34
1.2	OBJETIVOS	36
1.2.1	Objetivos gerais	36
1.2.2	Obejtivos Específicos	36
1.3	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	36
CAPÍTULO 2		39
2	FUNDAMENTOS DA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO PARA CARREGADORES DE BATERIA ESTACIONÁRIOS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS	39
2.1	FORMAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO	39
2.2	ACOPLAMENTO INDUTIVO	40
2.3	RELAÇÃO ENTRE OS ASPECTOS CONSTRUTIVOS DOS INDUTORES, A DISTÂNCIA DE TRANSMISSÃO E O FATOR DE ACOPLAMENTO	41
2.4	NECESSIDADE DE COMPENSAÇÃO DE REATIVOS	43
2.4.1	Análise estática	44
2.4.2	Exemplo numérico	46
2.5	TOPOLOGIAS DE COMPENSAÇÃO DE REATIVOS	48
2.5.1	Compensação do tipo Série-série	49
2.5.1.1	Análise estática	49
2.5.1.2	Exemplo numérico	53
2.5.1.3	Análise estática com carga do tipo fonte de tensão	55
2.5.1.4	Exemplo numérico para carga do tipo fonte de tensão	58
CAPÍTULO 3		61

3	ANÁLISE DO CONVERSOR PARA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO	61
3.1	ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR CC-CC BASEADO NA TOPOLOGIA SÉRIE-SÉRIE	61
3.1.1	Modulação do inversor de alta frequência	61
3.1.2	Etapas de operação	62
3.1.3	Cálculo dos esforços de corrente e tensão nos componentes	67
3.1.3.1	Inversor de alta frequência	69
3.1.3.2	Componentes da topologia SS	70
3.1.3.3	Ponte retificadora	71
3.1.3.4	Capacitor de saída	72
3.2	MODELAGEM DINÂMICA E CONTROLE	75
3.2.1	Estratégia de controle	75
3.2.2	Modelagem dinâmica do conversor	76
3.2.2.1	Método da Transformada de Laplace com variável modulada	76
3.2.2.2	Função de transferência da planta de corrente	78
3.2.2.2.1	<i>Validação da planta de corrente</i>	80
3.2.2.3	Função de transferência da planta de tensão	81
CAPÍTULO 4		83
4	PROJETO DO CONVERSOR COM TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO APLICADO AO CARREGAMENTO DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS	83
4.1	ESPECIFICAÇÕES	83
4.2	CÁLCULOS PRELIMINARES	84
4.3	INTERRUPTORES COMANDÁVEIS	85
4.3.1	Cálculo de perdas e cálculo térmico	86
4.4	DIODOS	88
4.4.1	Cálculo de perdas e cálculo térmico	88
4.5	INDUTORES PARA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO	90
4.5.1	Dimensionamento dos enrolamentos	90
4.5.2	Núcleo	92
4.5.3	Medição dos parâmetros dos indutores	93
4.6	COMPONENTES PASSIVOS	94
4.6.1	Capacitor de compensação de reativos do primário	94
4.6.2	Capacitor de compensação de reativos do secundário	95
4.6.3	Capacitor do filtro de saída	95
4.7	DISTRIBUIÇÃO DE PERDAS	96
4.8	PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE	97

4.8.1	Projeto dos controladores	97
4.8.1.1	Projeto do compensador de corrente	98
4.8.1.2	Projeto do compensador de tensão	100
4.8.1.3	Implementação digital dos controladores	103
4.8.2	Circuitos de condicionamento de sinais	103
4.8.2.1	Circuito de condicionamento para o sinal do sensor de tensão	103
4.8.2.2	Circuito de condicionamento para o sinal do sensor de corrente	106
4.8.3	Microcontrolador	107
4.8.4	Circuito de comando de gatilho dos transistores	108
4.8.5	Fonte Auxiliar	108
CAPÍTULO 5		111
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO	111
5.1	IMAGENS DO PROTÓTIPO	111
5.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM REGIME PERMANENTE	114
5.2.1	Resultados com controle de potência por modulação	115
5.2.2	Resultados com ajuste da potência através da tensão do barramento	122
5.3	IMAGENS TÉRMICAS	124
5.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE TESTES DO CONTROLE	124
CONCLUSÃO		127
REFERÊNCIAS		129
APÊNDICE A – ARTIGO SUBMETIDO EM CONGRESSO		137
A.1	– ITEC 2020	137
APÊNDICE B – PLANILHAS DE PROJETO		146
B.1	– PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	146
B.2	– PROJETO DOS CONTROLADORES	156
APÊNDICE C – CÓDIGO IMPLEMENTADO NO MICROCONTROLADOR		166
APÊNDICE D – ESQUEMÁTICO E LAYOUT DAS PLACAS DE POTÊNCIA		173

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

A pesquisa por veículos elétricos (EVs, do inglês "*Electric Vehicles*") data inicialmente da década de 20 do século XIX [1]. Porém, até o início dos anos 2000 essa tecnologia não havia obtido grande sucesso comercial, podendo ser citados como tentativas o Gurgel Itaipu, apresentado em 1974, o Gurgel E-400, o primeiro carro elétrico produzido em série no Brasil nos anos 1981 e 1982, e o General Motors EV1, o primeiro carro elétrico produzido em massa no mundo [1, 2].

Nas duas últimas décadas o interesse de diversos países em veículos elétricos vem aumentando com o objetivo de reduzir a poluição do ar em áreas densamente povoadas, contribuir para a diversificação energética e para a redução da emissão de gases do efeito estufa, quando combinados com um setor elétrico com baixa emissão de carbono [3]. Até o ano de 2019, 17 países, entre eles Alemanha, Reino Unido, Holanda, Noruega, França e Índia, anunciaram o objetivo de possuir, até 2040 ou 2050, 100% da sua frota de veículos com zero emissão de carbono [3, 4].

O custo atual de um veículo elétrico é bastante superior ao custo de um veículo equivalente com motor de combustão interna, o que se deve principalmente ao valor das baterias. Como mostra a Figura 1.1, que compara os custos de produção de um Volkswagen Golf a gasolina e um Chevrolet Bolt elétrico, em 2017 o componente mais caro de um EV era o conjunto de baterias, custando \$ 205,00 por kWh de armazenamento e tornando o veículo elétrico substancialmente mais caro do que seu concorrente movido a combustão [4]. Também nessa figura são apresentadas as projeções para 2025 do custo das baterias de \$ 130,00/kWh [5] e \$ 100,00/kWh [6]. Segundo essas projeções, em alguns anos os veículos elétricos serão produzidos pelo mesmo custo que os veículos a gasolina de mesma categoria [4, 5, 6].

Apesar do elevado custo de produção atual, a recente popularização dos veículos elétricos é notável. Nos últimos anos, devido às políticas de incentivo ao consumo adotadas principalmente pela China, Estados Unidos e alguns países europeus, a produção de veículos elétricos tem aumentado acentuadamente [4]. Na Figura 1.2 é apresentado o número de

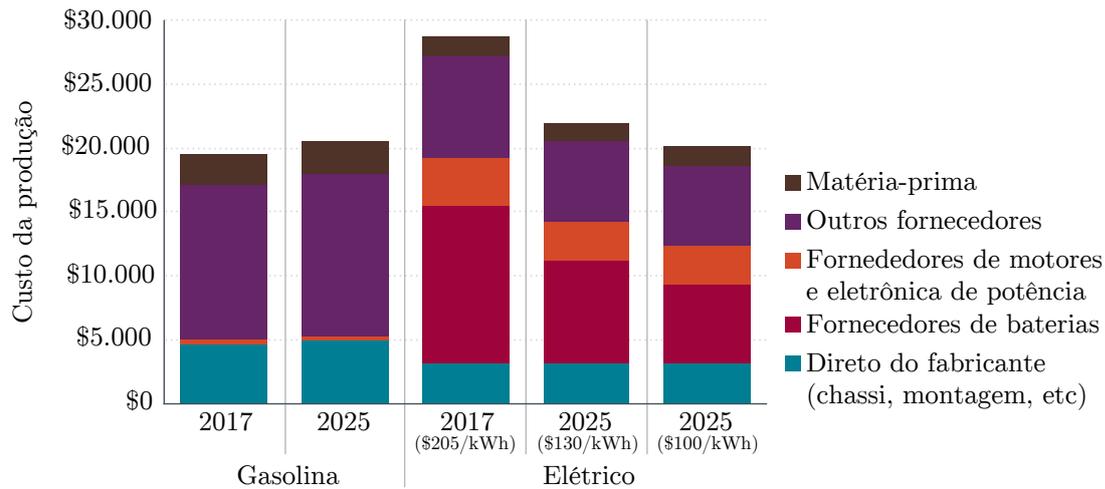


Figura 1.1 – Custos de produção de um veículo a gasolina e um veículo elétrico.

Fonte: Adaptado de [4].

veículos elétricos produzidos no mundo por fabricante a partir do ano de 2010. O gráfico revela uma tendência de crescimento na produção de EVs, onde é possível notar que a produção mundial mais do que dobra a cada dois anos. Em 2019 o número de veículos elétricos em circulação no mundo, considerando os veículos a bateria (BEVs, do inglês *"Battery Electric Vehicles"*) e os *plug-in* híbridos (PHEVs, do inglês *"Plug-in Hybrid Electric Vehicles"*), somava 7,2 milhões de unidades, das quais 47% estavam na China, 25% na Europa e 20% nos Estados Unidos [3].

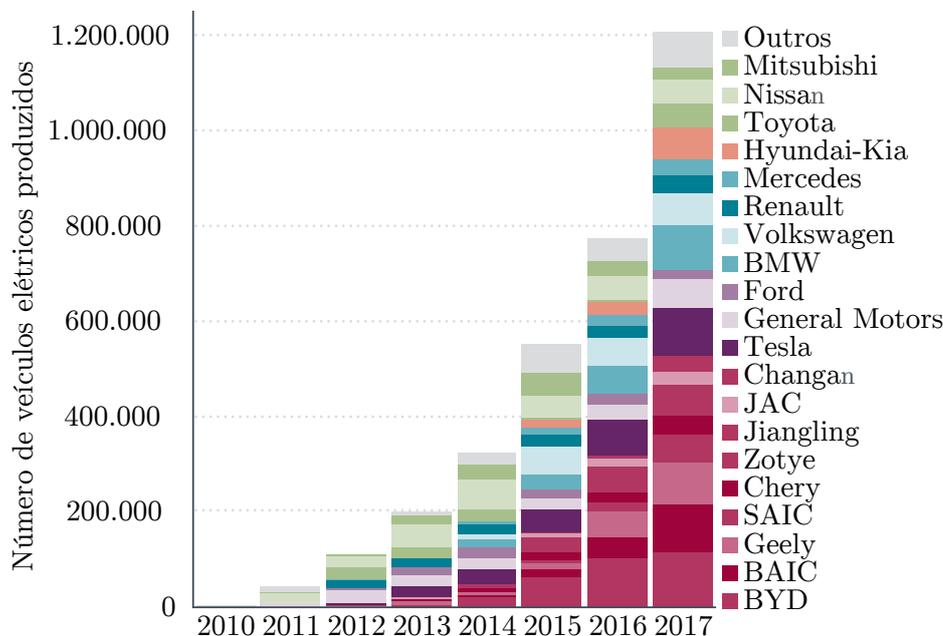


Figura 1.2 – Número de veículos elétricos fabricados no mundo

Fonte: Adaptado de [4].

No Brasil, entre elétricos e híbridos haviam 11 mil veículos no ano de 2018 [7]. Os BEVs eram 400 unidades e chegaram a 940 unidades em 2019, um aumento de 135% [3]. A venda de BEVs e PHEVs em 2019 correspondeu a uma fatia de 0,1% do mercado brasileiro

de automóveis [3]. Nesse mesmo ano o país já contava com 913 carregadores de baterias públicos, dos quais 908 são de carga lenta¹ e 5 são de carga rápida [3]. No mundo eram 598.000 carregadores públicos lentos e 263.000 rápidos [3].

Além dos veículos leves, outro meio de transporte vem aumentando sua popularidade no Brasil. Diversas cidades já utilizam ônibus elétricos no transporte público, como por exemplo Salvador (BA), Brasília (DF), Santos (SP), Bauru (SP), Volta Redonda (RJ), Campinas (SP) e São Paulo (SP), além de testes sendo realizados em Belo Horizonte (MG) [8, 9]. Em todas essas cidades estão presentes ônibus da BYD, empresa chinesa que produz ônibus elétricos no Brasil desde 2015 e que atualmente disponibiliza um modelo de ônibus elétrico rodoviário para o mercado brasileiro [10, 11].

Outro dado que demonstra o crescimento do setor de veículos elétricos no Brasil é o número de patentes. Desde 1998 foram depositados 694 pedidos de patentes relacionadas a veículos elétricos no país. Desse total, 636 foram depositados a partir de 2008, revelando um grande interesse recente na proteção de direitos de propriedade industrial nessa área [1]. Na categoria de BEVs existem 258 pedidos de patentes, das quais 45 tratam sobre carregamento de baterias sem fio, sendo essa a terceira subcategoria com maior número de depósitos [1]. Além desses, outros 9 pedidos de patentes sobre carga sem fio são encontrados nos 206 pedidos da categoria relativa às baterias. Desse modo, existem 54 pedidos de patentes sobre carregamento de baterias sem fio, o que demonstra uma forte tendência de proteção dessa tecnologia [1]. Os dados também demonstram que 673 depósitos foram efetuados por estrangeiros, sendo principalmente transnacionais do setor automobilístico, revelando grande interesse dessas empresas no mercado brasileiro [1].

O interesse das grandes empresas do setor na produção de veículos elétricos também pode ser observado pelos investimentos anunciados por essas empresas. Os EVs ainda não são uma tecnologia tão madura quanto os veículos de combustão interna [12], necessitando, assim, de investimentos para o desenvolvimento de tecnologia. Devido a isso, diversos fabricantes estão realizando aportes consideráveis em veículos elétricos, como mostra a Tabela 1.1. Tais investimentos intencionam reduzir os custos de produção, aumentar a autonomia dos veículos elétricos, tornar o processo de carga das baterias mais conveniente aos usuários e a construção de novas plantas fabris [4].

Tabela 1.1 – Investimentos em veículos elétricos.

Montadora	Investimentos anunciados
Nissan-Renault-Mitsubishi	\$ 9 bilhões entre 2018 e 2022
Volkswagen	\$ 100 bilhões até 2022
Chongqing Changan	\$ 15 bilhões até 2025
BAIC	\$ 2,4 bilhões
Tesla	\$ 5 bilhões
Mercedes	\$ 13,2 bilhões
BMW	\$ 3,6 bilhões até 2025
Ford	\$ 11 bilhões até 2022
Great Wall	\$ 8 bilhões até 2028

Fonte: [4]

¹ Em [3] é considerado como carga lenta a carga da bateria a uma potência de até 22kW. Carregadores com potência entre 22 kW e 150 kW são classificados como carregadores rápidos.

Outras vantagens dos veículos elétricos, além das citadas inicialmente, são:

- Eficiência energética: Os veículos elétricos são de 3 a 5 vezes mais eficientes energeticamente do que os veículos com motor de combustão interna [3];
- Economia ao rodar: Os EVs têm menor custo por quilômetro percorrido do que veículos a combustão [1];
- Frenagem regenerativa: Durante a frenagem regenerativa parte da energia cinética do veículo é convertida em energia elétrica e devolvida à bateria [1];
- Segurança energética: A mobilidade elétrica reduz a necessidade de importação de petróleo de muitos países [3];
- Redução da poluição sonora e do ar: A substituição dos veículos a combustão por EVs contribui para a redução da poluição sonora e do ar, principalmente em áreas urbanas [3];
- Redução da emissão de gases do efeito estufa: Quando utilizados junto a um setor elétrico com baixa emissão de carbono, os veículos elétricos contribuem para a redução da emissão de gases causadores do efeito estufa [3];
- Desenvolvimento industrial: Os EVs possuem o potencial de facilitar a redução dos custos de fabricação das baterias, um componente com grande importância estratégica para o futuro [3].

As principais desvantagens dos veículos elétricos na atualidade são:

- Preço: Os EVs ainda possuem um custo de produção significativamente maior do que os veículos a combustão, o que se reflete no preço ofertado aos consumidores [4];
- Autonomia: Devido ao elevado custo das baterias, a autonomia dos veículos elétricos geralmente não é competitiva quando comparada com a dos veículos a combustão interna [1];
- Tempo de recarga das baterias: Inúmeros avanços estão sendo realizados nessa área, no entanto o tempo médio para a recarga total das baterias dos EVs ainda é de algumas poucas horas, muito superior ao tempo de reabastecimento dos veículos a combustão [3, 1].

1.1.1 Carregadores de bateria para veículos elétricos

Ao contrário dos veículos a combustão interna que podem ser abastecidos em poucos minutos, os EVs, em média, demandam um tempo de cerca de algumas horas para a carga total das baterias. Portanto, a busca por soluções de carregadores eficientes e que potencializem o uso de veículos elétricos está entre os desafios fundamentais que devem ser superados para a disseminação dessa tecnologia de automóvel [4]. As pesquisas na área dos carregadores de baterias vêm obtendo resultados, com carregadores de 250 a 500 kW sendo anunciados, um avanço em relação aos 50 a 120 kW da maioria dos modelos de veículos elétricos atuais [3]. Nesse cenário, os três principais métodos de carga de baterias para

Figura 1.3 – Métodos de carga estado da arte para um EV.



Fonte: [13]

EVs são a troca de baterias, o acoplamento indutivo e os carregadores com fios condutores [13], mostrados na Figura 1.3.

A troca de baterias é o método mais rápido, permitindo que os usuários tenham uma bateria totalmente carregada em pouco tempo. Essa estratégia já foi praticada pelas empresas Better Place e Tesla Motors, embora ambas as tentativas não tenham obtido sucesso com os consumidores [14, 15, 16].

A carga com fios condutores pode ser dividida em *off-board* e *on-board* [12]. Os carregadores *on-board* são projetados para serem alimentados por tomadas convencionais, tipicamente de 16 A, sendo utilizados nas chamadas cargas lentas [13]. Para cargas rápidas de dezenas de kilowatts são usados os carregadores *off-board*, os quais são instalados em estações de carga específicas para essa finalidade [12, 13]. Esse método de carga é o mais comum, mas apresenta problemas de segurança devido à necessidade do usuário realizar conexões elétricas mesmo sob mau tempo [17, 18].

No acoplamento indutivo a energia é transferida através do campo magnético de uma bobina transmissora para uma bobina receptora instalada no veículo. Esta tecnologia já foi utilizada na década de 90 pela General Motors [19] e atualmente é empregada em todos os carregadores de baterias sem fio disponíveis [20, 21, 19], como por exemplo nos projetos de estações de carga sem fio das empresas Bombardier, Siemens, Audi, BMW e Toyota [13, 22].

Diferentemente do método de carga por condução, os carregadores indutivos não oferecem riscos de choque elétrico, são mais confortáveis aos usuários por não precisarem manipular cabos e plugues, também são mais seguros para os pedestres por não deixarem fios enrolados nas calçadas, podem ser colocados em embalagens herméticas para proteção contra poeira e umidade, e são menos susceptíveis a atos de vandalismo do que as estações de carga com fios [17, 18]. Contudo, a principal vantagem do acoplamento indutivo é que a ausência de contato mecânico permite a carga de veículos em movimento, chamada de carga dinâmica, e que tem sido o foco de diversos estudos nos últimos anos [23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 31, 32]. A carga dinâmica é uma solução promissora para o problema de autonomia dos veículos elétricos, possibilitando a diminuição da capacidade, ou até mesmo a eliminação, do banco de baterias, o qual é o componente mais caro dos EVs [4, 12, 20].

Além dos carregadores de bateria para veículos elétricos, podem ser citadas outras aplicações da transferência de energia sem fio, como por exemplo [17, 19]:

- Carregadores de bateria para dispositivos eletrônicos;
- Alimentação de robôs em plantas industriais;
- Carregadores de bateria para implantes biomédicos;
- Fontes de alimentação para ambientes com gases inflamáveis;
- Aplicações submarinas;
- Alimentação de trens de levitação magnética.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivos gerais

- Compreender o funcionamento dos carregadores de bateria sem fio e dos diversos componentes desse sistema;
- Obter ferramentas de análise e comparação das diferentes soluções possíveis;
- Projetar e construir um conversor para transferência de energia por acoplamento indutivo.

1.2.2 Objetivos Específicos

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre as tecnologias para transmissão de energia sem fio;
- Analisar quantitativamente o acoplamento indutivo;
- Analisar os conversores estáticos de potência necessários para a implementação do sistema;
- Gerar equações de projeto e dimensionamento de todos os componentes empregados;
- Elaborar uma metodologia de projeto para carregadores de bateria por acoplamento indutivo;
- Construir um conversor para carga de baterias sem fio;
- Extrair resultados de laboratório do protótipo construído.

1.3 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

Este documento está dividido da seguinte forma:

- No Capítulo 2 é feita uma revisão sobre as formas de transmissão de energia sem fio, apresentando os motivos pelo qual o acoplamento indutivo foi a tecnologia escolhida. Em seguida, é demonstrada a necessidade de compensação de reativos dos circuitos fracamente acoplados. Após uma revisão das técnicas de compensação de reativos existentes, a topologia escolhida é analisada.

- Os conversores estáticos de potência necessários para a transmissão de energia sem fio por acoplamento indutivo são apresentados no Capítulo 3. São realizadas as análises estáticas, onde são obtidas equações para o cálculos dos esforços de tensão e corrente nos componentes visando o dimensionamento do sistema, e dinâmicas, nas quais são obtidos os modelos de pequenos sinais do conversor visando o projeto dos controladores.
- No Capítulo 4 é realizado o projeto do conversor com a descrição da metodologia de projeto utilizada.
- O Capítulo 5 apresenta os resultados obtidos em laboratório dos testes realizados com o protótipo projetado no Capítulo 4.
- Por fim, são apresentadas as conclusões do trabalho.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS DA TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO PARA CARREGADORES DE BATERIA ESTACIONÁRIOS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

2.1 FORMAS DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA SEM FIO

A transmissão de energia pelo ar ou vácuo é um evento comum, e pode ocorrer devido a diversos fenômenos físicos, como por exemplo a propagação da luz e do som.

No campo de estudo da engenharia elétrica, a transmissão de informação a longas distâncias através de ondas eletromagnéticas é uma tecnologia consolidada e largamente utilizada em diversas aplicações cotidianas, tais como o GPS, o rádio e a telefonia móvel. Nessas aplicações não há preocupação com a relação entre a potência do sinal recebido e a potência do sinal transmitido, mas sim com a relação sinal-ruído (SNR, do inglês "*Signal-to-Noise Ratio*") no receptor. Por outro lado, a transmissão de energia sem fio (WPT, do inglês "*Wireless Power Transfer*") de forma eficiente ainda é um desafio mesmo para distâncias da ordem de dezenas de centímetros. Embora a WPT já possua um longo histórico de desenvolvimento [17, 33], esta vem recebendo crescente atenção nas últimas décadas devidos às suas proeminentes aplicações.

A energia elétrica pode ser transmitida, sem utilização de fios, por meio do campo elétrico, do campo magnético ou por ondas eletromagnéticas. As técnicas que utilizam cada um desses fenômenos são chamadas, respectivamente, de acoplamento capacitivo, acoplamento indutivo e radiante.

A transmissão de energia sem fio por radiação eletromagnética é feita através de micro-ondas ou lasers. Possui capacidade de transmissão de energia a longas distâncias, mas necessita de dispositivos de orientação e direcionamento. Como desvantagens possui baixa eficiência e riscos à saúde humana devidos aos altos valores de campo eletromagnético

[18, 33].

O acoplamento capacitivo apresenta como vantagens ter baixas perdas, produzir baixa interferência eletromagnética e capacidade de transferir energia através de objetos metálicos. Devido à baixa densidade de energia armazenada no campo elétrico, é empregado em aplicações de baixa potência e distâncias da ordem de milímetros [18, 33, 34, 35].

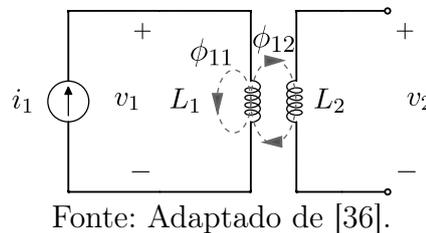
Quando comparado com o campo elétrico, o campo magnético é capaz de alcançar uma densidade volumétrica de energia cerca de 10^4 vezes maior ao redor do dispositivo transmissor [18]. Por essa razão, essa tecnologia possui alta capacidade de transferência de energia, sendo utilizada com alta eficiência em aplicações de maior potência e à distâncias de dezenas de centímetros. Como desvantagens, o acoplamento indutivo apresenta perdas nos enrolamentos das bobinas e produz maior interferência eletromagnética [33, 35].

2.2 ACOPLAMENTO INDUTIVO

A capacidade de um indutor induzir tensão em um indutor próximo é chamada de indutância mútua [36]. Circuitos onde esse fenômeno ocorre são ditos circuitos magneticamente acoplados, os quais serão objeto de estudo das próximas seções.

Inicialmente, considera-se o circuito magneticamente acoplado mostrado na Figura 2.1, onde a bobina 1 possui N_1 espiras e a bobina 2 possui N_2 espiras.

Figura 2.1 – Acoplamento magnético.



Fonte: Adaptado de [36].

Ao fluir através da bobina 1, a corrente i_1 produz um fluxo magnético ϕ_1 . Parte desse fluxo, chamada de ϕ_{12} , também se associa à bobina 2, enquanto a parcela ϕ_{11} permeia apenas a bobina 1. O fluxo total pode ser expresso em termos das duas parcelas como

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

De acordo com a lei de Faraday

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

O fluxo ϕ_1 é uma função da corrente i_1 , portanto, a Equação (2.2) pode ser reescrita como

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{di_1} \frac{di_1}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt}, \quad (2.3)$$

onde L_1 é definida por

$$L_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{di_1}. \quad (2.4)$$

L_1 é a autoindutância (ou indutância própria) da bobina 1, pois relaciona a tensão nos terminais de um indutor à corrente que flui através destes.

De forma análoga, aplicando a lei de Faraday à bobina 2, tem-se

$$v_2 = N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt}. \quad (2.5)$$

Utiliza-se ϕ_{12} na Equação (2.5), pois somente essa parcela do fluxo atravessa a bobina 2.

Como o fluxo ϕ_{12} também é uma função de i_1 , tem-se que

$$v_2 = N_2 \frac{d\phi_{12}}{di_1} \frac{di_1}{dt} = M \frac{di_1}{dt}, \quad (2.6)$$

onde M é definido por

$$M = N_2 \frac{d\phi_{12}}{di_1}. \quad (2.7)$$

M é chamada de indutância mútua entre as bobinas 1 e 2, pois relaciona a tensão induzida nos terminais da bobina 2 à corrente que circula na bobina 1.

Através da análise da energia em circuitos magneticamente acoplados, é provado que [36]

$$M \leq \sqrt{L_1 L_2}. \quad (2.8)$$

Portanto, define-se como fator de acoplamento k (ou coeficiente de acoplamento) a razão entre a indutância mútua e seu valor limite

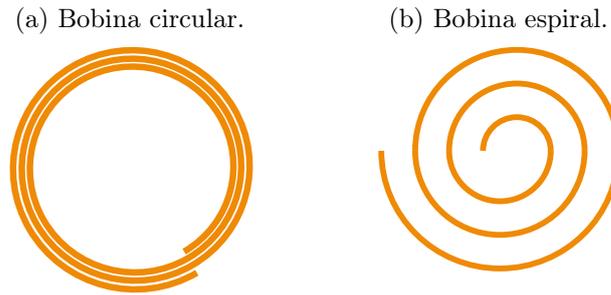
$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (2.9)$$

2.3 RELAÇÃO ENTRE OS ASPECTOS CONSTRUTIVOS DOS INDUTORES, A DISTÂNCIA DE TRANSMISSÃO E O FATOR DE ACOPLAMENTO

O fator de acoplamento resultante em um par de indutores magneticamente acoplados depende dos aspectos construtivos desses indutores e da distância que os separa.

Os indutores acoplados podem ser construídos com diferentes combinações de geometria dos enrolamentos e formato do núcleo. Diversas geometrias são possíveis para os enrolamentos, sendo que as duas mais utilizadas em aplicações estáticas são as bobinas circulares e as bobinas em espiral [17, 33, 37, 38, 12, 25, 39], mostradas na Figura 2.2. O núcleo pode ser de ar ou ferrite e, neste caso, numerosas configurações são possíveis [38, 40, 41, 42].

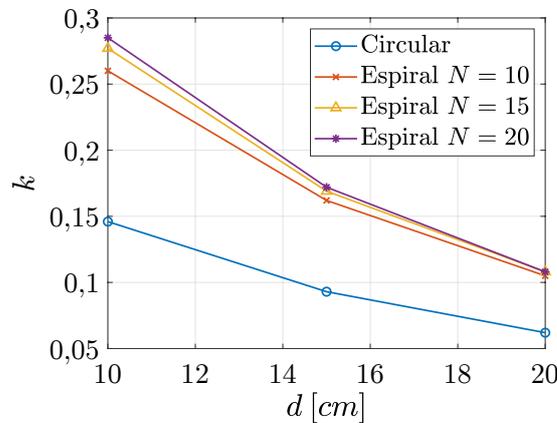
Figura 2.2 – Geometrias de bobinas usadas em aplicações estáticas.



Fonte: Autoria própria.

Análises realizadas via *software* [38] demonstram que as bobinas em espiral apresentam fator de acoplamento maior do que os enrolamentos circulares para todos os valores de distância analisados. Foram considerados enrolamentos com número de espiras N igual a 10, 15 e 20, todos com raio externo igual a 19 cm . Embora o número de espiras afete tanto as indutâncias próprias quanto a mútua para ambas as geometrias, para os enrolamentos circulares a alteração realizada no número de espiras não resultou em diferenças no fator de acoplamento. A Figura 2.3 demonstra os resultados das análises do fator de acoplamento para os arranjos circular e espiral com núcleos de ar.

Figura 2.3 – Fator de acoplamento de diferentes arranjos de bobinas.

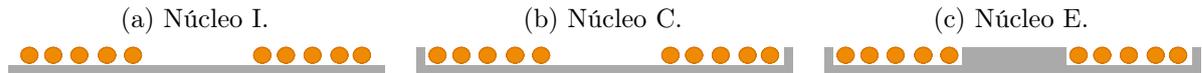


Fonte: Adaptado de [38].

Observa-se que para a distância $d = 10\text{ cm}$, o fator de acoplamento do arranjo espiral com 20 espiras é cerca de 90% maior do que o fator de acoplamento do arranjo circular. Para uma distância de 15 cm essa diferença é da ordem de 74%. A partir dessa mesma distância não há um ganho significativo do arranjo espiral com $N = 20$ em relação ao arranjo com $N = 10$, sendo que o menor número de espiras apresenta como vantagens um menor custo e menor resistência série equivalente.

As mesmas análises foram estendidas a três tipos de núcleos de ferrite, os núcleos tipo I, tipo C e tipo E [38]. O núcleo tipo I é composto por uma placa de ferrite sob os enrolamentos. O núcleo tipo C é formado pela mesma placa acrescida de bordas em suas extremidades, e o núcleo tipo E é obtido acrescentando-se ao núcleo C uma peça de ferrite no centro do enrolamento. Na Figura 2.4 são mostrados os três tipos de núcleos em corte transversal.

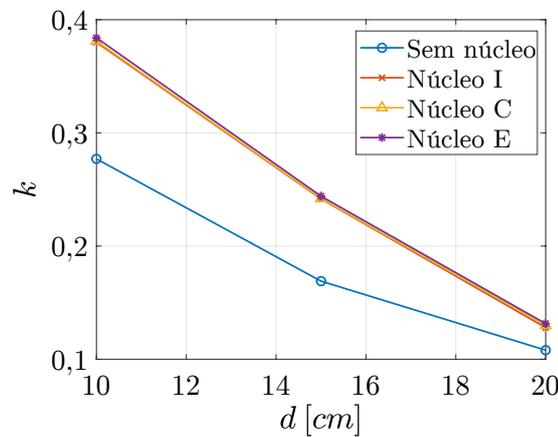
Figura 2.4 – Corte transversal dos núcleos de ferrite.



Fonte: Adaptado de [38].

Os resultados das análises do fator de acoplamento em função da distância entre os indutores são apresentados na Figura 2.5. Os resultados foram obtidos para $N = 15$, e demonstram que para $d = 15 \text{ cm}$ o fator de acoplamento obtido com o núcleo do tipo I é 43% maior do que o alcançado sem núcleo (núcleo de ar). Os resultados também evidenciam que o desempenho dos núcleos do tipo C e E não justifica o uso de mais peças de ferrite do que o necessário para o núcleo tipo I.

Figura 2.5 – Fator de acoplamento de bobinas em espiral com diferentes tipos de núcleo.

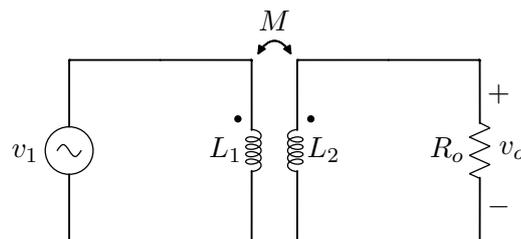


Fonte: Adaptado de [38]

2.4 NECESSIDADE DE COMPENSAÇÃO DE REATIVOS

A estratégia mais simples e intuitiva para implementar o acoplamento indutivo é empregar a mesma conexão elétrica utilizada comumente em transformadores, mostrada no circuito da Figura 2.6.

Figura 2.6 – Circuito básico para o acoplamento indutivo.



Fonte: Autoria própria.

No caso dos transformadores, as bobinas são enroladas uma sobre a outra, compartilhando um núcleo ferromagnético. Essa estrutura confere alto fator de acoplamento entre os indutores, originando, assim, as características que tornam os transformadores

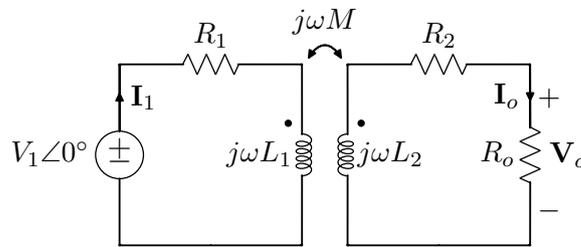
dispositivos tão utilizados. Porém, nos carregadores de bateria para veículos elétricos, os indutores são fracamente acoplados devido à distância entre eles e a ausência de um núcleo ferromagnético comum aos enrolamentos. Diante disso, uma análise da influência do fator de acoplamento no desempenho desse circuito deve ser realizada.

2.4.1 Análise estática

Para verificar o impacto do baixo fator de acoplamento em grandezas como a tensão de saída v_o , a potência de saída P_o , o rendimento η e o fator de potência FP , será feita a análise do circuito mostrado na Figura 2.6 operando em regime permanente.

O circuito da Figura 2.7 é a representação fasorial do circuito básico para o acoplamento indutivo, e será utilizado para a análise em regime permanente senoidal apresentada a seguir.

Figura 2.7 – Representação fasorial do circuito da Figura 2.6.



Fonte: Autoria própria.

No circuito mostrado na Figura 2.7, os resistores R_1 e R_2 são as resistências em série equivalentes dos enrolamentos, e os fasores representam os valores eficazes das tensões e correntes sinusoidais do circuito, definidas por

$$\begin{aligned} v_1 &= \sqrt{2}V_1 \text{sen}(\omega t), \\ i_1 &= \sqrt{2}I_1 \text{sen}(\omega t + \theta_1), \\ v_o &= \sqrt{2}V_o \text{sen}(\omega t + \theta_o), \\ i_o &= \sqrt{2}I_o \text{sen}(\omega t + \theta_o). \end{aligned} \tag{2.10}$$

Aplicando o método das correntes de malha ao circuito fasorial, as equações deduzidas são

$$\begin{cases} V_1 = (R_1 + j\omega L_1) \mathbf{I}_1 - j\omega M \mathbf{I}_o, \\ j\omega M \mathbf{I}_1 = (R_2 + R_o + j\omega L_2) \mathbf{I}_o. \end{cases} \tag{2.11}$$

Resolvendo esse sistema de equações, obtém-se os fasores

$$\mathbf{I}_1 = \frac{V_1 Z_2}{\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2}, \tag{2.12}$$

e

$$\mathbf{I}_o = \frac{j\omega M V_1}{\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2}, \tag{2.13}$$

onde

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + j\omega L_1, \\ Z_2 &= (R_2 + R_o) + j\omega L_2. \end{aligned} \quad (2.14)$$

O valor eficaz de \mathbf{I}_o , dado pelo módulo da Equação 2.13, é

$$I_o = \frac{\omega M V_1}{|\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2|}. \quad (2.15)$$

A tensão de saída é obtida multiplicando os dois lados da Equação (2.15) pela resistência R_o , resultando em

$$V_o = \frac{\omega M V_1 R_o}{|\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2|}. \quad (2.16)$$

A expressão matemática para o cálculo da potência de saída P_o é encontrada fazendo o produto das Equações (2.15) e (2.16). A equação resultante é

$$P_o = \frac{\omega^2 M^2 V_1^2 R_o}{|\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2|^2}. \quad (2.17)$$

A potência ativa de entrada P_i , definida em circuitos fasoriais como a parte real do produto $V_1 \mathbf{I}_1^*$, sendo \mathbf{I}_1^* o conjugado de \mathbf{I}_1 , é

$$P_i = \operatorname{Re} \left(\frac{V_1^2 Z_2^*}{\omega^2 M^2 + Z_1^* Z_2^*} \right). \quad (2.18)$$

A razão entre as potências ativas de entrada e saída define o rendimento de um circuito. Para o circuito da Figura 2.7, o rendimento é dado por

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_o}{|\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2|^2 \cdot \operatorname{Re} \left(\frac{Z_2^*}{\omega^2 M^2 + Z_1^* Z_2^*} \right)}. \quad (2.19)$$

A potência aparente de entrada S é calculada por $V_1 I_1$, o que resulta em

$$S = \frac{V_1^2 |Z_2|}{|\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2|}. \quad (2.20)$$

A potência reativa de entrada Q é dada pela parte imaginária do produto $V_1 \mathbf{I}_1^*$, ou seja,

$$Q = \operatorname{Im} \left(\frac{V_1^2 Z_2}{\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2} \right). \quad (2.21)$$

O fator de potência do circuito é definido como a razão entre a potência ativa de entrada P_i e a potência aparente de entrada S . Dividindo a Equação (2.18) pela Equação (2.20) obtém-se

$$FP = \operatorname{Re} \left(\frac{Z_2^*}{\omega^2 M^2 + Z_1^* Z_2^*} \right) \cdot \frac{|\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2|}{|Z_2|}. \quad (2.22)$$

2.4.2 Exemplo numérico

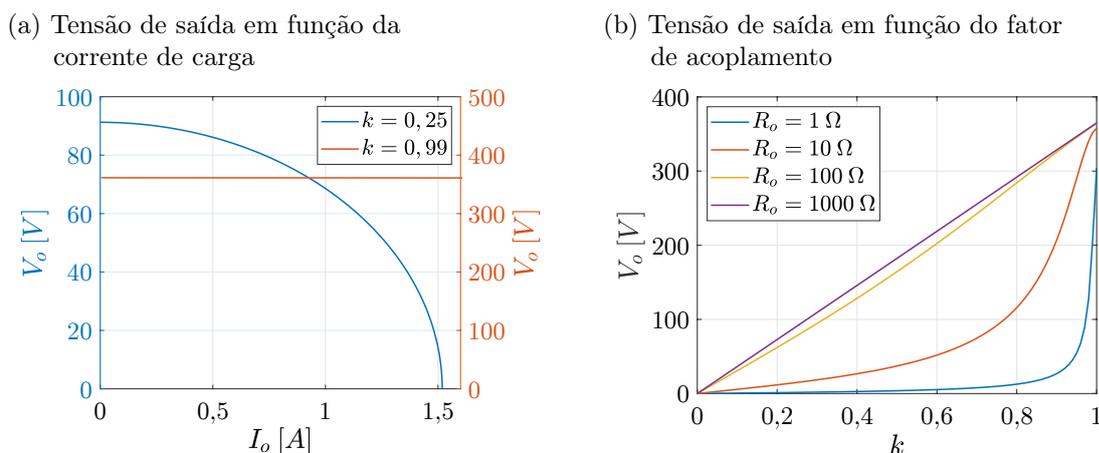
Na seção 2.4.1 foram obtidas equações para o cálculo de diversas grandezas e figuras de mérito do circuito da Figura 2.7. Nesta seção tais equações serão utilizadas para traçar curvas que demonstram a influência do fator de acoplamento, definido na Equação (2.9) (página 41), no desempenho do circuito.

Os parâmetros utilizados neste exemplo numérico são apresentados abaixo. Como apresentado no Capítulo 4, esses parâmetros são condizentes com o projeto que será realizado.

$$V_1 = 365 \text{ V} \quad R_1 = R_2 = 0,1 \Omega \quad L_1 = L_2 = 120 \mu\text{H} \quad \omega = 2\pi \cdot 85 \text{ kHz}$$

A Figura 2.8a demonstra que para um circuito com fator de acoplamento $k = 0,25$ ($M = 30 \mu\text{H}$), a tensão de saída tem grande variação em função da corrente de carga, resultando em um baixo valor da corrente de curto-circuito, enquanto que para um fator de acoplamento de 0,99 ($M = 118,8 \mu\text{H}$) a tensão de saída praticamente não depende da corrente de saída para uma larga faixa de carga. A tensão de circuito aberto também é significativamente menor com $k = 0,25$, e como mostra a Figura 2.8b, quanto maior o fator de acoplamento, maior o valor da tensão de saída.

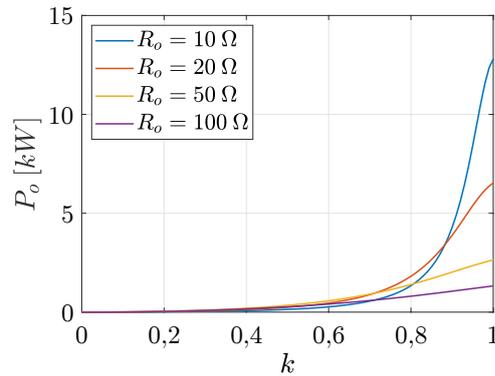
Figura 2.8 – Influência do fator de acoplamento na tensão de saída do circuito da Figura 2.7.



Fonte: Autoria própria.

De maneira semelhante, a Figura 2.9 mostra que a capacidade do circuito de transferir energia para a carga tem grande dependência do fator de acoplamento. Circuitos com baixo valor de k processam pouca potência ativa, mas circuitos com elevados valores de k são capazes de fornecer altas potências para a carga.

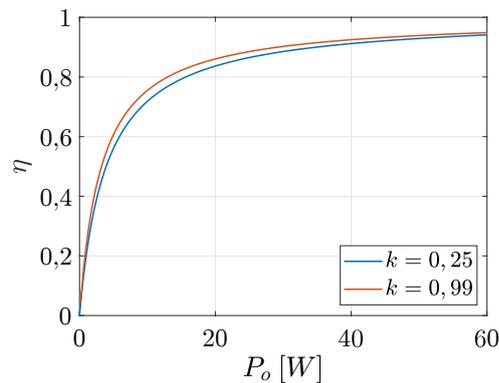
Figura 2.9 – Influência do fator de acoplamento na potência de saída do circuito da Figura 2.7.



Fonte: Autoria própria.

As curvas da Figura 2.10 mostram rendimentos muito próximos para os fatores de acoplamento $k = 0,25$ e $k = 0,99$. Contudo, isso se deve ao fato de que a faixa de potência processada pelo circuito com os parâmetros apresentados é pequena.

Figura 2.10 – Rendimento em função da potência de saída.



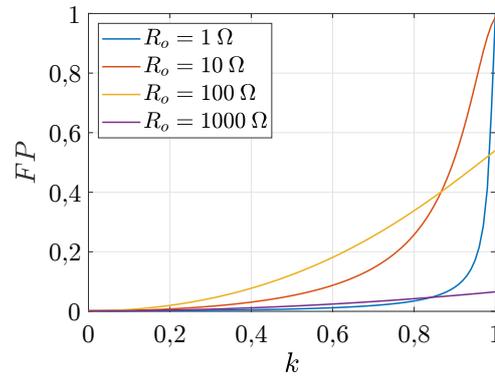
Fonte: Autoria própria.

É apresentado na Figura 2.11 o comportamento do fator de potência do circuito em função do fator de acoplamento para diferentes valores de R_o . Um fator de potência alto só é obtido quando o circuito está fortemente acoplado. Isso significa que apesar de processar pouca potência ativa, há grande circulação de reativos no circuito fracamente acoplado, causando perdas e exigindo alta capacidade de corrente da fonte de tensão de entrada.

Por fim, a Figura 2.12 mostra quais são as exigências para a fonte de alimentação V_1 a fim de manter a potência na carga P_o fixa em 1 kW em função do fator de acoplamento. Na Figura 2.12a tem-se o valor eficaz de V_1 em função do fator de acoplamento. Tomando $k = 0,2$, para os diferentes valores de R_o que são apresentados, o valor eficaz de V_1 varia de 2 kV a 10 kV . Da mesma forma, na Figura 2.12b, a potência aparente fornecida pela fonte V_1 vai de aproximadamente 50 kVA , e ultrapassa os 500 kVA para os valores de R_o considerados e $k = 0,2$.

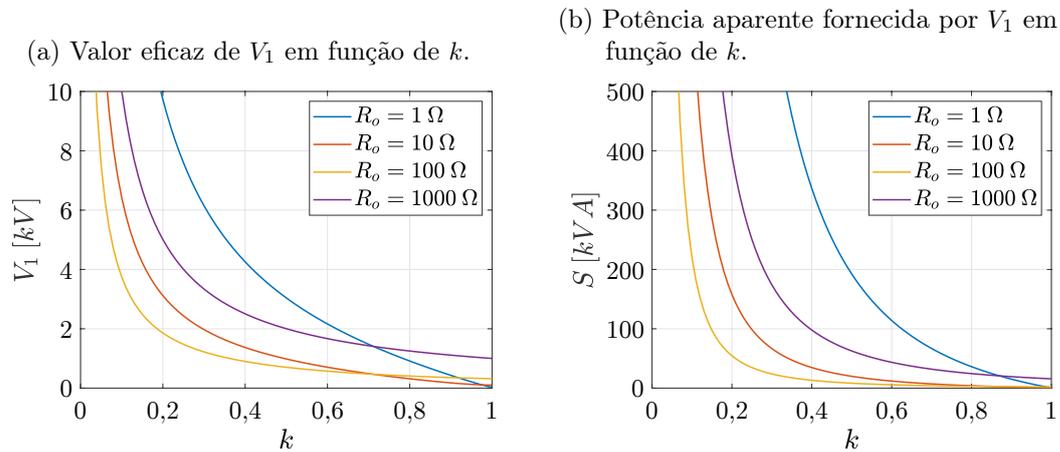
Constata-se que o circuito da Figura 2.6, apesar de ser muito utilizado com alto fator de acoplamento, não é interessante para aplicações onde os indutores estejam fracamente

Figura 2.11 – Influência do fator de acoplamento no fator de potência do circuito da Figura 2.7.



Fonte: Autoria própria.

Figura 2.12 – Requisitos da fonte V_1 para $P_o = 1\ kW$.



Fonte: Autoria própria.

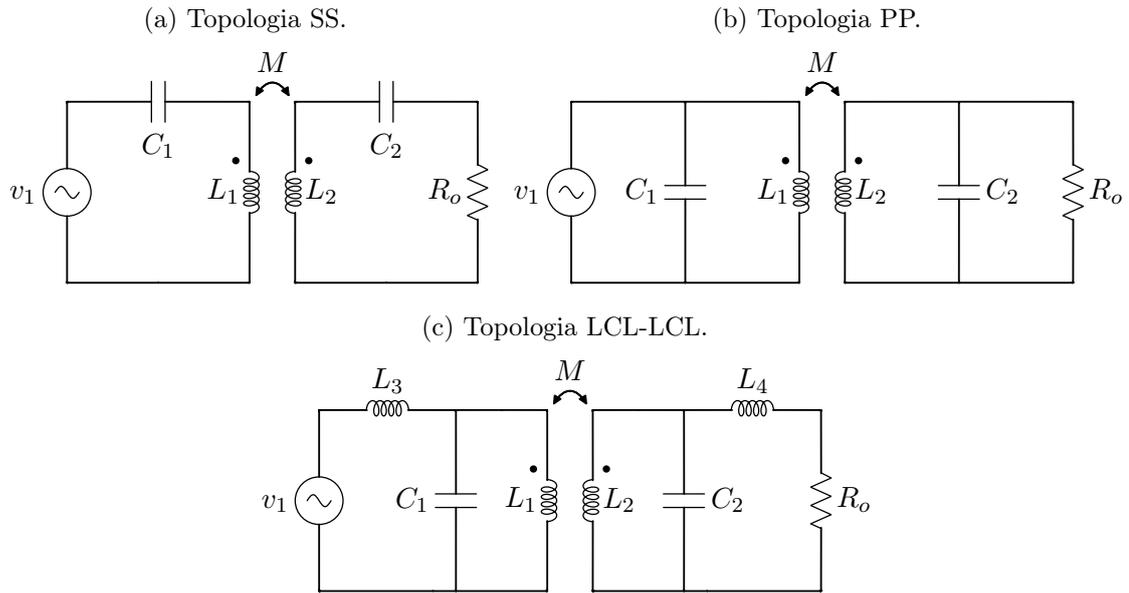
acoplados, pois nessa condição o desempenho do circuito é insatisfatório, apresentando má regulação natural da tensão de saída, baixa capacidade de processamento de energia e fator de potência proibitivo. Dessa forma conclui-se que a pesquisa por topologias com melhor desempenho para o processamento de energia em circuitos com indutores fracamente acoplados é uma necessidade, sendo o assunto abordado na seção 2.5.

2.5 TOPOLOGIAS DE COMPENSAÇÃO DE REATIVOS

As redes de compensação de reativos são formadas basicamente por capacitores, podendo também utilizar indutores, adicionados em série ou paralelo com os indutores acoplados. As principais redes de compensação de reativos podem ser do tipo série (S), paralelo (P) e indutor-capacitor-indutor (LCL) [33], embora outras combinações também sejam possíveis [37]. Diversas topologias podem ser originadas pela combinação de diferentes redes de compensação no transmissor (circuito conectado à fonte) e no receptor (circuito conectado à carga), são elas as topologias SS, SP, S-LCL, PS, PP, P-LCL, LCL-S, LCL-P e LCL-LCL. Na Figura 2.13 são apresentadas algumas dessas topologias.

Dentre as topologias citadas, a topologia SS apresenta características mais interes-

Figura 2.13 – Principais topologias de compensação de reativos.



Fonte: Autoria própria.

santes para a implementação da transferência de energia por acoplamento indutivo, pois apresentam menor número de componentes do que a rede LCL, sua frequência de ressonância não depende da carga, como é o caso das topologias PS e PP, apresenta eficiência maior do que a topologia SP em uma larga faixa de carga e possui baixa sensibilidade ao desalinhamento lateral, rotacional e angular [20, 43, 44].

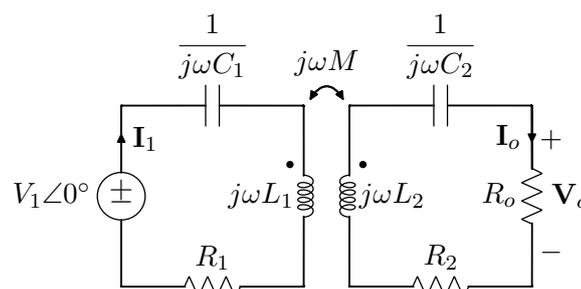
O uso das redes de compensação de reativos dá origem à chamada transferência de energia sem fio ressonante [20, 18]. Porém, no decorrer deste trabalho, a menos que especificado, esse termo será usado como sinônimo de acoplamento indutivo, pois os elementos de acoplamento continuam sendo os indutores.

2.5.1 Compensação do tipo Série-série

2.5.1.1 Análise estática

O circuito da Figura 2.14 é a representação fasorial da topologia SS e será utilizado para a análise dessa topologia funcionando em regime permanente senoidal.

Figura 2.14 – Representação fasorial da topologia SS.



Fonte: Autoria própria.

As equações obtidas pela análise de malhas do circuito são

$$\begin{cases} V_1 = \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 \right) \mathbf{I}_1 - j\omega M \mathbf{I}_o, \\ j\omega M \mathbf{I}_1 = \left(R_2 + R_o + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 \right) \mathbf{I}_o. \end{cases} \quad (2.23)$$

Obtém-se as seguinte correntes fasoriais como solução do sistema de equações,

$$\mathbf{I}_1 = \frac{V_1 Z_2}{\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2}, \quad (2.24)$$

e

$$\mathbf{I}_o = \frac{j\omega M V_1}{\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2}, \quad (2.25)$$

onde

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + j \left(\frac{\omega^2 L_1 C_1 - 1}{\omega C_1} \right), \\ Z_2 &= (R_2 + R_o) + j \left(\frac{\omega^2 L_2 C_2 - 1}{\omega C_2} \right). \end{aligned} \quad (2.26)$$

Para que o circuito opere em ressonância tanto no primário quanto no secundário, os capacitores C_1 e C_2 são escolhidos como

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{\omega^2 L_1}, \\ C_2 &= \frac{1}{\omega^2 L_2}, \end{aligned} \quad (2.27)$$

sendo ω a frequência angular da fonte de alimentação v_1 .

Substituindo a Equação (2.27) em (2.26), as impedâncias do lado transmissor e do lado receptor são simplificadas na forma

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1, \\ Z_2 &= R_2 + R_o. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Os valores eficazes das correntes de entrada e saída do circuito da Figura 2.14 operando em ressonância são obtidos substituindo a Equação (2.28), respectivamente, em (2.24) e (2.25), e calculando o módulo dessas equações. Os valores eficazes são, portanto,

$$I_1 = \frac{V_1 (R_2 + R_o)}{\omega^2 M^2 + R_1 (R_2 + R_o)}, \quad (2.29)$$

$$I_o = \frac{\omega MV_1}{\omega^2 M^2 + R_1(R_2 + R_o)}. \quad (2.30)$$

O valor eficaz da tensão de saída é obtido pelo produto $R_o I_o$. Multiplicando R_o pela Equação (2.30), tem-se

$$V_o = \frac{\omega MV_1 R_o}{\omega^2 M^2 + R_1(R_2 + R_o)}. \quad (2.31)$$

A tensão de saída também pode ser representada em função da corrente de carga I_o . Isolando R_o na Equação (2.30) e substituindo em (2.31) chega-se a

$$V_o = \frac{\omega MV_1}{R_1} - \frac{(\omega^2 M^2 + R_1 R_2) I_o}{R_1}. \quad (2.32)$$

O ganho estático G é definido como a razão entre o valor eficaz da tensão de saída V_o e da tensão de entrada V_1 . Dividindo a Equação (2.32) por V_1 tem-se o ganho estático em função da corrente de saída

$$G = \frac{\omega M}{R_1} - \frac{(\omega^2 M^2 + R_1 R_2) I_o}{R_1 V_1}. \quad (2.33)$$

Multiplicando a Equação (2.30) pela Equação (2.31) obtém-se a seguinte expressão para a potência de saída:

$$P_o = \frac{\omega^2 M^2 V_1^2 R_o}{[\omega^2 M^2 + R_1(R_2 + R_o)]^2}. \quad (2.34)$$

A potência aparente de entrada, calculada pelo produto do valor eficaz da tensão de entrada V_1 pela Equação (2.29), é expressa por

$$S = \frac{V_1^2(R_2 + R_o)}{\omega^2 M^2 + R_1(R_2 + R_o)}. \quad (2.35)$$

A potência ativa é a parte real do produto de V_1 pela corrente definida na Equação (2.24), considerando as impedâncias definidas na Equação (2.28). Desse modo, a potência ativa de entrada é

$$P_i = \frac{V_1^2(R_2 + R_o)}{\omega^2 M^2 + R_1(R_2 + R_o)}. \quad (2.36)$$

Analisando as Equações (2.35) e (2.36) conclui-se que as potências ativa e aparente são iguais. Isso ocorre pois na condição de ressonância a impedância de entrada é puramente real. Como consequência, o fator de potência na entrada é unitário para qualquer valor de fator de acoplamento, ou seja,

$$FP = 1. \quad (2.37)$$

O rendimento do circuito é calculado pela razão entre as Equações (2.34) e (2.36), resultando em

$$\eta = \frac{R_o}{(R_2 + R_o) \left[1 + \frac{R_1(R_2 + R_o)}{\omega^2 M^2} \right]}. \quad (2.38)$$

Derivando a Equação (2.38) em relação a R_o e isolando essa variável na equação resultante, obtém-se a seguinte equação para a resistência de carga que maximiza o rendimento:

$$R_{\eta_{máx}} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (\omega^2 M^2 + R_1 R_2)}. \quad (2.39)$$

Ao substituir a Equação (2.39) em (2.38), a expressão encontrada para o rendimento máximo em função da indutância mútua é

$$\eta_{máx} = \frac{\omega^2 M^2}{2\sqrt{R_1 R_2 (\omega^2 M^2 + R_1 R_2)} + \omega^2 M^2 + 2R_1 R_2}. \quad (2.40)$$

Outro ponto a ser analisado é como o fator de acoplamento influencia na máxima potência que pode ser fornecida pelo circuito. Para aplicar o teorema da máxima transferência de potência à topologia SS, os parâmetros do circuito de Thévenin equivalente a essa topologia devem ser determinados.

Primeiramente é obtida a expressão para a tensão de Thévenin V_{Th} nos terminais da carga em função dos parâmetros do circuito. A tensão de Thévenin está indicada na Figura 2.15a.

Pela análise de malhas do circuito da Figura 2.15a, e considerando que esse circuito opera em ressonância, são obtidas as equações

$$\begin{cases} V_1 = R_1 \mathbf{I}_1, \\ \mathbf{V}_{Th} = j\omega M \mathbf{I}_1. \end{cases} \quad (2.41)$$

A solução desse sistema de equações é

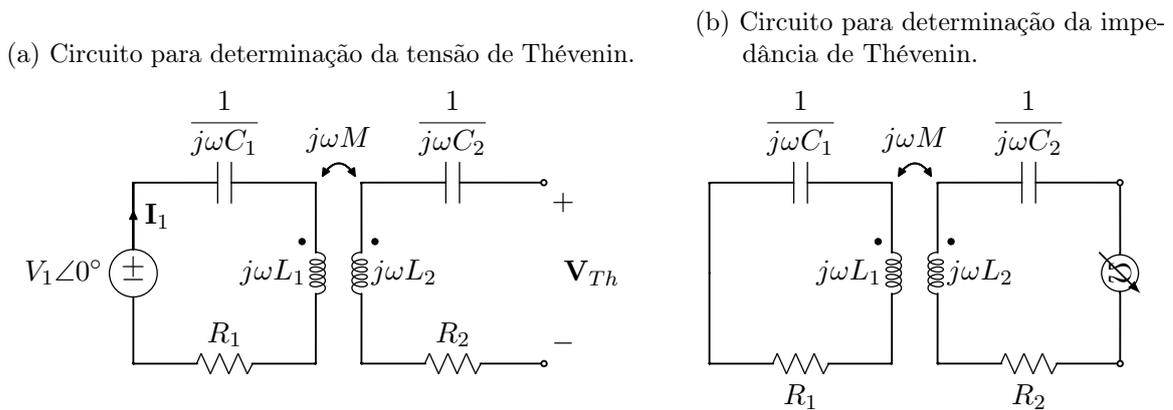
$$\mathbf{V}_{Th} = \frac{j\omega M V_1}{R_1}. \quad (2.42)$$

A impedância de Thévenin Z_{Th} é a impedância do circuito medida nos terminais da carga com todas as fontes independentes desligadas, o que equivale a substituir a fonte \mathbf{V}_1 por um curto-circuito. O circuito utilizado para determinar a impedância de Thévenin é mostrado na Figura 2.15b.

A impedância de Thévenin na frequência de ressonância medida nos terminais da carga para a topologia SS é

$$Z_{Th} = \frac{\omega^2 M^2 + R_1 R_2}{R_1} = R_{Th}, \quad (2.43)$$

Figura 2.15 – Análise de Thévenin.



Fonte: Autoria própria.

onde R_{Th} é a parte real da impedância de Thévenin.

A potência máxima que pode ser transferida pelo circuito é calculada por

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{|\mathbf{V}_{Th}|^2}{4R_{Th}}. \quad (2.44)$$

Substituindo as Equações (2.42) e (2.43) em (2.44) tem-se

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{V_1^2}{4R_1 \left(1 + \frac{R_1 R_2}{\omega^2 M^2}\right)}. \quad (2.45)$$

Como Z_{Th} possui apenas parte real, a impedância da carga que maximiza a potência transferida é a própria resistência R_{Th} definida na Equação (2.43).

2.5.1.2 Exemplo numérico

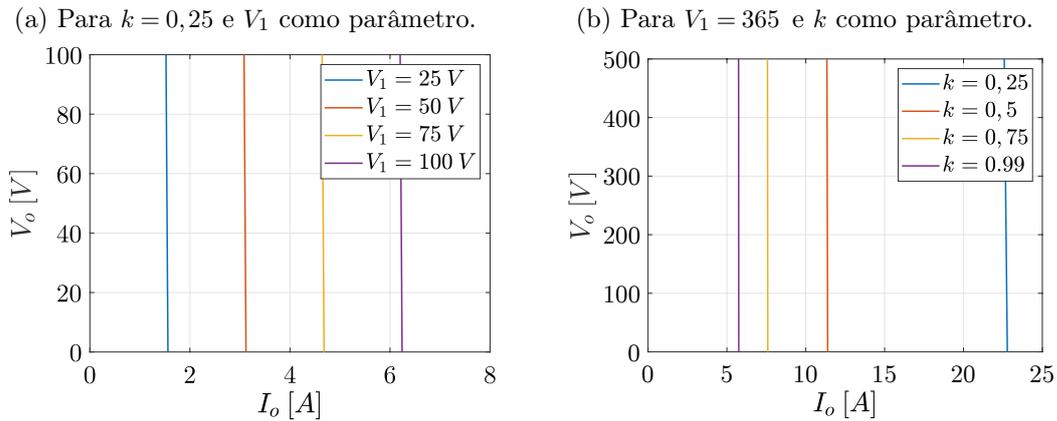
Nessa seção serão traçadas curvas referentes às equações obtidas na seção anterior para o circuito da Figura 2.14. Os parâmetros utilizados são:

$$V_1 = 365 \text{ V} \quad R_1 = R_2 = 0,1 \Omega \quad L_1 = L_2 = 120 \mu\text{H} \quad \omega = 2\pi \cdot 85 \text{ kHz} \\ C_1 = C_2 \simeq 29,2 \text{ nF}$$

A Figura 2.16 apresenta a curva $V_o \times I_o$ da topologia SS para diferentes parâmetros. Na Figura 2.16a o fator de acoplamento é mantido constante em 0,25, e são traçadas curvas tendo V_1 como parâmetro. Nesse caso, observa-se que a topologia SS opera como uma fonte de corrente controlada pela tensão V_1 , podendo abaixar ou elevar a tensão. As curvas traçadas na Figura 2.16b demonstram que a corrente de saída é inversamente proporcional ao fator de acoplamento.

Na Figura 2.17 observa-se que o rendimento apresentado pelo circuito é muito próximo à unidade em quase toda a faixa de potência para $k = 0,99$, mas para $k = 0,25$ isso só ocorre para as potências maiores. Contudo, conforme será apresentado na seção

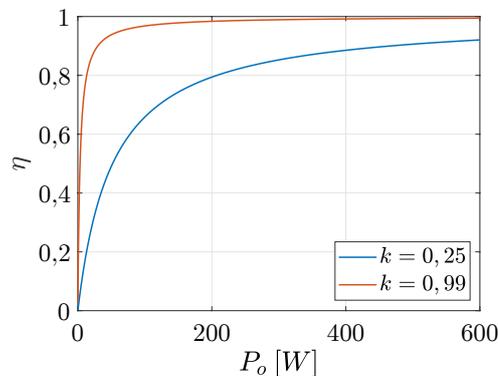
Figura 2.16 – Característica externa da topologia SS.



Fonte: Autoria própria.

2.5.1.4, quando o conversor opera alimentando uma carga com característica de fonte de tensão, como por exemplo um banco de baterias, o rendimento é elevado mesmo para baixos valores de k .

Figura 2.17 – Rendimento em função da potência de saída.

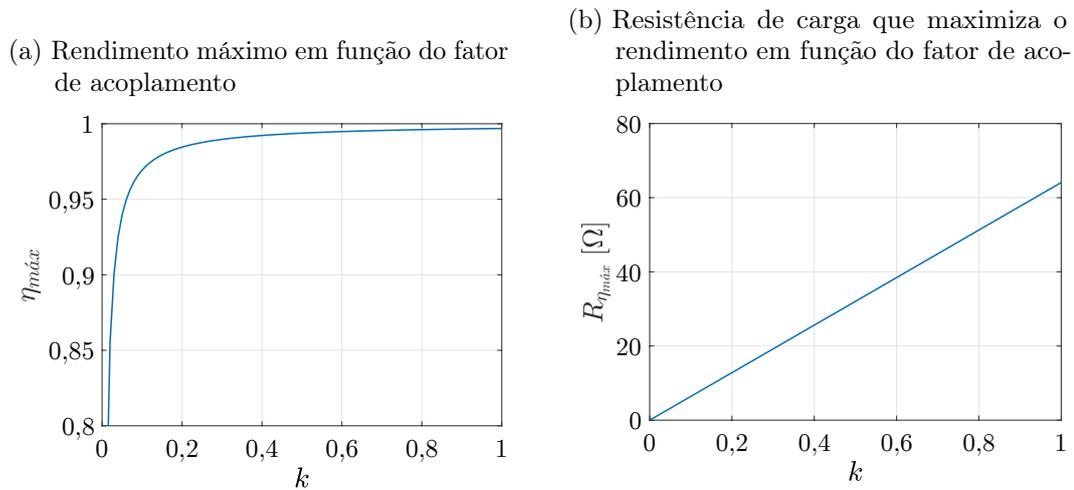


Fonte: Autoria própria.

O rendimento máximo teórico em função do fator de acoplamento é mostrado no gráfico da Figura 2.18a. A partir da análise desse gráfico conclui-se que a topologia SS pode operar com alto rendimento em quase toda a faixa de valores do fator de acoplamento. A resistência de carga que maximiza a eficiência em função do fator de acoplamento é apresentada na Figura 2.18b.

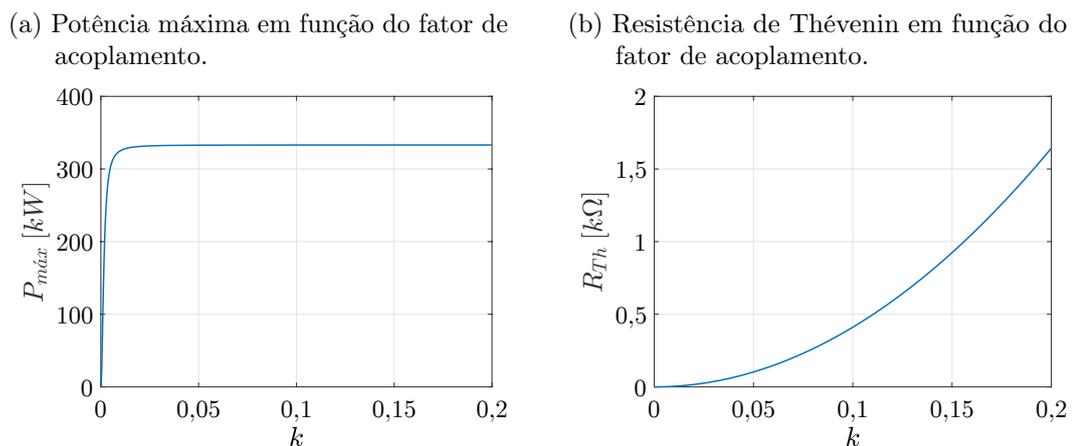
As Equações (2.45) e (2.43) são representadas graficamente na Figura 2.19. Da análise da Figura 2.19a conclui-se que a partir de $k = 0,025$ o fator de acoplamento não influencia na potência máxima que pode ser fornecida pelo circuito. Na Figura 2.19b é plotada a resistência de carga que maximiza a potência transferida.

Figura 2.18 – Influência do fator de acoplamento no rendimento máximo teórico da topologia SS.



Fonte: Autoria própria.

Figura 2.19 – Influência do fator de acoplamento na máxima transferência de potência.



Fonte: Autoria própria.

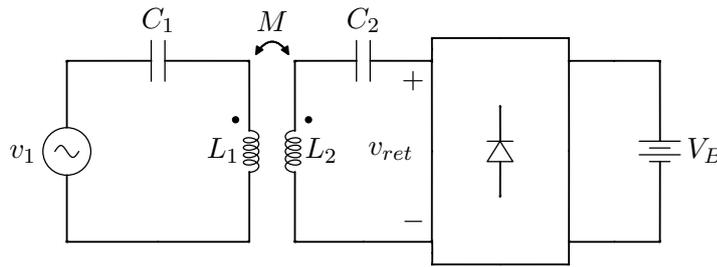
2.5.1.3 Análise estática com carga do tipo fonte de tensão

Em diversas aplicações eletrônicas, como carregadores de baterias, a topologia SS é utilizada para transferir energia para uma carga com característica de fonte de tensão. É interessante, portanto, que a análise feita anteriormente seja estendida para esse tipo de carga.

Na Figura 2.20 é apresentada a topologia SS com carga do tipo fonte de tensão constante, onde uma ponte de diodos é usada para retificar a corrente fornecida à carga.

A ponte de diodos inserida no circuito é um dispositivo não linear que, a rigor, exigiria uma análise matemática no domínio do tempo. Entretanto, é possível realizar uma análise simplificada através da aproximação de primeiro harmônico (FHA, do inglês "*first harmonic approximation*") [45], a qual é feita substituindo o retificador e a fonte cc por uma fonte de tensão senoidal com valor igual ao primeiro harmônico, v_o , da tensão de

Figura 2.20 – Topologia SS com carga do tipo fonte de tensão.

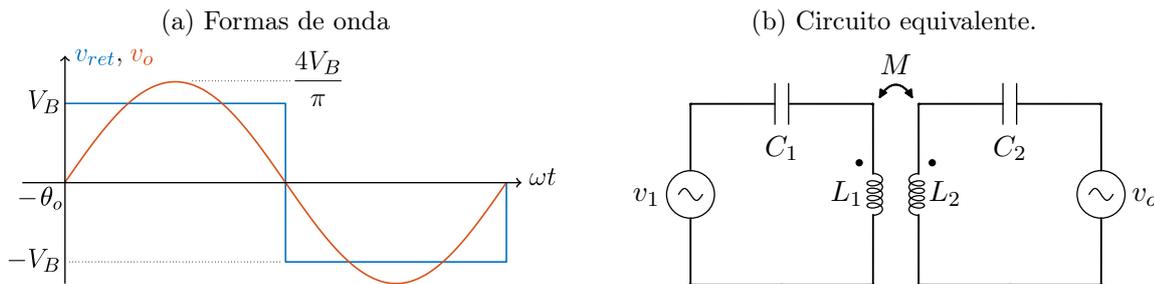


Fonte: Autoria própria.

entrada do retificador v_{ret} . A FHA é ilustrada na Figura 2.21, onde v_o é definido por

$$v_o = \frac{4V_B}{\pi} \text{sen}(\omega t + \theta_o). \quad (2.46)$$

Figura 2.21 – Aproximação de primeiro harmônico da tensão de entrada da ponte retificadora.



Fonte: Autoria própria.

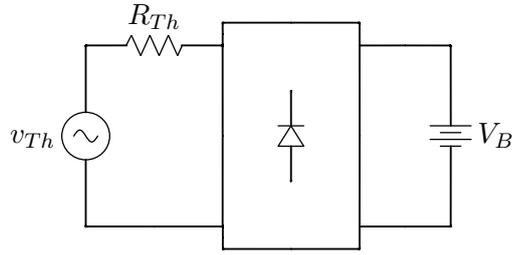
A FHA, tal como mostrada na Figura 2.21, possui boa precisão quando o conversor opera no modo de condução contínua (MCC), ou seja, quando não há descontinuidades na corrente do indutor L_2 , caracterizadas por um intervalo de tempo, dentro do período de operação, em que nenhum diodo da ponte retificadora conduz. De forma geral, essa condição é alcançada quando $V_{Th} \gg V_B$, pois nesse caso a ponte de diodos permanece diretamente polarizada durante praticamente todo o período de operação.

Essa simplificação permite considerar que o circuito opera em regime permanente senoidal e, nesse caso, a topologia SS pode ser substituída por seu circuito equivalente Thévenin, como mostrado na Figura 2.22. A tensão Thévenin, tal qual definida na Equação (2.42), possui defasagem de 90° em relação à fonte v_1 . Conseqüentemente, pela análise do circuito simplificado da Figura 2.22 pode-se concluir que a tensão de entrada do retificador v_{ret} apresenta a mesma defasagem. Como resultado, a fonte v_o da aproximação de primeiro harmônico também está 90° adiantada em relação a v_1 .

A FHA permite então que a análise estática do conversor seja feita através da transformada fasorial do circuito, mostrada na Figura 2.23, sendo R_1 e R_2 as resistências séries dos enrolamentos, e V_o o valor eficaz de v_o , calculado por

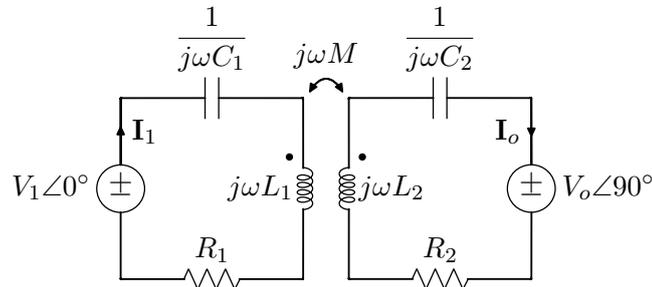
$$V_o = \frac{4V_B}{\pi\sqrt{2}}. \quad (2.47)$$

Figura 2.22 – Circuito equivalente Thévenin da topologia SS com carga do tipo fonte de tensão.



Fonte: Autoria própria.

Figura 2.23 – Representação fasorial da topologia SS com carga do tipo fonte de tensão.



Fonte: Autoria própria.

Aplicando o método das correntes de malha obtém-se as equações

$$\begin{cases} V_1 = Z_1 \mathbf{I}_1 - j\omega M \mathbf{I}_o, \\ j\omega M \mathbf{I}_1 = Z_2 \mathbf{I}_o + jV_o, \end{cases} \quad (2.48)$$

onde Z_1 e Z_2 são definidas na Equação (2.26).

Considerando que o circuito opera em ressonância são obtidas, como solução do sistema de equações, as correntes

$$\mathbf{I}_1 = \frac{V_1 R_2 + \omega M V_o}{\omega^2 M^2 + R_1 R_2} \quad (2.49)$$

e

$$\mathbf{I}_o = \frac{j(-V_o R_1 + \omega M V_1)}{\omega^2 M^2 + R_1 R_2}. \quad (2.50)$$

O fasor \mathbf{I}_1 é puramente real, portanto o fator de potência do circuito é unitário independentemente do fator de acoplamento, e a Equação (2.49) é equivalente ao próprio valor eficaz da corrente de entrada, dessa forma a potência de entrada é dada por

$$P_i = \frac{V_1 (V_1 R_2 + \omega M V_o)}{\omega^2 M^2 + R_1 R_2}. \quad (2.51)$$

O valor eficaz da corrente de saída é o módulo da Equação (2.50), resultando em

$$I_o = \frac{-V_o R_1 + \omega M V_1}{\omega^2 M^2 + R_1 R_2}. \quad (2.52)$$

Como o fasor \mathbf{I}_o é puramente imaginário, a potência de saída é obtida pelo produto $V_o I_o$. Multiplicando a Equação (2.52) por V_o tem-se

$$P_o = \frac{V_o(-V_o R_1 + \omega M V_1)}{\omega^2 M^2 + R_1 R_2}. \quad (2.53)$$

O expressão que permite calcular o rendimento do circuito é encontrada dividindo-se a Equação (2.53) pela Equação (2.51), ou seja,

$$\eta = \frac{V_o(-V_o R_1 + \omega M V_1)}{V_1(V_1 R_2 + \omega M V_o)}. \quad (2.54)$$

O controle da potência de saída é realizado através do ajuste do valor de V_1 . Dessa forma pode-se obter uma equação para o rendimento do circuito em função da potência de saída. Isolando V_1 na Equação (2.53) e substituindo em (2.54), chega-se a

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 V_o^2 P_o}{(V_o^2 + R_2 P_o)[P_o(\omega^2 M^2 + R_1 R_2) + R_1 V_o^2]}. \quad (2.55)$$

O termo $\omega^2 M^2$ no denominador da Equação (2.53) revela que para valores de ωM muito grandes a potência fornecida pelo circuito tende a zero. Isolando ωM na Equação (2.53), o valor máximo de ωM que permite processar uma dada potência de saída é expresso por

$$\omega M_{m\acute{a}x} = \frac{V_1 V_o + \sqrt{V_1^2 V_o^2 - 4R_1 P_o(V_o^2 + R_2 P_o)}}{2P_o}. \quad (2.56)$$

Escolhida a frequência angular ω da fonte v_1 , o valor máximo de M em função da potência de saída é

$$M_{m\acute{a}x} = \frac{V_1 V_o + \sqrt{V_1^2 V_o^2 - 4R_1 P_o(V_o^2 + R_2 P_o)}}{2\omega P_o}. \quad (2.57)$$

2.5.1.4 Exemplo numérico para carga do tipo fonte de tensão

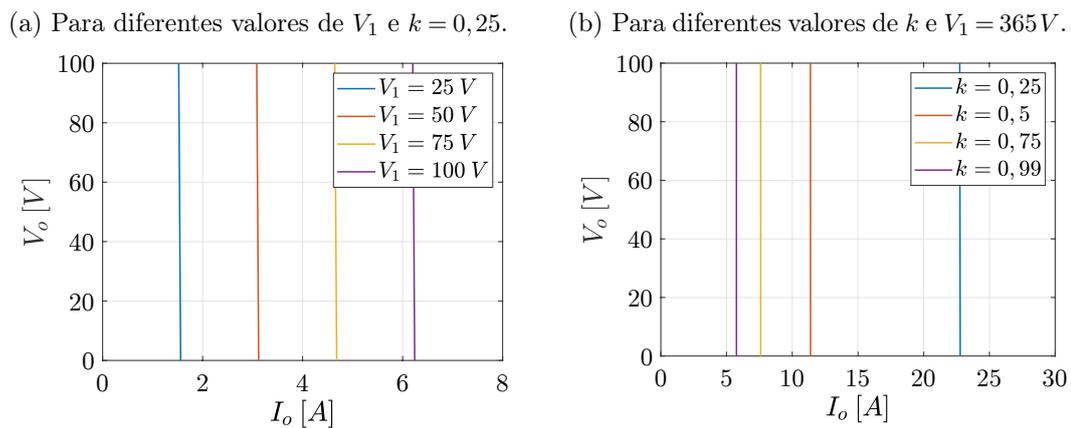
A partir das equações obtidas na seção 2.5.1.3, serão traçadas curvas referentes à análise estática da topologia SS com carga do tipo fonte de tensão a fim de ilustrar as propriedades desse conversor. Os parâmetros usados nesse exemplo numérico são:

$$R_1 = R_2 = 0,1 \Omega \quad L_1 = L_2 = 120 \mu H \quad \omega = 2\pi \cdot 85 kHz \quad C_1 = C_2 \simeq 29,2 nF$$

Na Figura 2.24 é apresentada a relação entre a tensão de saída e a corrente de saída do conversor, chamada de característica externa. Na Figura 2.24a, a característica externa

é traçada para diferentes valores de V_1 , mantendo um fator de acoplamento $k = 0,25$ fixo. Nota-se que para a faixa de valores de V_o apresentada, o conversor comporta-se como uma fonte de corrente controlada por V_1 , podendo operar tanto como abaixador como elevador de tensão. As curvas apresentadas na Figura 2.24b, para diferentes valores de k , exemplificam que quanto maior o fator de acoplamento, menor é o valor da corrente de saída do conversor para um mesmo valor de V_1 , corroborando com a conclusão obtida na seção anterior que existe um $M_{máx}$ em função da potência e da tensão de saída. As curvas da Figura 2.24 foram obtidas através da Equação (2.52).

Figura 2.24 – Característica externa.

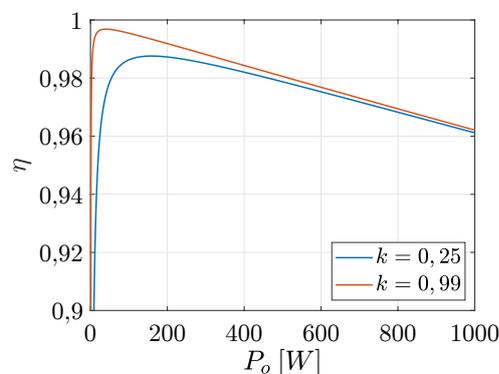


Fonte: Autoria própria.

A curva de rendimento do circuito em função da potência de saída é mostrada na Figura 2.25, traçada com o auxílio da Equação (2.55), onde a tensão da carga V_B é igual a $56 V$, resultando em $V_o = 50,418 V$.

Observa-se que o conversor apresenta rendimento elevado, ficando acima de 0,96 em praticamente toda a faixa de carga apresentada, mesmo para $k = 0,25$.

Figura 2.25 – Rendimento em função da potência de saída.



Fonte: Autoria própria.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE DO CONVERSOR PARA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO

No capítulo anterior, a fonte v_1 foi considerada uma fonte de tensão senoidal ideal. Entretanto, devido à sua alta frequência, estabelecida entre $81,38\text{ kHz}$ e 90 kHz pela Sociedade dos Engenheiros Automotivos (SAE, do inglês "*Society of Automotive Engineers*") [46], não é viável utilizar diretamente a rede elétrica para alimentar o circuito transmissor. Invés disso, utiliza-se um retificador para converter a tensão alternada da rede em uma tensão contínua de baixa ondulação (representada pela fonte V_{DC} na Figura 3.1) e então utiliza-se um inversor de alta frequência (HFI, do inglês "*High Frequency Inverter*") para gerar uma tensão alternada com frequência dentro dos limites estabelecidos pela SAE.

Além do HFI, como visto na seção 2.5.1.3, é necessário um retificador entre a saída da rede de compensação de reativos do receptor e o banco de baterias. Estes dois conversores, nomeadamente o HFI e o retificador, devem ter seu funcionamento devidamente compreendido para que possam ser projetados e implementados, sendo este o foco deste capítulo.

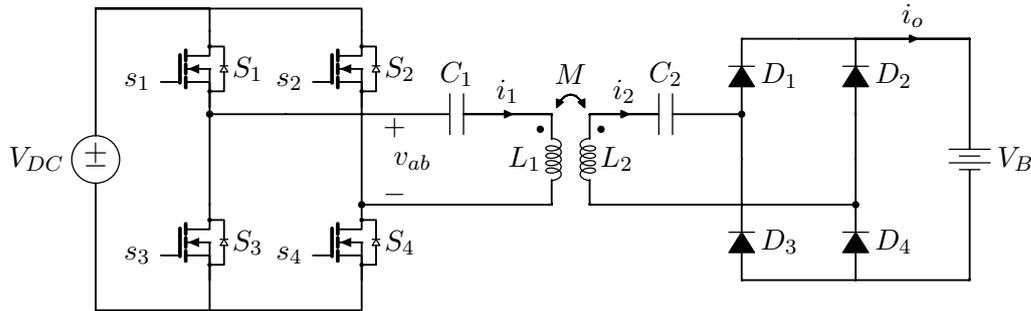
3.1 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR CC-CC BASEADO NA TOPOLOGIA SÉRIE-SÉRIE

A estrutura formada pelo inversor de alta frequência, a topologia SS e o retificador é apresentada na Figura 3.1. Devido à transferência de energia está sendo feito de uma fonte de tensão contínua para outra, essa estrutura será referenciada ao longo deste trabalho como conversor CC-CC baseado na topologia SS.

3.1.1 Modulação do inversor de alta frequência

A função do inversor de alta frequência é gerar uma tensão alternada, indicada por v_{ab} na Figura 3.1, cuja frequência é igual à frequência de ressonância da topologia SS.

Figura 3.1 – Conversor CC-CC baseado na topologia SS.



Fonte: Autoria própria.

Essa tensão é formada por pulsos retangulares positivos e negativos que resultam em um valor médio nulo dentro de um período de comutação.

A modulação utilizada para comandar os interruptores é chamada de *Phase-Shift*. Nessa modulação os dois braços inversores são comandados por sinais independentes. Os interruptores S_1 e S_3 são comandados de forma complementar. Durante metade do período de comutação S_1 permanece habilitado a conduzir, enquanto S_3 é mantido bloqueado. Na outra metade do período de comutação essa situação se inverte, com S_1 bloqueado e S_3 habilitado. A mesma lógica é aplicada ao braço inversor formado por S_2 e S_4 , porém a fase φ entre os sinais de comando dos interruptores S_1 e S_2 é ajustável, e define a largura de pulso da tensão v_{ab} .

Devido à característica da topologia SS de filtro passa-faixa sintonizado na frequência de ressonância, apenas a componente fundamental da tensão v_{ab} é responsável pela transferência de energia para a carga. Dessa forma, do ponto de vista da transferência de energia, o HFI pode ser representado por sua aproximação de primeiro harmônico, a fonte v_1 .

Na Figura 3.2 são mostradas as formas de onda da modulação *Phase-Shift* e da FHA da tensão de saída do inversor.

Os sinais s_1 , s_2 , s_3 e s_4 apresentados na Figura 3.2 são, respectivamente, os sinais de comando dos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , e θ_{dt} é o intervalo de tempo morto, expresso em radianos, entre o bloqueio de um interruptor e o acionamento de seu complementar.

Pela série de Fourier da tensão v_{ab} obtém-se que

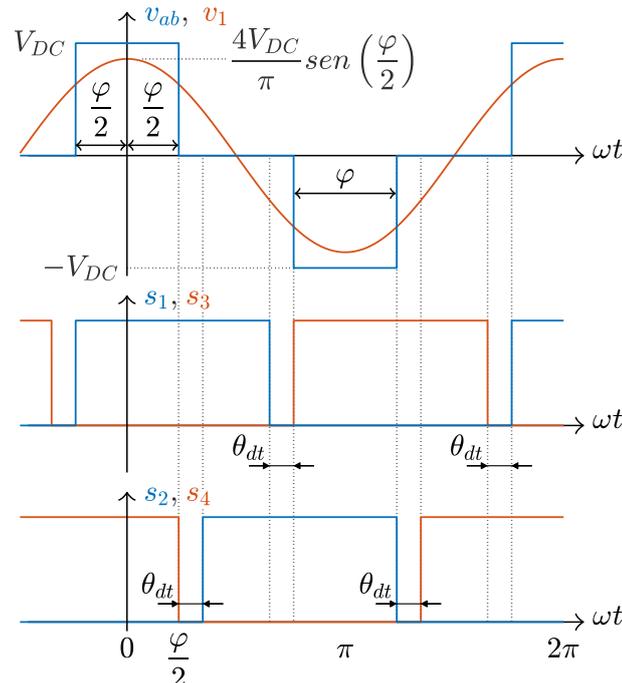
$$v_1 = \frac{4V_{DC} \cdot \text{sen}\left(\frac{\varphi}{2}\right)}{\pi} \cos(\omega t). \quad (3.1)$$

A Equação (3.1) demonstra que a modulação *Phase-Shift* permite o controle da potência processada através do ajuste do ângulo de defasagem φ .

3.1.2 Etapas de operação

Da Figura 3.3 à Figura 3.12 é mostrada a sequência de estados topológicos assumidos pelo conversor CC-CC baseado na topologia SS em um período de chaveamento, enquanto na Figura 3.13 são apresentadas as principais formas de onda deste conversor.

Figura 3.2 – Formas de onda da modulação Phase-Shift e FHA.

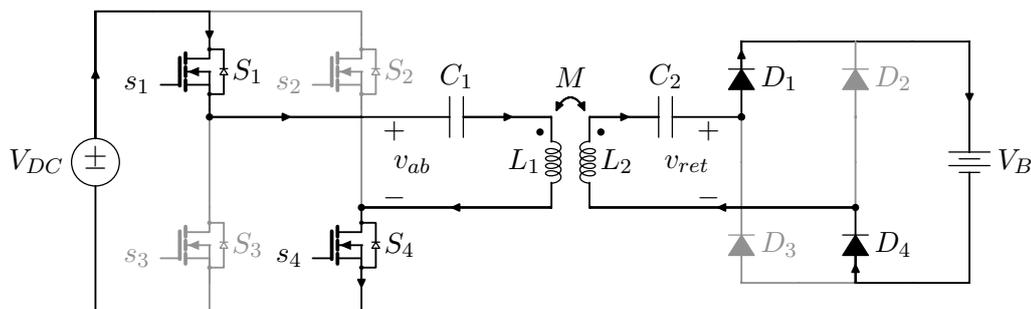


Fonte: Autoria própria.

A partir da análise dessas figuras são descritas as seguintes etapas de operação:

- Primeira etapa de operação: $[\omega t_0, \omega t_1]$

A primeira etapa de operação tem início no instante em que o interruptor S_1 é comandado a conduzir, e a tensão V_{DC} é aplicada aos terminais de saída do inversor. O interruptor S_4 e os diodos D_1 e D_4 da ponte retificadora já se encontram previamente em condução. A corrente i_1 , definida como a corrente que entra no terminal do indutor L_1 marcado pelo ponto, e a corrente i_2 , definida como a corrente que sai pelo terminal do indutor L_2 marcado pelo ponto, são positivas, sendo que i_1 possui derivada positiva e i_2 possui derivada negativa. As correntes i_{S_1} e i_{S_4} são iguais à corrente i_1 . Esta etapa se encerra em $\omega t = \frac{\varphi}{2}$, quando a corrente i_2 chega a zero.

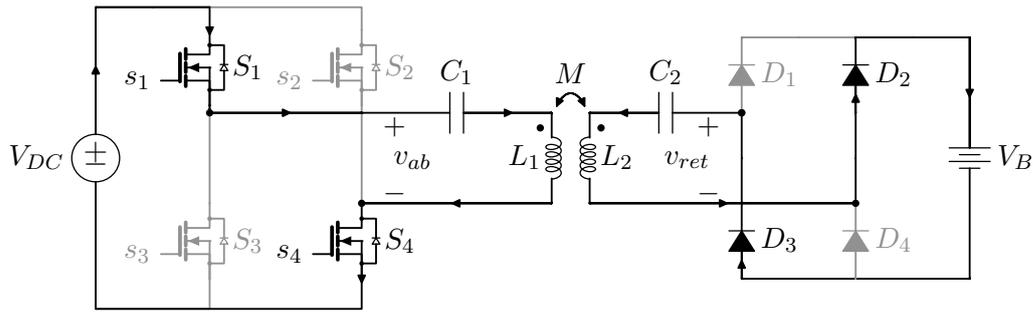
Figura 3.3 – Estado topológico da primeira etapa de operação $(0 \leq \omega t \leq \frac{\varphi}{2})$.

Fonte: Autoria própria.

- Segunda etapa de operação: $[\omega t_1, \omega t_2]$

Esta etapa se inicia quando a corrente i_2 inverte de sentido e os diodos D_1 e D_4 se bloqueiam com corrente nula. Os diodos D_2 e D_3 são diretamente polarizados e entram em condução, invertendo a polaridade da tensão v_{ret} que se torna igual a $-V_B$. As correntes i_{D_2} e i_{D_3} são iguais a $-i_2$. A tensão v_{ab} continua igual a V_{DC} , e as correntes i_{S_1} e i_{S_4} continuam iguais a i_1 . No instante em que $\omega t = \varphi$ o interruptor S_4 é bloqueado, encerrando a segunda etapa de operação.

Figura 3.4 – Estado topológico da segunda etapa de operação ($\frac{\varphi}{2} \leq \omega t \leq \varphi$).

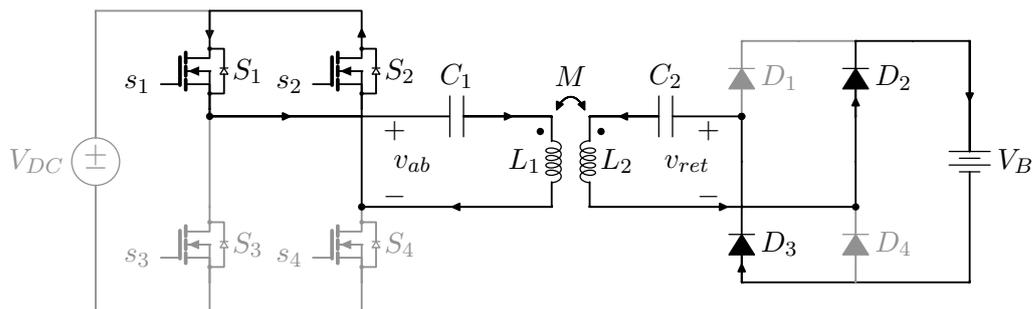


Fonte: Autoria própria.

- Terceira etapa de operação: $[\omega t_2, \omega t_3]$

A terceira etapa de operação ocorre durante o intervalo de tempo morto entre o bloqueio de S_4 e o acionamento de S_2 . Nesta etapa a corrente i_2 permanece negativa, e a tensão v_{ret} se mantém igual a $-V_B$. As correntes i_1 e i_{S_1} são positivas. A corrente i_{S_2} é igual a $-i_1$, e circula pelo diodo em anti-paralelo com S_2 , mantendo a tensão nos terminais deste interruptor e em v_{ab} iguais a zero. Os interruptores S_3 e S_4 são submetidos à tensão V_{DC} .

Figura 3.5 – Estado topológico da terceira etapa de operação ($\varphi \leq \omega t \leq \varphi + \theta_{dt}$).

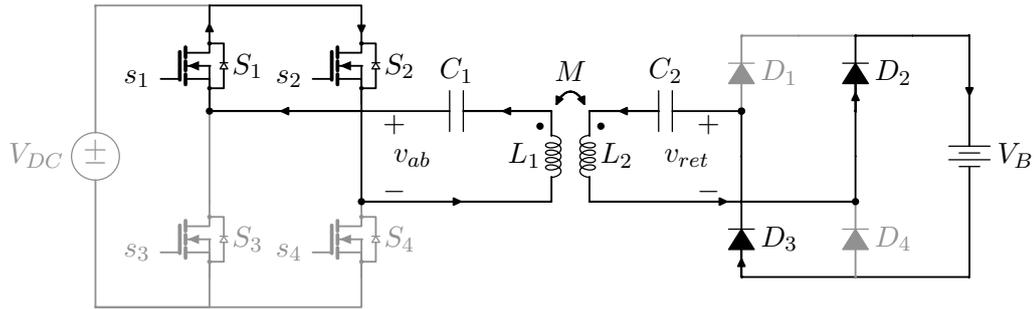


Fonte: Autoria própria.

- Quarta etapa de operação: $[\omega t_3, \omega t_4]$

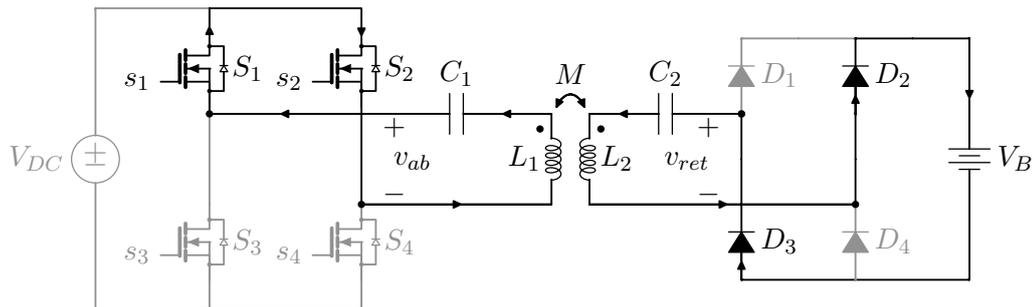
Esta etapa tem início no momento em que S_2 é comandado a conduzir sob tensão nula. Inicialmente a corrente i_{S_1} é positiva e i_{S_2} é negativa. Em um dado instante o sentido de i_1 se inverte, tornando i_{S_1} negativa e i_{S_2} positiva. A tensão v_{ab} continua igual a zero, e não circula corrente pela fonte V_{DC} . Durante toda essa etapa de operação a corrente i_2 circula por D_2 e D_3 .

- Quinta etapa de operação: $[\omega t_4, \omega t_5]$

Figura 3.6 – Estado topológico da quarta etapa de operação ($\varphi + \theta_{dt} \leq \omega t \leq \pi - \theta_{dt}$).

Fonte: Autoria própria.

Esta etapa de operação ocorre durante o intervalo de tempo morto entre o bloqueio de S_1 e a entrada em condução de S_3 . Ambas as correntes, i_1 e i_2 , são negativas. A corrente i_{S_2} é igual a $-i_1$. A corrente i_{S_1} é igual a i_1 e circula pelo diodo em anti-paralelo com S_1 , mantendo v_{ab} igual a zero. No momento em que $\omega t = \pi$ o interruptor S_3 entra em condução e esta etapa de operação se encerra.

Figura 3.7 – Estado topológico da quinta etapa de operação ($\pi - \theta_{dt} \leq \omega t \leq \pi$).

Fonte: Autoria própria.

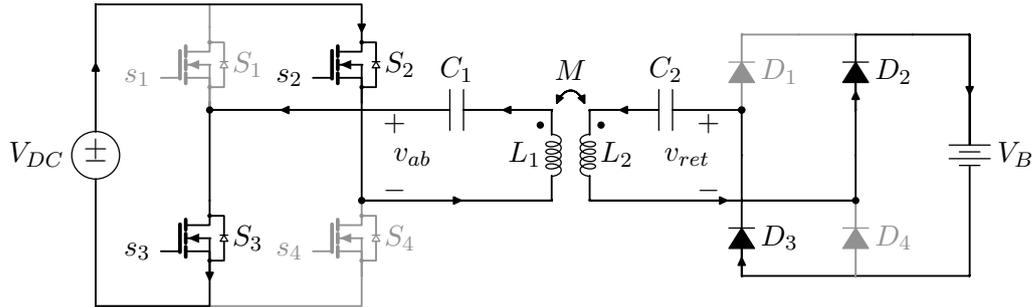
- Sexta etapa de operação: $[\omega t_5, \omega t_6]$

No instante em que $\omega t = \pi$, o interruptor S_3 é comandado a conduzir e a sexta etapa de operação se inicia. A tensão v_{ab} se torna igual a $-V_{DC}$ e os interruptores S_1 e S_4 são submetidos à tensão V_{DC} . As correntes i_{S_2} e i_{S_3} são iguais a $-i_1$. A corrente i_2 ainda circula pelos diodos D_2 e D_3 , mas com derivada positiva. Quando i_2 se iguala a zero essa etapa de operação chega ao fim.

- Sétima etapa de operação: $[\omega t_6, \omega t_7]$

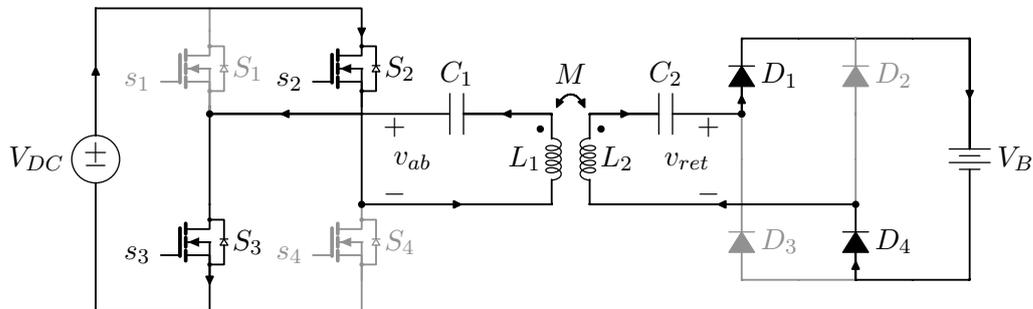
A sétima etapa de operação tem início quando i_2 se torna positiva. Os diodos D_2 e D_3 se bloqueiam com corrente nula, e os diodos D_1 e D_4 entram em condução. A tensão v_{ret} inverte de sentido e torna-se igual a V_B . A corrente i_1 é negativa e circula por S_2 e S_3 , mantendo a tensão v_{ab} igual a $-V_{DC}$.

Figura 3.8 – Estado topológico da sexta etapa de operação ($\pi \leq \omega t \leq \pi + \frac{\varphi}{2}$).



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.9 – Estado topológico da sétima etapa de operação ($\pi + \frac{\varphi}{2} \leq \omega t \leq \pi + \varphi$).

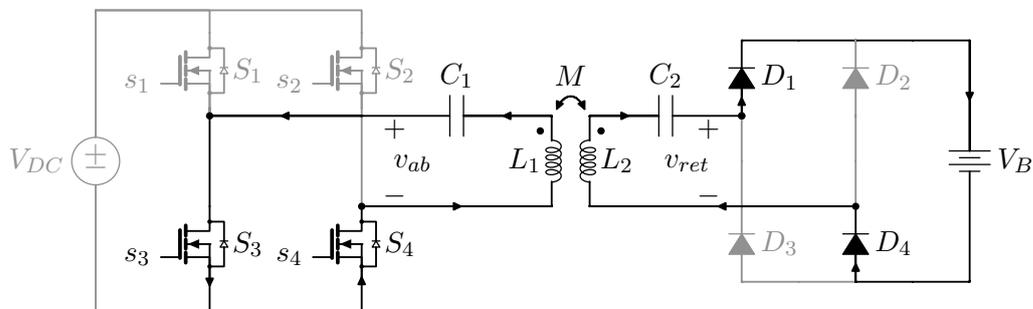


Fonte: Autoria própria.

- Oitava etapa de operação: $[\omega t_7, \omega t_8]$

Esta etapa se inicia quando S_2 é comandado a bloquear e a tensão v_{ab} se torna igual a zero. Os interruptores S_1 e S_2 ficam submetidos à tensão V_{DC} . A corrente i_{S_3} é positiva e igual a $-i_1$, enquanto i_{S_4} é igual a i_1 e flui através do diodo em anti-paralelo com S_4 . As correntes i_{D_1} e i_{D_4} são iguais a i_2 . No instante $\omega t = (\pi + \varphi + \theta_{dt})$ o interruptor S_4 é comandado a conduzir, encerrando a oitava etapa de operação.

Figura 3.10 – Estado topológico da oitava etapa de operação ($\pi + \varphi \leq \omega t \leq \pi + \varphi + \theta_{dt}$).



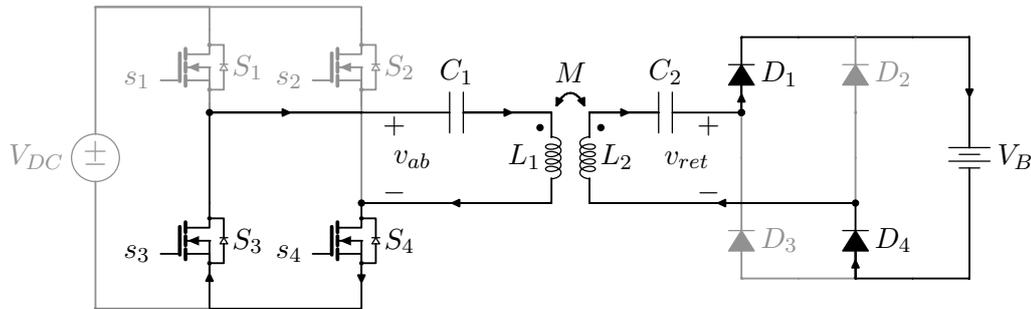
Fonte: Autoria própria.

- Nona etapa de operação: $[\omega t_8, \omega t_9]$

Nessa etapa de operação o interruptor S_4 entra em condução sob tensão nula. Inicialmente a corrente i_1 é negativa e circula em S_3 no sentido dreno-source e em

S_4 no sentido source-dreno. Ainda nesta etapa de operação o sentido de i_1 se inverte e esta passa a circular em sentido contrário também nos interruptores S_3 e S_4 . A tensão v_{ab} se mantém igual a zero. Os diodos D_2 e D_3 permanecem bloqueados pela fonte V_B , e a corrente i_2 é conduzida por D_1 e D_4 . Esta etapa se encerra quando S_3 é comandado a bloquear.

Figura 3.11 – Estado topológico da nona etapa de operação ($\pi + \varphi + \theta_{dt} \leq \omega t \leq 2\pi - \theta_{dt}$).

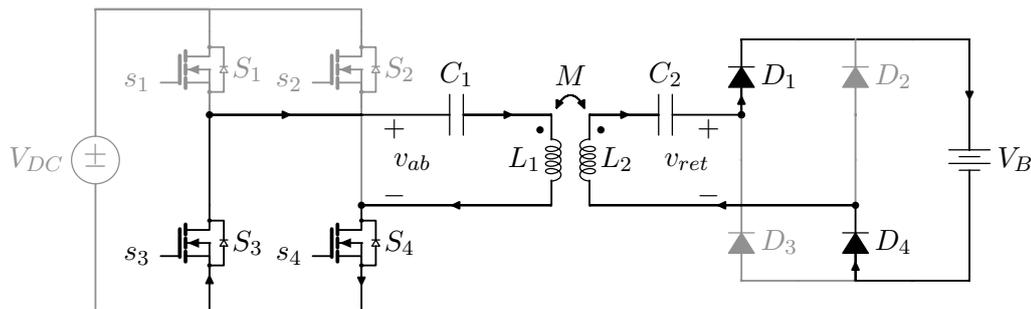


Fonte: Autoria própria.

- Décima etapa de operação: $[\omega t_9, \omega t_{10}]$

A última etapa de operação começa quando S_3 é bloqueado. A corrente i_{S_3} é negativa e circula pelo diodo em anti-paralelo com S_3 , e i_{S_4} é positiva, mantendo a tensão V_{DC} sobre os terminais de S_1 e S_2 , e v_{ab} igual a zero. A corrente i_2 circula por D_1 e D_4 , e os diodos D_2 e D_3 encontram-se bloqueados pela tensão V_B . Esta etapa chega ao fim quando S_1 é comandado a conduzir, iniciando um novo período de comutação.

Figura 3.12 – Estado topológico da décima etapa de operação ($2\pi - \theta_{dt} \leq \omega t \leq 2\pi$).



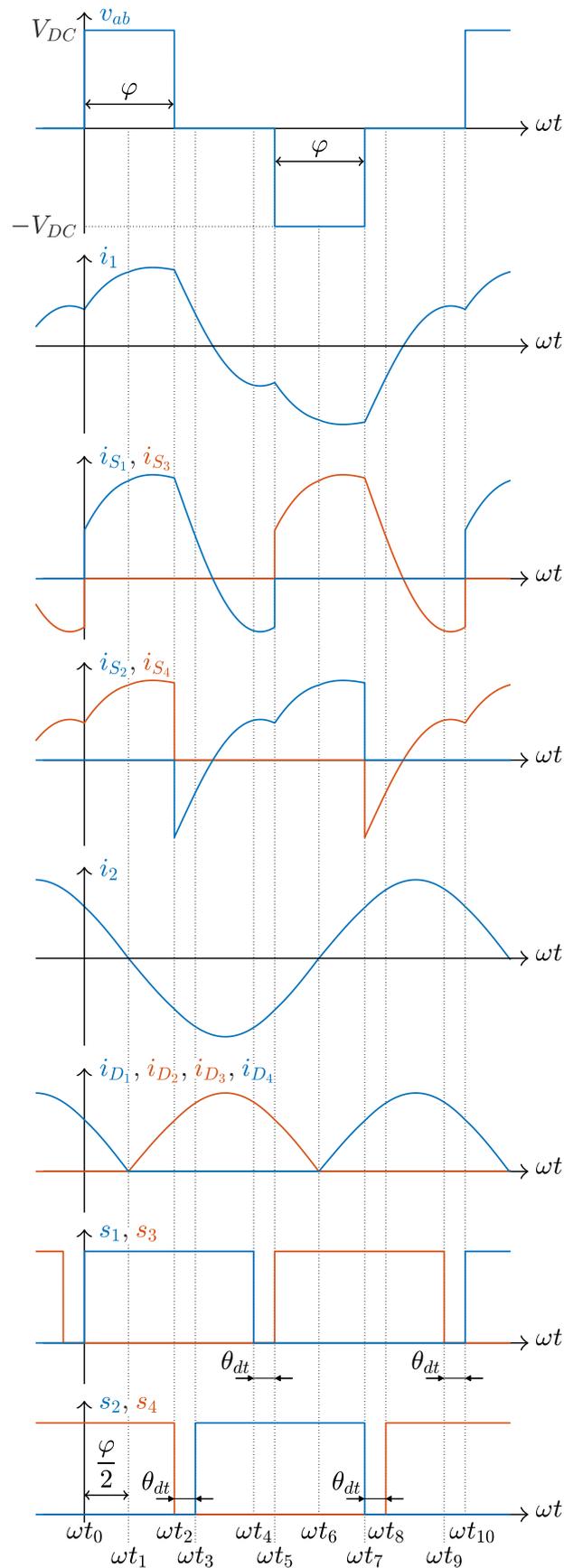
Fonte: Autoria própria.

3.1.3 Cálculo dos esforços de corrente e tensão nos componentes

A partir das etapas de operação analisadas é possível determinar o valor máximo de tensão que os componentes devem suportar, bem como calcular as correntes média e eficaz para a realização do projeto térmico.

Devido ao número de elementos armazenadores de energia, as formas de onda do circuito são descritas por equações diferenciais de quinta ordem, o que torna complexa uma solução analítica no domínio do tempo. Entretanto, uma análise mais simples e com adequada precisão pode ser realizada através da aproximação de primeiro harmônico.

Figura 3.13 – Formas de onda do conversor CC-CC baseado na topologia SS.



Fonte: Autoria própria.

A FHA é aplicada ao cálculo dos esforços de corrente nos componentes do conversor pela consideração de que as correntes i_1 e i_2 são puramente sinusoidais. Tomando como referência a Figura 3.13 e a Equação (2.49), e considerando $\omega t_0 = 0$, a corrente i_1 pode ser aproximada por

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}(V_1 R_2 + \omega M V_o)}{\omega^2 M^2 + R_1 R_2} \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right). \quad (3.2)$$

A potência de saída é uma função da tensão de entrada. Isolando V_1 na Equação (2.53) e substituindo na Equação (3.2), obtém-se

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}(V_o^2 + P_o R_2)}{\omega M V_o} \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right). \quad (3.3)$$

A corrente i_2 pode ser escrita em função da potência de saída como

$$i_2 = \frac{-\sqrt{2}P_o}{V_o} \sen\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right). \quad (3.4)$$

3.1.3.1 Inversor de alta frequência

Uma característica da modulação *Phase-Shift* aplicada a este conversor é a divisão igualitária dos esforços de corrente entre os interruptores. Essa característica, além de vantajosa do ponto de vista da implementação, possibilita que os esforços sejam calculados para apenas um interruptor e aproveitados no projeto térmico dos demais interruptores do inversor.

Durante o cálculo dos esforços de corrente será desconsiderada a existência do intervalo de tempo morto entre o acionamento das chaves. Essa consideração é plausível quando o tempo morto possui uma duração muito menor do que o período de comutação e, conseqüentemente, sua influência no valor dos esforços é desprezível.

Partindo-se da forma de onda de i_{S1} , o valor da corrente média nos interruptores é calculado por

$$I_{S_{méd}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_5} i_1(\omega t) d(\omega t). \quad (3.5)$$

Substituindo a Equação (3.3) em (3.5), tem-se

$$I_{S_{méd}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\sqrt{2}(V_o^2 + P_o R_2)}{\omega M V_o} \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right) d(\omega t). \quad (3.6)$$

A solução dessa integral leva a

$$I_{S_{méd}} = \frac{\sqrt{2}(P_o R_2 + V_o^2)}{\pi \omega M V_o} \sen\left(\frac{\varphi}{2}\right). \quad (3.7)$$

A corrente eficaz em S_1 é

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_5} i_1(\omega t)^2 d(\omega t)}. \quad (3.8)$$

Substituindo (3.3) em (3.8) chega-se a

$$I_{S_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sqrt{2}(V_o^2 + P_o R_2)}{\omega M V_o} \cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right) \right]^2 d(\omega t)}. \quad (3.9)$$

Resolvendo a integral da Equação (3.9) obtém-se que a corrente eficaz nos interruptores é

$$I_{S_{ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega M V_o \sqrt{2}}. \quad (3.10)$$

A tensão máxima a que os interruptores são submetidos é a própria tensão do barramento. Dessa forma

$$V_{DS_{máx}} = V_{DC}. \quad (3.11)$$

3.1.3.2 Componentes da topologia SS

A corrente em L_1 e C_1 é a própria corrente i_1 , portanto, os valores eficazes são

$$I_{L1_{ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega M V_o} \quad (3.12)$$

e

$$I_{C1_{ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega M V_o}. \quad (3.13)$$

O valor eficaz da tensão no capacitor C_1 é dado por

$$V_{C1_{ef}} = \frac{1}{\omega C_1} I_{C1_{ef}}. \quad (3.14)$$

Substituindo a Equação (3.13) na Equação (3.14) obtém-se

$$V_{C1_{ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega^2 C_1 M V_o}. \quad (3.15)$$

O valor de pico da tensão nos terminais do indutor L_1 é determinado por

$$\hat{V}_{L1} = |j\omega L_1 \mathbf{I}_1 - j\omega M \mathbf{I}_o| \sqrt{2}, \quad (3.16)$$

onde \mathbf{I}_1 e \mathbf{I}_o são definidas respectivamente nas Equações (2.49) e (2.50). Substituindo essas equações em (3.16) encontra-se que

$$\hat{V}_{L1} = \frac{\sqrt{2 \left[P_o^2 \omega^2 M^4 + L_1^2 (P_o R_2 + V_o^2)^2 \right]}}{M V_o}. \quad (3.17)$$

A corrente que circula por L_2 e C_2 é a corrente i_2 . Desse modo, as correntes eficazes nesses componentes são

$$I_{L2_{ef}} = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.18)$$

e

$$I_{C2_{ef}} = \frac{P_o}{V_o}. \quad (3.19)$$

A tensão eficaz em C_2 é obtida por

$$V_{C2_{ef}} = \frac{1}{\omega C_2} I_{C2_{ef}}. \quad (3.20)$$

A expressão final é encontrada substituindo a Equação (3.19) em (3.20), o que resulta em

$$V_{C2_{ef}} = \frac{P_o}{\omega C_2 V_o}. \quad (3.21)$$

De forma análoga ao indutor L_1 , a tensão de pico em L_2 é dada por

$$\hat{V}_{L2} = | -j\omega L_2 \mathbf{I}_o + j\omega M \mathbf{I}_1 | \sqrt{2}. \quad (3.22)$$

Substituindo as Equações (2.49) e (2.50) na Equação (3.22), tem-se

$$\hat{V}_{L2} = \frac{\sqrt{2 \left[P_o^2 \omega^2 L_2^2 + (P_o R_2 + V_o^2)^2 \right]}}{V_o}. \quad (3.23)$$

3.1.3.3 Ponte retificadora

As formas de onda das correntes em todos os diodos da ponte retificadora são iguais, portanto, é necessário realizar os cálculos dos esforços para apenas um diodo.

Usando como referência a corrente i_{D_2} , obtém-se que o valor médio das correntes nos diodos é

$$I_{D_{méd}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_6} -i_2(\omega t) d(\omega t). \quad (3.24)$$

A partir da Equação (3.4), é possível reescrever (3.24) como

$$I_{D_{méd}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\varphi}{2}}^{\pi + \frac{\varphi}{2}} \frac{\sqrt{2}P_o}{V_o} \text{sen} \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} \right) d(\omega t). \quad (3.25)$$

Como solução da Equação (3.25) é obtido

$$I_{D_{méd}} = \frac{\sqrt{2}P_o}{\pi V_o}. \quad (3.26)$$

O valor eficaz da corrente no diodo D_2 é calculador por

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_1}^{\omega t_6} -i_2(\omega t)^2 d(\omega t)}. \quad (3.27)$$

Substituindo i_2 na Equação (3.27) tem-se

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\varphi}{2}}^{\pi + \frac{\varphi}{2}} \left[\frac{\sqrt{2}P_o}{V_o} \text{sen} \left(\omega t - \frac{\varphi}{2} \right) \right]^2 d(\omega t)}. \quad (3.28)$$

Resolvendo esta integral obtém-se

$$I_{D_{ef}} = \frac{P_o}{\sqrt{2}V_o}. \quad (3.29)$$

A tensão reversa máxima que os diodos são submetidos é a tensão da carga, portanto,

$$V_R = V_B. \quad (3.30)$$

3.1.3.4 Capacitor de saída

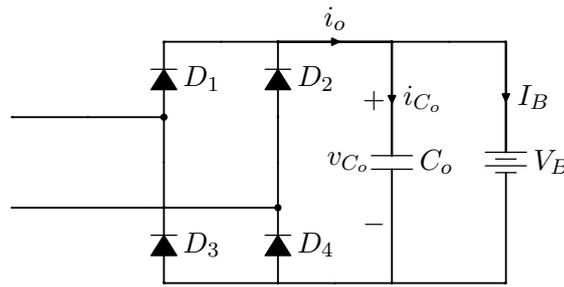
A corrente de saída do retificador, devido à sua grande ondulação em alta frequência, não é adequada para carregar diretamente um banco de baterias. A fim de diminuir as componentes alternadas da corrente de carga, é utilizado um filtro capacitivo em paralelo com a bateria, resultando no estágio de saída visto na Figura 3.14. O capacitor C_o deve ser escolhido de modo que sua reatância seja muito menor do que a impedância do banco de baterias, para que a oscilação de tensão em seus terminais e, conseqüentemente, as oscilações de tensão e corrente na bateria sejam pequenas.

As principais formas de onda do estágio de saída são mostradas na Figura 3.15.

Para o dimensionamento do capacitor C_o admite-se que a corrente i_o seja expressa por

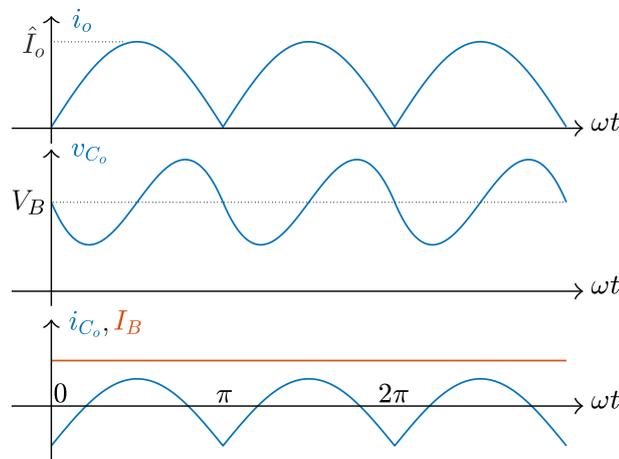
$$i_o = \hat{I}_o |\text{sen}(\omega t)|, \quad (3.31)$$

Figura 3.14 – Estágio de saída.



Fonte: Autoria própria.

Figura 3.15 – Formas de onda do filtro de saída.



Fonte: Autoria própria.

onde \hat{I}_o tem o mesmo valor da amplitude da corrente i_2 , ou seja,

$$\hat{I}_o = \frac{\sqrt{2}P_o}{V_o}. \quad (3.32)$$

Assumindo que o circuito opera em regime permanente e que C_o seja grande o suficiente para que toda a componente alternada da corrente i_o circule através de seus terminais, tem-se

$$i_{C_o} = \hat{I}_o |\text{sen}(\omega t)| - I_B, \quad (3.33)$$

onde i_{C_o} é a corrente no capacitor C_o e I_B é a corrente CC que flui para a bateria, cujo valor é igual ao valor médio de i_o , calculado por

$$I_B = \frac{2\hat{I}_o}{\pi}. \quad (3.34)$$

Para determinar a ondulação de tensão nos terminais do capacitor C_o é necessário analisar apenas metade do período de chaveamento. Nesse caso, a corrente no capacitor

de saída pode ser considerada

$$i_{C_o} = \hat{I}_o \text{sen}(\omega t) - \frac{2\hat{I}_o}{\pi}, \quad \text{onde } 0 \leq \omega t \leq \pi. \quad (3.35)$$

Dessa forma, a tensão produzida nos terminais do capacitor pode ser determinada por

$$v_{C_o} = \frac{1}{C} \int_0^t \left[\hat{I}_o \text{sen}(\omega t) - \frac{2\hat{I}_o}{\pi} \right] dt. \quad (3.36)$$

A solução da integral na Equação (3.36) leva à equação que descreve a forma de onda da tensão no capacitor C_o em meio período de chaveamento, a qual é

$$v_{C_o} = \frac{2\hat{I}_o}{\omega C_o} \left[\text{sen}^2\left(\frac{\omega t}{2}\right) - \frac{\omega t}{\pi} \right]. \quad (3.37)$$

A Equação (3.37), restringida ao intervalo $[0, \pi]$, define a componente alternada da tensão v_{C_o} . Os pontos de máximo e mínimo de v_{C_o} ocorrem quando i_{C_o} é igual a zero, ou seja, quando

$$\hat{I}_o \text{sen}(\omega t) = \frac{2\hat{I}_o}{\pi}. \quad (3.38)$$

Simplificando a Equação (3.38) tem-se que os pontos de mínimo e máximo de v_{C_o} ocorrem quando

$$\text{sen}(\omega t) = \frac{2}{\pi}, \quad (3.39)$$

o que acontece quando $\omega t \cong 0,69$ e $\omega t \cong 2,45$, respectivamente.

A ondulação de tensão em C_o pode então ser calculada pela diferença entre seu valor máximo e seu valor mínimo. A partir da Equação (3.37), o valor de pico a pico de v_{C_o} é calculado por

$$\Delta v_{C_o} = \frac{2\hat{I}_o}{\omega C_o} \left[\text{sen}^2\left(\frac{2,45}{2}\right) - \frac{2,45}{\pi} - \text{sen}^2\left(\frac{0,69}{2}\right) + \frac{0,69}{\pi} \right]. \quad (3.40)$$

Simplificando a Equação (3.40) chega-se a

$$\Delta v_{C_o} = \frac{0,421\hat{I}_o}{\omega C_o}. \quad (3.41)$$

Isolando C_o na Equação (3.41) tem-se

$$C_o = \frac{0,421\hat{I}_o}{\omega \Delta v_{C_o}}. \quad (3.42)$$

Tomando a Equação (3.32) e substituindo-a em (3.42), obtém-se uma equação para o cálculo do capacitor do filtro de saída em função da potência processada, da frequência de chaveamento, da tensão de saída e da ondulação de tensão especificada:

$$C_o = \frac{0,5954P_o}{\omega\Delta v_{C_o}V_o}. \quad (3.43)$$

A corrente eficaz que circula pelo capacitor C_o é calculada por

$$I_{C_{o_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[\hat{I}_o \text{sen}(\omega t) - \frac{2\hat{I}_o}{\pi} \right]^2 d(\omega t)}. \quad (3.44)$$

Resolvendo a Equação (3.44) encontra-se

$$I_{C_{o_{ef}}} = \frac{\hat{I}_o \sqrt{2(\pi^2 - 8)}}{2\pi}. \quad (3.45)$$

Substituindo (3.32) em (3.45) é obtida a expressão final

$$I_{C_{o_{ef}}} = \frac{P_o \sqrt{\pi^2 - 8}}{\pi V_o}. \quad (3.46)$$

3.2 MODELAGEM DINÂMICA E CONTROLE

Para a aplicação em carregadores de bateria são necessários controladores para garantir que as grandezas do circuito se mantenham nos valores desejados durante todo o processo de carga da bateria. Para o projeto de tais controladores é necessário conhecer as funções de transferência que relacionam as variáveis de circuito que se deseja controlar com suas respectivas variáveis de controle. Nesta seção é apresentada a modelagem dinâmica do conversor com transferência de energia sem fio visando o projeto dos controladores para a aplicação em carregadores de baterias.

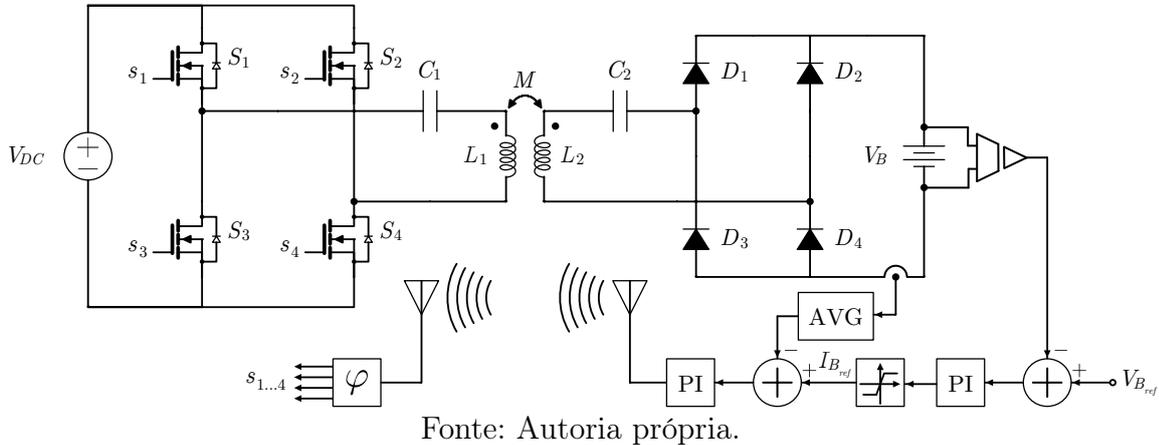
3.2.1 Estratégia de controle

A Figura 3.16 demonstra a estratégia de controle adotada nesse projeto, a qual funciona da seguinte forma: A tensão de saída V_B é medida por um sensor e comparada com um valor de referência $V_{B_{ref}}$. A diferença entre esses valores gera um sinal de erro que é a entrada do compensador de tensão, implementado por um controlador proporcional-integral (PI). O sinal de saída deste compensador, chamado de $I_{B_{ref}}$, é o valor de referência para a malha interna de controle de corrente. O valor de $I_{B_{ref}}$ é limitado por um saturador entre zero e o valor especificado de I_B . A corrente de saída do retificador, i_o , é medida por um sensor de corrente e seu valor médio, obtido pelo filtro AVG, é subtraído de $I_{B_{ref}}$ para gerar um sinal de erro. Este sinal é a entrada do compensador de corrente, também implementado por um controlador do tipo PI, cuja saída é transmitida sem fio para um modulador *Phase-Shift* responsável por gerar os sinais de comando dos interruptores.

Tomando como base a curva de carga da bateria (Figura 4.1), essa estratégia permite que quando a tensão de saída seja menor do que $V_{B_{ref}}$, a referência para a malha

de corrente esteja limitada em I_B , e a bateria é carregada com corrente constante de valor nominal durante essa etapa. Quando a tensão de saída se iguala ao valor de referência, $I_{B_{ref}}$ começa a diminuir de modo a manter a tensão de saída constante.

Figura 3.16 – Conversor CC-CC com controle de corrente e tensão.



A Figura 3.16 ilustra a transmissão sem fio do sinal de realimentação do sistema de controle, a qual não foi implementada por não influenciar no estudo da transmissão de energia sem fio que é o foco deste trabalho.

3.2.2 Modelagem dinâmica do conversor

Para a implementação da estratégia de controle apresentada é necessário conhecer as funções de transferência da corrente de saída i_o em relação a v_1 , e da tensão de saída pela corrente de saída, as quais serão deduzidas nessa seção. Também será apresentada uma revisão sobre o método de modelagem utilizado.

3.2.2.1 Método da Transformada de Laplace com variável modulada

O método da Transformada de Laplace com variável modulada (MVLT, do inglês "*Modulated Variable Laplace Transform*"), proposto em [46, 47], permite modelar as dinâmicas de baixa frequência de um circuito alimentado por uma fonte sinusoidal de alta frequência.

Para a dedução do método MVLT, considera-se inicialmente um circuito ressonante sendo alimentado por uma fonte sinusoidal com frequência angular ω . Durante um transitório as formas de onda desse circuito podem ser descritas genericamente por

$$u(t) = \hat{u}(t) \cos(\omega t + \theta). \quad (3.47)$$

O termo de alta frequência $\cos(\omega t + \theta)$ é a oscilação provocada pela fonte de alimentação do circuito, sendo θ a fase desse sinal. A dinâmica de baixa frequência do circuito é expressa por $\hat{u}(t)$, o qual é o envelope que define a amplitude do termo de alta frequência.

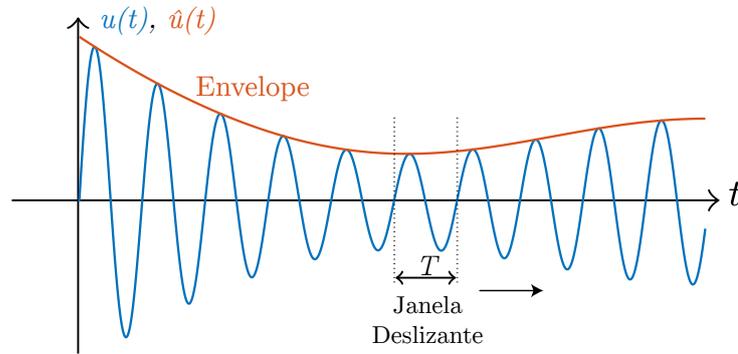
A Equação (3.47) pode ser expressa pela série de Fourier complexa como

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \langle u \rangle_n(t) e^{jn\omega t}, \quad (3.48)$$

onde os coeficientes $\langle u \rangle_n(t)$ são calculados em uma janela de integração, com largura igual ao período T da oscilação de alta frequência, que se move ao longo do eixo do tempo. A Figura 3.17 ilustra a janela de integração dos coeficientes, cujos valores são obtidos por

$$\langle u \rangle_n(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t u(\tau) e^{-jn\omega\tau} d\tau. \quad (3.49)$$

Figura 3.17 – Janela de cálculo dos coeficientes.



Fonte: Autoria própria.

Dentro de um período de oscilação as formas de onda dos circuitos ressonantes são quase-sinusoidais e, portanto, podem ser aproximadas com boa precisão pelo primeiro coeficiente da série de Fourier [47]. Dessa forma, o sinal $u(t)$ pode ser expresso por

$$u(t) \cong \langle u \rangle_{-1}(t) e^{-j\omega t} + \langle u \rangle_1(t) e^{j\omega t}. \quad (3.50)$$

Utilizando a propriedade

$$\langle u \rangle_{-n}(t) = \langle u \rangle_n^*(t), \quad (3.51)$$

chega-se a

$$u(t) \cong 2\text{Re} \left[\langle u \rangle_1(t) e^{j\omega t} \right]. \quad (3.52)$$

Sejam $x(t)$ e $y(t)$ respectivamente os sinais de entrada e saída de um circuito. Esses sinais podem ser expressos na forma da Equação (3.52) como

$$x(t) = 2\text{Re} \left[\langle x \rangle_1(t) e^{j\omega t} \right] \quad e \quad y(t) = 2\text{Re} \left[\langle y \rangle_1(t) e^{j\omega t} \right]. \quad (3.53)$$

No domínio da frequência, a entrada e a saída do circuito são relacionadas por

$$\mathcal{L}\{\langle y \rangle_1(t) e^{j\omega t}\} = T(s) \mathcal{L}\{\langle x \rangle_1(t) e^{j\omega t}\}, \quad (3.54)$$

onde $\mathcal{L}\{\}$ é o operador de Laplace e $T(s)$ é a função de transferência do circuito.

Aplicando a propriedade da translação da transformada de Laplace, a Equação (3.54) resulta em

$$Y(s - j\omega) = T(s)X(s - j\omega), \quad (3.55)$$

sendo $X(s)$ e $Y(s)$ as transformadas de Laplace de $x(t)$ e $y(t)$, respectivamente.

Substituindo s por $s + j\omega$ em (3.55), obtém-se que a relação entre a entrada e a saída do circuito é dada pela função de transferência (FT)

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = T(s + j\omega). \quad (3.56)$$

Nota-se que a função de transferência resultante depende da frequência de oscilação da fonte de alimentação.

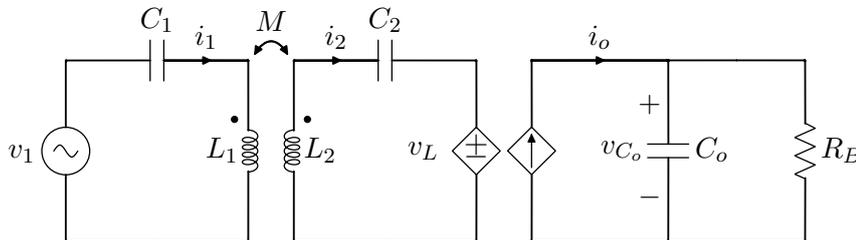
A inclusão do termo $j\omega$ torna a FT complexa. Porém, a Equação (3.56) pode ser expressa apenas por coeficientes em s separando-a em uma função de transferência com coeficientes reais T_{Re} e uma FT com coeficientes imaginários T_{Im} , resultando em

$$T(s + j\omega) = T_{Re}(s) + jT_{Im}(s). \quad (3.57)$$

3.2.2.2 Função de transferência da planta de corrente

Para a aplicação do MVLT na determinação da planta de corrente do conversor, considera-se o circuito da Figura 3.18. Nesse circuito o retificador, o qual é um componente não linear, é substituído por fontes controláveis que relacionam as variáveis do lado CA do circuito com as variáveis do lado CC e vice-versa. O resistor de carga R_B é a resistência equivalente à bateria no ponto de operação nominal.

Figura 3.18 – Circuito para determinação da planta de corrente.



Fonte: Autoria própria.

As relações de transformação da corrente alternada i_2 na corrente contínua i_o , e da tensão contínua v_{C_o} na tensão alternada v_L são

$$\begin{cases} i_o = \frac{2}{\pi} i_2, \\ v_L = \frac{4}{\pi} v_{C_o}. \end{cases} \quad (3.58)$$

Essas relações não são proporcionais como nos transformadores lineares, mas são conservativas em potência.

Através da análise de malhas do circuito da Figura 3.18 e usando as relações de transformação da Equação (3.58), obtêm-se as equações

$$\begin{cases} v_1 = i_1 \left(\frac{1}{sC_1} + sL_1 \right) - sMi_2, \\ sMi_1 = i_2 \left(\frac{1}{sC_2} + sL_2 + \frac{8R_B}{\pi^2(sC_oR_B) + 1} \right). \end{cases} \quad (3.59)$$

Isolando a corrente i_2 , tem-se

$$i_2(s) = \frac{(B_4s^4 + B_3s^3)v_1(s)}{A_5s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + 1}, \quad (3.60)$$

onde os coeficientes dessa equação são apresentados na Tabela 3.1.

A função de transferência que relaciona a corrente i_o com a tensão de entrada v_1 é, portanto,

$$G(s) = \frac{i_o(s)}{v_1(s)} = \frac{2}{\pi} \frac{B_4s^4 + B_3s^3}{A_5s^5 + A_4s^4 + A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + 1}. \quad (3.61)$$

Tabela 3.1 – Coeficientes da Equação (3.60).

Coeficiente	Expressão
B_4	$C_1C_2C_oMR_B$
B_3	C_1C_2M
A_5	$C_1C_2C_oR_B(L_1L_2 - M^2)$
A_4	$C_1C_2(L_1L_2 - M^2)$
A_3	$C_oR_B(C_1L_1 + C_2L_2) + C_1C_2L_1R_B(8/\pi^2)$
A_2	$C_1L_1 + C_2L_2$
A_1	$R_B(C_o + C_2(8/\pi^2))$

Fonte: Autoria própria.

Aplicando o método MVLT, a função de transferência do envelope de baixa frequência da corrente de saída é obtida por

$$G_i(s) = G(s + j\omega) = \frac{2}{\pi} \frac{B_4(s + j\omega)^4 + B_3(s + j\omega)^3}{A_5(s + j\omega)^5 + A_4(s + j\omega)^4 + A_3(s + j\omega)^3 + A_2(s + j\omega)^2 + A_1(s + j\omega) + 1}. \quad (3.62)$$

A FT $G_i(s)$ é complexa, e pode ser expressa por uma função de transferência real e uma imaginária. Quando a topologia SS opera no MCC, a corrente i_2 é defasada de 90° da

tensão v_1 , portanto, linearizando o conversor no seu ponto de operação, a FT do envelope da corrente de saída coincide com a componente imaginária da Equação (3.62), ou seja,

$$G_i(s) \cong \text{Im} \left[\frac{2}{\pi} \frac{B_4(s+j\omega)^4 + B_3(s+j\omega)^3}{A_5(s+j\omega)^5 + A_4(s+j\omega)^4 + A_3(s+j\omega)^3 + A_2(s+j\omega)^2 + A_1(s+j\omega) + 1} \right]. \quad (3.63)$$

3.2.2.2.1 Validação da planta de corrente

Para validar o método utilizado e a função de transferência obtida, foi realizada uma simulação utilizando a ferramenta *AC Sweep* do *software* de simulação de circuitos eletrônicos PSIM. Com essa ferramenta é possível comparar as respostas em frequência do circuito real com a ponte retificadora e do modelo da planta de corrente obtido.

Para a simulação do circuito e cálculo de $G_i(s)$ foram usados os seguintes parâmetros:

$$V_1 = 255 \text{ V} \quad L_1 = 120 \mu\text{H} \quad C_1 = 29 \text{ nF} \quad L_2 = 120 \mu\text{H} \quad C_2 = 29 \text{ nF} \quad C_o = 1,68 \text{ mF} \\ R_B = 5,6 \Omega \quad \omega = 2\pi \cdot 85 \text{ kHz}$$

A função de transferência da planta de corrente tem a forma da Equação (3.64), onde os coeficientes possuem os valores listados na Tabela 3.2.

$$G_i(s) = \frac{B_8 s^8 + B_7 s^7 + \dots + B_2 s^2 + B_1 s^1 + B_0}{A_{10} s^{10} + A_9 s^9 + \dots + A_2 s^2 + A_1 s^1 + A_0} \quad (3.64)$$

Tabela 3.2 – Coeficientes da função de transferência da planta de corrente.

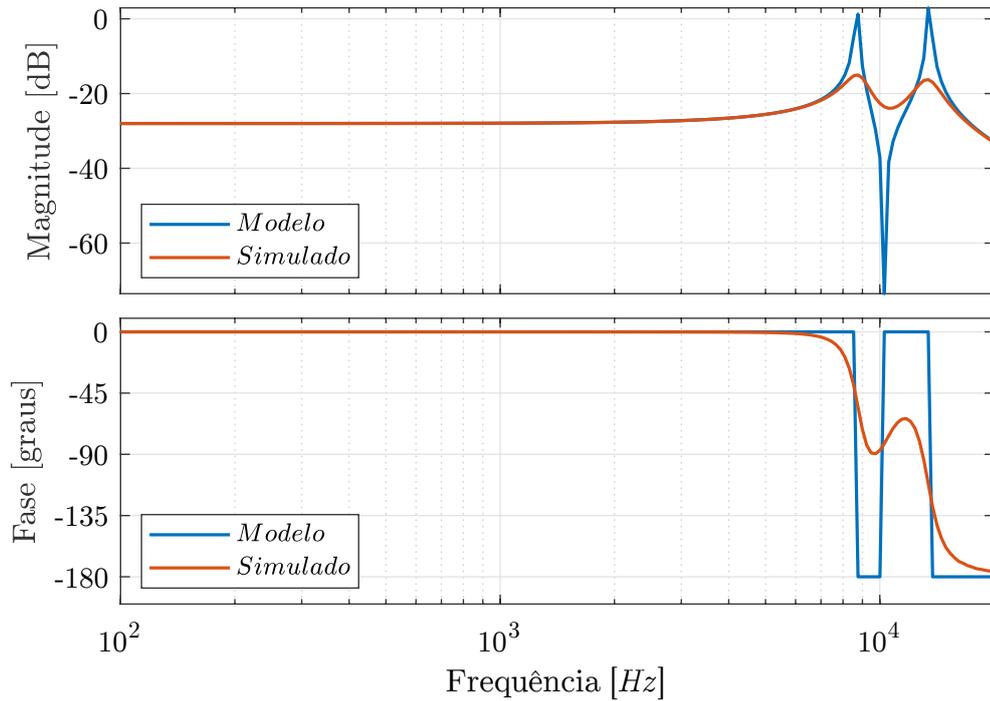
Coeficientes	Valor	Coeficientes	Valor
B_0	$333,10 \cdot 10^{51}$	A_0	$8,37 \cdot 10^{54}$
B_1	$248,32 \cdot 10^{42}$	A_1	$6,24 \cdot 10^{45}$
B_2	$80,88 \cdot 10^{42}$	A_2	$4,01 \cdot 10^{45}$
B_3	$59,40 \cdot 10^{33}$	A_3	$2,97 \cdot 10^{36}$
B_4	$227,16 \cdot 10^{30}$	A_4	$410,39 \cdot 10^{33}$
B_5	$-38,97 \cdot 10^{21}$	A_5	$295,45 \cdot 10^{24}$
B_6	$-398,85 \cdot 10^{18}$	A_6	$2,06 \cdot 10^{24}$
B_7	$-160,61 \cdot 10^9$	A_7	$503,18 \cdot 10^{12}$
B_8	$-755,55 \cdot 10^6$	A_8	$2,65 \cdot 10^{12}$
		A_9	$212,58 \cdot 10^0$
		A_{10}	$1,00 \cdot 10^0$

Fonte: Autoria própria.

As respostas em frequência do circuito simulado e do modelo obtido pelo método MVLT são apresentadas na Figura 3.19.

Observa-se que os polos e zeros do modelo ocorrem nas mesmas frequências do circuito simulado. Por ser um modelo linearizado, a função de transferência obtida reproduz com fidelidade o comportamento do circuito para frequências menores do que uma década abaixo da frequência ω [47].

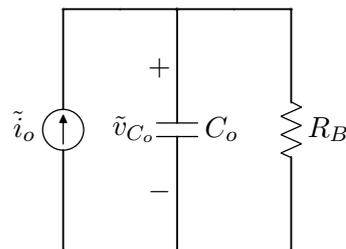
Figura 3.19 – Resposta em frequência da planta de corrente.



Fonte: Autoria própria.

3.2.2.3 Função de transferência da planta de tensão

A função de transferência $G_v(s)$ da tensão de saída em função da corrente de saída é obtida diretamente pela análise do circuito da Figura 3.20.

Figura 3.20 – Circuito para a determinação de $G_v(s)$.

Fonte: Autoria própria.

A análise do circuito resulta na função de transferência

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_{C_o}}{\tilde{i}_o} = \frac{R_B}{C_o R_B s + 1}. \quad (3.65)$$

CAPÍTULO 4

PROJETO DO CONVERSOR COM TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO APLICADO AO CARREGAMENTO DE BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

A fim de validar as análises realizadas e as equações obtidas nos capítulos anteriores, será construído um protótipo de carregador de baterias sem fio para um veículo elétrico urbano. Este capítulo descreve a metodologia utilizada em tal projeto para dimensionar os componentes do estágio de potência, compensar as malhas de controle e projetar os circuitos auxiliares necessários a esse sistema.

O carregador deve ser projetado para atender aos requisitos expressos pela curva de carga, típica da bateria de um veículo elétrico urbano de pequeno porte [20], exibida na Figura 4.1.

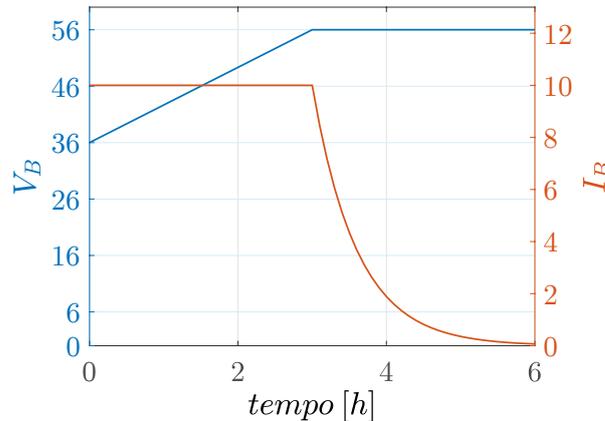
A curva de carga apresentada refere-se a um banco de baterias formado por quatro células de $12V$ conectadas em série, formando um *pack* com tensão nominal de $48V$, e pode ser dividida em duas etapas. Na primeira metade do tempo de carga, a bateria, que inicia com a tensão mínima de $36V$, é carregada com uma corrente constante de $10A$ até atingir o seu valor máximo de tensão de $56V$. Na segunda etapa, após atingir a tensão máxima, a bateria passa a ser carregada com tensão constante, e a corrente decresce até zero finalizando o processo de carga da bateria.

4.1 ESPECIFICAÇÕES

Nesta seção serão descritas as especificações do projeto.

A tensão de entrada V_{DC} foi especificada em $400V$, pois as principais topologias de conversores CA-CC empregadas como *front-end* em carregadores de baterias possuem característica de elevador de tensão [48], sendo $400V$ um valor comumente empregado

Figura 4.1 – Curva de carga da bateria de um veículo elétrico urbano.



Fonte: Adaptado de [20].

para a tensão de saída desses conversores.

O valor da tensão de saída V_B é adotado como 56 V, pois esse é o valor máximo de tensão na curva de carga da bateria. A corrente de saída I_B é 10 A, apropriada para recarregar um *pack* de baterias com capacidade de 100 Ah. A potência de saída resultante é, portanto, 560 W. O Renault Twizy é um exemplo de veículo compatível com essas especificações [49].

Devido a restrições de espaço, o diâmetro das bobinas deve ser limitado a 0,38 cm. A distância d entre as bobinas é especificada em 15 cm, pois essa é uma distância adequada entre a parte inferior do veículo e a base instalada sobre o solo.

A frequência de operação escolhida é 85 kHz para atender aos critérios da Sociedade dos Engenheiros Automotivos [46].

As especificações do projeto são resumidas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Especificações do projeto

Parâmetro		Valor
Tensão de entrada	V_{DC}	400 V
Tensão da bateria	V_B	56 V
Corrente da bateria	I_B	10 A
Potência de saída	P_o	560 W
Diâmetro das bobinas	D	0,38 m
Distância entre as bobinas	d	0,15 m
Frequência de operação	f	85 kHz

4.2 CÁLCULOS PRELIMINARES

Muitas das equações de projeto dependem de parâmetros do par de indutores acoplados, como M , R_1 e R_2 . Através de medições que serão detalhadas na seção 4.5, estabeleceu-se que

$$M = 29,18 \mu H, \quad R_1 = 0,157 \Omega \quad \text{e} \quad R_2 = 0,14 \Omega.$$

Inicia-se calculando o valor eficaz do primeiro harmônico da tensão na entrada do retificador. Conforme a seção 2.5.1.3, tem-se

$$V_o = \frac{4V_B}{\pi\sqrt{2}} = \frac{4 \cdot 56 V}{\pi\sqrt{2}} = 50,4 V. \quad (4.1)$$

Determina-se a frequência angular de operação

$$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 85 \text{ kHz} = 534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s}. \quad (4.2)$$

Com os parâmetros calculados obtém-se o valor eficaz do primeiro harmônico da tensão de saída do inversor de alta frequência

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{P_o(R_1 R_2 + \omega^2 M^2) + R_1 V_o^2}{\omega M V_o} \\ &= \frac{560 W [0,157 \Omega \cdot 0,14 \Omega + (534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \cdot 29,18 \mu H)^2] + 0,157 \Omega \cdot (50,4 V)^2}{534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \cdot 29,18 \mu H \cdot 50,4 V} \\ &= 173,62 V. \end{aligned} \quad (4.3)$$

O ângulo de defasagem entre os sinais de comando dos braços do inversor é então determinado por

$$\varphi = 2 \arcsen \left(\frac{\pi \sqrt{2} V_1}{4 V_{DC}} \right) = 2 \arcsen \left(\frac{\pi \sqrt{2} \cdot 173,62 V}{4 \cdot 400 V} \right) = 57,65^\circ. \quad (4.4)$$

4.3 INTERRUPTORES COMANDÁVEIS

Os esforços nos interruptores comandáveis são calculados conforme as equações obtidas na seção 3.1.3.1.

A corrente média nos interruptores é calculada por

$$\begin{aligned} I_{S_{méd}} &= \frac{\sqrt{2}(P_o R_2 + V_o^2)}{\pi \omega M V_o} \text{sen} \left(\frac{\varphi}{2} \right) \\ &= \frac{\sqrt{2}[560 W \cdot 0,14 \Omega + (50,4 V)^2]}{\pi \cdot 534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \cdot 29,18 \mu H \cdot 50,4 V} \cdot \text{sen} \left(\frac{57,65^\circ}{2} \right) = 0,724 A. \end{aligned} \quad (4.5)$$

A corrente eficaz em cada interruptor é

$$I_{S_{ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega M V_o \sqrt{2}} = \frac{560 W \cdot 0,14 \Omega + (50,4 V)^2}{534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \cdot 29,18 \mu H \cdot 50,4 V \cdot \sqrt{2}} = 2,358 A. \quad (4.6)$$

Os interruptores devem ser escolhidos para suportar a tensão

$$V_{DS_{máx}} = V_{DC} = 400 V. \quad (4.7)$$

4.3.1 Cálculo de perdas e cálculo térmico

Em função das baixas perdas de condução e comutação, seleciona-se o MOSFET de carbeto de silício (SiC) C3M0065100K fabricados pela Cree Inc. As principais características desse dispositivo são:

$$V_{DS} = 1000 V \quad V_{GS} = -4 \leftrightarrow 15 V \quad I_D = 22,5 A \quad R_{DSon} = 90 m\Omega$$

$$T_j = -55^\circ C \leftrightarrow 150^\circ C \quad R_{\theta jc} = 1,1^\circ C/W \quad E_{on} = 55,47 \mu J \quad E_{off} = 17,19 \mu J$$

Nas especificações apresentadas, V_{DS} é a tensão dreno-source suportada pelo MOSFET, V_{GS} é a tensão entre gate e source para comandar o dispositivo, I_D é a corrente média de dreno suportada, R_{DSon} é a resistência do canal do MOSFET quando em condução, T_j é a faixa de temperatura de junção permitida, $R_{\theta jc}$ é a resistência térmica entre junção e cápsula, E_{on} é a energia gasta na entrada em condução e E_{off} a energia gasta no bloqueio do dispositivo.

- Cálculo de perdas
 - Potência dissipada em condução

$$P_{S_{cond}} = I_{S_{ef}}^2 R_{DSon} = (2,358 A)^2 \cdot 90 m\Omega = 0,5 W \quad (4.8)$$

- Potência dissipada em comutação

Os valores de E_{on} e E_{off} fornecidos na folha de dados do fabricante são relativos a uma tensão $V_{nom} = 500 V$. Como a tensão a que os interruptores serão submetidos possui um valor diferente, é feito um ajuste linear [50] nos valores das energias dissipadas na entrada em condução e no bloqueio dos interruptores, resultando em

$$P_{S_{com}} = (E_{on} + E_{off})f \cdot \frac{V_{DC}}{V_{nom}} = (55,47 \mu J + 17,19 \mu J)85 kHz \cdot \frac{400 V}{500 V} = 4,94 W \quad (4.9)$$

- Potência total

A potência total dissipada em cada MOSFET é

$$P_S = P_{S_{cond}} + P_{S_{com}} = 0,5 W + 4,94 W = 5,44 W \quad (4.10)$$

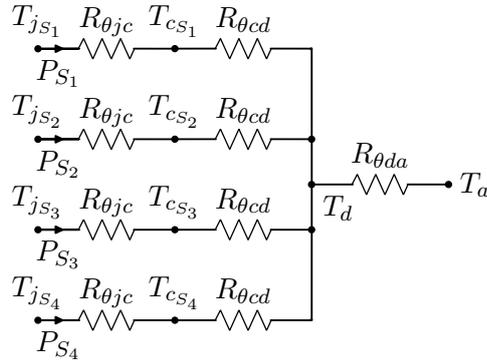
- Cálculo térmico

Inicialmente, admite-se:

$$T_j = 100^\circ C \quad T_a = 40^\circ C \quad R_{\theta cd} = 0,25^\circ C/W$$

onde T_j é a temperatura de junção especificada para a operação dos MOSFETs, T_a é a temperatura ambiente e $R_{\theta cd}$ é a resistência térmica entre a cápsula e o dissipador, considerando o isolante elétrico.

Figura 4.2 – Distribuição de temperaturas nos componentes e dissipador do inversor de alta frequência.



Fonte: Autoria própria.

Será utilizado um dissipador único para os quatro MOSFETs do inversor de alta frequência. Dessa forma, a distribuição de temperatura desse conversor em regime permanente pode ser modelada pelo circuito equivalente mostrado na Figura 4.2.

Considerando que todos os MOSFETs operaram com a mesma temperatura de junção T_j , a resistência térmica do dissipador pode ser calculada por

$$R_{\theta da} = \frac{T_j - T_a}{4P_S} = \frac{R_{\theta jc} + R_{\theta cd}}{4}. \quad (4.11)$$

Sobredimensionando para uma potência 10% maior, tem-se

$$R_{\theta da} = \frac{100^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{1,1 \cdot 4 \cdot 5,44\text{W}} = \frac{1,1^\circ\text{C}/\text{W} + 0,25^\circ\text{C}/\text{W}}{4} = 2,169^\circ\text{C}/\text{W}. \quad (4.12)$$

Nesse projeto serão utilizados dissipadores da HS Dissipadores. Esse fabricante informa em seu catálogo a resistência térmica para dissipadores com 4" de comprimento e com 75°C de diferença de temperatura entre o ambiente e o dissipador. Deve-se, portanto, utilizar um fator de correção de temperatura, abreviado FCT , e um fator de correção de comprimento, abreviado FCC , para encontrar um dissipador no catálogo que com o comprimento e diferença de temperatura especificados no projeto apresente a resistência térmica calculada [51].

A diferença de temperatura entre o dissipador e o ambiente será

$$\Delta T_{da} = 4P_S R_{\theta da} = 4 \cdot 5,44\text{W} \cdot 2,169^\circ\text{C}/\text{W} = 47,2^\circ\text{C}. \quad (4.13)$$

Para essa diferença de temperatura, obtém-se do catálogo do fabricante, $FCT = 1,17$.

Devido às dimensões do protótipo opta-se por um dissipador com 110mm de comprimento, resultando em $FCC = 1$.

Deve-se escolher no catálogo do fabricante um dissipador com resistência térmica igual ou inferior a

$$R_{\theta da_{\text{catálogo}}} = \frac{R_{\theta da}}{FCT \cdot FCC} = \frac{2,169^\circ\text{C}/\text{W}}{1,17 \cdot 1} = 1,854^\circ\text{C}/\text{W}. \quad (4.14)$$

Opta-se pelo dissipador HS 10425 cuja resistência térmica de catálogo é $1,79^\circ\text{C}/\text{W}$. A massa do dissipador será

$$m_{HS10425} = 110 \text{ mm} \cdot 2,3 \text{ kg/m} = 0,253 \text{ kg}. \quad (4.15)$$

4.4 DIODOS

Pelas equações obtidas na seção 3.1.3.1, tem-se que a corrente média nos diodos é

$$I_{D_{méd}} = \frac{\sqrt{2}P_o}{\pi V_o} = \frac{\sqrt{2} \cdot 560 \text{ W}}{\pi \cdot 50,4 \text{ V}} = 5 \text{ A}. \quad (4.16)$$

Por sua vez, o valor eficaz da corrente nos diodos é calculado por

$$I_{D_{ef}} = \frac{P_o}{\sqrt{2}V_o} = \frac{560 \text{ W}}{\sqrt{2} \cdot 50,4 \text{ V}} = 7,854 \text{ A}. \quad (4.17)$$

A tensão reversa sobre os diodos é a própria tensão de saída

$$V_R = V_B = 56 \text{ V}. \quad (4.18)$$

4.4.1 Cálculo de perdas e cálculo térmico

Para a ponte retificadora seleciona-se o diodo Schottky STPS20M100S produzido pela STMicroelectronics. As principais características desse componente são:

$$V_R = 100 \text{ V} \quad I_F = 20 \text{ A} \quad V_F = 0,6 \text{ V} \quad r_{on} = 8,8 \text{ m}\Omega \quad T_{j_{máx}} = 150^\circ\text{C} \\ R_{\theta_{jc}} = 1,2^\circ\text{C}/\text{W}$$

Sendo V_R a tensão reversa máxima, I_F a corrente média suportada, V_F a queda de tensão direta, r_{on} a resistência de condução direta, $T_{j_{máx}}$ a temperatura máxima de junção e $R_{\theta_{jc}}$ a resistência térmica entre a junção e o encapsulamento.

- Cálculo de perdas
 - Potência dissipada em condução

$$P_{D_{cond}} = I_{D_{méd}} V_F + I_{D_{ef}}^2 r_{on} = 5 \text{ A} \cdot 0,6 \text{ V} + (7,854 \text{ A})^2 \cdot 8,8 \text{ m}\Omega = 3,543 \text{ W} \quad (4.19)$$

- Potência dissipada em comutação

As perdas em comutação serão ignoradas nesse projeto, pois além de os diodos Schottky naturalmente apresentarem perdas de comutação desprezíveis, na presente aplicação os diodos da ponte retificadora comutam sob corrente nula (ZCS, do inglês *Zero-current switching*), permitindo que essas perdas possam ser desconsideradas.

$$P_{D_{com}} = 0 \text{ W} \quad (4.20)$$

– Potência total

A potência total dissipada em cada diodo é

$$P_D = P_{D_{cond}} = 3,543 \text{ W} \quad (4.21)$$

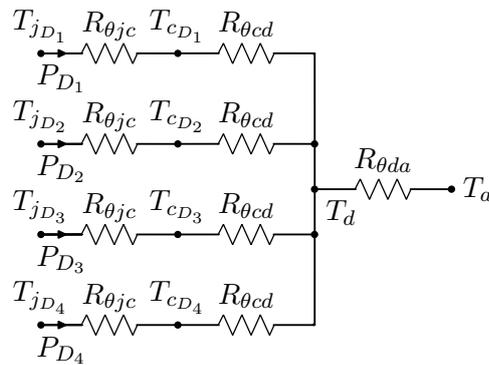
• Cálculo térmico

Admite-se:

$$T_j = 100^\circ\text{C} \quad T_a = 40^\circ\text{C} \quad R_{\theta cd} = 0,25^\circ\text{C/W}$$

Para o retificador também será utilizado um dissipador único para os quatro diodos. De forma análoga ao inversor de alta frequência, a distribuição de temperatura do retificador é modelada pelo circuito equivalente mostrado na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Distribuição de temperaturas nos componentes e dissipador do retificador.



Fonte: Autoria própria.

Substituindo os valores na Equação (4.11) e sobredimensionando para uma potência 10% maior, tem-se

$$R_{\theta da} = \frac{100^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{1,1 \cdot 4 \cdot 3,543 \text{ W}} - \frac{1,2^\circ\text{C/W} + 0,25^\circ\text{C/W}}{4} = 3,465^\circ\text{C/W}. \quad (4.22)$$

A diferença de temperatura entre o dissipador e o ambiente será

$$\Delta T_{da} = 4P_D R_{\theta da} = 4 \cdot 3,543 \text{ W} \cdot 3,465^\circ\text{C/W} = 49,38^\circ\text{C}. \quad (4.23)$$

Essa diferença de temperatura resulta em $FCT = 1,17$.

Devido às dimensões do protótipo opta-se por um dissipador com 140 mm de comprimento. Para esse comprimento obtém-se $FCC = 0,8988$.

Deve-se escolher no catálogo do fabricante um dissipador com resistência térmica igual ou inferior a

$$R_{\theta da_{catálogo}} = \frac{R_{\theta da}}{FCT \cdot FCC} = \frac{3,465^\circ\text{C/W}}{1,17 \cdot 0,8988} = 3,295^\circ\text{C/W}. \quad (4.24)$$

Opta-se pelo dissipador HS 17909 cuja resistência térmica de catálogo é $2,06^\circ\text{C}/\text{W}$. A massa desse dissipador é

$$m_{HS17909} = 140 \text{ mm} \cdot 2,9 \text{ kg/m} = 0,406 \text{ kg}. \quad (4.25)$$

4.5 INDUTORES PARA TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA SEM FIO

A partir do estudo apresentado na seção 2.3 foram escolhidos, para a montagem dos indutores, os enrolamentos em espiral com núcleos de ferrite do tipo I.

4.5.1 Dimensionamento dos enrolamentos

No projeto dos enrolamentos admite-se que a densidade de corrente máxima nos condutores é

$$J_{m\acute{a}x} = 350 \text{ A/cm}^2.$$

- Enrolamento do primário

A corrente eficaz em L_1 é calculada por

$$I_{L_{1ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega M V_o} = \frac{560 \text{ W} \cdot 0,14 \Omega + (50,4 \text{ V})^2}{534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \cdot 29,18 \mu\text{H} \cdot 50,4 \text{ V}} = 3,335 \text{ A}. \quad (4.26)$$

A área da seção transversal de cobre necessária para atender ao critério térmico é

$$A_{cobre} = \frac{I_{L_{1ef}}}{J_{m\acute{a}x}} = \frac{3,335 \text{ A}}{350 \text{ A/cm}^2} = 0,009528 \text{ cm}^2. \quad (4.27)$$

A profundidade de condução de corrente no fio devido ao efeito pelicular [52] é determinada pela equação

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot 85 \text{ kHz} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 5,814 \cdot 10^7 \text{ S/m}}} = 0,023 \text{ cm}, \quad (4.28)$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo e σ é a condutividade elétrica do cobre.

Para que a seção transversal do condutor seja totalmente aproveitada para condução de corrente, deve-se escolher um condutor com diâmetro igual ou inferior a 2δ .

A fim de atender ao efeito pelicular serão utilizados fios AWG 38, cuja área da seção transversal é

$$A_{AWG38} = 0,00008 \text{ cm}^2.$$

O número de condutores AWG 38 que devem ser usados em paralelo é igual à área da seção transversal que atende ao critério térmico dividida pela área da seção transversal do condutor empregado. Desse modo,

$$n_{AWG38}^o = \frac{0,009528 \text{ cm}^2}{0,00008 \text{ cm}^2} = 119,1, \quad (4.29)$$

sendo n_{AWG38}^o o número de fios em paralelo.

A potência dissipada no enrolamento primário é

$$P_{L_1} = I_{L_{1ef}}^2 R_1 = 3,335 \text{ A} \cdot 0,157 \Omega = 1,746 \text{ W}. \quad (4.30)$$

- Enrolamento do secundário

O valor eficaz da corrente em L_2 é determinado através de

$$I_{L_{2ef}} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{560 \text{ W}}{50,4 \text{ V}} = 11,1 \text{ A}. \quad (4.31)$$

A área da seção transversal dos condutores necessária para não ultrapassar o valor da densidade de corrente máxima é

$$A_{cobre} = \frac{I_{L_{2ef}}}{J_{máx}} = \frac{11,1 \text{ A}}{350 \text{ A/cm}^2} = 0,032 \text{ cm}^2. \quad (4.32)$$

Como a frequência das correntes nos dois indutores é a mesma, também será utilizado o fio AWG 38 para atender ao critério do efeito pelicular do indutor L_2 . O número de fios que devem ser usados em paralelo é obtido por

$$n_{AWG38}^o = \frac{0,032 \text{ cm}^2}{0,00008 \text{ cm}^2} = 396,68. \quad (4.33)$$

Para que os indutores L_1 e L_2 tenham parâmetros o mais semelhantes possível, será utilizado um fio *Litz* com 400 condutores AWG 38 em paralelo para confeccionar ambos os indutores.

A potência dissipada no enrolamento secundário é calculada como

$$P_{L_2} = I_{L_{2ef}}^2 R_2 = 11,1 \text{ A} \cdot 0,14 \Omega = 17,272 \text{ W}. \quad (4.34)$$

- Número de espiras

Quando a distância entre as espiras é muito pequena, o valor da indutância de um indutor com bobina em espiral pode ser estimado por [25]

$$L = \mu_0 N^2 (R_{ext} - 0,5rN) \left[\ln \left(\frac{8(R_{ext} - 0,5rN)}{r} \right) - 2 \right], \quad (4.35)$$

onde N é o número de espiras, R_{ext} é o raio externo do indutor e r é a distância entre as espiras.

Analiticamente não é possível isolar a variável N na Equação (4.35), mas o número de espiras necessários para a confecção dos indutores pode ser determinado numericamente.

O raio externo é determinado pela especificação do diâmetro dos indutores. Dessa forma,

$$R_{ext} = \frac{D}{2} = \frac{38 \text{ cm}}{2} = 19 \text{ cm}. \quad (4.36)$$

Devido aos aspectos construtivos, estabelece-se que

$$r = 2 \text{ mm}.$$

O valor escolhido para os indutores L_1 e L_2 é $120 \mu H$, pois além de ser um valor conveniente para a implementação dos critérios estabelecidos pela SAE, é um valor compatível com as dimensões especificadas [20, 38].

Aplicando estes valores na Equação (4.35) obtém-se numericamente que

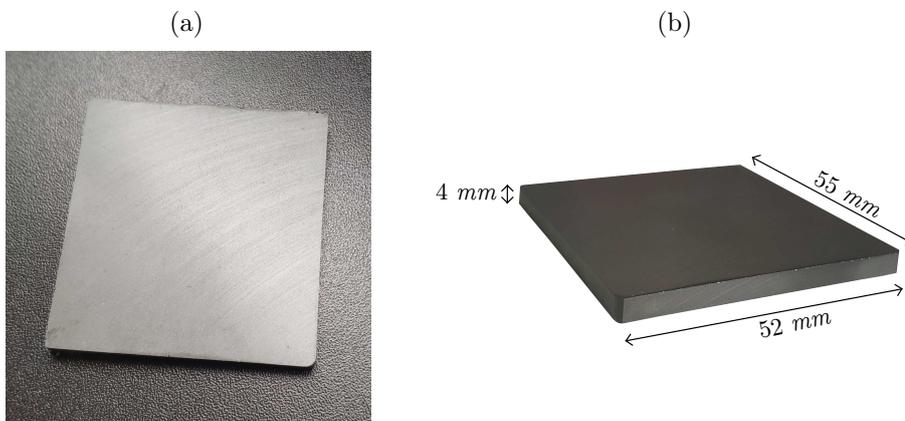
$$120 \mu H = 4\pi \cdot 10^{-7} N^2 (19 \text{ cm} - 0,5 \cdot 2 \text{ mm} \cdot N) \left[\ln \left(\frac{8(19 \text{ cm} - 0,5 \cdot 2 \text{ mm} \cdot N)}{2 \text{ mm}} \right) - 2 \right],$$

$$N \cong 11. \quad (4.37)$$

4.5.2 Núcleo

Para a confecção do núcleo de cada indutor foram utilizadas 64 peças do núcleo de ferrite NB-55/52/4 - TH50 da Thornton, mostrado na Figura 4.4. Essas ferrites, como representado pelo código do fabricante, são do formato descrito pela Thornton como B, possuem dimensões de $55 \text{ mm} \times 52 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ e são produzidas com o material TH50, cujas propriedades estão listadas na Tabela 4.2.

Figura 4.4 – Núcleo NB-55/52/4



Fonte: Autoria própria.

Cada indutor utiliza 64 ferrites posicionadas de maneira a formar um retângulo de dimensões $440 \text{ mm} \times 416 \text{ mm}$.

Tabela 4.2 – Propriedades do material TH50

TH50	
Permeabilidade Inicial μ_i	5000 $\pm 25\%$
Temperatura de Curie [$^{\circ}\text{C}$]	≥ 130
Coercividade [A/m]	10,0
Densidade de Fluxo (B) a 10 Oe, 23°C [10^{-3}T]	390
Constante de Histerese (η_B) [$10^{-3}/\text{T}$]	$\leq 1,3$
Densidade (ρ) [Kg/m^3]	4900

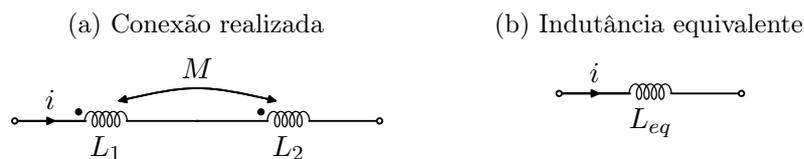
4.5.3 Medição dos parâmetros dos indutores

A medição dos parâmetros foi realizada para seis valores diferentes de distância entre os indutores. Para cada distância foram medidas as indutâncias próprias L_1 e L_2 , as resistências dos enrolamentos R_1 e R_2 , e a indutância equivalente L_{eq} da associação série dos indutores, definida como

$$L_{eq} = L_1 + L_2 + 2M. \quad (4.38)$$

As indutâncias próprias e as resistências dos enrolamentos foram medidas diretamente nos terminais de cada indutor, mantendo em aberto os terminais do indutor que não estava sendo medido. A indutância mútua foi medida indiretamente através da indutância equivalente. A Figura 4.5 demonstra a conexão utilizada para a medição da indutância mútua.

Figura 4.5 – Circuito para medição da indutância mútua.



Fonte: Autoria própria.

A indutância equivalente, representada na Figura 4.5b e definida na Equação (4.38), é o valor medido pelo analisador de impedâncias nos terminais do circuito da Figura 4.5a. Conhecendo os valores de L_1 , L_2 e L_{eq} , o valor de M pode ser calculado por

$$M = \frac{L_{eq} - L_1 - L_2}{2}. \quad (4.39)$$

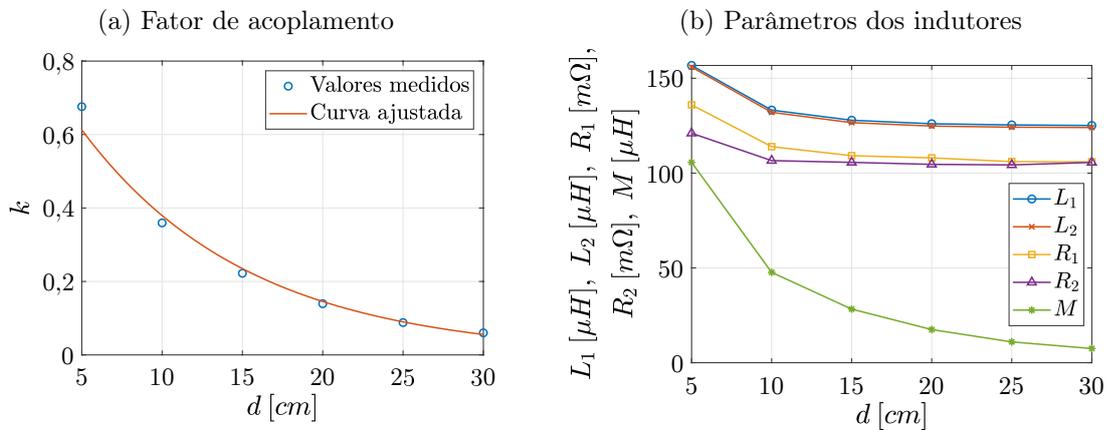
Na Tabela 4.3 são apresentados os valores encontrados nos testes de medição de parâmetros. Os valores obtidos foram plotados nos gráficos da Figura 4.6.

Na Figura 4.6b foram plotados os parâmetros físicos dos indutores, e na Figura 4.6a foram plotados o fator de acoplamento medido e uma curva exponencial ajustada por esses valores pelo método dos mínimos quadrados.

Tabela 4.3 – Resultados das medições de parâmetros.

Distância [cm]	L_1 [μH]	L_2 [μH]	M [μH]	k	R_1 [m Ω]	R_2 [m Ω]
5	156,77	155,9	105,665	0,676	135,99	121,02
10	133,22	132,05	47,665	0,359	113,95	106,59
15	127,87	126,6	28,285	0,222	109,19	105,65
20	126,02	124,8	17,49	0,139	108,02	104,61
25	125,4	124,21	10,995	0,088	106,05	104,31
30	125,1	124,02	7,49	0,06	105,92	105,62

Figura 4.6 – Parâmetros dos indutores em função da distância.



Fonte: Autoria própria.

A curva ajustada é definida por

$$k = 0,99e^{-0,0959d}, \quad (4.40)$$

onde nota-se que para uma distância $d = 0$ o fator de acoplamento é 0,99.

4.6 COMPONENTES PASSIVOS

4.6.1 Capacitor de compensação de reativos do primário

O capacitor C_1 é calculado para ressonar com L_1 na frequência de chaveamento, ou seja,

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1} = \frac{1}{(534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s})^2 \cdot 120 \mu H} = 29,2 \text{ nF}. \quad (4.41)$$

A corrente eficaz é dada por

$$I_{C_{1ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega M V_o} = \frac{560 \text{ W} \cdot 0,14 \Omega + (50,4 \text{ V})^2}{534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \cdot 29,18 \mu H \cdot 50,4 \text{ V}} = 3,335 \text{ A}. \quad (4.42)$$

A tensão eficaz é determinada pela equação

$$V_{C_{1ef}} = \frac{P_o R_2 + V_o^2}{\omega^2 M C_1 V_o} = \frac{560 W \cdot 0,14 \Omega + (50,4 V)^2}{(534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s})^2 \cdot 29,18 \mu H \cdot 29,2 nF \cdot 50,4 V} = 213,733 V. \quad (4.43)$$

Seleciona-se o capacitor B32652A1153 da TDK. As principais características desse capacitor são:

$$C_R = 15 nF \quad V_{ef_{85kHz}} = 300 V \quad I_{ef_{85kHz}} = 2,4 A$$

C_R é a capacitância nominal, $V_{ef_{85kHz}}$ e $I_{ef_{85kHz}}$ são, respectivamente, a tensão e a corrente eficazes suportadas considerando formas de onda senoidais de $85 kHz$.

Para a divisão dos esforços com uma maior margem de segurança, foram associadas em paralelo quatro *strings* formadas por dois capacitores em série, resultando em uma capacitância nominal $C_1 = 30 nF$.

4.6.2 Capacitor de compensação de reativos do secundário

O capacitor C_2 também é escolhido em função de L_2 e da frequência de chaveamento:

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2} = \frac{1}{(534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s})^2 \cdot 120 \mu H} = 29,2 nF. \quad (4.44)$$

A corrente eficaz e a tensão eficaz são, respectivamente,

$$I_{C_{2ef}} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{560 W}{50,4 V} = 11,1 A \quad (4.45)$$

e

$$V_{C_{2ef}} = \frac{P_o}{\omega C_2 V_o} = \frac{560 W}{534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \cdot 29,2 nF \cdot 50,4 V} = 711,8 V. \quad (4.46)$$

Para a implementação prática do capacitor C_2 também foi utilizado o capacitor B32652A1153. Devido aos esforços de tensão e corrente mais elevados, foram utilizadas em paralelo oito *strings* de quatro capacitores associados em série para formar a capacitância $C_2 = 30 nF$.

4.6.3 Capacitor do filtro de saída

A ondulação de tensão nos terminais da bateria é especificada em 0,5% do valor da tensão de saída, portanto,

$$\Delta v_{C_o} = 0,5\% \cdot V_B = 0,005 \cdot 56 V = 0,28 V. \quad (4.47)$$

O capacitor do filtro de saída pode então ser calculado por

$$C_o = \frac{0,5954 P_o}{\omega \Delta v_{C_o} V_o} = \frac{0,5954 \cdot 560 W}{534,1 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \cdot 0,28 V \cdot 50,4 V} = 44,2 \mu F. \quad (4.48)$$

A corrente eficaz em C_o é

$$I_{C_{o_{ef}}} = \frac{P_o \sqrt{\pi^2 - 8}}{\pi V_o} = \frac{560 \text{ W} \cdot \sqrt{\pi^2 - 8}}{\pi \cdot 50,4 \text{ V}} = 4,834 \text{ A.} \quad (4.49)$$

Em função dos esforços de corrente, seleciona-se o capacitor EEUFS1K561L fabricado pela Panasonic.

As especificações desse componente são:

$$C_R = 560 \mu F \quad V_{CC} = 80 \text{ V} \quad I_{ef_{100kHz}} = 2,380 \text{ A} \quad ESR = 23 \text{ m}\Omega$$

Sendo C_R é a capacitância nominal, V_{CC} é a tensão contínua suportada, $I_{ef_{100kHz}}$ é a corrente eficaz tolerada, considerando uma forma de onda senoidal com frequência de 100 kHz , e ESR é a resistência série equivalente do capacitor. Serão utilizados três capacitores em paralelo para suportar os esforços de corrente, desse modo, $C_o = 1,68 \text{ mF}$.

A potência dissipada no filtro de saída será

$$P_{C_o} = I_{C_{o_{ef}}}^2 \cdot \frac{ESR}{n_{C_o}^2} = (4,834 \text{ A})^2 \cdot \frac{23 \text{ m}\Omega}{3} = 0,179 \text{ W,} \quad (4.50)$$

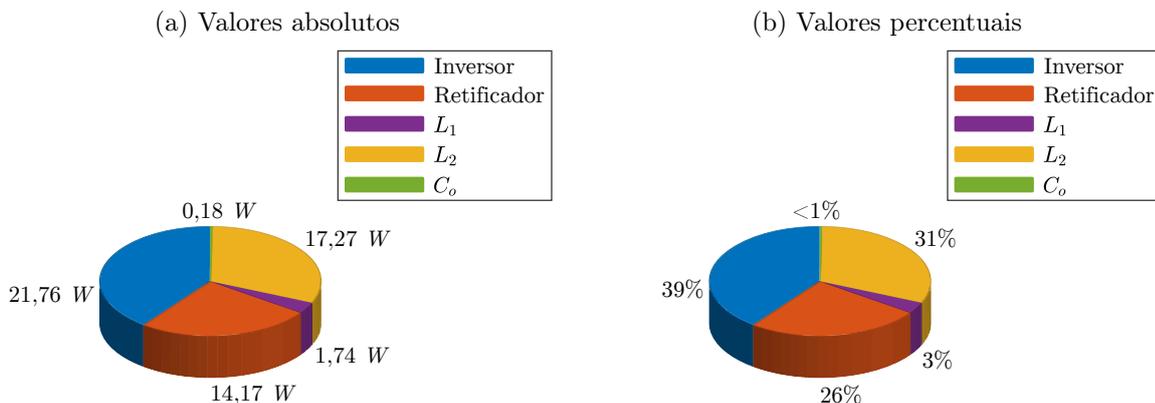
onde $n_{C_o}^2$ é o número de capacitores em paralelo.

4.7 DISTRIBUIÇÃO DE PERDAS

Nas seções anteriores foram calculadas as potências dissipadas em cada componente do conversor CC-CC baseado na topologia SS. Nessa seção há o intuito de analisar essas perdas e estimar a eficiência do conversor.

A Figura 4.7 apresenta como o potência total dissipada pelo conversor se distribui entre seus componentes.

Figura 4.7 – Distribuição de perdas nas componentes.



Fonte: Autoria própria.

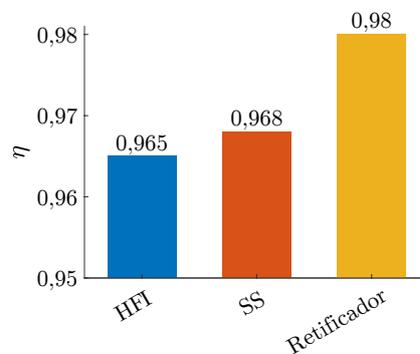
A partir da Figura 4.7, pode-se estimar o rendimento do conversor operando com potência nominal através de

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{C_o} + 4P_D + P_{L_2} + P_{L_1} + 4P_S} \quad (4.51)$$

$$= \frac{560 W}{560 W + 0,18 W + 14,17 W + 17,27 W + 1,74 W + 21,76 W} = 0,91.$$

É possível aplicar a Equação (4.51) a cada estágio do conversor e, assim, estimar a eficiência destes. Na Figura 4.8 são apresentadas as eficiências do inversor de alta frequência, da topologia SS e do retificador, cujas deduções se encontram no Apêndice B.

Figura 4.8 – Rendimentos dos estágios do conversor.



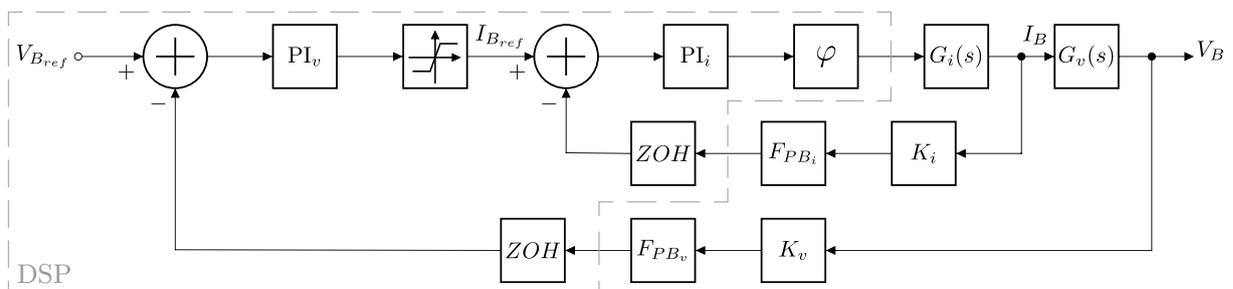
Fonte: Autoria própria.

4.8 PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE

4.8.1 Projeto dos controladores

A representação em diagrama de blocos do sistema de controle projetado é mostrada na Figura 4.9.

Figura 4.9 – Diagrama de blocos do sistema de controle.



Fonte: Autoria própria.

Devido à flexibilidade de projeto e implementação, o controle será realizado de forma digital. A título de ilustração, a linha tracejada na Figura 4.9 indica os blocos implementados no processador digital de sinais (DSP, do inglês "*Digital Signal Processor*").

A conversão dos sinais analógicos para digitais é representada pelo retentor de ordem zero (ZOH, do inglês "Zero-Order Hold"), cuja função de transferência, nesse caso, é definida por

$$ZOH(s) = K_{AD} \cdot \frac{1 - e^{-sT_s}}{sT_s}, \quad (4.52)$$

onde T_s é o período de amostragem e K_{AD} é o ganho do conversor analógico-digital (AD) do microcontrolador, calculado por

$$K_{AD} = \frac{2^{12} - 1}{3,3} = 1240,90, \quad (4.53)$$

sendo 12 o número de *bits* do conversor AD e 3,3V a tensão máxima aceita pelo microcontrolador utilizado, o qual é descrito na seção 4.8.3.

Os blocos F_{PB_i} e F_{PB_v} são filtros passa-baixas usados nos circuitos de condicionamento de sinais dos sensores de corrente e tensão, representados pelos ganhos K_i e K_v , respectivamente. Os filtros e sensores utilizados são detalhados na seção 4.8.2.

A função de transferência que relaciona a corrente de saída à fase φ entre os sinais de comando dos braços do inversor é representada por $G_i(s)$. De forma similar, a função de transferência $G_v(s)$ relaciona a tensão de saída à corrente de saída.

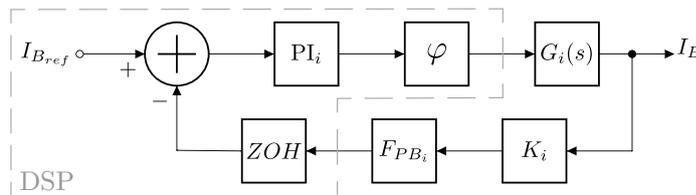
Por fim, o bloco PI_v é o compensador proporcional-integral da malha externa de controle da tensão de saída, e PI_i é o compensador da malha interna de controle da corrente de carga da bateria. Os projetos de ambos os compensadores serão descritos abaixo.

4.8.1.1 Projeto do compensador de corrente

Pela abordagem do desacoplamento dinâmico é possível realizar o projeto das duas malhas de controle de forma independente. Para isso deve-se atender à condição de que a frequência de cruzamento por 0 dB da resposta em frequência da malha externa aconteça pelo menos uma década antes da frequência de cruzamento da malha interna.

Inicia-se com o projeto da malha de controle da corrente de saída, a qual é apresentada na Figura 4.10.

Figura 4.10 – Diagrama de blocos da malha de controle da corrente de saída.



Fonte: Autoria própria.

Para o projeto do compensador deve-se conhecer a função de transferência de laço aberto não compensada ($FTLA_{NC}$) do sistema, que é calculada por

$$FTLA_{NC} = \varphi(s)G_i(s)K_iF_{PB_i}(s)ZOH(s). \quad (4.54)$$

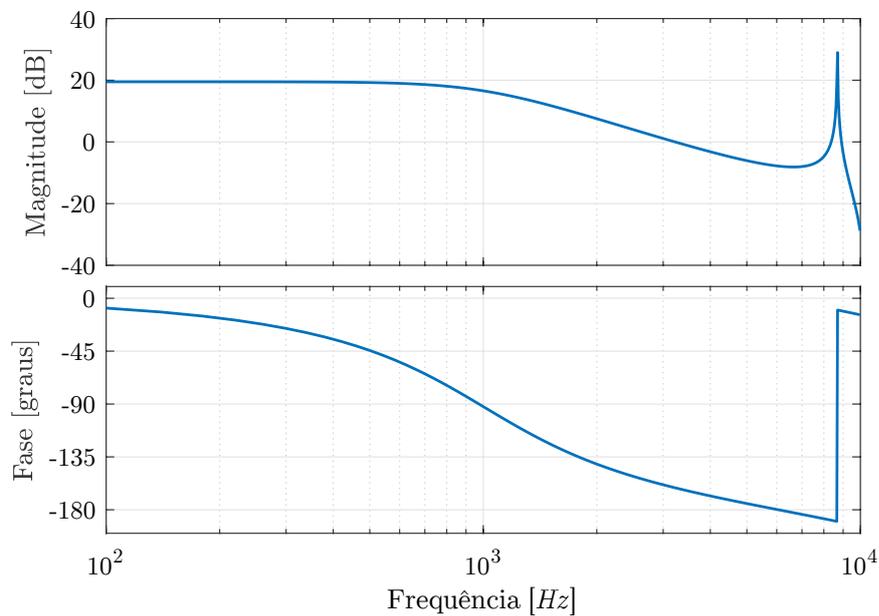
O termo $\varphi(s)$ é a função de transferência do modulador *Phase-Shift*. O modulador implementado é do tipo *trailing edge* uniformemente amostrado, como descrito em [53]. A função de transferência desse modulador pode ser aproximada por [54]

$$\varphi(s) = e^{-s(\varphi + \frac{\pi}{2})\frac{T_s}{2\pi}}, \quad (4.55)$$

onde φ é o valor da fase no ponto de operação, calculado na Equação (4.4).

A resposta em frequência da $FTLA_{NC}$ resultante para a malha de corrente é mostrada na Figura 4.11.

Figura 4.11 – Resposta em frequência da $FTLA_{NC}$ de corrente.



Fonte: Autoria própria.

Tem-se os seguintes requisitos para esse sistema de controle:

$$\omega_c = 6,283 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \quad \text{e} \quad M_\phi = 60^\circ,$$

onde ω_c é a frequência angular na qual a resposta em frequência da função de transferência de laço aberto compensada ($FTLA_C$) cruza por 0 dB, que nesse caso equivale a 1 kHz, e M_ϕ é a margem de fase requerida para a $FTLA_C$.

A função de transferência do compensador PI pode ser expressa na forma

$$PI(s) = \frac{k_c(s + \omega_z)}{s}, \quad (4.56)$$

sendo k_c o ganho e ω_z a frequência angular do zero do compensador.

A partir das especificações e da $FLLA_{NC}$, o parâmetro ω_z pode ser calculado pela expressão

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(M_\phi - 90^\circ - \angle FLLA_{NC\omega_c})}, \quad (4.57)$$

na qual $\angle FLLA_{NC\omega_c}$ é o valor da fase da $FLLA_{NC}$ na frequência ω_c . Substituindo os valores de ω_c , M_ϕ e $\angle FLLA_{NC\omega_c}$ na Equação (4.57), tem-se

$$\omega_z = \frac{6,283 \cdot 10^3 \text{ rad/s}}{\tan(60^\circ - 90^\circ + 92,2^\circ)} = 3,313 \cdot 10^3 \text{ rad/s}. \quad (4.58)$$

O ganho do compensador é determinado por

$$k_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} \cdot |FLLA_{NC\omega_c}|}, \quad (4.59)$$

onde $|FLLA_{NC\omega_c}|$ é o valor do módulo da $FLLA_{NC}$ na frequência ω_c . Aplicando os valores referentes às variáveis na Equação (4.59), obtém-se

$$k_c = \frac{6,283 \cdot 10^3 \text{ rad/s}}{\sqrt{(6,283 \cdot 10^3 \text{ rad/s})^2 + (3,313 \cdot 10^3 \text{ rad/s})^2} \cdot 6,737} = 0,131. \quad (4.60)$$

O compensador resultante é

$$PI_i(s) = \frac{0,131 \cdot (s + 3,313 \cdot 10^3)}{s}. \quad (4.61)$$

Os diagramas de bode da função de transferência de laço aberto compensada da malha de corrente são mostrados na Figura 4.12.

4.8.1.2 Projeto do compensador de tensão

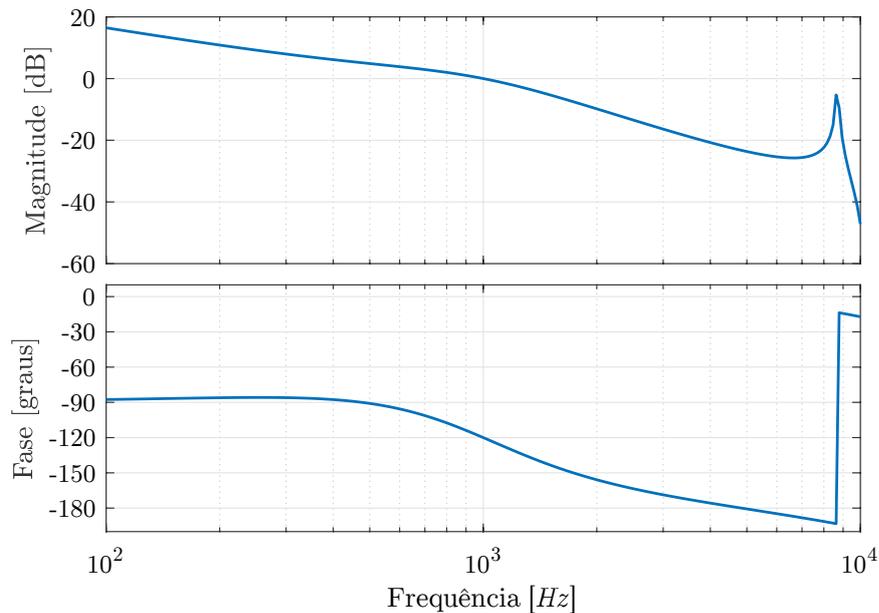
Devido à restrição imposta pelo desacoplamento dinâmico, a malha de tensão é insensível às dinâmicas da malha de corrente. Isto permite representar o sistema ilustrado na Figura 4.10 apenas pelos ganhos no caminho de realimentação, ou seja, para o projeto da malha externa, a malha interna é representada pela equação

$$I_B = \frac{I_{Bref}}{K_i K_{AD}}. \quad (4.62)$$

Partindo-se dessa consideração, o diagrama de blocos resultante para o projeto do compensador de tensão é mostrado na Figura 4.13.

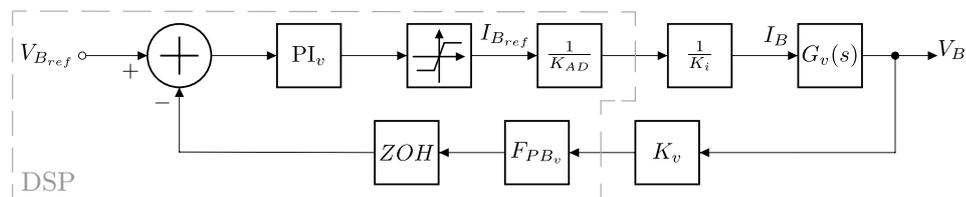
Substituindo os valores de R_B e C_o na Equação (3.65), encontra-se

$$G_v(s) = \frac{5,6}{1,68 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6s + 1} = \frac{5,6}{0,009408s + 1}. \quad (4.63)$$

Figura 4.12 – Resposta em frequência da $FTLA_C$ de corrente.

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.13 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão de saída.



Fonte: Autoria própria.

Com a Equação (4.63) e as funções de transferência dos demais blocos representados na Figura 4.13, obtém-se a função de transferência de laço aberto não compensada, cuja resposta em frequência pode ser vista na Figura 4.14.

São especificados para a $FTLA_C$ uma frequência de cruzamento de 100 Hz e margem de fase de 60° , ou seja,

$$\omega_c = 628,319 \text{ rad/s} \quad \text{e} \quad M_\phi = 60^\circ.$$

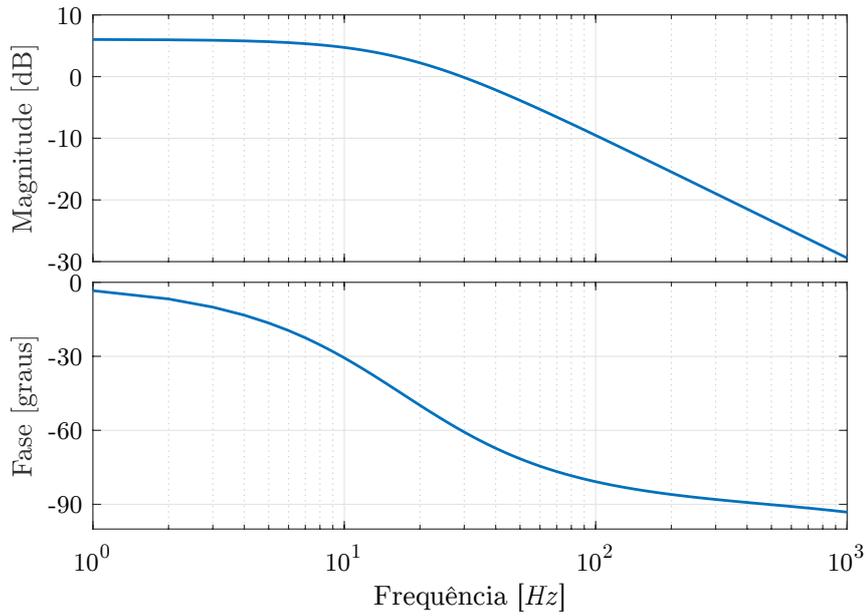
A partir da Equação (4.57) calcula-se

$$\omega_z = \frac{628,319 \text{ rad/s}}{\tan(60^\circ - 90^\circ + 80,8^\circ)} = 512,234 \text{ rad/s}. \quad (4.64)$$

O ganho do compensador é obtido segundo a Equação (4.59) como

$$k_c = \frac{628,319 \text{ rad/s}}{\sqrt{(628,319 \text{ rad/s})^2 + (512,234 \text{ rad/s})^2} \cdot 0,334} = 2,323. \quad (4.65)$$

Figura 4.14 – Resposta em frequência da $FTLA_{NC}$ de tensão.



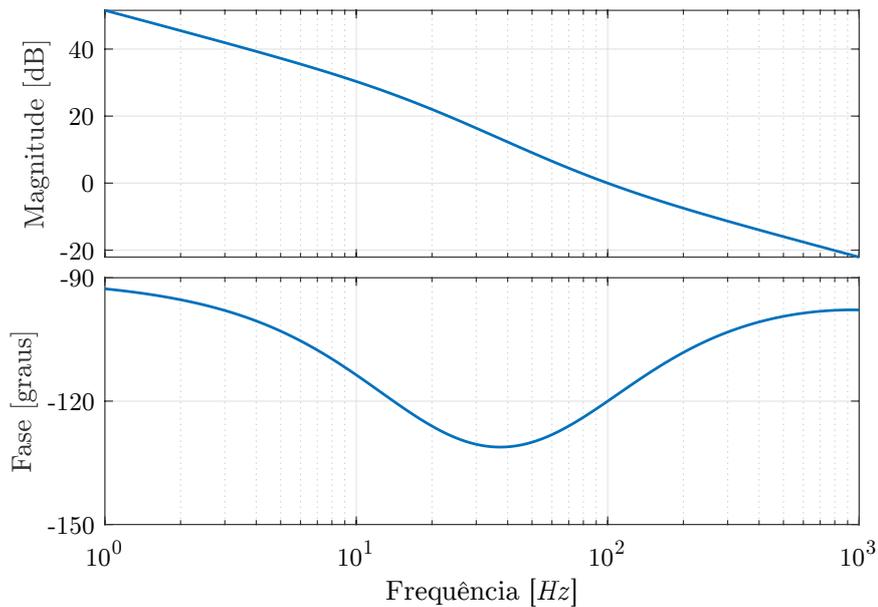
Fonte: Autoria própria.

A função de transferência resultante para o compensador da malha de tensão é

$$PI_v(s) = \frac{2,323 \cdot (s + 512,234)}{s} \tag{4.66}$$

A resposta em frequência da $FTLA_C$ resultante pode ser vista na Figura 4.15.

Figura 4.15 – Resposta em frequência da $FTLA_C$ da malha de tensão.



Fonte: Autoria própria.

4.8.1.3 Implementação digital dos controladores

Uma função de transferência é a razão entre a saída e a entrada de um sistema. Para o compensador PI, essa relação é

$$\frac{E_c(s)}{E_{nc}(s)} = \frac{k_c(s + \omega_z)}{s}, \quad (4.67)$$

onde $E_c(s)$ é a saída do PI, chamada de erro compensado, e $E_{nc}(s)$ é a entrada do compensador, chamada de erro não compensado.

A função de transferência para o sistema equivalente no tempo discreto pode ser obtida utilizando a Transformada Bilinear, que relaciona as variáveis de Laplace em tempo contínuo e tempo discreto por

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}. \quad (4.68)$$

Substituindo a Equação (4.68) na Equação (4.67), tem-se

$$k_c E_{nc}[z] \left[\frac{2}{T_s} \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} + \omega_z \right] = E_c[z] \left[\frac{2}{T_s} \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \right]. \quad (4.69)$$

Reorganizando os termos e calculando a transformada z inversa, a equação diferença do compensador é obtida como

$$E_c[n] = E_c[n - 1] + \frac{(k_c T_s \omega_z + 2k_c)}{2} E_{nc}[n] + \frac{(k_c T_s \omega_z - 2k_c)}{2} E_{nc}[n - 1], \quad (4.70)$$

sendo n a variável de tempo discreto.

O compensador é implementado digitalmente pelo cálculo da Equação (4.70) de forma periódica com frequência $1/T_s$.

4.8.2 Circuitos de condicionamento de sinais

4.8.2.1 Circuito de condicionamento para o sinal do sensor de tensão

Para medir a tensão de saída foi utilizado o transdutor LV 20-P fabricado pela LEM. Este componente é um sensor isolado baseado no efeito Hall e, portanto, a medição é realizada através de uma corrente proporcional à tensão de saída. As especificações do sensor são:

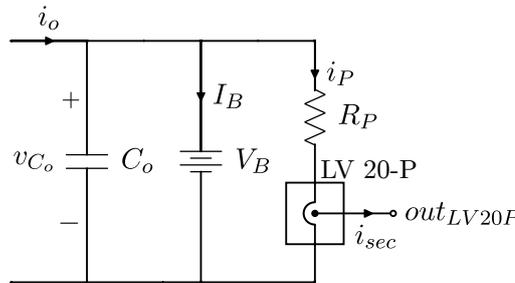
$$I_{PN} = 10 \text{ mA} \quad I_P = -14 \text{ mA} \leftrightarrow 14 \text{ mA} \quad I_{SN} = 25 \text{ mA} \quad R_M = 30 \Omega \leftrightarrow 190 \Omega \\ V_c = \pm 12 \text{ V} \leftrightarrow 15 \text{ V}$$

Nas especificações apresentadas, I_{PN} é a corrente nominal no primário do sensor, I_P é a faixa de valores aceitáveis para a corrente medida, I_{SN} é a corrente nominal no secundário do sensor, visto que este possui saída em corrente. R_M é a faixa de valores para a resistência de medição, utilizada na saída do secundário do sensor, cuja função é gerar uma

diferença de potencial em seus terminais para a entrada do circuito de condicionamento de sinal. Por fim, V_c é a faixa de valores suportados para a tensão de alimentação do sensor, a qual deve ser simétrica.

O circuito utilizado para o sensoriamento da tensão de saída é mostrado na Figura 4.16.

Figura 4.16 – Circuito de sensoriamento da tensão de saída.



Fonte: Autoria própria.

Inicia-se o projeto do circuito de sensoriamento e condicionamento da tensão de saída pelo resistor R_P , o qual é responsável por definir o valor da corrente I_P . Definindo que o valor nominal da corrente no primário do sensor ocorra quando a tensão de saída também esteja em seu valor nominal, tem-se

$$R_P = \frac{V_B}{I_{PN}} = \frac{56 V}{10 mA} = 5,6 k\Omega. \quad (4.71)$$

A potência dissipada em R_P é

$$P_{R_P} = I_{PN}^2 R_P = (10 mA)^2 \cdot 5,6 k\Omega = 0,56 W. \quad (4.72)$$

Pela análise da folha de dados do fabricante, o valor escolhido para a resistência de medição é $R_M = 150 \Omega$. Nesse caso o valor de tensão sobre R_M será

$$V_{R_M} = I_{SN} R_M = 25 mA \cdot 150 \Omega = 3,75 V. \quad (4.73)$$

Esse valor de tensão supera o limite de $3,3 V$ de operação do microcontrolador. Devido a isso, será utilizado um divisor de tensão resistivo para conciliar o valor escolhido para a resistência de medição com um valor de tensão seguro na entrada do circuito de condicionamento.

Definindo que sob condições nominais a tensão no pino de leitura analógica do microcontrolador será $3 V$, tem-se

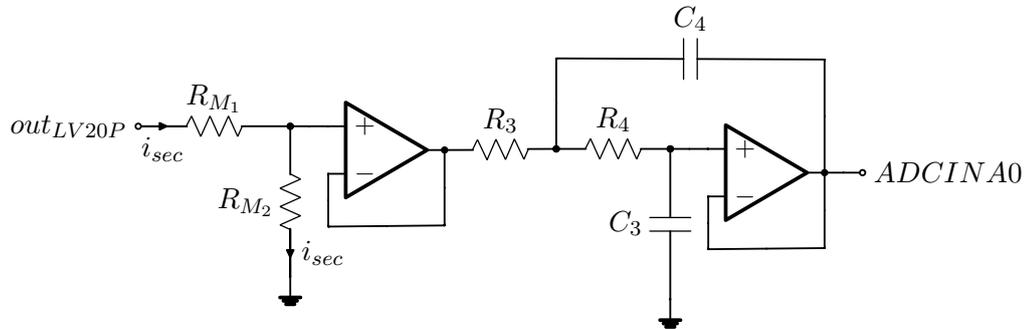
$$R_{M_2} = \frac{3 V}{I_{SN}} = \frac{3 V}{25 mA} = 120 \Omega. \quad (4.74)$$

O segundo resistor do divisor de tensão pode então ser calculado por

$$R_{M_1} = R_M - R_{M_2} = 150 \Omega - 120 \Omega = 30 \Omega. \quad (4.75)$$

Na Figura 4.17 é apresentado o circuito de condicionamento de sinal utilizado. Este circuito é composto pelos resistores de medição R_{M1} e R_{M2} , por um estágio *buffer* com ganho unitário e por um filtro de segunda ordem.

Figura 4.17 – Circuito de condicionamento de sinal da tensão de saída.



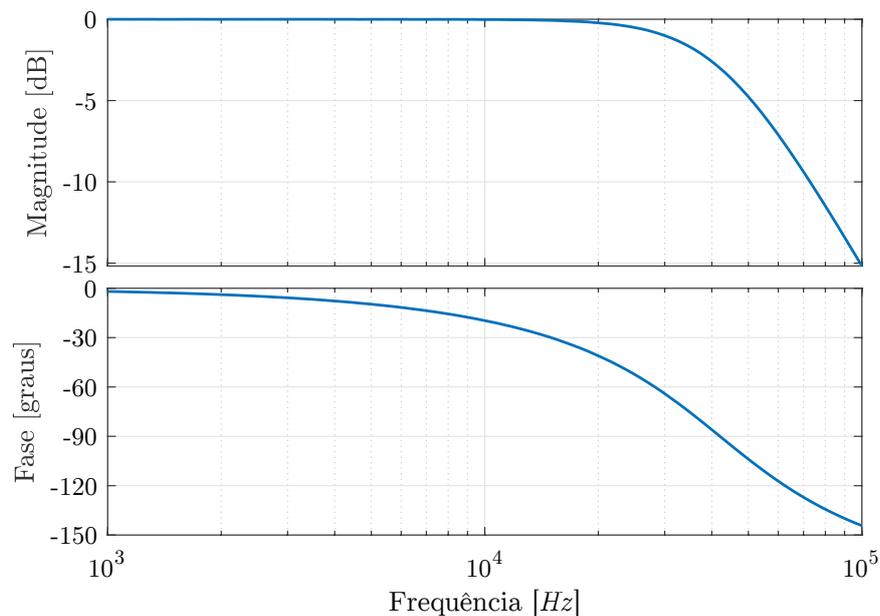
Fonte: Autoria própria.

O filtro projetado é um Butterworth passa-baixa com frequência de corte de 42kHz , fator de qualidade 0,71 e ganho unitário na banda passante. Os valores dos componentes para a implementação desse filtro são:

$$R_3 = 2,2\text{ k}\Omega \quad R_4 = 3,1\text{ k}\Omega \quad C_3 = 1\text{ nF} \quad C_4 = 2\text{ nF}$$

Na Figura 4.18 é exibida a resposta em frequência do filtro.

Figura 4.18 – Resposta em frequência do filtro de condicionamento de sinal da tensão de saída.



Fonte: Autoria própria.

4.8.2.2 Circuito de condicionamento para o sinal do sensor de corrente

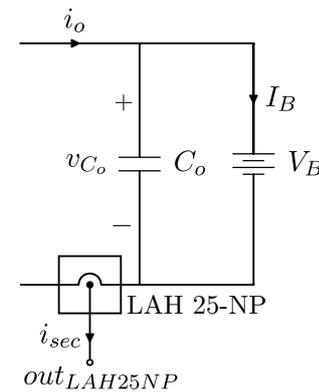
A medição da corrente de saída é feita pelo transdutor LAH 25-NP da LEM, o qual é um sensor isolado também baseado em efeito Hall. Outra característica é o sinal de saída em corrente, o que lhe confere maior imunidade a ruídos. As especificações do LAH 25-NP são:

$$I_{PN} = 25 A \quad I_P = -55 A \leftrightarrow 55 A \quad I_{SN} = 25 mA \quad K_N = 1 : 1000 \quad R_M = 67 \Omega \leftrightarrow 398 \Omega \\ V_c = \pm 12 V \leftrightarrow 15 V$$

A simbologia das especificações é a mesma do sensor de tensão apresentado na seção anterior, havendo a inclusão de apenas um novo símbolo, K_N , o qual é a relação de conversão (ganho) do sensor.

Na Figura 4.19 é exibida a posição do sensor de corrente no estágio de saída do conversor.

Figura 4.19 – Circuito de sensoriamento da corrente de saída.



Fonte: Autoria própria.

O circuito de condicionamento de sinal utilizado é basicamente o mesmo do sensor de tensão, sendo composto pela resistência de medição, por um *buffer* não-inversor e por um filtro de segunda ordem.

Adotando-se $R_M = 150 \Omega$, o valor de pico da tensão na entrada do circuito de condicionamento será

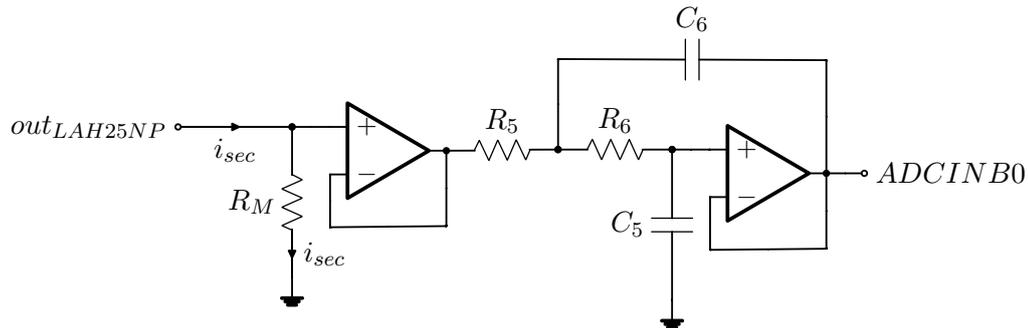
$$\hat{V}_{R_M} = K_N \hat{I}_o R_M = 0,001 \cdot 15,7 A \cdot 150 \Omega = 2,355 V, \quad (4.76)$$

sendo este um valor seguro para a operação do microcontrolador e que, portanto, dispensa o uso de um divisor resistivo.

O circuito de condicionamento de sinal é mostrado na Figura 4.20.

Diferentemente do filtro de condicionamento de sinal do sensor de tensão, cuja função é apenas atenuar frequências com valor acima da metade da frequência de amostragem, o filtro de condicionamento de sinal da corrente de saída tem a função de atenuar todas as componentes alternadas do sinal, pois a malha de controle deve ser realimentada apenas com o valor médio da corrente de saída.

Figura 4.20 – Circuito de condicionamento de sinal da corrente de saída.



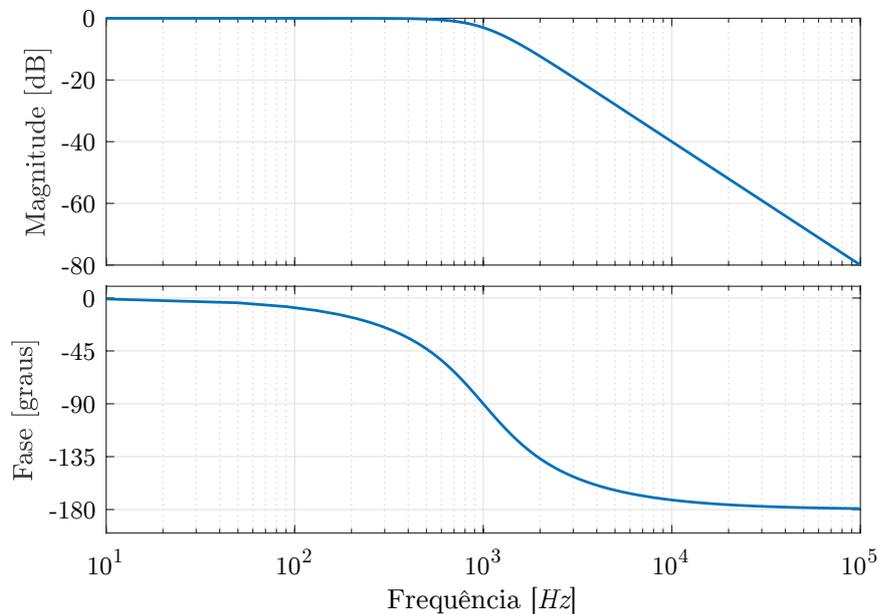
Fonte: Autoria própria.

Para atender essa especificação o filtro projetado é um passa-baixa de segunda ordem com frequência de corte igual a 1 kHz . O projeto é do tipo Butterworth, com ganho unitário na banda passante e fator de qualidade igual a 0,71. Os valores que implementam o filtro projetado são:

$$R_5 = 11,25\text{ k}\Omega \quad R_6 = 11,25\text{ k}\Omega \quad C_5 = 10\text{ nF} \quad C_6 = 20\text{ nF}$$

A resposta em frequência do filtro é apresentada na Figura 4.21.

Figura 4.21 – Resposta em frequência do filtro de condicionamento de sinal da corrente de saída.



Fonte: Autoria própria.

4.8.3 Microcontrolador

Para a implementação digital dos compensadores de tensão e corrente, e geração dos sinais de comando dos interruptores, foi utilizada a placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M, baseada no microcontrolador TMS320F28069 da família C2000™ da Texas Instruments.

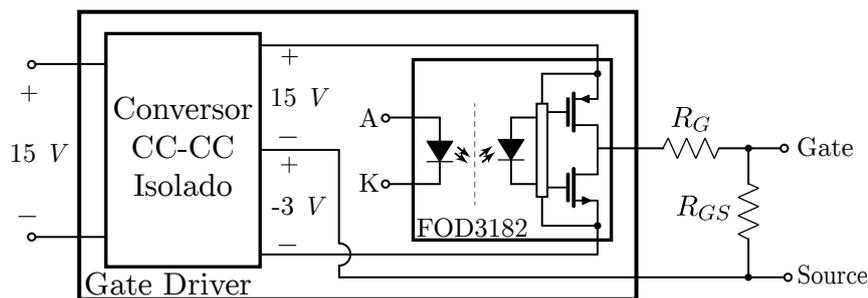
A leitura dos sinais dos sensores de tensão e corrente foram realizados, respectivamente, pelos pinos analógicos ADCINA0 e ADCINB0. O módulo ePWM 1 foi usado para gerar sinais PWMs complementares com tempo morto de 350 ns nos pinos EPWM1A e EPWM1B, usados para acionar os interruptores S_1 e S_3 . O módulo ePWM 2 foi utilizado de forma análoga para comandar os interruptores S_2 e S_4 , mas a fase entre as portadoras dente de serra dos módulos ePWM1 e ePWM2 é ajustada pelas malhas de controle. Ambos os PWMs possuem frequência de 85 kHz , sendo que o ePWM1 é o sinal de disparo dos conversores ADs, o que garante frequência de amostragem fixa também em 85 kHz . O código completo gravado no microcontrolador é apresentado no Apêndice C.

A placa de desenvolvimento foi fixada em uma placa de condicionamento de sinais com os circuitos projetados na seção 4.8.2 e com *buffers* SN7407 usados para amplificar a corrente das saídas PWM e acionar os *gate drivers*.

4.8.4 Circuito de comando de gatilho dos transistores

Cada MOSFETs é acionado por um *gate driver* cujo diagrama esquemático simplificado é mostrado na Figura 4.22.

Figura 4.22 – Diagrama esquemático simplificado do circuito de comando de gatilhos dos transistores.



Fonte: Autoria própria.

Os resistores R_G e R_{GS} são externos ao *gate driver* e foram soldados na placa de potência junto ao MOSFET que acionam. Os valores utilizados foram:

$$R_G = 15\ \Omega \quad R_{GS} = 10\ k\Omega$$

O *gate driver* precisa de uma alimentação de 15 V e é capaz de comutar em frequências de até 250 kHz . Os níveis de tensão na saída foram ajustados em -3 V e 15 V , valores estes recomendados para o acionamento do MOSFET de SiC C3M0065100K. Através de um conversor CC-CC isolado que alimenta um *optodriver*, este *gate driver* provê isolamento elétrico entre o estágio de potência e o estágio de controle. O sinal PWM de saída do *buffer* SN7407 deve ser conectado ao terminal A do *gate driver* através de um resistor de limitação da corrente, enquanto o terminal K é conectado ao mesmo referencial de tensão do *buffer*.

4.8.5 Fonte Auxiliar

Foi utilizada uma fonte auxiliar comercial com saídas de 5 V e $\pm 15\text{ V}$. A saída de 5 V foi utilizada para alimentar a placa de condicionamento de sinais. Os *gate drivers*

foram alimentados com $15V$ e as saídas de $\pm 15V$ foram usadas para alimentar os sensores isolados de tensão e corrente.

CAPÍTULO 5

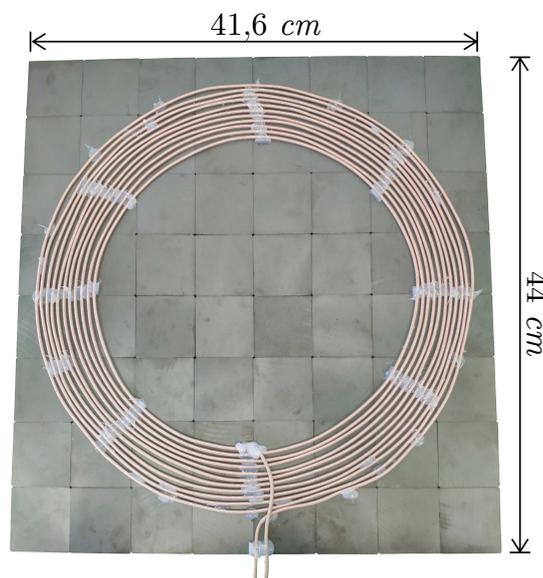
RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

O conversor projetado no Capítulo 4 foi montado e testado em laboratório. Os resultados obtidos são apresentados neste capítulo. Resultados de simulação também são apresentados para que o funcionamento do protótipo possa ser comparado com o esperado da análise teórica realizada.

5.1 IMAGENS DO PROTÓTIPO

Nas Figura 5.1 é mostrado um dos indutores para o acoplamento magnético. Observa-se que o indutor é formado por 11 espiras coladas sobre um núcleo do tipo I formado por 64 peças de ferrite.

Figura 5.1 – Indutor.



As placas de potência do transmissor e do receptor são mostradas em vista superior nas Figuras 5.2 e 5.3, respectivamente. Os esquemáticos e *layouts* de ambas as placas de potência são mostrados no Apêndice D.

Figura 5.2 – Placa de potência do transmissor.

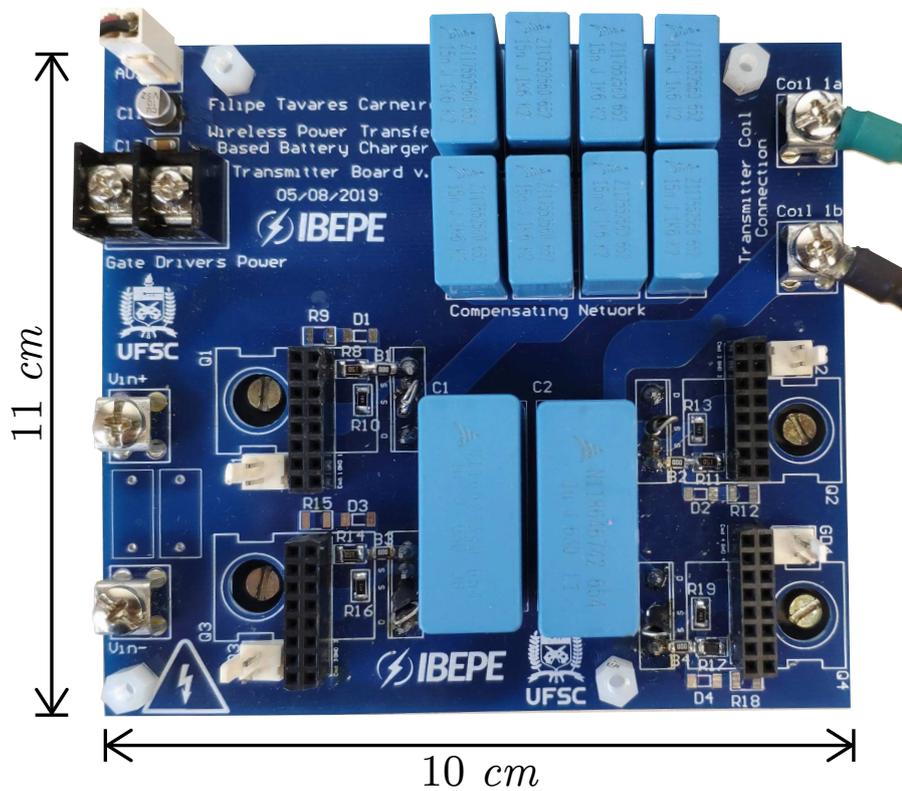
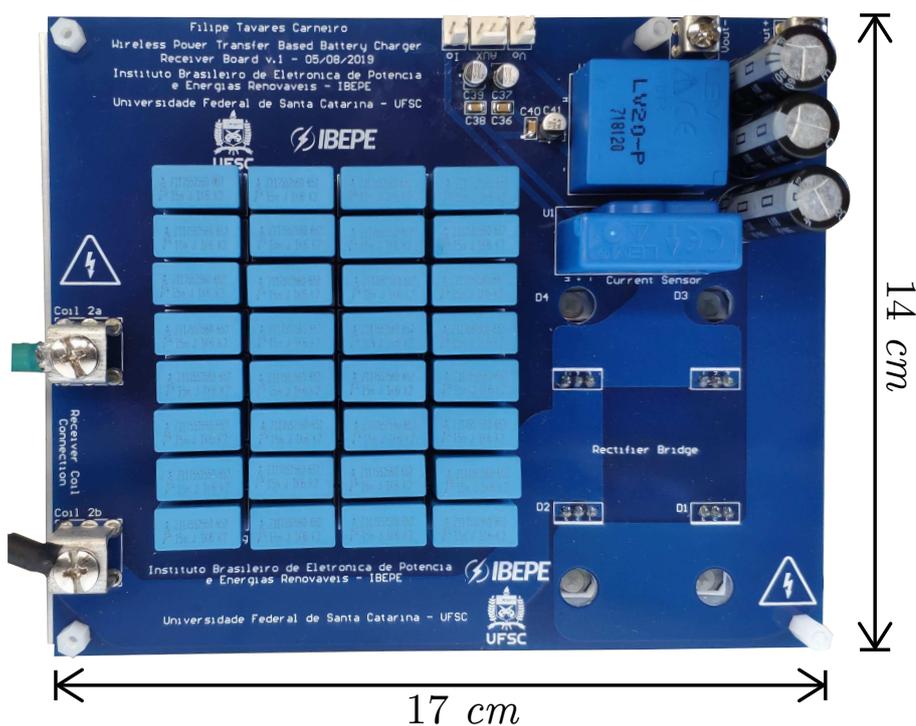
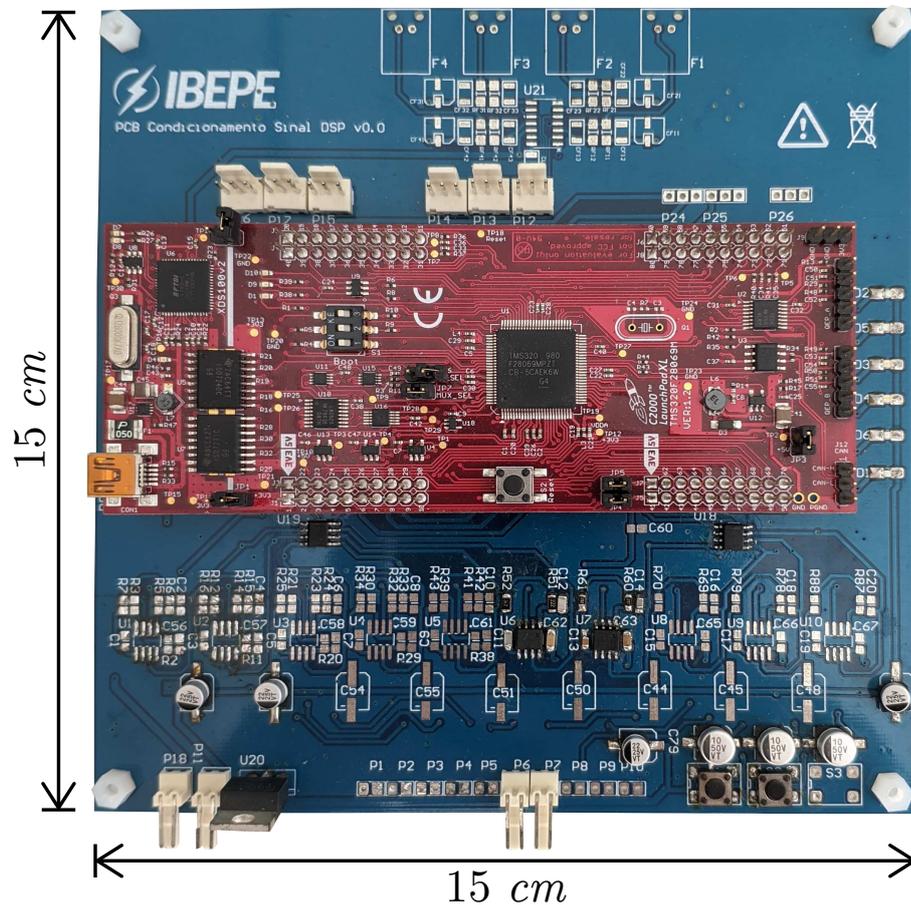


Figura 5.3 – Placa de potência do receptor.



A placa de condicionamento de sinais e a placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28069M são apresentadas na Figura 5.4.

Figura 5.4 – Placa de condicionamento e geração de sinais.



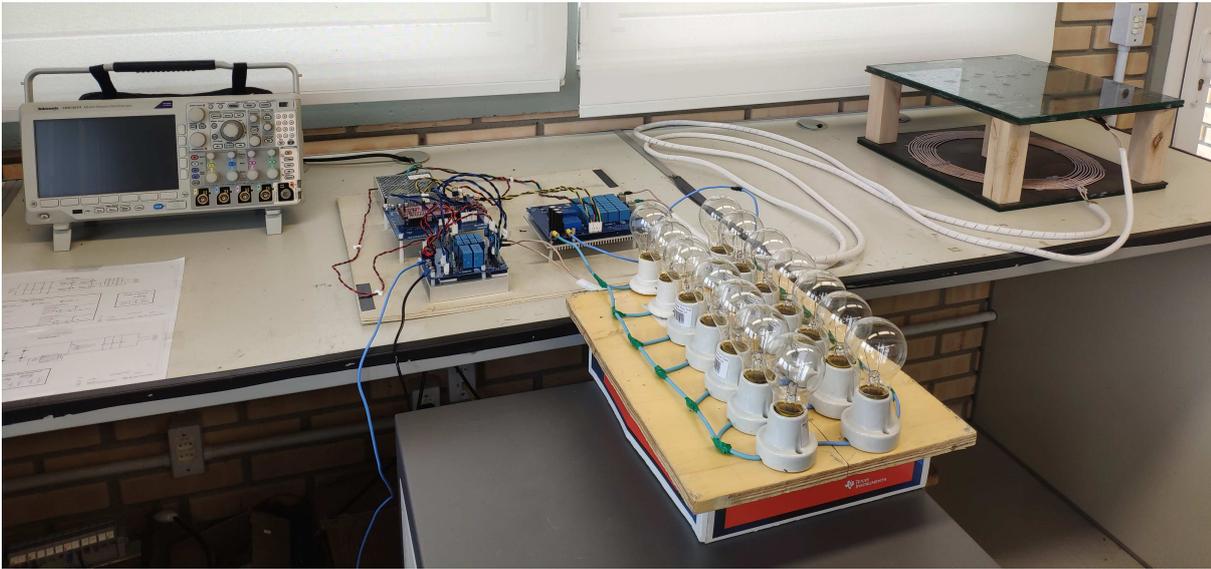
A Figura 5.5 exibe o circuito de comando de gatilho utilizado para acionar os MOSFETs do inversor de alta frequência.

Figura 5.5 – Circuito de comando de gatilho.



A bancada de testes com o protótipo completo, a carga com característica resistiva composta por lâmpadas incandescentes e o osciloscópio Tektronix modelo MDO3014 é mostrada na Figura 5.6.

Figura 5.6 – Bancada de testes.



5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM REGIME PERMANENTE

O conversor foi testado em malha fechada operando em regime permanente e potência nominal. Na seção 5.2.1 serão comparadas as formas de onda obtidas por simulação no *software* PSIM com as formas de onda observadas no protótipo. Também serão apresentadas formas de onda das comutações dos semicondutores, além de curvas levantadas através de testes em diversos pontos de operação que demonstram as características e desempenho do conversor projetado.

A Equação (3.1) (página 62) sugere duas variáveis para controlar a amplitude da tensão v_1 e, conseqüentemente, a potência transferida pelo conversor. Essas variáveis são a fase φ e a tensão de barramento V_{DC} . Todo o projeto foi feito visando o controle da potência através da modulação do inversor. Porém, a título de comparação, foram obtidos resultados experimentais do conversor operando com fase fixa $\varphi = 180^\circ$, sendo o controle da potência processada realizado através do valor da fonte V_{DC} . Os resultados para esse modo de operação são apresentados na seção 5.2.2.

As análises e o projeto do conversor foram realizados visando a operação na frequência de ressonância do circuito. Entretanto, devido às tolerâncias dos valores dos componentes empregados, a ressonância pode ocorrer em frequências próximas àquela especificada no projeto. Devido a isso, em um primeiro momento foram realizados ensaios de medição de parâmetros e determinação da frequência de ressonância real do circuito. Como os elementos do primário e do secundário podem possuir frequências de ressonância ligeiramente diferentes, a frequência de comutação utilizada foi determinada de modo a maximizar o fator de potência na entrada da topologia SS. Medindo-se a fase entre as componentes fundamentais da tensão e corrente de saída do inversor, foi determinada a frequência de comutação $f = 82,874 kHz$.

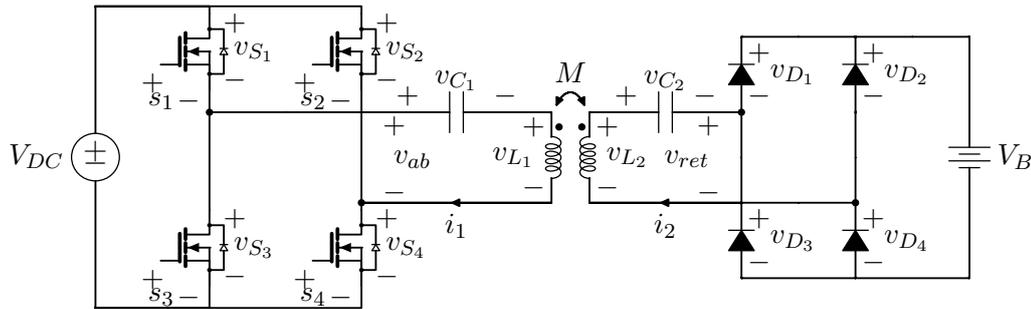
A fim de simular o conversor com maior fidelidade ao protótipo, foram utilizados os parâmetros medidos em laboratório. Portanto, os parâmetros usados nas simulações foram:

$$V_{DC} = 400V \quad V_B = 56V \quad L_1 = 124,8\mu H \quad R_1 = 0,157\Omega \quad C_1 = 31nF$$

$$L_2 = 120,1\mu H \quad R_2 = 0,14\Omega \quad C_2 = 31nF \quad M = 29,18\mu H \quad f = 82,874kHz$$

A Figura 5.7 estabelece os sentidos das correntes e as polaridades das tensões medidas nas simulações e nos ensaios experimentais.

Figura 5.7 – Sentidos das correntes e polaridades das tensões medidas.



Fonte: Autoria própria.

Para a aquisição das formas de onda foi utilizado o osciloscópio da Tektronix MDO3014. Os dados foram obtidos na forma de tabelas e plotados com o auxílio do software MATLAB[®]. As medições de rendimento, fator de potência e característica externa foram realizadas com o analisador de potência da Tektronix PA3000.

5.2.1 Resultados com controle de potência por modulação

Nas Figuras 5.8, 5.9, 5.10 e 5.11 são mostradas as principais formas de onda experimentais e de simulação para o conversor operando com a potência nominal de 560 W. Na Figura 5.8 observa-se que não há defasagem entre v_{ab} e i_1 , o que indica que a energia reativa está devidamente compensada. No resultado de simulação mostrado na Figura 5.8a, a largura φ dos pulsos de tensão em v_a é menor do que na forma de onda observada no protótipo. Contudo, isto é esperado, pois na implementação prática existam perdas, não levadas em consideração na simulação, que exigem um maior valor de φ para serem compensadas.

Figura 5.8 – Formas de onda da tensão de saída do inversor e da corrente no indutor L_1 .

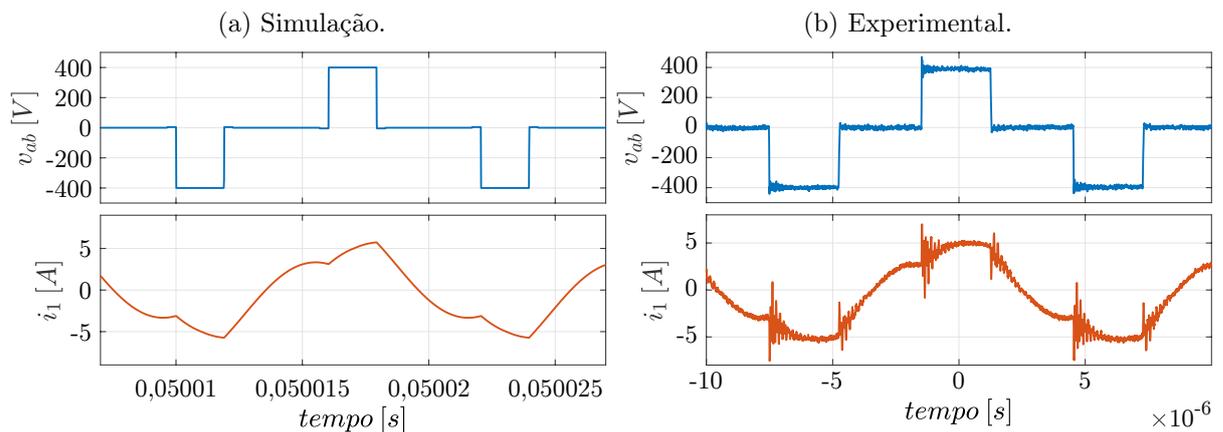


Figura 5.9 – Formas de onda da tensão na entrada do retificador e da corrente no indutor L_2 .

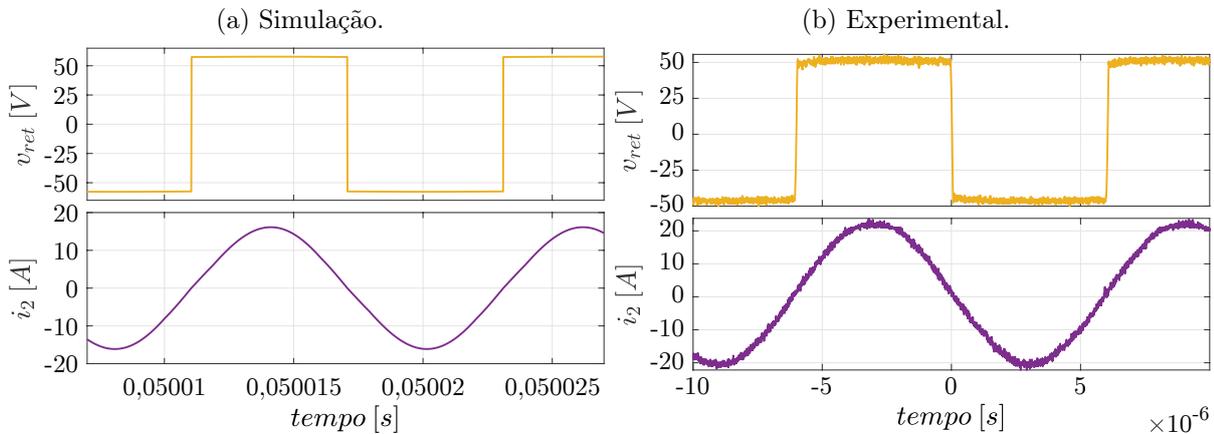


Figura 5.10 – Formas de onda das tensões no indutor L_1 e no capacitor C_1 .

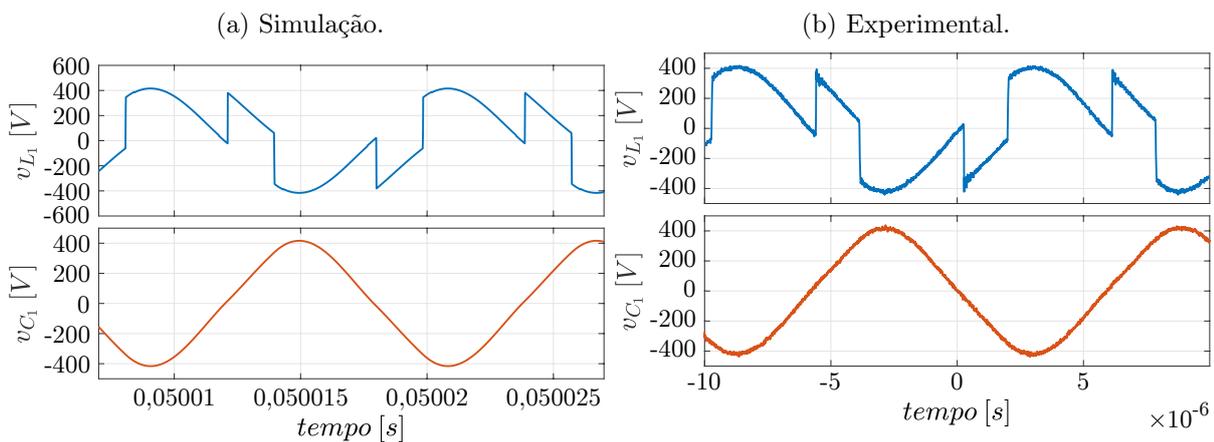
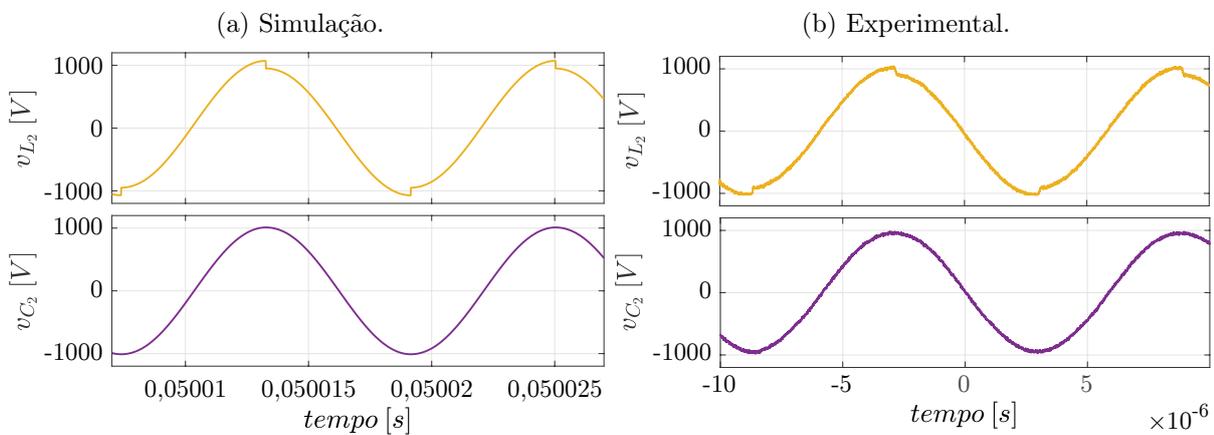


Figura 5.11 – Formas de onda das tensões no indutor L_2 e no capacitor C_2 .



A Tabela 5.1 apresenta uma comparação entre os valores dos esforços calculados, simulados e medidos em laboratório. As correntes eficazes medidas e calculadas apresentam

valores muito próximos, mas para os outros esforços existe um erro mais significativo devido à diferença entre a frequência de ressonância estipulada no projeto em 85 kHz e a obtida na prática em $82,87\text{ kHz}$. Notadamente, a tensão eficaz no capacitor C_1 apresentou um erro de $32,80\%$ em relação ao valor calculado. Essa diferença, no entanto, se deve ao fato de $V_{C1_{ef}}$ ser a única grandeza que varia quadraticamente em função da frequência ω . Para avaliar apenas a precisão da aproximação de primeiro harmônico e eliminar o efeito da diferença entre as frequências de ressonância, na última coluna da tabela são apresentados os valores obtidos por simulação com $f = 85\text{ kHz}$.

Tabela 5.1 – Comparação entre os esforços calculados, simulados e medidos.

Grandezas	Valor Calculado	Medição		Simulação	
		Valor Medido	Erro	Valor Simulado	Erro
$I_1 [A]$	3,335	3,64	9,15%	3,546	6,33%
$I_2 [A]$	11,107	11,267	1,44%	11,238	1,18%
$V_{C1_{ef}} [V]$	213,733	283,83	32,80%	223,057	4,36%
$V_{C2_{ef}} [V]$	711,8	678,44	4,69%	728,82	2,39%
$V_{L1_{ef}} [V]$	275,03	283,7	3,15%	315,25	14,62%
$V_{L2_{ef}} [V]$	713,47	696	2,45%	729,51	2,25%

Fonte: Autoria própria.

Nas Figuras 5.12, 5.13, e 5.14 são mostradas as formas de onda experimentais das tensões nos semicondutores durante as comutações. Pode ser visto na Figura 5.12 que todos os diodos comutam com corrente nula (ZCS) devido à inversão de sentido da corrente i_2 e, portanto, não são observadas sobretensões em nenhuma comutação desses componentes. As formas de onda das comutações dos interruptores, apresentadas nas Figuras 5.13 e 5.14, demonstram que S_1 e S_3 possuem comutação dissipativa, e apresentam sobretensões principalmente durante o bloqueio. Já os interruptores S_2 e S_4 comutam sob tensão nula (ZVS, do inglês "*Zero-voltage switching*") e não apresentam sobretensões.

Figura 5.12 – Formas de onda experimentais da tensão nos diodos da ponte retificadora.

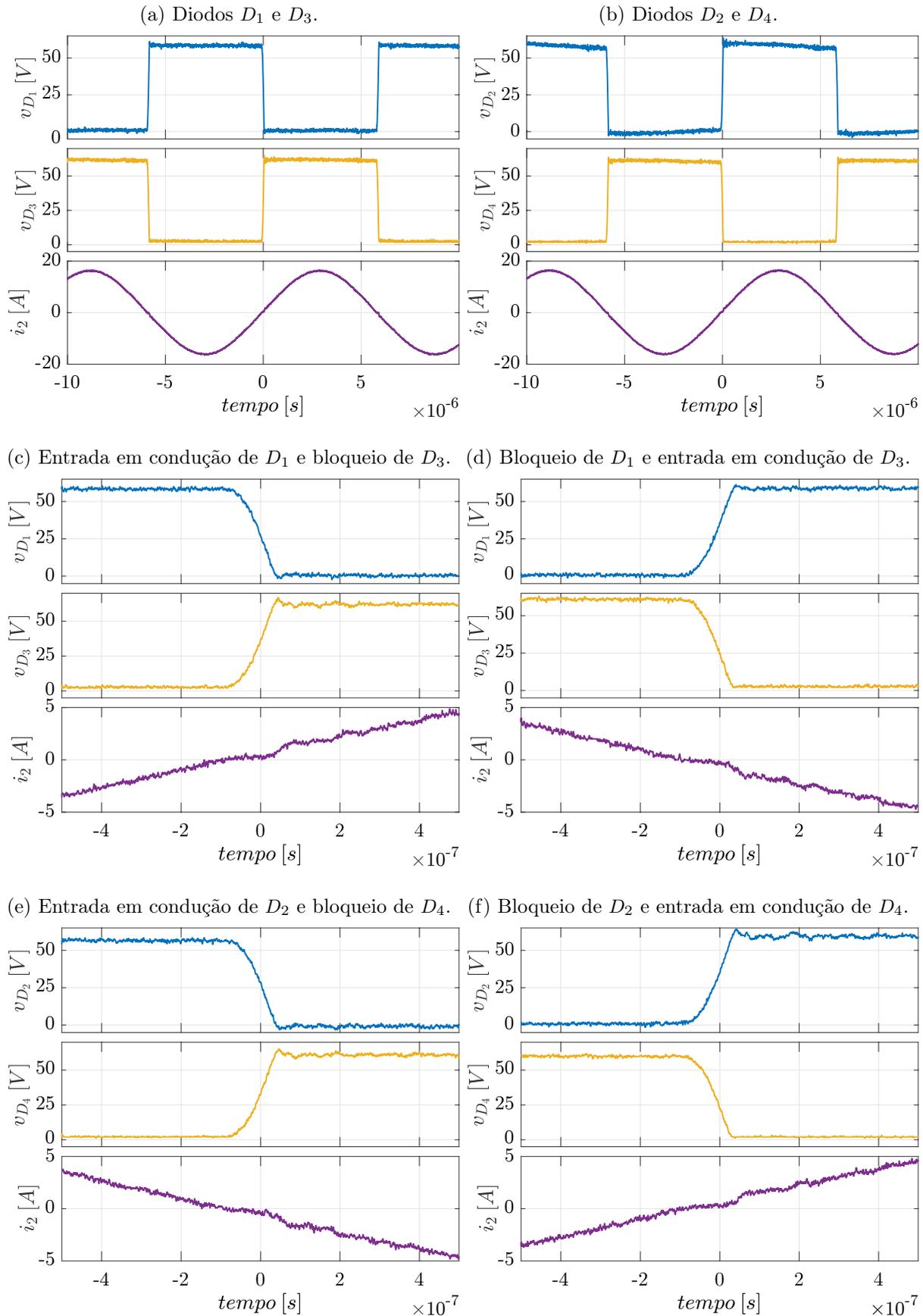


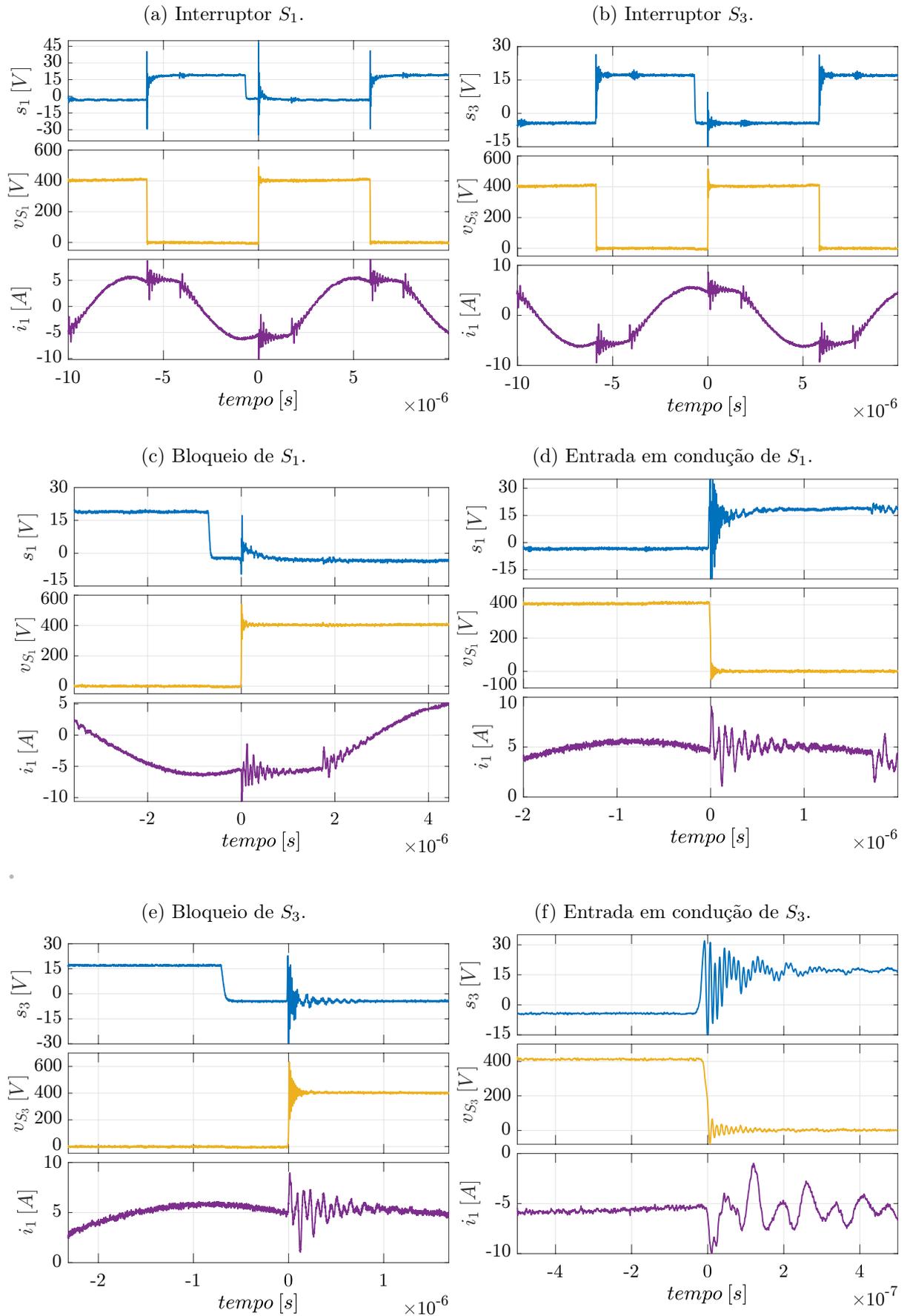
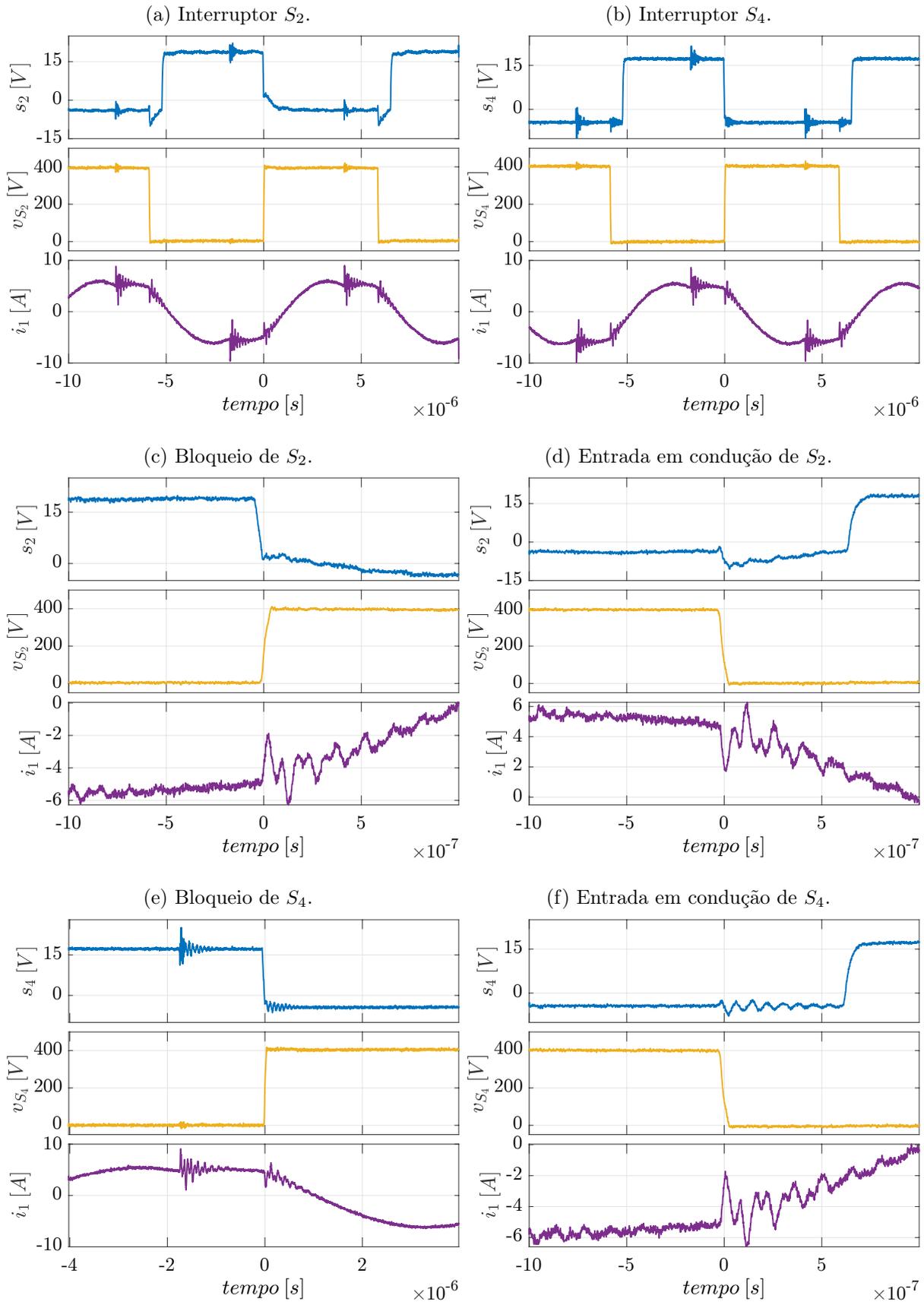
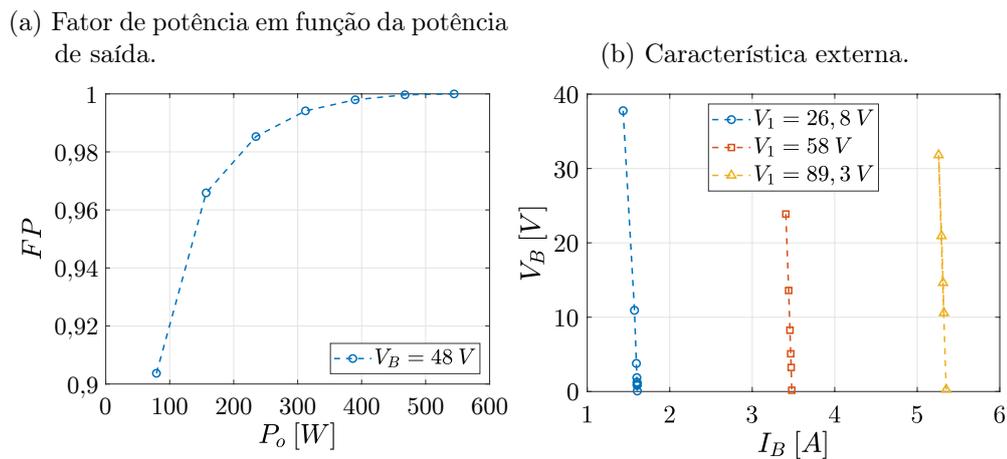
Figura 5.13 – Formas de onda experimentais das tensões nos interruptores S_1 e S_3 .

Figura 5.14 – Formas de onda experimentais das tensões nos interruptores S_2 e S_4 .

Na Figura 5.15a pode ser visto o fator de potência do circuito, calculado como o

coseno da fase entre as componentes fundamentais de v_{ab} e i_1 , em função da potência de saída. Embora idealmente o fator de potência não dependa da carga, devido às não linearidades introduzidas pela ponte de diodos quando o valor de V_{th} é próximo ao valor de V_B , a fase entre v_o e v_1 apresenta desvios do valor de 90° , o que ocorre quando a potência processada é baixa e influencia no fator de potência do circuito. Contudo, os resultados obtidos demonstram que o fator de potência se mantém acima de 0,9 em toda a faixa de potência testada.

Figura 5.15 – Curvas experimentais da análise estática.



As curvas $V_B \times I_B$ do conversor foram traçadas na Figura 5.15b para três valores diferentes de V_1 , e comprovam os resultados teóricos obtidos de que o circuito apresenta característica externa de fonte de corrente controlada, podendo operar como elevador ou abaixador de tensão.

A Figura 5.16 mostra as curvas de rendimento em função da potência de saída para dois valores diferentes da tensão de saída, quais sejam $V_B = 56$ V e $V_B = 48$ V. Observa-se que o conversor opera com maior eficiência para $V_B = 56$ V, apresentando rendimento superior a 0,82 em toda a faixa de valores medidos, com um valor máximo de 0,893 na potência de 364,68 W, e um valor de aproximadamente 0,8893 na potência nominal.

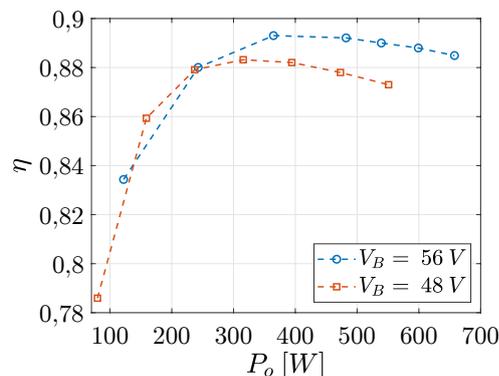


Figura 5.16 – Rendimento em função da potência de saída.

5.2.2 Resultados com ajuste da potência através da tensão do barramento

Nas Figuras 5.17 e 5.18 são apresentadas as principais formas de onda de simulação e experimentais do conversor operando com fase $\varphi = 180^\circ$ e potência nominal. A tensão V_{DC} foi ajustada em 220 V.

Figura 5.17 – Formas de onda da tensão de saída do inversor e da corrente no indutor L_1 .

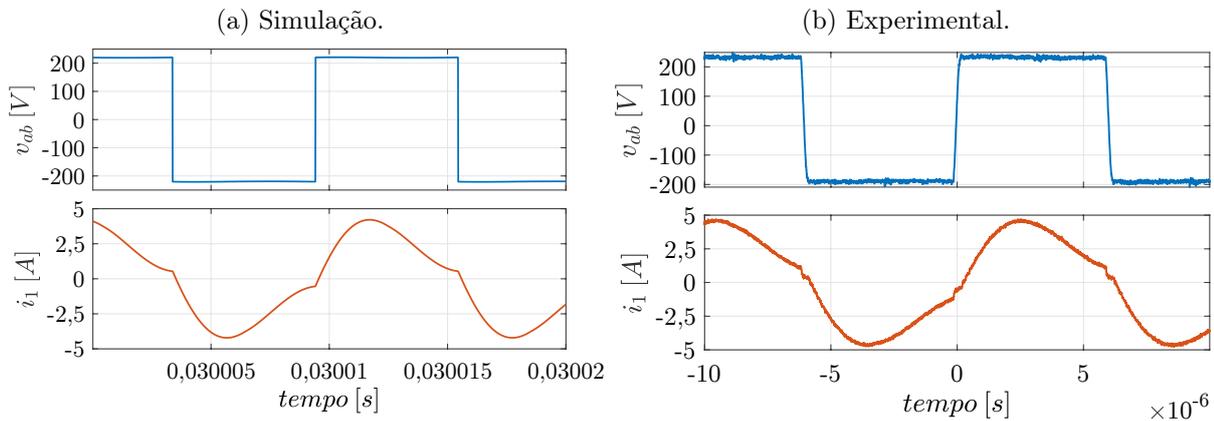
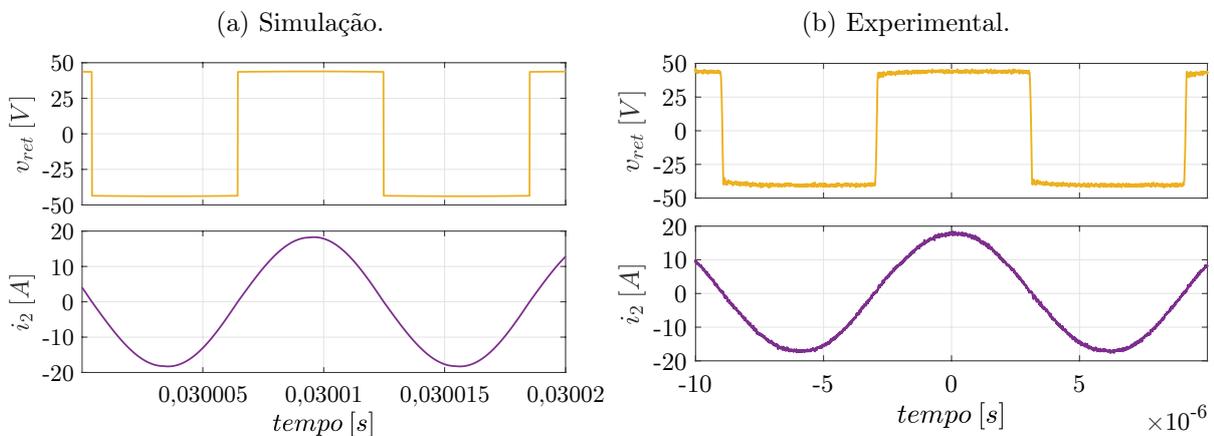
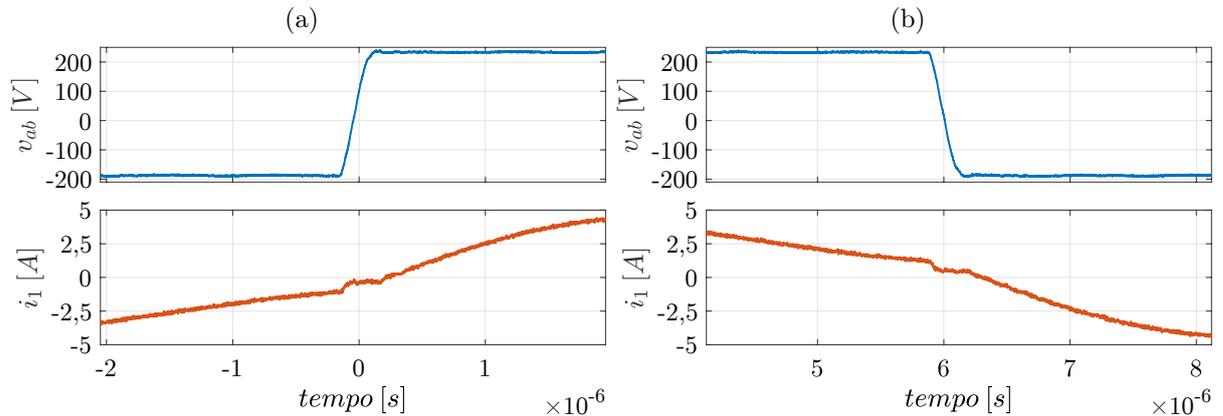
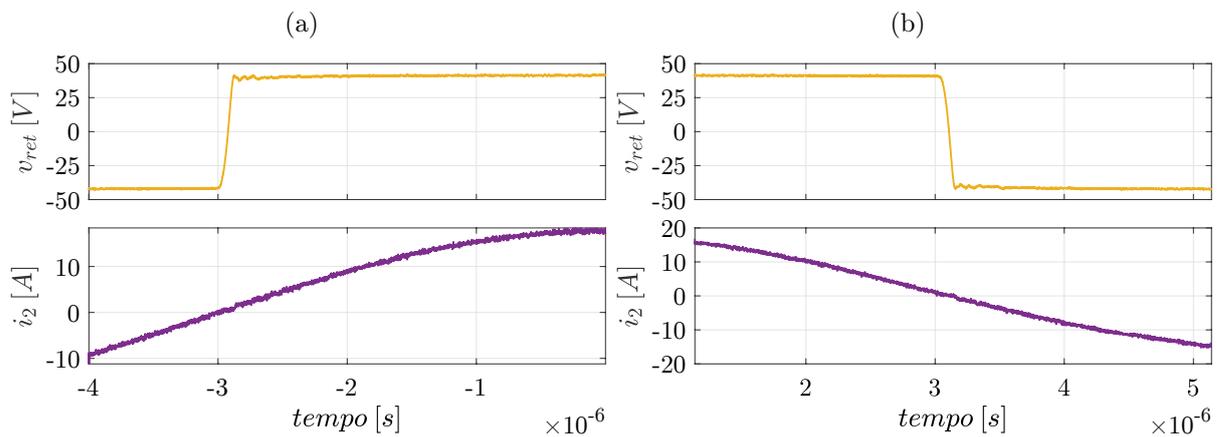


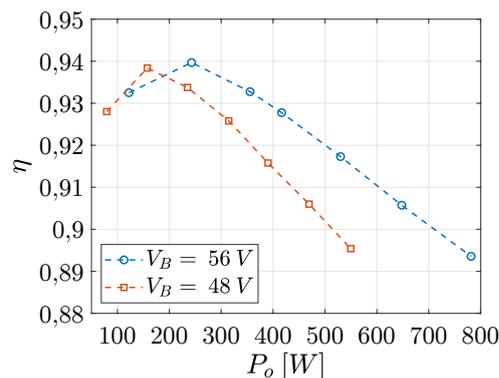
Figura 5.18 – Formas de onda da tensão na entrada do retificador e da corrente no indutor L_2 .



As Figuras 5.19 e 5.20 mostra com mais detalhes as comutações da tensão de saída do inversor e da tensão de entrada do retificador. Ambas as comutações ocorrem com corrente nula (ZCS), e não há sobretensões ou oscilações.

Figura 5.19 – Formas de onda experimentais da comutação da tensão v_{ab} .Figura 5.20 – Formas de onda experimentais da comutação da tensão v_{ret} .

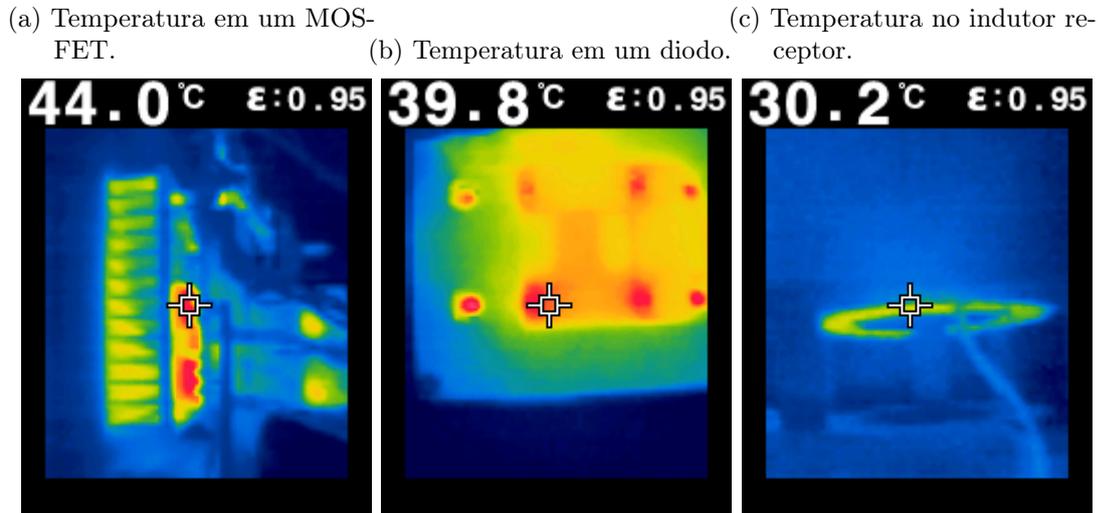
Na Figura 5.21 são mostradas as curvas de rendimento em função da potência de saída para $V_B = 56\text{ V}$ e $V_B = 48\text{ V}$. Novamente a eficiência foi superior para o maior valor de tensão de saída, exibindo um máximo de 93,98% na potência de 242,95 W, e um rendimento de aproximadamente 91,4% na potência nominal. Valores abaixo de 0,91 foram observados apenas para potências acima da nominal.

Figura 5.21 – Rendimento em função da potência de saída com $\varphi = 180^\circ$.

5.3 IMAGENS TÉRMICAS

Na Figura 5.22 são mostradas imagens térmicas dos componentes responsáveis pela maior dissipação de energia no conversor.

Figura 5.22 – Imagens registradas com câmera térmica.



5.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DE TESTES DO CONTROLE

O controle foi testado experimentalmente e por simulação através de degraus de carga. Também foi realizada uma simulação do processo de carga total da bateria, que não pôde ser testado experimentalmente devido à indisponibilidade de baterias. Os resultados obtidos são descritos a seguir.

Na Figura 5.23 são mostradas formas de onda de simulação, enquanto na Figura 5.24 são apresentadas formas de onda obtidas experimentalmente. No início do teste o conversor se encontra alimentando uma carga $R_B = 11,2\Omega$, equivalente a 50% da carga nominal. A tensão na carga está regulada em 56 V, quando no instante $t = 0,025$ da Figura 5.23 e no instante 0 da Figura 5.24a ocorre um degrau de carga para aproximadamente 100% da potência nominal. O valor de pico da corrente i_2 e, conseqüentemente, o valor médio da corrente i_o aumentam para transferir a potência exigida pela carga. No tempo $t = 0,08$ da simulação e no instante 0 da Figura 5.24b a carga retorna ao valor de 11,2 Ω. A sobretensão produzida faz o controlador de tensão diminuir o valor de referência da corrente de saída, e em aproximadamente 10 ms o valor médio de i_o retorna a 5 A.

Por fim é apresentada a simulação da carga completa de um banco de baterias com as especificações do projeto. Em função do esforço computacional exigido por essa simulação, a bateria foi simulada através do modelo simplificado apresentado na Figura 5.25.

No modelo apresentado o capacitor C_b representa a capacidade de armazenamento de energia da bateria, enquanto o resistor R_b modela a sua resistência série equivalente interna. Os valores de R_b e C_b foram escolhidos de modo a tornar o tempo de carga da bateria curto o suficiente para minimizar o esforço computacional, porém longo o suficiente

Figura 5.23 – Respostas dinâmicas simuladas para variação de carga.

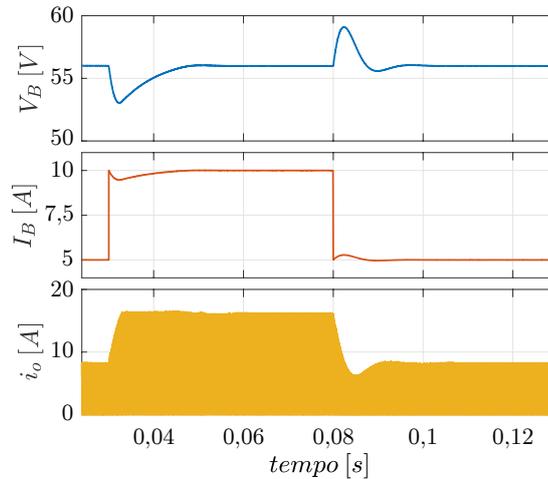


Figura 5.24 – Respostas dinâmicas experimentais à variação de carga.

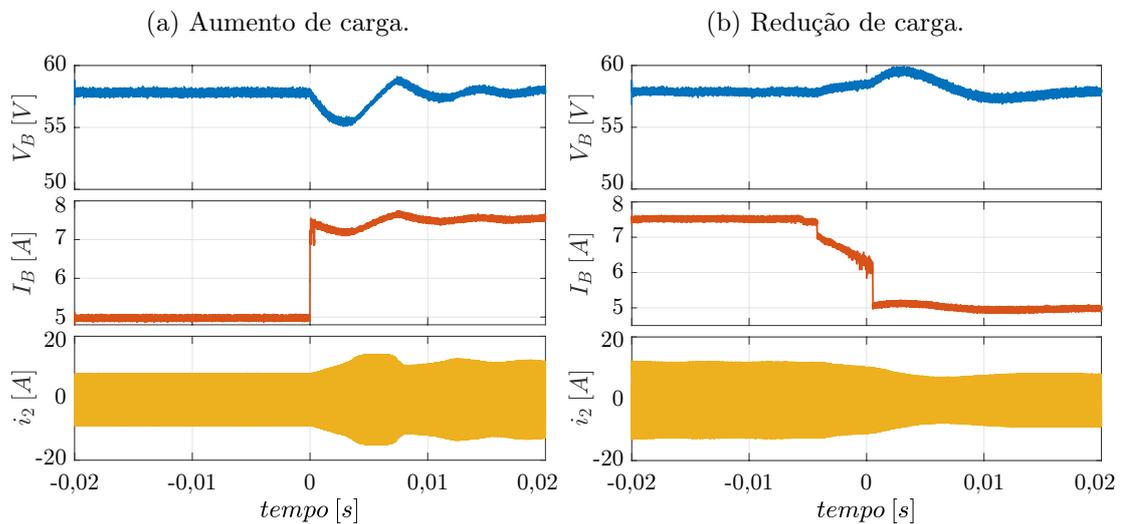
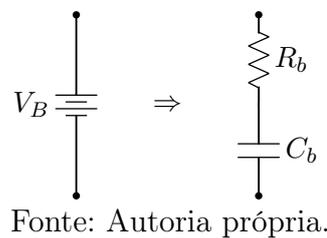


Figura 5.25 – Modelo simplificado da bateria.



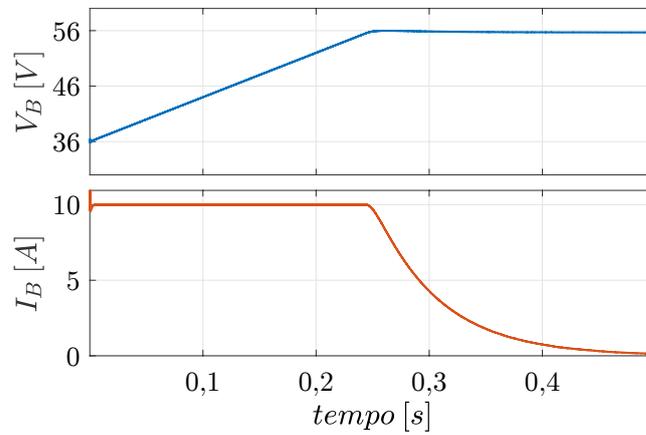
para a dinâmica da bateria não influenciar na dinâmica do controle. Os valores utilizados na simulação foram:

$$R_b = 0,5 \Omega \quad \text{e} \quad C_b = 125 \text{ mF}$$

As formas de onda obtidas na simulação são mostradas na Figura 5.26, onde observa-se que, como esperado, a bateria é carregada com uma corrente constante de 10 A até atingir a tensão de 56 V. A partir desse ponto o controle mantém a tensão nos

terminais da bateria fixa, e o valor da corrente I_B passa a ser uma consequência da queda de tensão no resistor R_b . Quando a tensão no capacitor C_b se iguala a V_B , a corrente I_B chega a zero e o processo de carga da bateria se encerra.

Figura 5.26 – Formas de onda da simulação de carga da bateria.



Fonte: Autoria própria.

CONCLUSÃO

CONCLUSÕES GERAIS

A crescente popularização dos veículos elétricos motiva a busca por melhores estratégias para implementação dos carregadores de baterias. Nesse contexto, os carregadores de bateria sem fio por acoplamento indutivo tem se tornado uma atraente alternativa, pois além de suas vantagens em aplicações de carregadores estáticos, é uma tecnologia que possibilita a carga dinâmica de veículos em movimento.

Inicialmente, foi apresentada a necessidade de compensação de reativos nos circuitos de transferência de energia através de indutores fracamente acoplados. Como forma de suprir essa demanda foram apresentadas as redes de compensação de reativos, cujas mais importantes são as redes do tipo série, paralelo e indutor-capacitor-indutor. Por reunir as características mais desejadas para essa aplicação, a rede de compensação do tipo série foi escolhida para ser usada no transmissor e no receptor, dando origem à topologia SS. Foram realizadas análises dessa topologia funcionando com carga resistiva e carga do tipo fonte de tensão, sendo obtidas ferramentas de análise de importantes figuras de mérito do circuito.

Foi introduzido o inversor de alta frequência, cuja função é emular uma fonte alternada de alta frequência para atender aos critérios estabelecido pela SAE para os carregadores de bateria por acoplamento indutivo. A modulação *Phase-shift* foi apresentada e as etapas de operação do inversor foram analisadas. A partir das formas de onda da conversor foram obtidas equações para os esforços de tensão e corrente em todos os componentes do mesmo.

A partir das especificações de carga do banco de baterias de um veículo elétrico urbano, foi gerada uma metodologia de projeto para o conversor CC-CC. O par de indutores acoplados foi estudado quanto às suas diferentes geometrias e possibilidades de construção, sendo encontrados importantes resultados que certamente possibilitaram um bom fator de acoplamento dadas as restrições de distância e de dimensões dos indutores.

O conversor projetado foi implementado e testado em laboratório, apresentando o funcionamento descrito pelas etapas de operação analisadas. Foram realizados ensaios de eficiência para duas formas diferentes de variar a potência de saída do conversor, observando-se bons resultados em ambos os casos. O fator de potência na entrada da topologia SS ficou acima de 0,9, indicando que o conversor opera com energia reativa devidamente compensada. De forma geral, os resultados obtidos validam as análises e

a metodologia de projeto empregada, e demonstram que o conversor estudado é uma alternativa viável para um carregador de baterias sem fio para veículos elétricos urbanos.

Acredita-se, portanto, que os objetivos propostos para este trabalho tenham sido alcançados, e espera-se que este documento possa contribuir com futuros trabalhos sobre transmissão de energia sem fios.

TRABALHOS FUTUROS

A estratégia de manter a largura de pulso do inversor fixa em 180° demonstrou um desempenho muito interessante em termos de conteúdo harmônico, comutações e rendimento. Contudo, a implementação prática dessa estratégia necessita da capacidade de regular a tensão do barramento, o que abre espaço para diferentes possibilidades de implementação. Esse requisito pode ser atendido por estratégias que utilizam apenas um estágio de *front-end* com capacidade de abaixar a tensão (e também elevar, dependendo das especificações) e por estratégias que utilizam um outro conversor entre o *front-end* e o barramento do inversor de alta frequência. Sendo assim, é necessário um estudo dos efeitos dessas estratégias, sobretudo na eficiência global do sistema, para uma mais precisa comparação entre as duas técnicas apresentadas. Tal estudo é uma sugestão para trabalhos futuros. Outra possibilidade a ser comparada é o uso de um transformador de alta frequência convencional para abaixar a tensão de saída do inversor, possibilitando que este opere com largura de pulso mais próxima a 180° .

A realimentação dos sinais de controle sem fio também é um campo para novos estudos, sendo necessário estudar as tecnologias adequadas para essa aplicação, além do impacto causado na dinâmica e robustez do sistema.

Haja vista a variação de parâmetros entre diferentes *setups* de indutores, o estudo de algoritmos adaptativos para a aplicação dos carregadores de bateria sem fio é muito interessante por permitir que o conversor opere sempre na frequência de ressonância do circuito.

REFERÊNCIAS

- 1 THEOTONIO, S. B. *Instituto Nacional da Propriedade Industrial - INPI*. Rio de Janeiro, Brasil, 2018, 92 p. Citado 3 vezes nas páginas 31, 33 e 34.
- 2 ENOSHITA, E. *Gurgel Itaipu E-400: o primeiro carro elétrico produzido em série no Brasil*. 2018. Disponível em: <<https://motorshow.com.br/gurgel-itaipu-e-400-o-primeiro-carro-eletrico-produzido-em-serie-no-brasil/>>. Acesso em: 15 jul. 2020. Citado na página 31.
- 3 IEA. *Global EV Outlook 2020*. 2020. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2020>>. Acesso em: 20 jun. 2020. Citado 4 vezes nas páginas 31, 32, 33 e 34.
- 4 ICCT. *Power Play: How Governments Are Spurring The Electric Vehicle Industry*. 2018. Disponível em: <<https://www.theicct.org/publications/global-electric-vehicle-industry>>. Acesso em: 12 mar. 2019. Citado 5 vezes nas páginas 31, 32, 33, 34 e 35.
- 5 UBS. *UBS evidence lab electric car teardown: Disruption ahead?* 2017. Disponível em: <<https://neo.ubs.com/shared/d1ZTxnvF2k/>>. Acesso em: 15 jul. 2020. Citado na página 31.
- 6 Kittner, F. L. N.; Kammen, D. *Energy storage deployment and innovation for the clean energy transition*. 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1038/nenergy.2017.125>>. Acesso em: 15 jul. 2020. Citado na página 31.
- 7 NEGÓCIOS Época. *Carro elétrico no Brasil: do zero aos bilhões em 10 anos*. 2019. Disponível em: <<https://epocanegocios.globo.com/Tecnologia/noticia/2019/09/carro-eletrico-no-brasil-do-zero-aos-bilhoes-em-10-anos.html>>. Acesso em: 15 jul. 2020. Citado na página 32.
- 8 MOBILIZE. *Ônibus elétricos já estão em operação no Brasil e no mundo*. 2019. Disponível em: <<https://www.mobilize.org.br/noticias/11683/onibus-eletricos-ja-estao-em-operacao-no-brasil-e-no-mundo-veja-onde.html>>. Acesso em: 15 jul. 2020. Citado na página 33.
- 9 MINAS, E. de. *Prefeitura de BH fará novos testes com ônibus elétrico*. 2020. Disponível em: <https://www.em.com.br/app/noticia/gerais/2020/03/11/interna_gerais,1128024/prefeitura-de-bh-fara-novos-testes-com-onibus-eletrico.shtml>. Acesso em: 15 jul. 2020. Citado na página 33.

- 10 BYD. *A BYD*. 2020. Disponível em: <<http://www.byd.ind.br/sobre/>>. Acesso em: 15 jul. 2020. Citado na página 33.
- 11 ESTADÃO. *BYD lança o primeiro ônibus elétrico rodoviário do Brasil*. 2020. Disponível em: <<https://estradao.estadao.com.br/onibus/byd-lanca-onibus-eletrico-rodoviario/>>. Acesso em: 15 jul. 2020. Citado na página 33.
- 12 MUDE, K. N. *Wireless Power Transfer for Electric Vehicle*. Tese (Doutorado) — Dipartimento di Ingegneria Industriale, Padova, Italia, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 33, 35 e 41.
- 13 JAUCH, F. T. *Medium Voltage AC-DC Converter Systems for Ultra-Fast Charging Stations for Electric Vehicles*. Tese (Doutorado) — Department of Information Technology and Electrical Engineering, ETH, Zurich, Switzerland, 2016. Disponível em: <https://www.hpe.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/Diss_Jauch.pdf>. Acesso em: 14 mar. 2019. Citado na página 35.
- 14 NZZ. *Better Place ist nicht mehr*. 2013. Disponível em: <https://www.nzz.ch/digital/better_place_in_liquidation-1.18088023>. Acesso em: 14 mar. 2019. Citado na página 35.
- 15 TECHCRUNCH. *Tesla shows off a 90- second battery swap system, wants it at supercharging stations by year's end*. 2013. Disponível em: <<https://techcrunch.com/2013/06/20/tesla-shows-off-a-90-second-battery-swap-system-wants-it-at-supercharging-stations-by-years-end/>>. Acesso em: 14 mar. 2019. Citado na página 35.
- 16 FORTUNE. *Tesla's battery swap program is pretty much dead*. 2015. Disponível em: <fortune.com/2015/06/10/teslas-battery-swap-is-dead/>. Acesso em: 14 mar. 2019. Citado na página 35.
- 17 SILVA, N. F. O. da. *Conversor Wireless para carga rápida de supercapacitores*. Tese (Doutorado) — Departamento de Engenharia Elétrica, UFSC, Florianópolis, Brasil, 2017. Disponível em: <<https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/187802>>. Acesso em: 28 jan. 2020. Citado 3 vezes nas páginas 35, 39 e 41.
- 18 Bertoluzzo, M.; Naik, M. K.; Buja, G. Preliminary investigation on contactless energy transfer for electric vehicle battery recharging. In: *2012 IEEE 7th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6. ISSN 2164-7011. Citado 3 vezes nas páginas 35, 40 e 49.
- 19 LI, J. et al. Study and application of contact-less electrical energy transmission system. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, p. 1–4, 2008. Citado na página 35.
- 20 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. 7436–7447, 2015. Citado 5 vezes nas páginas 35, 49, 83, 84 e 92.
- 21 MADAWALA, U. K.; THRIMAWITHANA, D. J. A ring inductive power transfer system. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, p. 667–672, 2010. Citado na página 35.

- 22 TRANSPORTATION, B. *Introducing true electric mobility for a sustainable future*. 2013. Disponível em: <<http://docplayer.net/12828285-Introducing-true-electric-mobility-for-a-sustainable-future.html>>. Acesso em: 24 fev. 2020. Citado na página 35.
- 23 COVIC, G. A. et al. A three-phase inductive power transfer system for roadway-powered vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 3370–3378, 2007. Citado na página 35.
- 24 HIRAI, J.; KIM, T.-W.; KAWAMURA, A. Study on intelligent battery charging using inductive transmission of power and information. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 2, p. 335–345, 2000. Citado na página 35.
- 25 Throngnumchai, K. et al. Design and evaluation of a wireless power transfer system with road embedded transmitter coils for dynamic charging of electric vehicles. In: *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10. ISSN null. Citado 3 vezes nas páginas 35, 41 e 91.
- 26 Buja, G.; Rim, C.; Mi, C. C. Dynamic charging of electric vehicles by wireless power transfer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 10, p. 6530–6532, Oct 2016. ISSN 1557-9948. Citado na página 35.
- 27 Mi, C. C. et al. Modern advances in wireless power transfer systems for roadway powered electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 10, p. 6533–6545, Oct 2016. ISSN 1557-9948. Citado na página 35.
- 28 Dashora, H. K. et al. Performance analysis of segmentation-reflexive dwc systems with capacitor-based compensation networks. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 4535–4540. ISSN null. Citado na página 35.
- 29 Buja, G.; Bertoluzzo, M.; Dashora, H. K. Lumped track layout design for dynamic wireless charging of electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 10, p. 6631–6640, Oct 2016. ISSN 1557-9948. Citado na página 35.
- 30 Bertoluzzo, M.; Buja, G.; Dashora, H. K. Design of dwc system track with unequal dd coil set. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 3, n. 2, p. 380–391, June 2017. ISSN 2372-2088. Citado na página 35.
- 31 Bertoluzzo, M.; Buja, G.; Forato, M. Transferred power leveling/energy maximization in dynamic wpt systems. In: *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 4856–4861. ISSN 1553-572X. Citado na página 35.
- 32 Forato, M.; Bertoluzzo, M.; Buja, G. Dynamic ev charging wpt system control based on modulated variable laplace transform. In: *2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6. ISSN null. Citado na página 35.
- 33 ZHANG, Y. *Key Technologies of Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transfer*. 1. ed. Singapore: Springer, 2018. Citado 4 vezes nas páginas 39, 40, 41 e 48.

- 34 Chen-yang, X.; Chao-wei, L.; Juan, Z. Analysis of power transfer characteristic of capacitive power transfer system and inductively coupled power transfer system. In: *2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC)*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1281–1285. ISSN null. Citado na página 40.
- 35 Dai, J.; Ludois, D. C. A survey of wireless power transfer and a critical comparison of inductive and capacitive coupling for small gap applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 11, p. 6017–6029, Nov 2015. ISSN 1941-0107. Citado na página 40.
- 36 Alexander, C. K.; Sadiku, M. N. O. *Fundamentals of Electric Circuits*. 5. ed. New York: McGraw-Hill, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.
- 37 Ramezani, A. et al. Optimized lcc-series compensated resonant network for stationary wireless ev chargers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 4, p. 2756–2765, April 2019. ISSN 1557-9948. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 48.
- 38 Mude, K. N.; Bertoluzzo, M.; Bujia, G. Inductive characteristics of different coupling setups for wireless charging of an electric city-car. In: *2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–7. ISSN null. Citado 4 vezes nas páginas 41, 42, 43 e 92.
- 39 LIU, S.; SU, J.; LAI, J. Accurate expressions of mutual inductance and their calculation of archimedean spiral coils. *Energies*, v. 12, n. 10, 2019. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/12/10/2017>>. Citado na página 41.
- 40 Hou, C. et al. Analysis and comparison of ee-type and cc-type cores for wireless power transfer systems. In: *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1950–1954. ISSN 2150-6078. Citado na página 41.
- 41 Mohammad, M. et al. Core design and optimization for better misalignment tolerance and higher range of wireless charging of phev. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 3, n. 2, p. 445–453, June 2017. ISSN 2372-2088. Citado na página 41.
- 42 Mohammad, M.; Choi, S. Optimization of ferrite core to reduce the core loss in double-d pad of wireless charging system for electric vehicles. In: *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1350–1356. ISSN 2470-6647. Citado na página 41.
- 43 Jha, R. K. et al. Efficiency and power sizing of ss vs. sp topology for wireless battery chargers. In: *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1014–1019. Citado na página 49.
- 44 AL-SAAD, M. et al. Analysis and comparison of resonance topologies in 6.6kw inductive wireless charging for electric vehicles batteries. *Procedia Manufacturing*, v. 32, p. 426 – 433, 2019. ISSN 2351-9789. 12th International Conference Interdisciplinarity in Engineering, INTER-ENG 2018, 4–5 October 2018, Tirgu Mures, Romania. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2351978919302719>>. Citado na página 49.
- 45 Slemon, G. R.; Rawcliffe, G. H. A method of approximate steady-state analysis for non-linear networks. *Proceedings of the IEE - Part I: General*, v. 100, n. 125, p. 275–287, 1953. Citado na página 55.

- 46 Forato, M.; Bertoluzzo, M.; Buja, G. Modeling of the dynamics of a resonant wireless power transfer circuit. In: *2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 472–477. ISSN 2163-5145. Citado 3 vezes nas páginas 61, 76 e 84.
- 47 FORATO, M. *Dynamic Wireless Charging of Electric Vehicles*. Tese (Doutorado) — Dipartimento di Ingegneria Industriale, Padova, Italia, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 76, 77 e 80.
- 48 Williamson, S. S.; Rathore, A. K.; Musavi, F. Industrial electronics for electric transportation: Current state-of-the-art and future challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 5, p. 3021–3032, May 2015. ISSN 1557-9948. Citado na página 83.
- 49 RENAULT. *Renault TWIZY - Manual do utilizador*. [S.l.], 2012. Disponível em: <https://pt.e-guide.renault.com/sites/default/files/pdfs/ptg/X09/Twizy-913-14_PTG.pdf>. Acesso em: 12 fev. 2020. Citado na página 84.
- 50 Biela, J. et al. Sic versus si—evaluation of potentials for performance improvement of inverter and dc–dc converter systems by sic power semiconductors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 7, p. 2872–2882, July 2011. ISSN 1557-9948. Citado na página 86.
- 51 DISSIPADORES, H. *Catálogo HS Dissipadores*. [S.l.], 2019. Disponível em: <<https://www.hsdissipadores.com.br/catalogo>>. Acesso em: 26 dec. 2019. Citado na página 87.
- 52 Hurley, W. G.; Wölfle, W. H. *Transformers And Inductors For Power Electronics: Theory, Design And Applications*. 1. ed. United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 2013. Citado na página 90.
- 53 INSTRUMENTS, T. *TMS320x2806x Piccolo Technical Reference Manual, página 330*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/spruh18h/spruh18h.pdf>>. Acesso em: 29 fev. 2020. Citado na página 99.
- 54 Scandola, L.; Corradini, L.; Spiazzi, G. Small-signal modeling of uniformly sampled phase shift modulators. In: *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–8. Citado na página 99.

Apêndices

APÊNDICE A

ARTIGO SUBMETIDO EM CONGRESSO

A.1 ITEC 2020

Design and Implementation of an Inductive Coupling Wireless Power Transfer Battery Charger for a Compact Electric Vehicle

11. Battery Chargers: Onboard, Wireless, Fast, and Ultra-Fast

Abstract

This paper presents a wireless power transfer based battery charger for electric vehicles. It was used the inductive coupling that exhibits high efficiency and high transfer distance when compared with capacitive coupling. The battery charger is composed by a high frequency inverter in the transmission section, the series-series topology and a diode bridge rectifier in the receiving section. The strategy used to control the battery charging is presented. A prototype was built and the results are shown in the end.

1 Introduction

Due to the electric vehicles (EVs) popularization, the research for solutions of the battery chargers is receiving attention because of its importance in the EVs viability [1].

The wireless power transfer based battery chargers (WPTBC) are a interesting option, once they offer greater comfort em security to the users when compared with cable chargers, besides being less susceptible to acts of vandalism too [2, 3].

Among wireless power transmission techniques, inductive coupling demonstrates suitable characteristics for a WPTBC, such as high power transfer efficiency, long transfer distance and high power transfer capability [2].

The battery charger described in this paper was designed to a battery pack of a electric city car with the charge profile shown in the Figure 1.

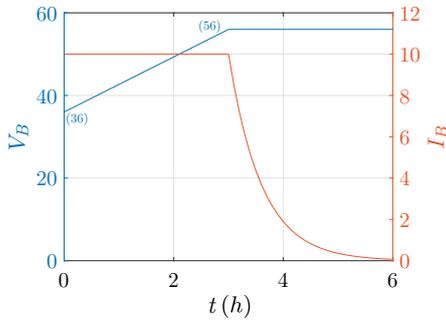


Figure 1: Battery charge profile

Table 1: Charger Specifications

Parameters		Value
Input DC voltage	V_{DC}	400 V
Battery voltage	V_B	56 V
Battery current	I_B	10 A
Output power	P_o	560 W
Distance between coils	d	0, 15 m

The curve indicates that at the beginning of the charging process the battery voltage is 36 V . At this stage the battery should be charged with a constant current of 10 A until it reaches the voltage of 56 V . The charger must then maintain this voltage applied to the battery terminals during the remainder of the charging process. Naturally, the current supplied to the battery decreases as a function of its state of charge (SOC), and when the current reaches zero the battery is fully charged. Table 1 summarizes the specifications of the designed battery charger.

2 Inductive power transfer

The simplest circuit that could be used for wireless power transfer (WPT) by inductive coupling is shown in Figure 2, where L_1 and L_2 are the coupled inductors, R_1 and R_2 are the parasitic resistances of the inductors and R_o are the load.

In a WPTBC, due to the long transfer distance, this circuit presents a poor power factor, which results in inappropriately large values of voltage and current that must be supplied by the source v_1 [4].

The use of reactive power compensation networks, which consist of adding capacitors, with or without inductors, in series or parallel with the coupled inductors, gives rise to the so-called resonant WPTs. The network consisting of a C_1 series capacitor and an C_2 series capacitor, called series-series topology (SS) and presented in Figure 3, have presented more interesting features for implement a WPTBC [3].

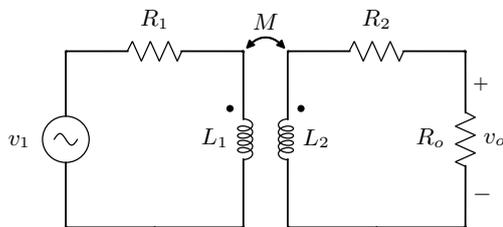


Figure 2: Basic circuit for inductive coupling.

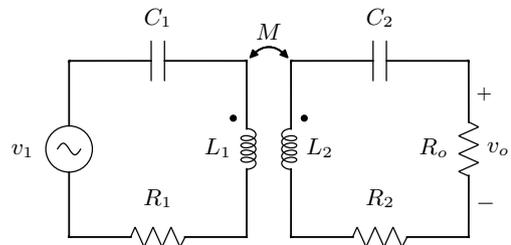


Figure 3: Equivalent circuit of the SS Topology.

3 DC-DC Converter

Resonant WPTs are made by deriving a DC-DC converter from the chosen reactive compensation network. The Figure 4 shows a DC-DC converter based on the SS network.

The MOSFETs in Figure 4 form a high frequency inverter that generates an alternating V_{ab} voltage at the reactive compensation network input. At the output of the SS topology there is a rectifier to convert alternating current to direct current to charge the V_B battery.

The analysis of this converter can be performed by the first harmonic approximation (FHA) which

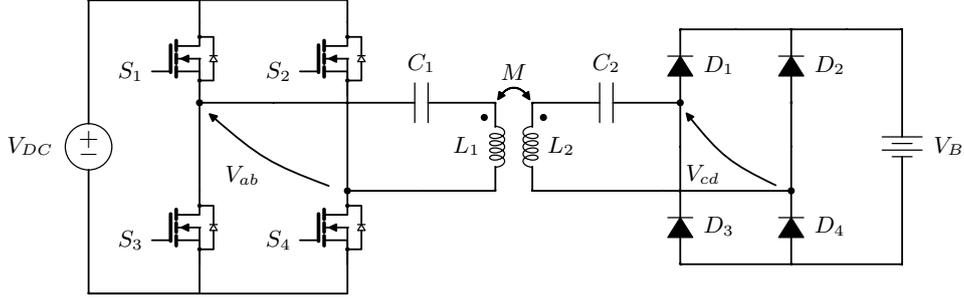


Figure 4: SS topology based DC-DC converter.

consists of replacing the inverter and the rectifier with sine sources with value equal to the first harmonic of the voltages V_{ab} and V_{cd} respectively. The circuit generated by the FHA is shown in Figure 5.

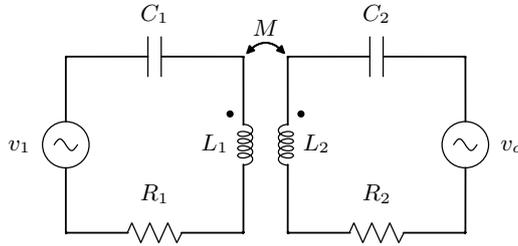


Figure 5: First harmonic approximation of the DC-DC converter.

When the capacitors $C_1 = 1/\omega^2 L_1$ and $C_2 = 1/\omega^2 L_2$, the power factor is unitary under any other condition and the efficiency is expressed by

$$\eta = \frac{V_o(-V_o R_1 + \omega M V_1)}{V_1(V_1 R_2 + \omega M V_o)}. \quad (1)$$

Considering the same parameters as the previous numerical example, ie, $R_1 = R_2 = 0.1 \Omega$, $L_1 = L_2 = 120 \mu H$, $C_1 = C_2 = 29 \mu F$, $f = 85 \text{ kHz}$ and $V_B = 56 \text{ V}$, the efficiency of the circuit as a function of the processed power is shown in Figure 6, where $k = M/\sqrt{L_1 L_2}$.

4 Control strategy

To meet the requirements expressed by the battery charge curve in Figure 1, it is necessary to implement a control strategy that imposes a constant charge current in the first stage and which imposes a constant voltage on the second battery charge stage. The strategy used is shown in the diagram of Figure 7.

The control strategy presented in Figure 7 consists of an external voltage control loop that is used to generate a reference current for the internal current control loop. In this way, the control of the output voltage is made by the control of the output current. A saturator is used to limit the action of the external

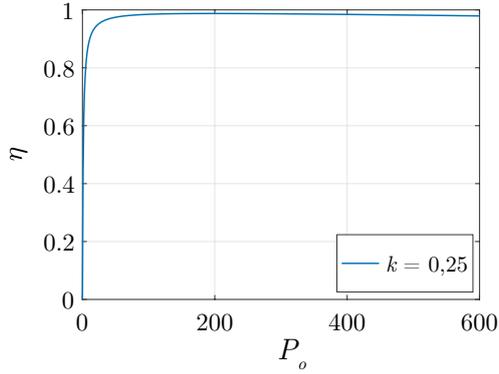


Figure 6: Theoretical efficiency versus output power

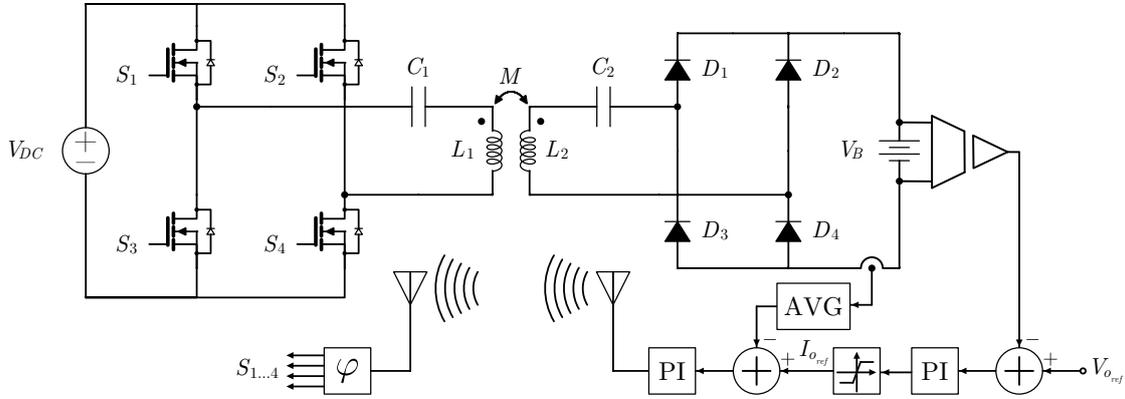


Figure 7: Control system diagram.

loop to 10 A. Therefore, when the output voltage is less than the reference voltage the battery will be charged with 10 A. When $V_B = V_{o_{ref}}$ the current reference begins to decrease in order to keep the output voltage set at 56 V. Since the rectifier output current is a rectified sine, a filter is used to feedback the system with the average output current value, since this is the quantity to be controlled. The feedback signals are transmitted to a phase-shift modulator that generates the control signals for the MOSFETs.

5 Results

A prototype was designed and built to validate the analysis. The power boards and one of the coils of the built prototype are shown in the Figure 8.

The prototype has been tested for two different ways to control output power. The first mode is by phase-shift modulation, as illustrated in the Figure 7. The other one is adjusting the input voltage V_{DC} with 180° of phase between the inverters legs. The measured efficiencies for both techniques are shown in the Figure 9. In all tests resistive loads were used, the output voltage was set at 56 V and the transfer distance

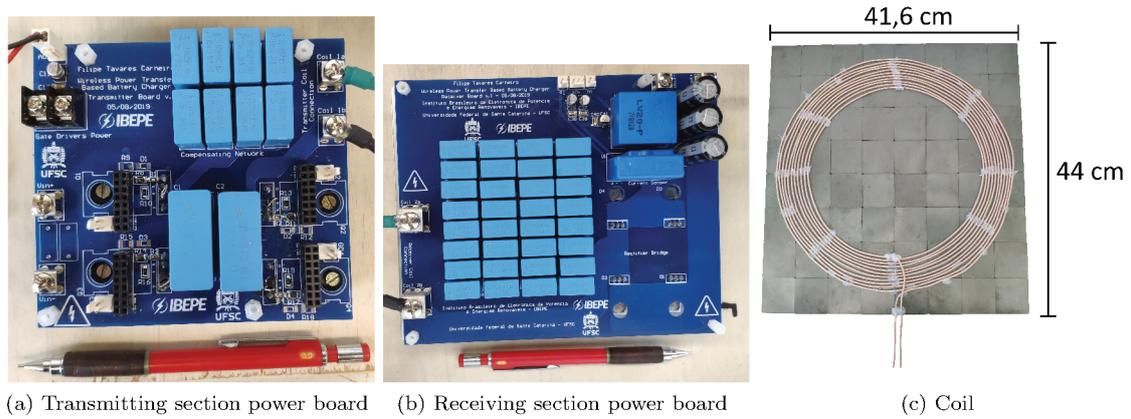


Figure 8: Prototype

was 15 cm.

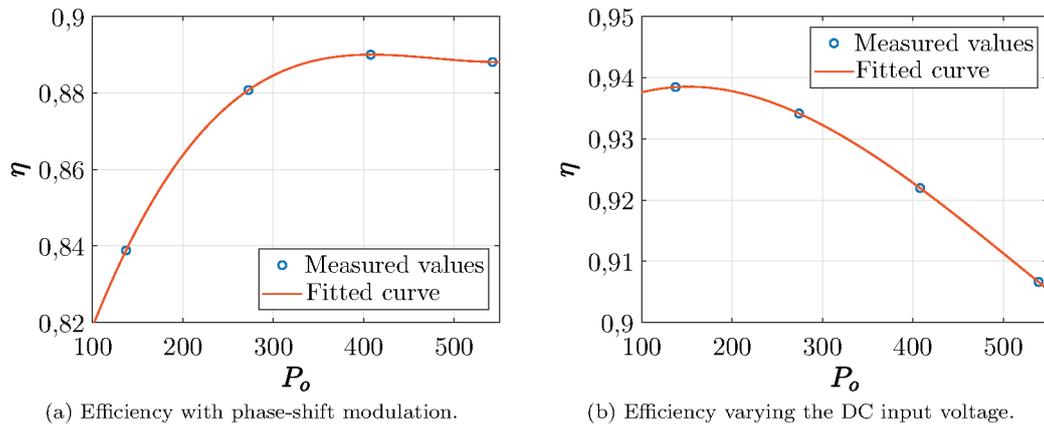


Figure 9: Measured efficiencies.

6 Conclusions and future work

This paper has presented the specifications for a wireless power transfer based battery charger and the justifications to use the series-series reactive power compensation topology. A SS topology based DC-DC converter was designed and tested for two different strategies to control the output power, achieving 93,8% efficiency at 137 W with a transmission distance of 15 cm.

To the future works the current control will be implemented and the charging batteries tests will be done.

References

- [1] N. Lutsey, M. Grant, S. Wappelhorst, and H. Zhou, “Power play: How governments are spurring the electric vehicle industry,” tech. rep., International Council on Clean Transportation (ICCT), 1225 I Street NW, Suite 900, Washington, DC 20005 USA, 2018.
- [2] Y. Zhang, *Key Technologies of Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transfer*. Singapore: Springer Singapore, 1 ed., 2018.
- [3] G. Buja, M. Bertoluzzo, and K. N. Mude, “Design and experimentation of WPT charger for electric city car,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7436–7447, 2015.
- [4] M. Bertoluzzo, M. K. Naik, and G. Buja, “Preliminary investigation on contactless energy transfer for electric vehicle battery recharging,” in *2012 IEEE 7th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, pp. 1–6, Aug 2012.

APÊNDICE B

PLANILHAS DE PROJETO

B.1 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA



Universidade Federal de Santa Catarina
 Centro Tecnológico
 Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica
 Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica
 Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e
 Energias Renováveis

Dissertação de mestrado

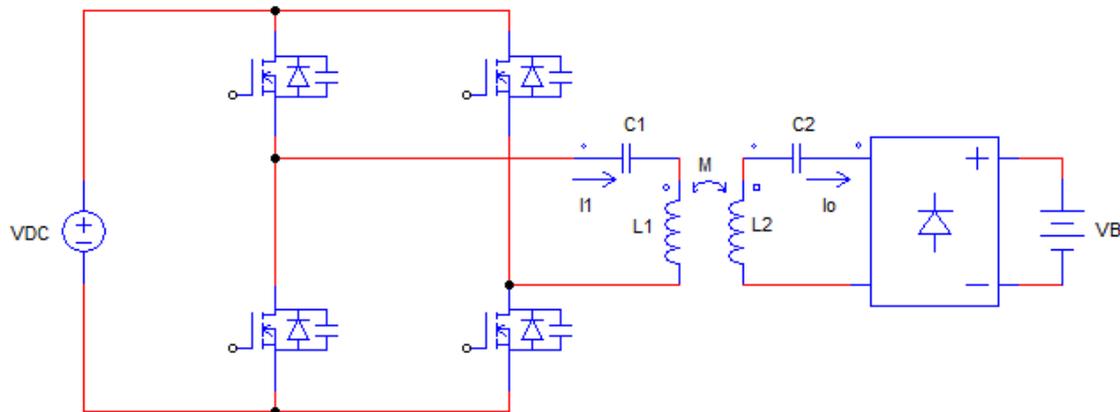
Planilha de projeto

Filipe Tavares Carneiro

Prof. Ivo Barbi

Florianópolis - 30/04/2019

Circuito:



Parâmetros:

$$V_{DC} := 400$$

tensão do barramento

$$f_0 := 85 \cdot 10^3$$

frequência de ressonância

$$\omega := 2\pi \cdot f_0 = 534.1 \cdot 10^3$$

frequência angular de ressonância

$$V_B := 56$$

tensão nominal da bateria

$$L_1 := 120 \cdot 10^{-6}$$

indutor do lado transmissor

$$C_1 := \frac{1}{\omega^2 \cdot L_1} = 29.216 \cdot 10^{-9}$$

capacitor do lado transmissor

$$R_1 := 0.157$$

resistência do lado transmissor

$$L_2 := 120 \cdot 10^{-6}$$

indutor do lado receptor

$$C_2 := \frac{1}{\omega^2 \cdot I_2} = 29.216 \cdot 10^{-9}$$

capacitor do lado receptor

$$R_2 := 0.14$$

resistência do lado receptor

$$M := 29.18 \cdot 10^{-6}$$

indutância mútua

$$P_o := 560$$

potência máxima de saída

Cálculos preliminares:

$$V_o := \frac{4 \cdot V_B}{\sqrt{2} \cdot \pi} = 50.418$$

valor eficaz do primeiro harmônico da tensão na entrada do retificador

$$V_1 := \frac{P_o \cdot (R_1 \cdot R_2 + \omega^2 \cdot M^2) + R_1 \cdot V_o^2}{\omega \cdot M \cdot V_o} = 173.62$$

valor eficaz do primeiro harmônico da tensão de saída do HFI

$$\varphi := 2 \cdot \arcsin\left(\frac{V_1 \cdot \pi \cdot \sqrt{2}}{4V_{DC}}\right) = 1.006$$

valor nominal em radianos do ângulo de defasagem entre os sinais de comando dos braços inversores

$$\varphi \cdot \frac{180}{\pi} = 57.647$$

defasagem em graus

Cálculo dos esforços:Indutor L1:

$$I_{L1_ef} := \frac{P_o \cdot R_2 + V_o^2}{\omega \cdot M \cdot V_o} = 3.335$$

$$V_{L1_p} := \sqrt{\frac{2 \cdot L_1^2 \cdot (P_o \cdot R_2 + V_o^2)^2 + \omega^2 \cdot M^4 \cdot P_o^2}{M \cdot V_o}} = 388.958$$

Capacitor C1:

$$I_{C1_ef} := \frac{P_o \cdot R_2 + V_o^2}{\omega \cdot M \cdot V_o} = 3.335$$

$$V_{C1_ef} := \frac{R_2 \cdot P_o + V_o^2}{\omega^2 \cdot M \cdot V_o \cdot C_1} = 213.733$$

Indutor L2:

$$I_{L2_ef} := \frac{P_o}{V_o} = 11.107$$

$$V_{L2_p} := \frac{\sqrt{2 \cdot \left[P_o^2 \cdot \omega^2 \cdot L_2^2 + (R_2 \cdot P_o + V_o^2)^2 \right]}}{V_o} = 1.009 \times 10^3$$

Capacitor C2:

$$I_{C2_ef} := \frac{P_o}{V_o} = 11.107$$

$$V_{C2_ef} := \frac{P_o}{\omega \cdot C_2 \cdot V_o} = 711.844$$

Interruptores:

$$I_{S_med} := \frac{\sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cdot (V_o^2 + P_o \cdot R_2)}{\pi \cdot M \cdot V_o \cdot \omega} = 0.724$$

$$I_{S_ef} := \frac{R_2 \cdot P_o + V_o^2}{\sqrt{2} \cdot \omega \cdot M \cdot V_o} = 2.358$$

Diodos:

$$I_{D_med} := \frac{\sqrt{2} \cdot P_o}{\pi \cdot V_o} = 5$$

$$I_{D_ef} := \frac{P_o}{\sqrt{2} \cdot V_o} = 7.854$$

Cálculo de perdas:Capacitor de saída:

$$\Delta V_{C_o} := 0.01 \cdot V_B = 0.56$$

Ondulação da tensão de saída especificada

$$I_{C_o_ef} := \frac{P_o \cdot \sqrt{\pi^2 - 8}}{\pi \cdot V_o} = 4.834$$

Corrente eficaz no capacitor de saída

$$C_o := \frac{0.5954 \cdot P_o}{\omega \cdot \Delta V_{C_o} \cdot V_o} = 22.112 \cdot 10^{-6}$$

Capacitância requerida

Capacitor = EEUFS1K561L

Capacitor escolhido para suportar a corrente eficaz

$$C_{o_nominal} := 560 \cdot 10^{-6}$$

Valor da capacitância

$$I_{C_o_nominal} := 2.380$$

Corrente suportada por cada capacitor

$$\text{Num}_{\text{capacitores}} := \text{ceil} \left(\frac{I_{C_o_ef}}{I_{C_o_nominal}} \right) = 3$$

Número de capacitores em paralelo

$$\text{ESR}_{\text{estimada}} := 0.023$$

ESR estimada com as informações do data sheet

$$C_{o_total} := \text{Num}_{\text{capacitores}} \cdot C_{o_nominal} = 1.68 \times 10^{-3}$$

Capacitância total

Perdas de condução:

$$P_{C_o} := I_{C_o_ef}^2 \cdot \frac{\text{ESR}_{\text{estimada}}}{\text{Num}_{\text{capacitores}}} = 0.179$$

Perdas na ESR do capacitor

$$\eta_{C_o} := \frac{P_o}{P_o + P_{C_o}} = 0.9997$$

Rendimento do capacitor

Ponte retificadora:

Diodos = STPS20M100S

Na figura ao lado pode-se observar que a tensão V_F é aproximadamente igual a 0,52 V para I_F igual a 7,8 A quando a temperatura de junção é 125 °C. Quando a temperatura é 25 °C, a queda de tensão é aproximadamente igual a 0,7 V para a mesma corrente. Como pretende-se que os diodos trabalhem com uma temperatura de junção igual a 100 °C, optou-se por utilizar V_F igual a 0,6 V.

A corrente de condução reversa I_{lk} encontrada no segundo gráfico ao lado foi 0,7 mA.

$V_F := 0.6$	Queda de tensão direta do diodo
$Q_C := 0$	Carga elétrica armazenada no diodo
$r_{on} := 0.0088$	resistência de condução sugerida na pág. 3 do data sheet
$I_{lk} := 0.7 \cdot 10^{-3}$	corrente de condução reversa

Perdas de condução:

$$P_{cond_diodo} := I_{D_med} \cdot V_F + I_{D_ef}^2 \cdot r_{on} = 3.543 \quad \text{Perda de condução em cada diodo}$$

Perdas de condução reversa:

$$P_{cond_reversa} := V_B \cdot \frac{I_{lk}}{2} = 0.0196 \quad \text{Perdas de condução reversa em cada diodo}$$

Perdas de comutação:

$$E_{turn_on_diodo} := 0 \quad \text{Energia gasta na entrada em condução de cada diodo}$$

$$E_{turn_off_diodo} := Q_C \cdot V_B = 0 \quad \text{Energia gasta no bloqueio de cada diodo}$$

$$P_{comut_diodo} := (E_{turn_off_diodo} + E_{turn_on_diodo}) \cdot f_o = 0 \quad \text{Perda de comutação em cada diodo}$$

Perdas totais:

$$P_{diodo} := P_{cond_diodo} + P_{cond_reversa} + P_{comut_diodo} = 3.562 \quad \text{Total de perdas em cada diodo}$$

$$P_{retificador} := 4 \cdot P_{diodo} = 14.25 \quad \text{Potência total dissipada na ponte retificadora}$$

$$\eta_{retificador} := \frac{P_o + P_{Co}}{P_o + P_{Co} + P_{retificador}} = 0.98 \quad \text{Rendimento da ponte retificadora}$$

Indutores e capacitores:**Perdas nas resistências série do primário:**

$$P_1 := I_{L1_ef}^2 \cdot R_1 = 1.746 \quad \text{Perdas em } L_1$$

Perdas nas resistências série do secundário:

$$P_2 := I_{L2_ef}^2 \cdot R_2 = 17.272$$

Perdas em L_2

Perdas totais:

$$P_{SS} := P_1 + P_2 = 19.018$$

Perda total na topologia SS

$$\eta_{SS} := \frac{P_o + P_{Co} + P_{retificador}}{P_o + P_{Co} + P_{retificador} + P_{SS}} = 0.968$$

Rendimento da topologia SS

Escolha dos condutores utilizados nos indutores:

$$J := 350$$

Densidade de corrente do cobre

Indutor do primário:

$$A_{seção_requerida_L1} := \frac{I_{L1_ef}}{J} = 9.528 \times 10^{-3}$$

Área da seção transversal do condutor para atender ao critério térmico (em cm^2)

$$d_{skin} := \frac{15}{\sqrt{f_o}} = 0.051$$

diâmetro máximo do condutor para atender ao critério do efeito skin (em cm)

Devido à disponibilidade serão utilizados fios AWG 38

$$A_{AWG38} := 0.00008$$

Área de cobre da seção transversal do fio AWG 38 (em cm^2)

$$N_{cond_L1} := \text{ceil}\left(\frac{A_{seção_requerida_L1}}{A_{AWG38}}\right) = 120$$

Número de condutores em paralelo

Indutor do secundário:

$$A_{seção_requerida_L2} := \frac{I_{L2_ef}}{J} = 0.032$$

Área da seção transversal do condutor para atender ao critério térmico (em cm^2)

$$N_{cond_L2} := \text{ceil}\left(\frac{A_{seção_requerida_L2}}{A_{AWG38}}\right) = 397$$

Número de condutores em paralelo

Dimensionamento dos capacitores:

Capacitores = B32652A1153

Foi obtido da figura ao lado que o capacitor suporta uma tensão eficaz de 300 V alternados.

$$V_{AC} := 300$$

Tensão RMS suportada pelo capacitor

$$C_{\text{nominal}} := 15 \cdot 10^{-9}$$

Capacitância nominal

$$I_{AC} := V_{AC} \cdot \omega \cdot C_{\text{nominal}} = 2.403$$

Corrente suportada pelo capacitor

Capacitor do primário:

$$N_{C1_série} := \text{ceil}\left(\frac{V_{C1_ef}}{V_{AC}}\right) + 1 = 2$$

Número de capacitores em série

$$C_{\text{eq_string1}} := \frac{C_{\text{nominal}}}{N_{C1_série}} = 7.5 \cdot 10^{-9}$$

Capacitância equivalente de uma string de capacitores em série

$$N_{C1_paralelo} := \text{ceil}\left(\frac{C_1}{C_{\text{eq_string1}}}\right) = 4$$

Número de strings de capacitores em paralelo

$$V_{C1_suportada} := V_{AC} \cdot N_{C1_série} = 600$$

tensão suportada pela string

$$I_{C1_strg} := \frac{I_{C1_ef}}{N_{C1_paralelo}} = 0.834$$

corrente eficaz por string

Capacitor do secundário:

$$N_{C2_série} := \text{ceil}\left(\frac{V_{C2_ef}}{V_{AC}}\right) + 1 = 4$$

Número de capacitores em série

$$C_{\text{eq_string2}} := \frac{C_{\text{nominal}}}{N_{C2_série}} = 3.75 \cdot 10^{-9}$$

Capacitância equivalente de uma string de capacitores em série

$$N_{C2_paralelo} := \text{ceil}\left(\frac{C_2}{C_{\text{eq_string2}}}\right) = 8$$

Número de strings de capacitores em paralelo

$$V_{C2_suportada} := V_{AC} \cdot N_{C2_série} = 1.2 \times 10^3$$

tensão suportada pela string

$$I_{C2_stg} := \frac{I_{C2_ef}}{N_{C2_paralelo}} = 1.388 \quad \text{corrente eficaz por string}$$

Número total de capacitores:

$$N_{\text{capacitores}} := N_{C1_série} \cdot N_{C1_paralelo} + N_{C2_série} \cdot N_{C2_paralelo} = 40 \quad \text{Número total de capacitores necessários}$$

HFI:

Chave = C3M0065100K

Na figura ao lado foram obtidos que $E_{on} = 55.469 \cdot \mu\text{J}$ e $E_{off} = 17.188 \cdot \mu\text{J}$. A segunda figura ao lado mostra que a temperatura de junção tem pouca influência na energia dissipada durante a comutação, e que o uso da primeira figura pode até ser considerado conservador.

$$R_{DSon} := 90 \cdot 10^{-3} \quad \text{Resistência de condução da chave}$$

$$E_{\text{turn_on_chave}} := 55.469 \cdot 10^{-6} \quad \text{Energia gasta na entrada em condução}$$

$$E_{\text{turn_off_chave}} := 17.188 \cdot 10^{-6} \quad \text{Energia gasta no bloqueio}$$

$$FA_V := \frac{V_{DC}}{500} \quad \text{Fator linear de ajuste de tensão}$$

Perdas de condução:

$$P_{\text{cond_chave}} := I_{S_ef}^2 \cdot R_{DSon} = 0.50049 \quad \text{Perdas de condução em cada MOSFET}$$

Perdas de comutação:

$$E_{\text{turn_on_ajustado}} := E_{\text{turn_on_chave}} \cdot FA_V = 44.375 \cdot 10^{-6} \quad \text{Energia gasta na entrada em condução de cada chave}$$

$$E_{\text{turn_off_ajustado}} := E_{\text{turn_off_chave}} \cdot FA_V = 13.75 \cdot 10^{-6} \quad \text{Energia gasta no bloqueio de cada chave}$$

$$P_{\text{comut_chave}} := (E_{\text{turn_on_ajustado}} + E_{\text{turn_off_ajustado}}) \cdot f_o = 4.94 \quad \text{Perda de comutação em cada chave}$$

Perdas totais:

$$P_{\text{chave}} := P_{\text{cond_chave}} + P_{\text{comut_chave}} = 5.441 \quad \text{Total de perdas em cada chave}$$

$$P_{\text{HFI}} := 4P_{\text{chave}} = 21.765 \quad \text{Perda total no HFI}$$

$$\eta_{\text{HFI}} := \frac{P_o + P_{Co} + P_{\text{retificador}} + P_{SS}}{P_o + P_{Co} + P_{\text{retificador}} + P_{SS} + P_{\text{HFI}}} = 0.965 \quad \text{Rendimento do HFI}$$

Sistema completo:

$$P_i := P_o + P_{Co} + P_{\text{retificador}} + P_{SS} + P_{\text{HFI}} = 615.212$$

$$\eta := \frac{P_o}{P_i} = 0.91$$

Cálculo térmico:

$T_{a_transmissor} := 40$ Temperatura ambiente ao redor do transmissor

$T_{a_receptor} := 40$ Temperatura ambiente ao redor do receptor

Ponte retificadora:

$R_{jc_diodo} := 1.2$ Resistência térmica junção-cápsula do diodo

$R_{cd_diodo} := 0.25$ Resistência térmica da mica

$T_{j_diodo} := 100$ Temperatura de junção escolhida

$FS := 1.1$ Fator de segurança

$R_{da_diodo} := \frac{T_{j_diodo} - T_{a_receptor}}{FS \cdot P_{retificador}} - \frac{(R_{jc_diodo} + R_{cd_diodo})}{4} = 3.465$ Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente

Correção de temperatura:

$\Delta T := P_{retificador} \cdot R_{da_diodo} = 49.38$ Diferença entre a temperatura do dissipador e a temp. ambiente

$FCT := 1.17$ Fator de correção de temperatura fornecido pela HS Dissipadores

$R_{da_diodo_correção_temp} := \frac{R_{da_diodo}}{FCT} = 2.962$ Resistência térmica do dissipador para $\Delta T = 75^\circ C$ (valor de catálogo)

Correção de comprimento:

$FCC := 0.8988$ Fator de correção de comprimento fornecido pela HS Dissipadores

$R_{da_diodo_catálogo} := \frac{R_{da_diodo_correção_temp}}{FCC} = 3.295$ Resistência térmica do dissipador para 4" (valor de catálogo)

Dissipadores cogitados:

$HS\ 17232L := 140 \cdot mm \cdot 4.8 \cdot \frac{kg}{m} = 0.672\ kg$

$HS\ 17909 := 140 \cdot mm \cdot 2.9 \cdot \frac{kg}{m} = 0.406\ kg$ massa do dissipador escolhido

HFI:

$R_{jc_chave} := 1.1$ Resistência térmica junção-cápsula da chave

$R_{cd_chave} := 0.25$ Resistência térmica da mica

$T_{j_chave} := 100$ Temperatura de junção escolhida

$$FS_{\text{chave}} := 1.1$$

Fator de segurança

$$R_{\text{da_chave}} := \frac{T_{\text{j_chave}} - T_{\text{a_transmissor}}}{FS_{\text{chave}} \cdot P_{\text{HFI}}} - \frac{(R_{\text{jc_chave}} + R_{\text{cd_chave}})}{4} = 2.169$$

Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente

Correção de temperatura:

$$\Delta T_{\text{chave}} := P_{\text{HFI}} \cdot R_{\text{da_chave}} = 47.2$$

Diferença entre a temperatura do dissipador e a temp. ambiente

$$FCT_{\text{chave}} := 1.17$$

Fator de correção de temperatura fornecido pela HS Dissipadores

$$R_{\text{da_chave_correção_temp}} := \frac{R_{\text{da_chave}}}{FCT_{\text{chave}}} = 1.854$$

Resistência térmica do dissipador para $\Delta T = 75^\circ\text{C}$ (valor de catálogo)**Correção de comprimento:**

$$FCC_{\text{chave}} := 1$$

Fator de correção de comprimento fornecido pela HS Dissipadores

$$R_{\text{da_chave_catálogo}} := \frac{R_{\text{da_chave_correção_temp}}}{FCC_{\text{chave}}} = 1.854$$

Resistência térmica do dissipador para 4" (valor de catálogo)

Dissipadores cogitados:

$$HS\ 10425 := 110 \cdot \text{mm} \cdot 2.3 \cdot \frac{\text{kg}}{\text{m}} = 0.253\ \text{kg}$$

massa do dissipador escolhido

$$R_{\text{HS10425}} := 1.79$$

Verificação das temperaturas:

$$R_{\text{da_chave_real}} := R_{\text{HS10425}} \cdot FCC_{\text{chave}} \cdot FCT_{\text{chave}} = 2.094$$

$$T_{\text{HS10425}} := P_{\text{HFI}} \cdot R_{\text{da_chave_real}} + T_{\text{a_transmissor}} = 85.582$$

$$T_{\text{cápsula_C3M0065100K}} := P_{\text{chave}} \cdot R_{\text{cd_chave}} + T_{\text{HS10425}} = 86.942$$

$$T_{\text{junção_C3M0065100K}} := P_{\text{chave}} \cdot R_{\text{jc_chave}} + T_{\text{cápsula_C3M0065100K}} = 92.927$$

B.2 PROJETO DOS CONTROLADORES



Universidade Federal de Santa Catarina
 Centro Tecnológico
 Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica
 Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica
 Instituto Brasileiro de Eletrônica de Potência e
 Energias Renováveis

Dissertação de mestrado**Projeto dos controladores para a corrente e a tensão de saída**

Filipe Tavares Carneiro

Prof. Ivo Barbi

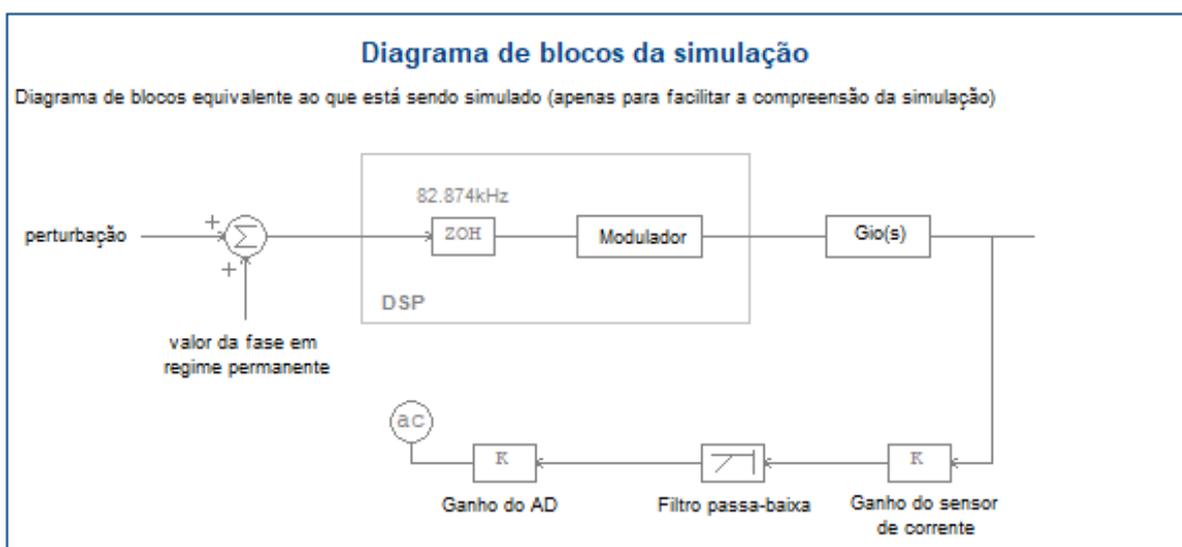
Florianópolis - 03/12/2019

Controlador de corrente

Inicialmente é feito o projeto do controlador para a corrente de saída.

A planta do conversor foi obtida na forma de diagramas de bode pela ferramenta AC Sweep do PSIM no arquivo de simulação "Análise dinâmica da FTLA_NC de corrente.psimsch".

O diagrama de blocos a seguir representa a simulação realizada:



A planta obtida considera o conversor, a modulação Phase-Shift tal qual implementada pelo DSP F28069 da Texas Instruments, o sample and hold, o ganho do AD, o ganho do sensor de corrente e o filtro passa baixa usado no circuito de condicionamento de sinais. Foi utilizada a frequência de comutação de 80,9kHz por que essa é a frequência de ressonância dos componentes reais utilizados no protótipo.

Os dados obtidos do PSIM são importados para o Mathcad abaixo:

Resposta_frequência_Io :=  Análise dinâmica de FTU_NC de corrente.txt

Importa a tabela com os dados do diagrama de Bode

n := 1 .. 250

Índice para os vetores

Frequência_Io_n := Resposta_frequência_Io_n,0

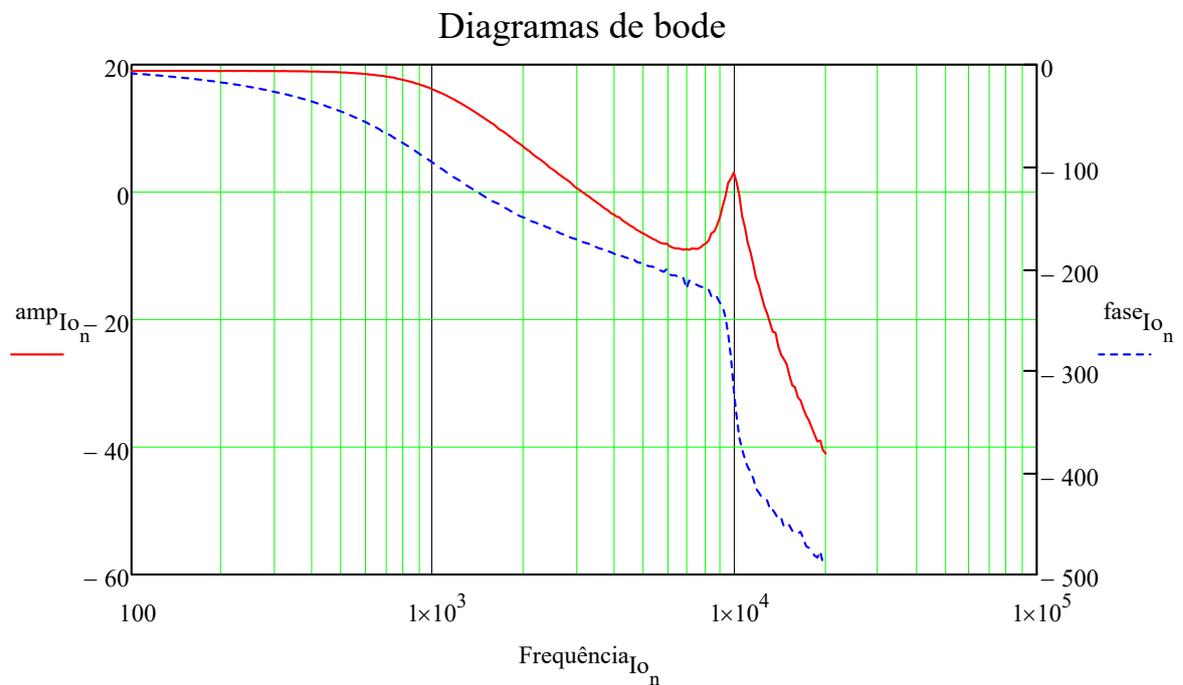
Frequências analisadas

amp_Io_n := Resposta_frequência_Io_n,1

Amplitude da tensão de saída em dB em função da frequência

fase_Io_n := Resposta_frequência_Io_n,2

Fase da tensão de saída em graus em função da frequência



Função de transferência de laço aberto não compensada

$$\text{absFTLA}_{\text{NC}_{\text{Io}_n}} := 10^{\frac{\text{amp}_{\text{Io}_n}}{20}}$$

Módulo da função de transferência de laço aberto não compensada

$$\text{argFTLA}_{\text{NC}_{\text{Io}_n}} := \frac{\pi}{180} \cdot \text{fase}_{\text{Io}_n}$$

Fase da função de transferência de laço aberto não compensada

Projeto do Controlador Proporcional-Integral em tempo contínuo

Frequência de chaveamento $f_s := 80.9 \cdot 10^3$

Operação com números complexos: $j := \sqrt{-1}$

Índice referente à frequência de cruzamento desejada $m := 126$

Frequência de cruzamento: $\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot \text{Frequência}_{\text{Io}_m} = 6.342 \times 10^3$

Margem de fase: $M_{\text{fase}} := 60 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.047$

Parâmetro ω_z do controlador: $\omega_z := \frac{\omega_c}{\tan\left(M_{\text{fase}} - \frac{\pi}{2} - \text{argFTLA}_{\text{NC}_{\text{Io}_m}}\right)} = 3.529 \times 10^3$

Constante de tempo: $\tau_z := \frac{1}{\omega_z} = 2.834 \times 10^{-4}$

Parâmetro k_c do controlador:

$$k_c := \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} \cdot \text{absFTLA}_{\text{NC_Io}_m}} = 0.133$$

Controlador PI:

$$C_{\text{PI}_n} := \frac{k_c \cdot [j \cdot (2 \cdot \pi \text{ Frequência}_{\text{Io}_n}) + \omega_z]}{j \cdot (2 \cdot \pi \text{ Frequência}_{\text{Io}_n})}$$

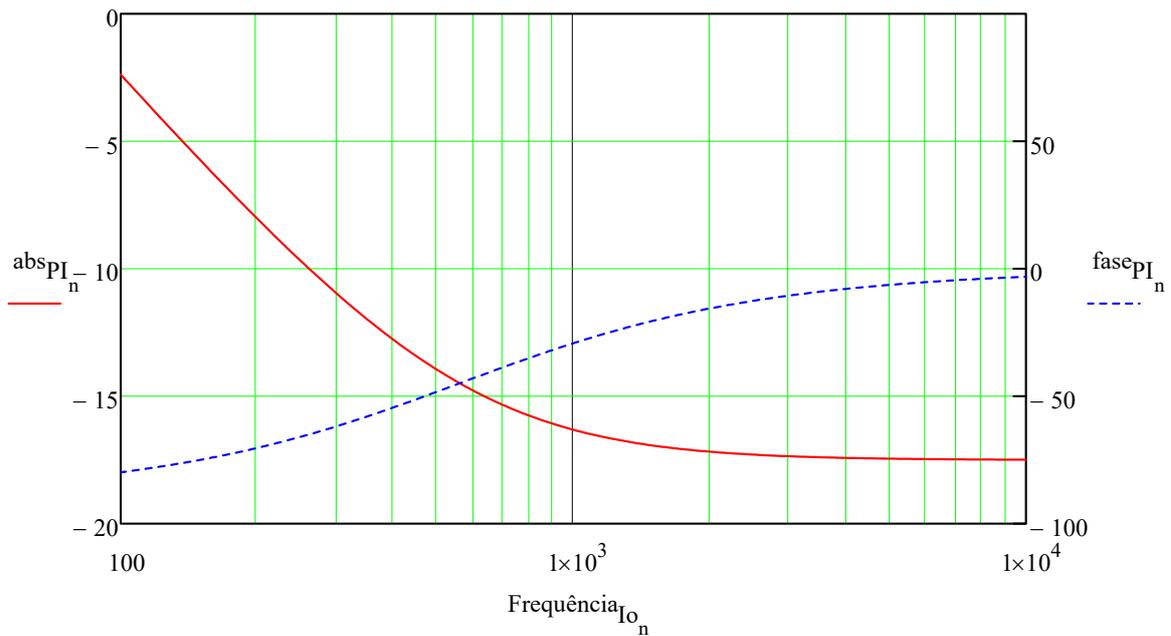
Módulo do PI:

$$\text{abs}_{\text{PI}_n} := 20 \cdot \log(|C_{\text{PI}_n}|)$$

Fase do PI:

$$\text{fase}_{\text{PI}_n} := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_{\text{PI}_n})$$

Diagramas de bode do PI



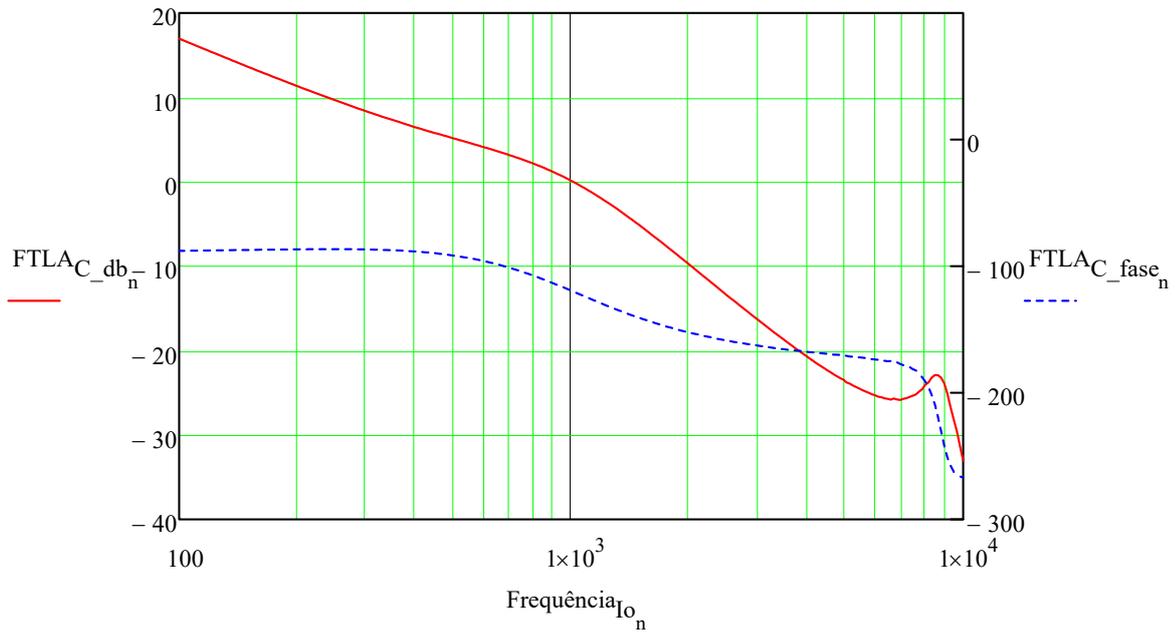
Módulo da FTLA Compensada:

$$\text{FTLA}_{C_db_n} := 20 \cdot \log(|C_{\text{PI}_n}| \cdot \text{absFTLA}_{\text{NC_Io}_n})$$

Fase da FTLA Compensada:

$$\text{FTLA}_{C_fase_n} := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_{\text{PI}_n}) + \text{fase}_{\text{Io}_n}$$

Diagramas de bode da FTLA Compensada



$$FTLA_{C_db_m} = 0$$

$$FTLA_{C_fase_m} = -120$$

Exportando os resultados

$$FTLA_{C_export} := \text{augment}(Frequência_{I_{O_n}}, FTLA_{C_db}, FTLA_{C_fase})$$

FTLA_C de corrente.txt

$$FTLA_{C_export}$$

Implementação Digital do Controlador Proporcional-Integral

$$T_{\text{sample}} := \frac{1}{f_s}$$

Período de amostragem

$$I_o := 10$$

Corrente de saída do conversor

$$K_i := 150 \cdot 10^{-3}$$

Ganho do sensor de corrente

$$K_{AD} := 1240.90909$$

Ganho do AD

$$K_0 := \frac{k_c \cdot \omega_z \cdot T_{\text{sample}} + 2k_c}{2} = 0.1360697846$$

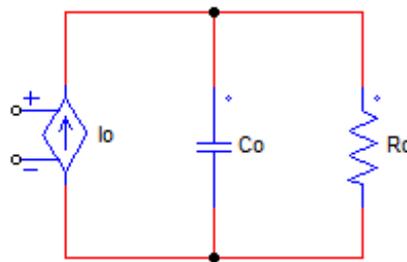
$$K_1 := \frac{k_c \cdot \omega_z \cdot T_{\text{sample}} - 2k_c}{2} = -0.1302610021$$

$$I_{o_ref} := I_o \cdot K_1 \cdot K_{AD} = 1861.36364$$

Valor que representa a corrente de referência internamente no DSP

Controlador de tensão

O função de transferência da tensão de saída em relação à corrente de saída pode ser modelada pelo seguinte circuito:



$$R_o := 5.6$$

$$C_o := 1.68 \cdot 10^{-3}$$

$$G_{vo}(\omega) := \frac{R_o}{C_o \cdot R_o \cdot (j \cdot \omega) + 1}$$

Função de transferência da tensão em relação à corrente

$$K_v := \frac{2.5 \cdot 120}{5.6 \cdot 10^3} = 0.05357$$

Ganho do sensor de tensão

$$ZOH(\omega) := \frac{1 - e^{-(j \cdot \omega) \cdot T_{\text{sample}}}}{(j \cdot \omega) \cdot T_{\text{sample}}}$$

Função de transferência do ZOH

$$F_{PB}(\omega) := \frac{7.331e10}{(j \cdot \omega)^2 + 3.886e05 \cdot (j \cdot \omega) + 7.331e10}$$

Função de transferência do filtro PB

$$FTLA_{NC_v}(\omega) := \frac{G_{vo}(\omega) \cdot K_v \cdot F_{PB}(\omega) \cdot ZOH(\omega)}{K_i}$$

Função de transferência de laço aberto não compensada

Projeto do Controlador Proporcional-Integral em tempo contínuo

Frequência de cruzamento: $\omega_{c_v} := 2 \cdot \pi \cdot 100 = 628.319$

Margem de fase: $M_{fase_v} := 60 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.047$

Parâmetro ω_z do controlador: $\omega_{z_v} := \frac{\omega_{c_v}}{\tan\left(M_{fase_v} - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{NC_v}(\omega_{c_v}))\right)} = 512.234$

Constante de tempo: $\tau_{z_v} := \frac{1}{\omega_{z_v}} = 1.952 \times 10^{-3}$

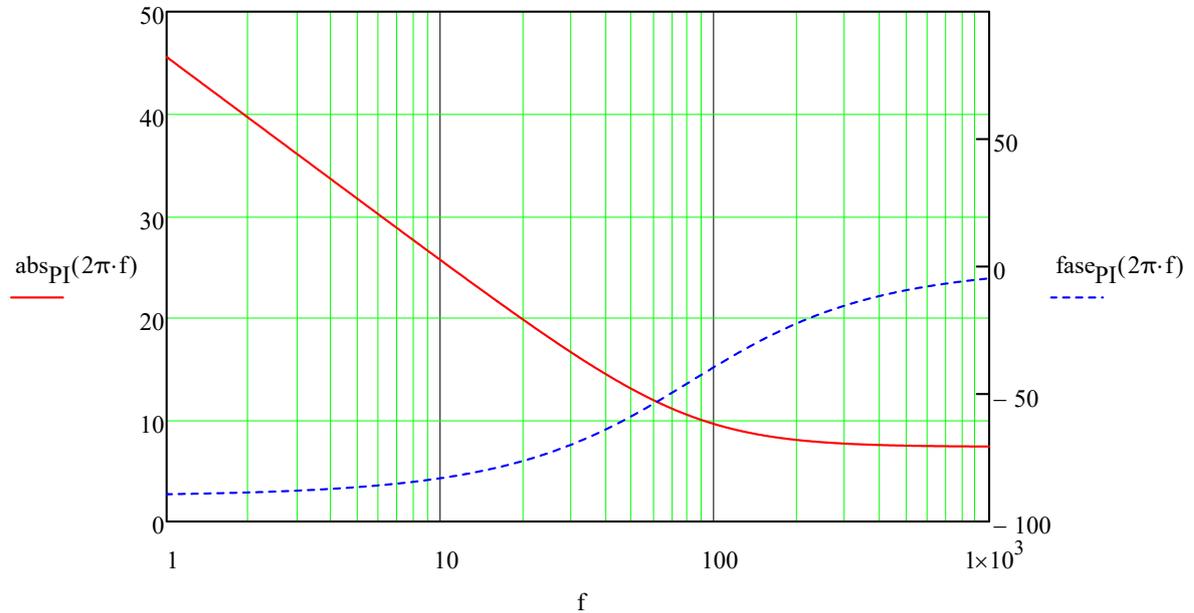
Parâmetro k_c do controlador: $k_{c_v} := \frac{\omega_{c_v}}{\sqrt{\omega_{c_v}^2 + \omega_{z_v}^2} \cdot |FTLA_{NC_v}(\omega_{c_v})|} = 2.323$

Controlador PI: $C_{PI_v}(\omega) := \frac{k_{c_v} \cdot (j \cdot \omega + \omega_{z_v})}{j \cdot \omega}$

Módulo do PI: $abs_{PI}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_{PI_v}(\omega)|)$

Fase do PI:
$$\text{fase}_{\text{PI}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_{\text{PI}_v}(\omega))$$

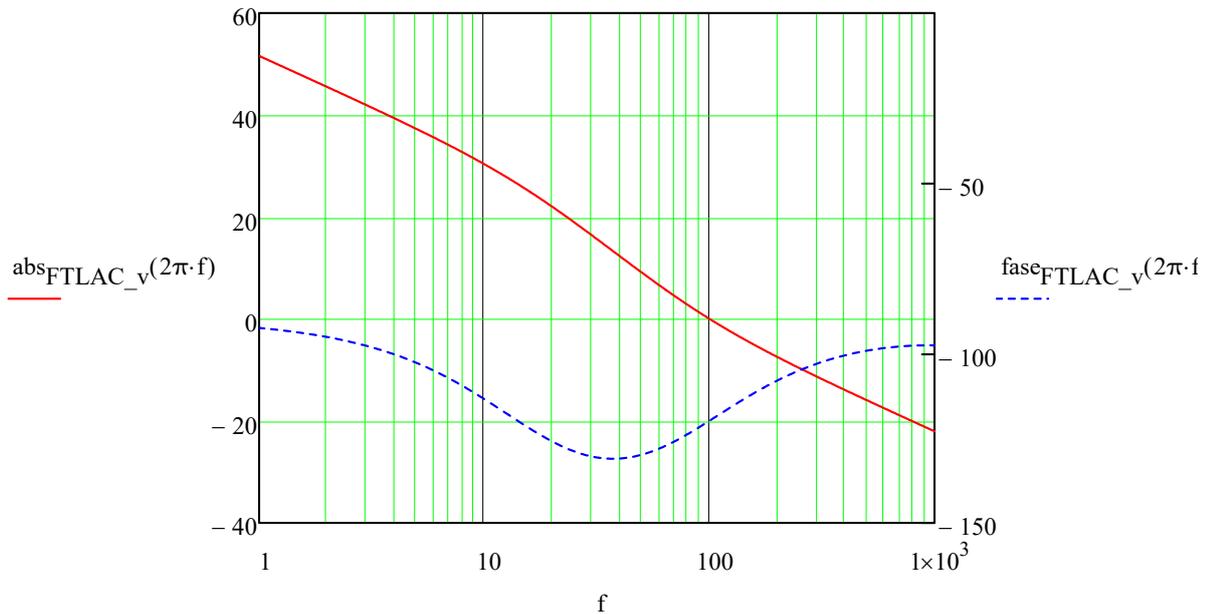
Diagramas de bode do PI



Módulo da FTLA Compensada:
$$\text{abs}_{\text{FTLAC}_v}(\omega) := 20 \cdot \log(|C_{\text{PI}_v}(\omega)| \cdot |\text{FTLAC}_{\text{NC}_v}(\omega)|)$$

Fase da FTLA Compensada:
$$\text{fase}_{\text{FTLAC}_v}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C_{\text{PI}_v}(\omega)) + \frac{180}{\pi} \arg(\text{FTLAC}_{\text{NC}_v}(\omega))$$

Diagramas de bode da FTLA Compensada



$$\text{abs}_{\text{FTLAC}_v}(\omega_{c_v}) = 1.929 \times 10^{-15}$$

$$\text{fase}_{\text{FTLAC}_v}(\omega_{c_v}) = -120$$

Implementação Digital do Controlador Proporcional-Integral

$$V_o := 56$$

Tensão de saída do conversor

$$K_{0_v} := \frac{k_{c_v} \cdot \omega_{z_v} \cdot T_{\text{sample}} + 2k_{c_v}}{2} = 2.330719495$$

$$K_{1_v} := \frac{k_{c_v} \cdot \omega_{z_v} \cdot T_{\text{sample}} - 2k_{c_v}}{2} = -2.3160086713$$

$$V_{o_ref} := V_o \cdot K_v \cdot K_{AD} = 3722.72727$$

Valor que representa a tensão de referência internamente no DSP

APÊNDICE C

CÓDIGO IMPLEMENTADO NO
MICROCONTROLADOR

Carregador_de_bateria_Flash_F28069.c

```

1/* UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
2 * PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENG. ELÉTRICA
3 *
4 * INSTITUTO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA
5 * E ENERGIAS RENOVÁVEIS
6 *
7 * Projeto:
8 *     High Frequency Inverter com controle de tensão e corrente
9 *     versão com código gravado na Flash
10 * Descrição:
11 *     Modulação Phase-shift para o inversor de alta frequência de um
12 *     carregador de baterias sem fio para veículos elétricos com
13 *     controle da corrente e tensão de saída
14 * Hardware:
15 *     DSP F28069
16 * Autor:
17 *     Filipe Tavares Carneiro
18 * Local e Data:
19 *     Florianópolis - SC
20 *     06/12/2019
21 */
22
23//
24// Included Files
25//
26#include "DSP28x_Project.h" // Device Headerfile and Examples Include File
27
28//
29// Function Prototypes
30//
31void InitEPwm1(void); // Set the EPwm1 module
32void InitEPwm2(void); // Set the EPwm2 module
33void InitSOC(void); // Set SOC
34__interrupt void adc_isr(void); // EOC routine (Control routine)
35
36Uint16 phase=0;
37Uint16 Vo=0;
38Uint16 Io=0;
39Uint16 EPwm1TBPRD = 1087;
40
41//
42// Voltage control variables
43//
44float Vo_ref = 3620; // 56V
45float erro_v;
46float erro_v_comp;
47float erro_v_ant;
48float erro_v_comp_ant;
49
50float K0_v = 2.330719495;
51float K1_v = -2.3160086713;
52
53//
54// Current control variables
55//
56float Io_max = 1861; // 10A
57float Io_ref = 0;
58float erro_i;
59float erro_i_comp;
60float erro_i_ant;
61float erro_i_comp_ant;

```

```
62
63 float K0_i = 0.1339886475;
64 float K1_i = -0.1286113525;
65
66 //
67 // Main
68 //
69 void main(void)
70 {
71     //
72     // Needed when software was saved in Flash
73     //
74     extern Uint16 RamfuncsLoadStart;
75     extern Uint16 RamfuncsLoadSize;
76     extern Uint16 RamfuncsRunStart;
77     memcpy(&RamfuncsRunStart, &RamfuncsLoadStart, &RamfuncsLoadSize);
78     InitFlash();
79
80     //
81     // Step 1. Initialize System Control:
82     // PLL, WatchDog, enable Peripheral Clocks
83     // This example function is found in the F2806x_SysCtrl.c file.
84     //
85     InitSysCtrl();
86
87     //
88     // Step 2. Initialize GPIO:
89     // This example function is found in the F2806x_Gpio.c file and
90     // set all GPIO pins as low logic level outputs
91     //
92     InitGpio();
93
94     //
95     // For this case just init GPIO pins for ePWM1, ePWM2
96     // These functions are in the F2806x_EPwm.c file
97     //
98     InitEPwm1Gpio();
99     InitEPwm2Gpio();
100
101     //
102     // Step 3. Clear all interrupts and initialize PIE vector table:
103     // Disable CPU interrupts
104     //
105     DINT;
106
107     //
108     // Initialize the PIE control registers to their default state.
109     // The default state is all PIE interrupts disabled and flags
110     // are cleared.
111     // This function is found in the F2806x_PieCtrl.c file.
112     //
113     InitPieCtrl();
114
115     //
116     // Disable CPU interrupts and clear all CPU interrupt flags
117     //
118     IER = 0x0000;
119     IFR = 0x0000;
120
121     //
122     // Initialize the PIE vector table with pointers to the shell Interrupt
```

```
123 // Service Routines (ISR).
124 // This will populate the entire table, even if the interrupt
125 // is not used in this example. This is useful for debug purposes.
126 // The shell ISR routines are found in F2806x_DefaultIsr.c.
127 // This function is found in F2806x_PieVect.c.
128 //
129 InitPieVectTable();
130
131 //
132 // Interrupts that are used in this example are re-mapped to
133 // ISR functions found within this file.
134 //
135 EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
136 PieVectTable.ADCINT1 = &adc_isr;
137 EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers
138
139 //
140 // Step 4. Initialize all the Device Peripherals:
141 // This function is found in F2806x_InitPeripherals.c
142 //
143 // InitPeripherals(); // Not required for this example
144
145 //
146 // Call InitSOC() function
147 //
148 InitSOC();
149
150 //
151 // Call InitEPwm1() and InitEPwm2() functions
152 //
153 EALLOW;
154 SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0;
155 EDIS;
156
157 InitEPwm1();
158 InitEPwm2();
159
160 EALLOW;
161 SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;
162 EDIS;
163
164 //
165 // Enable CPU Interrupt 1 which is connected to ADCINT1 INT
166 //
167 IER |= M_INT1;
168
169 //
170 // Enable ADCINT1 in the PIE: Group 1 interrupt 1-1
171 //
172 PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1;
173
174
175 //
176 // Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events
177 //
178 EINT; // Enable Global interrupt INTM
179 ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGEM
180
181 //
182 // Step 5. IDLE loop. Just sit and loop forever
183 //
```

```

184     for(;;)
185     {
186         __asm("        NOP");
187     }
188 }
189
190 //
191 // InitEPwm1 -
192 //
193 void
194 InitEPwm1()
195 {
196     EPwm1Regs.TBPRD = EPwm1TBPRD; // Set the frequency
197     EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 543; // Set 50% fixed duty for EPWM1A
198     EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero
199     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Asymmetrical mode
200     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Master module
201     EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
202     EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Sync down-stream module
203     EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; // Set time-base clock prescale to one
204     EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Set time-base clock prescale to one
205     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
206     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
207     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
208     EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
209     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET; // set actions for EPWM1A
210     EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
211     EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
212     EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
213     EPwm1Regs.DBFED = 32; // FED = 32 TBCLKs
214     EPwm1Regs.DBRED = 32; // RED = 32 TBCLKs
215 }
216
217 //
218 // InitEPwm2 -
219 //
220 void
221 InitEPwm2()
222 {
223     EPwm2Regs.TBPRD = EPwm1TBPRD; // Set the frequency
224     EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 543; // Set 50% fixed duty EPWM2A
225     EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Set Phase register to zero initially
226     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP; // Asymmetrical mode
227     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE; // Slave module
228     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
229     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN; // sync flow-through
230     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; // Set time-base clock prescale to one
231     EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // Set time-base clock prescale to one
232     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
233     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
234     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
235     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO; // load on CTR=Zero
236     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET; // set actions for EPWM2A
237     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;
238     EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE; // enable Dead-band module
239     EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC; // Active Hi complementary
240     EPwm2Regs.DBFED = 32; // FED = 32 TBCLKs
241     EPwm2Regs.DBRED = 32; // RED = 32 TBCLKs
242 }
243
244 //

```

```

245 // InitSOC -
246 //
247 void
248 InitSOC()
249 {
250     InitAdc();
251     AdcOffsetSelfCal();
252
253     EALLOW;
254     AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1; // INT pulse generation occurs 1 cycle prior
to ADC result latching into its result register
255     AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1E = 1; // Enabled ADCINT1
256     AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1CONT = 0; // Disable ADCINT1 Continuous mode
257     AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1SEL = 1; // EOC1 is trigger for ADCINT1
258     AdcRegs.ADCSAMPLEMODE.bit.SIMULEN0 = 1; // Set simultaneous sample for SOC0 and SOC1
259     AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0; // Set ADCINA0 and ADCINB0 to be converted
260     AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5; // Set EPWM1 ADCSOCA to trigger SOC0
261     AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 6; // Set SOC0 S/H Window to 7 ADC Clock
Cycles, (6 ACQPS plus 1)
262     EDIS;
263
264     // Assumes EPWM1 clock is already enabled in InitSysCtrl();
265     EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; // Enable SOC on A group
266     EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 2; // Set SOC to occur when TBCTR = TBPRD
267     EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Generate pulse on 1st event
268 }
269
270 //
271 // adc_isr -
272 //
273 __interrupt void
274 adc_isr() // Interrupção gerada pela leitura do ADC
275 {
276     Vo=AdcResult.ADCRESULT0; // Lê o AD
277     Io=AdcResult.ADCRESULT1; // Lê o AD
278
279     //
280     // CONTROLADOR DE TENSÃO
281     //
282     // Cálculo do erro
283     erro_v = Vo_ref-Vo;
284
285     // Controlador PI
286     erro_v_comp= erro_v_comp_ant + K0_v*erro_v + K1_v*erro_v_ant;
287
288     // Saturador
289     if (erro_v_comp > Io_max) erro_v_comp=Io_max; // limita a referência de corrente
máxima
290     if (erro_v_comp < 0) erro_v_comp=0; // limita a referência de corrente
mínima
291
292     erro_v_comp_ant=erro_v_comp;
293     erro_v_ant=erro_v;
294
295     Io_ref=erro_v_comp; // A referência para o controlador de corrente é a saída do
controlador de tensão
296
297     //
298     // CONTROLADOR DE CORRENTE
299     //
300     // Cálculo do erro

```

```
301     erro_i = Io_ref-Io;
302
303     // Controlador PI
304     erro_i_comp= erro_i_comp_ant + K0_i*erro_i + K1_i*erro_i_ant;
305
306     // Saturador
307     if (erro_i_comp > 550) erro_i_comp=550; // limita a defasagem máxima
308     if (erro_i_comp < 50) erro_i_comp=50;   // limita a defasagem mínima
309
310     erro_i_comp_ant=erro_i_comp;
311     erro_i_ant=erro_i;
312
313     // Retorna o resultado para o modulador
314     phase = EPwm1TBPRD-erro_i_comp;
315     EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = phase; // Set Phase register
316
317     GpioDataRegs.GPATOGGLE.all = 0x0010; // Toggle GPIO4
318
319     AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; // Clear ADCINT1 flag reinitialize for next
SOC
320     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE
321
322     return;
323 }
324
325 //
326 // End of File
327 //
328
329
```


APÊNDICE D

ESQUEMÁTICO E *Layout* DAS PLACAS DE
POTÊNCIA

Figura D.1 – Esquemático da placa de potência do transmissor.

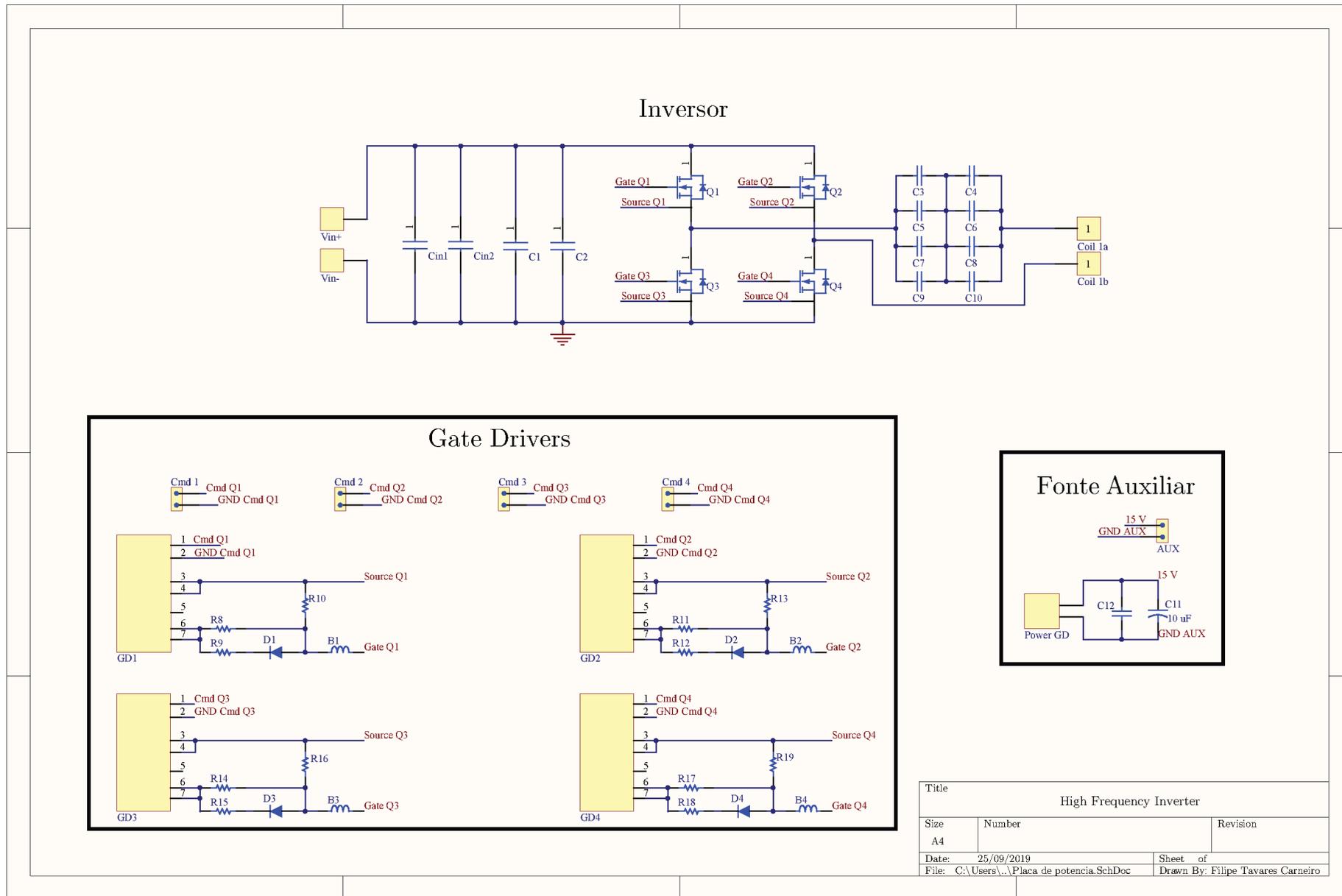


Figura D.2 – *Layout* da placa de potência do transmissor.

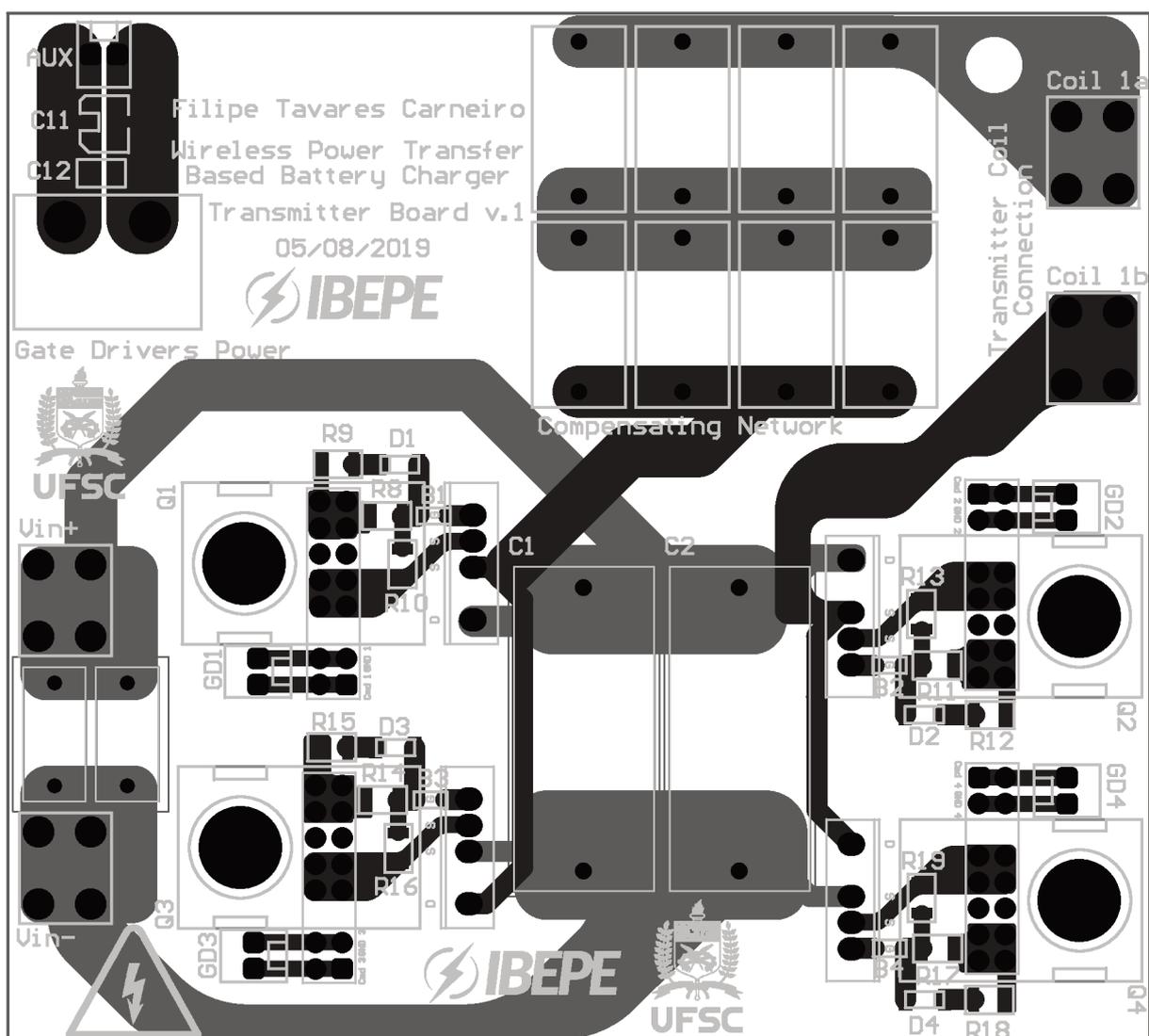


Figura D.3 – Esquemático da placa de potência do receptor.

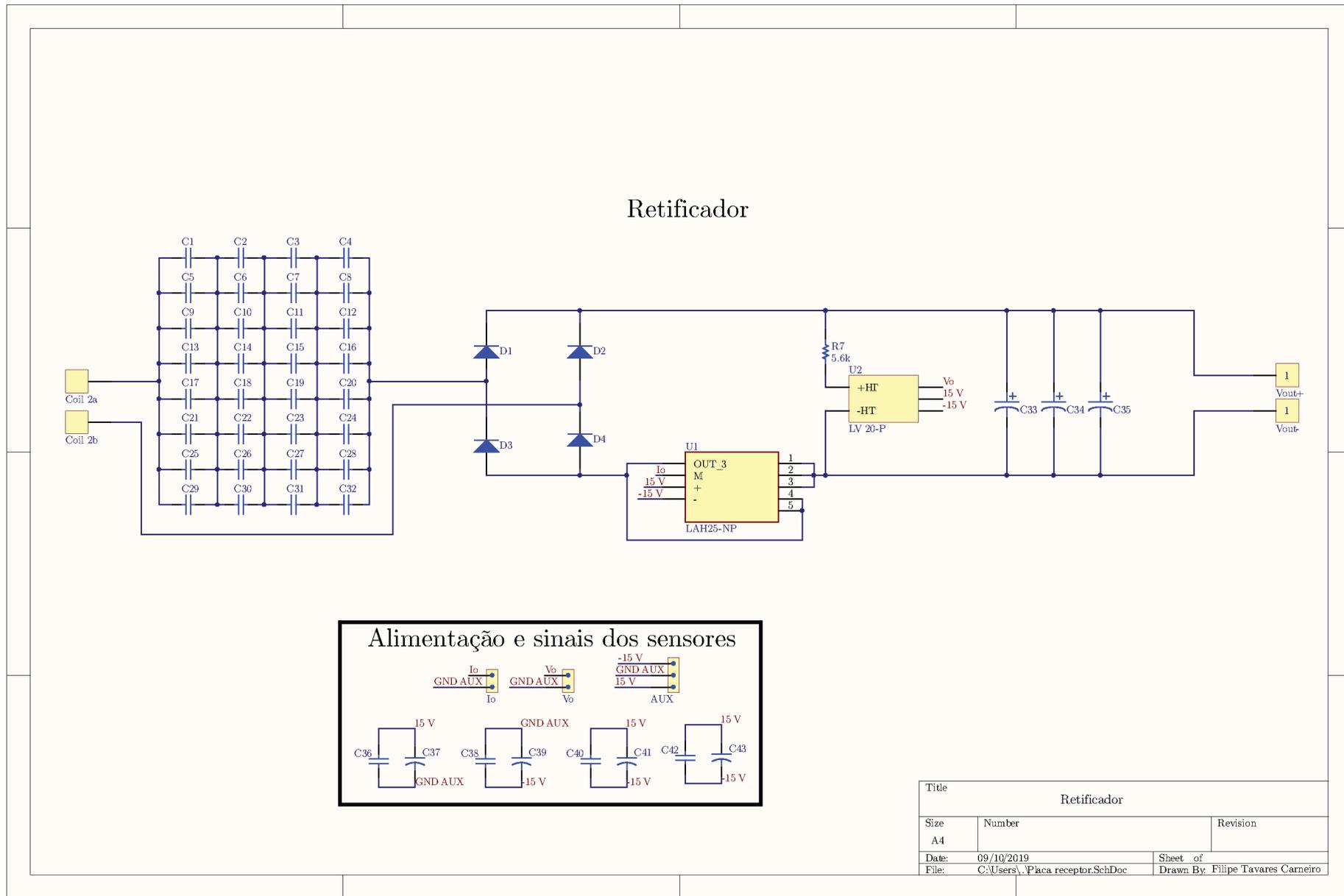


Figura D.4 – Layout da placa de potência do receptor.

