



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
INEP - INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

GUILHERME ANDRÉ TOMASI BAUER

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL NÃO ISOLADO DE ALTO GANHO
BASEADO EM CÉLULAS DE INDUTORES E CAPACITORES CHAVEADOS**

FLORIANÓPOLIS

2026

GUILHERME ANDRÉ TOMASI BAUER

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL NÃO ISOLADO DE ALTO GANHO
BASEADO EM CÉLULAS DE INDUTORES E CAPACITORES CHAVEADOS**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coorientadora: Jéssika Melo de Andrade, Dra.

Florianópolis

2026

Bauer, Guilherme André Tomasi

Conversor cc-cc bidirecional não isolado de alto ganho baseado em células de indutores e capacitores chaveados / Guilherme André Tomasi Bauer ; orientador, Telles Brunelli Lazzarin, coorientadora, Jéssika Melo de Andrade, 2026.

134 p.

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

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor cc-cc bidirecional não isolado. 3. Alta taxa de conversão. 4. Indutores chaveados. 5. Capacitores chaveados. I. Lazzarin, Telles Brunelli. II. Andrade, Jéssika Melo de. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Guilherme André Tomasi Bauer

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL NÃO ISOLADO DE ALTO GANHO BASEADO EM CÉLULAS DE INDUTORES E CAPACITORES CHAVEADOS

O presente trabalho em nível de Mestrado foi avaliado e aprovado, em 12 de dezembro de 2025, pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

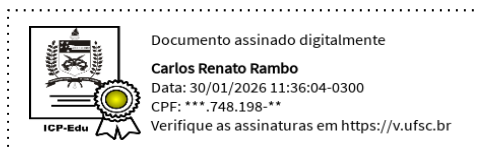
Prof. Clovis Antonio Petry, Dr.

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

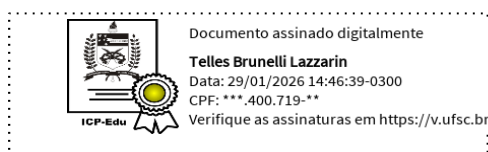
Prof. Marcos Antônio Salvador, Dr.

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina

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

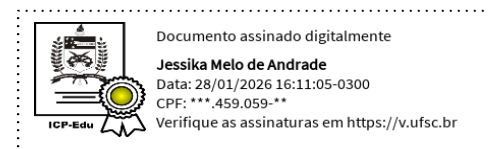


Coordenação do Programa de Pós-Graduação



Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Orientador



Profa. Jéssika Melo de Andrade, Dra.

Coorientadora

Florianópolis, 2026.

À minha esposa Jéssica e à minha filha Manuela.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus orientadores, professor Telles Brunelli Lazzarin e professora Jéssika Melo de Andrade, pela orientação, constante estímulo, paciência e valiosas contribuições ao longo de toda a realização deste trabalho.

Aos membros da banca examinadora, professor Clovis Antonio Petry e professor Marcos Antônio Salvador, pela dedicação na análise e pelas relevantes contribuições para o aprimoramento desta dissertação.

Aos professores, técnicos e colegas do INEP, pelas discussões técnicas, ensinamentos e por toda a ajuda sempre que eu precisei. Foi muito gratificante retornar ao laboratório e encontrar o mesmo clima de companheirismo e cooperação de anos atrás. Agradeço em especial aos amigos Tiago Peron Metzger, Luis Henrique Demeneck Sismeiro, Douglas Mendes Sotoriva, Ion dos Santos e Mateus de Freitas Bueno.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina e ao INEP, pela infraestrutura disponibilizada e pelo ambiente acadêmico de alto nível.

À minha esposa e à minha filha, pelo amor, compreensão e apoio incondicional em todos os momentos desta jornada.

Ao meu pai (*in memoriam*) e à minha mãe pelo exemplo, incentivo e por nunca terem poupado esforços para me garantir uma sólida formação.

A todos aqueles que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho, direta ou indiretamente, o meu sincero muito obrigado.

*“Ninguém é tão grande que não possa aprender,
nem tão pequeno que não possa ensinar.”*

Esopo.

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo, projeto e validação experimental de um conversor CC-CC bidirecional não isolado de alto ganho, baseado em uma célula ativa de indutores chaveados e uma célula ativa de capacitores chaveados. O conversor proposto é capaz de operar nos modos elevador e abaixador, mantendo elevado ganho de tensão e reduzido número de componentes em comparação com soluções existentes. O documento aborda a análise estática e dinâmica da topologia proposta, incluindo a modelagem orientada ao controle e o projeto dos controladores de tensão e corrente em ambos os fluxos de potência. A topologia e análise realizada é validada por meio de simulações numéricas e resultados experimentais em um protótipo de 300 W com frequência de comutação de 50 kHz, 48 V no lado de baixa tensão e 380 V no lado de alta tensão. Os resultados demonstraram que o conversor possui alta taxa de conversão tanto no modo elevador como no modo abaixador de tensão, com rendimento satisfatório, de aproximadamente 92%, em ambos os sentidos do fluxo de potência.

Palavras-chave: Conversor CC-CC bidirecional; Alta taxa de conversão; Conversor não isolado; Modelagem; Controle digital; Indutores chaveados; Capacitores chaveados.

ABSTRACT

This work presents the study, design, and experimental validation of a high-gain non-isolated bidirectional DC–DC converter based on an active switched-inductor cell and an active switched-capacitor cell. The proposed converter is capable of operating in both step-up and step-down modes while maintaining a high voltage conversion ratio and a reduced number of components compared to existing solutions. The document addresses the steady-state and dynamic analyses of the proposed topology, including control-oriented modeling and the design of voltage and current controllers for both power flow directions. The proposed topology and the conducted analyses are validated through numerical simulations and experimental results obtained from a 300 W prototype operating at a switching frequency of 50 kHz, with 48 V on the low-voltage side and 380 V on the high-voltage side. The results demonstrate that the converter achieves a high conversion ratio in both step-up and step-down operating modes, with satisfactory efficiency of approximately 92% in both power flow directions.

Keywords—Bidirectional DC-DC converter; High conversion ratio; Non-isolated converter; Modeling; Digital control; Switched inductors; Switched capacitors.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Configuração simplificada de um PEV.....	17
Figura 2. Conversor boost bidirecional.....	18
Figura 3. Técnicas para obtenção de alto ganho utilizadas em conversores CC-CC não isolados.....	19
Figura 4. Células SC e SL step-up e step-down unidirecionais, propostas por [3]: (a) Dn1, (b) Dn2, (c) Dn3, (d) Up1, (e) Up2 e (f) Up3.....	21
Figura 5. Exemplos de células bidirecionais a capacitores chaveados: (a) Circuito de Villard, (b) Circuito de Greinacher e (c) ASC.....	22
Figura 6. Exemplos de células bidirecionais indutores chaveados: (a) SL básica e (b) ASL.....	22
Figura 7. Conversor bidirecional de alto ganho proposto.....	23
Figura 8 – Topologia do conversor em estudo.....	26
Figura 9. Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor.....	27
Figura 10. Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor.....	28
Figura 11. Principais formas de onda do conversor operando como elevador de tensão.....	29
Figura 12. Principais formas de onda do conversor operando como abaixador de tensão.....	30
Figura 13 – Modelagem dos elementos parasitas no modo elevador de tensão.....	33
Figura 14 – Curvas de ganho elevador por razão cíclica considerando elementos parasitas.....	35
Figura 15 – Modelagem das perdas concentradas no modo abaixador de tensão.....	36
Figura 16 – Curvas de ganho abaixador pela razão cíclica D considerando elementos parasitas.....	37
Figura 17 – Curvas de ganho abaixador pela razão cíclica D_{buck} considerando elementos parasitas.....	38
Figura 18 – Forma da onda da corrente do capacitor $Cf1$	44
Figura 19 – Forma da onda da corrente do capacitor $Cf2$	45

Figura 20 – Circuito para a modelagem voltada ao controle de tensão no modo elevador.....	53
Figura 21 – Circuito para a modelagem voltada ao controle de tensão no modo abaixador.....	56
Figura 22 – Circuito para a modelagem voltada ao controle da corrente i_2 .	58
Figura 23 – Circuito para a modelagem voltada ao controle da corrente i_1 .	59
Figura 24 – Validação da função de transferência v_1/d no domínio da frequência.....	63
Figura 25 – Validação da função de transferência v_1/d no domínio do tempo.	63
Figura 26 – Validação da função de transferência v_2/d no domínio da frequência.....	64
Figura 27 – Validação da função de transferência v_2/d no domínio do tempo.	64
Figura 28 – Validação da função de transferência i_1/d no domínio da frequência.....	65
Figura 29 – Validação da função de transferência i_1/d no domínio do tempo.	66
Figura 30 – Validação da função de transferência i_2/d no domínio da frequência.....	66
Figura 31 – Validação da função de transferência i_2/d no domínio do tempo.	67
Figura 32 – Diagrama de controle da corrente (a) e tensão (b) para o modo elevador de tensão.....	68
Figura 33 – Diagrama de controle da corrente (a) e tensão (b) para o modo abaixador de tensão.....	68
Figura 34 – Imagem do protótipo implementado.	73
Figura 35 – Resultados no modo elevador de tensão: Corrente (I_1) e tensão (V_1) no lado de baixa e corrente (I_2) e tensão (V_2) do lado alta - (a) experimental e (b) simulação.	74
Figura 36 – Corrente na fonte V_1 , em azul, antes do capacitor C_{f1}	75

Figura 37 – Resultados no modo elevador de tensão: Tensão nos interruptores da célula ASL ($VS1$ e $VS2$) e da célula ASC ($VS3$ e $VS4$) - (a) experimental e (b) simulação.	76
Figura 38 – Resultados no modo elevador de tensão: Corrente nos indutores da célula ASL ($IL1$ e $IL2$) - (a) experimental e (b) simulação.	76
Figura 39 – Resultados no modo elevador de tensão: Tensão nos capacitores da célula ASC ($VC1$ e $VC2$) - (a) experimental e (b) simulação.	77
Figura 40 – Resultados do controle de corrente no modo elevador de tensão: Tensão ($V2$) e corrente ($I2$) no lado de alta tensão - (a) experimental e (b) simulação.	77
Figura 41 – Resultados do controle de tensão no modo elevador de tensão: Tensão ($V2$) e corrente ($I2$) no lado de alta tensão. Degrau negativo de carga - (a) experimental e (b) simulação.	78
Figura 42 – Resultados do controle de tensão no modo elevador de tensão: Tensão ($V2$) e corrente ($I2$) no lado de alta tensão. Degrau positivo de carga - (a) experimental e (b) simulação.	79
Figura 43 – Curva experimental de rendimento x potência, no modo elevador de tensão.....	80
Figura 44 – Curva experimental de rendimento x ganho, no modo elevador de tensão e potência constante.....	81
Figura 45 – Distribuição teórica das perdas no conversor.....	81
Figura 46 – Curva de regulação estática experimental, no modo elevador de tensão.	82
Figura 47 – Curva experimental de ganho por razão cíclica, no modo elevador de tensão.....	83
Figura 48 – Resultados no modo abaixador de tensão: Corrente ($I1$) e tensão ($V1$) no lado de baixa e corrente ($I2$) e tensão ($V2$) do lado alta - (a) experimental e (b) simulação.	84
Figura 49 – Resultados no modo abaixador de tensão: Tensão nos interruptores da célula ASL ($VS1$ e $VS2$) e da célula ASC ($VS3$ e $VS4$) - (a) experimental e (b) simulação.	85
Figura 50 – Resultados no modo abaixador de tensão: Corrente nos indutores da célula ASL ($IL1$ e $IL2$) - (a) experimental e (b) simulação.	85

Figura 51 – Resultados no modo abaixador de tensão: Tensão nos capacitores da célula ASC ($VC1$ e $VC2$) - (a) experimental e (b) simulação.	86
Figura 52 – Resultados do controle de corrente no modo abaixador de tensão: Tensão ($V1$) e corrente ($I1$) no lado de baixa tensão - (a) experimental e (b) simulação.	87
Figura 53 – Resultados do controle de tensão no modo abaixador de tensão: Tensão ($V1$) e corrente ($I1$) no lado de baixa tensão. Degrau positivo de carga - (a) experimental e (b) simulação.	88
Figura 54 – Resultados do controle de tensão no modo abaixador de tensão: Tensão ($V1$) e corrente ($I1$) no lado de baixa tensão. Degrau negativo de carga - (a) experimental e (b) simulação.	88
Figura 55 – Curva experimental de rendimento x potência, no modo abaixador de tensão.	89
Figura 56 – Curva experimental de rendimento x ganho, no modo abaixador de tensão.	90
Figura 57 – Curva experimental de regulação estática, no modo abaixador de tensão.	90
Figura 58 – Curva experimental de ganho pela razão cíclica D , no modo abaixador de tensão.	91
Figura 59 – Curva experimental de ganho pela razão cíclica D_{buck} , no modo abaixador de tensão.	91
Figura 60 – Comparação do ganho elevador de tensão com outras topologias da literatura.	93
Figura 61 – Comparação do ganho abaixador de tensão com outras topologias da literatura.	94

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Etapas de transferência e armazenamento de energia.	31
Tabela 2 – Resumo das equações para dimensionamento dos componentes passivos.	46
Tabela 3 – Especificações de projeto.	47
Tabela 4 – Componentes do protótipo.	47
Tabela 5 – Valores calculados dos esforços de tensão e corrente nos interruptores.	48
Tabela 6 – Características dos interruptores utilizados no protótipo.	48
Tabela 7 – Resumo dos esforços de tensão e corrente nos componentes conversor.	49
Tabela 8 – Parâmetros das cargas utilizadas para validação das funções de transferência.	61
Tabela 9 – Parâmetros de projeto dos controladores PI.	71
Tabela 10 – Coeficientes dos controladores discretos implementados no DSP.	72
Tabela 11 – Dados dos principais componentes empregados no protótipo.	73
Tabela 12 – Comparação entre estruturas propostas na literatura.	93
Tabela 13 – Comparação do rendimento entre estruturas propostas na literatura.	94

LISTA DE ABREVIATURAS

ASC	Célula ativa de capacitores chaveados (<i>Active Switched Capacitor</i>)
ASL	Célula ativa de indutores chaveados (<i>Active Switched Inductor</i>)
ATC	Alta Taxa de Conversão
BESS	Sistema de armazenamento de energia em baterias (<i>Battery Energy Storage System</i>)
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
EMI	Interferência eletromagnética (<i>Electromagnetic Interference</i>)
ATC	Alta Taxa de Conversão
FT	Função de Transferência
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
LED	Diodo emissor de luz (<i>light-emitting diode</i>)
RMS	Raiz da média quadrática (<i>Root Mean Square</i>)
SC	Capacitor chaveado (<i>Switched Capacitor</i>)
SiC	Silicon Carbide
SL	Indutor chaveado (<i>Switched Inductor</i>)
SU2C	Célula elevadora 2 (<i>Step-Up 2 Cell</i>)
PSIM	Software de simulação desenvolvido pela <i>Powersim</i>
PI	Controlador Proporcional Integral
PEV	Veículo elétrico do tipo <i>Plug-in</i> (<i>Plug-in Electric Vehicles</i>)
UPS	Fonte de Energia Ininterrupta (<i>Uninterruptible Power Supply</i>)

LISTA DE VARIÁVEIS

$a_0 \dots a_4$	Coeficientes do denominador função de transferência indicada
A	Matriz de estados do modelo em espaço de estados
$b_0 \dots b_3$	Coeficientes do numerador da função de transferência indicada
B	Matriz de entradas do modelo em espaço de estados
C	Matriz de saídas do modelo em espaço de estados
C_1	Capacitância do capacitor 1 da célula de capacitores chaveados
C_2	Capacitância do capacitor 2 da célula de capacitores chaveados
C	Capacitância dos capacitores da célula de capacitores chaveados, no caso ideal onde $C_1 = C_2$
C_{f1}	Capacitância do capacitor de filtro do lado de baixa tensão do conversor
C_{f2}	Capacitância do capacitor de filtro do lado de alta tensão do conversor
D	Matriz de conexão entre entrada e saída do modelo em espaço de estados
d	Valor instantâneo da razão cíclica
$\tilde{d}$	Pequena variação de d em torno de D_{po} ,
D	Valor médio da razão cíclica em regime permanente
D_{buck}	Valor médio da razão cíclica do modo abaixador em regime permanente
D_{po}	Valor médio da razão cíclica do conversor no ponto de operação escolhido
f_s	Frequência de comutação do conversor
G_e	Ganho estático no modo elevador de tensão
G_a	Ganho estático no modo abaixador de tensão
$G_{i1}(s)$	Função de transferência de $\tilde{i}_1/\tilde{d}$

$G_{i2}(s)$	Função de transferência de $\tilde{i}_2/\tilde{d}$
$G_{v1}(s)$	Função de transferência de $\tilde{v}_1/\tilde{d}$
$G_{v2}(s)$	Função de transferência de $\tilde{v}_2/\tilde{d}$
i_1	Valor instantâneo da corrente no lado de baixa tensão do conversor
$\dot{i}_1$	Derivada de i_1
$\tilde{i}_1$	Pequena variação de i_1 em torno de I_{1po} ,
I_1	Valor médio da corrente no lado de baixa tensão do conversor
I_{1po}	Valor médio da corrente no lado de baixa tensão do conversor no ponto de operação escolhido
i_2	Valor instantâneo da corrente no lado de alta tensão do conversor
$\dot{i}_2$	Derivada de i_2
$\tilde{i}_2$	Pequena variação de i_2 em torno de I_{2po} ,
I_2	Valor médio da corrente no lado de alta tensão do conversor
I_{2po}	Valor médio da corrente de alta tensão do conversor no ponto de operação escolhido
I_{cf1}	Valor médio da corrente no capacitor C_{f1}
i_L	Valor instantâneo da corrente nos indutores L_1 e L_2
$\dot{i}_L$	Derivada de i_L
I_L	Valor médio da corrente nos indutores L_1 e L_2
I_{Lpo}	Valor médio da corrente nos indutores L_1 e L_2 no ponto de operação escolhido
ΔI_L	Valor percentual da ondulação de corrente nos indutores da célula <i>ASL</i>
I_{SC}	Valor médio da corrente nos interruptores da célula <i>ASC</i> , S_3 e S_4 , durante a segunda etapa
I_{SL}	Valor médio da corrente nos interruptores da célula <i>ASL</i> , S_1 e S_2 , durante a primeira etapa

j	Unidade imaginária, $j = \sqrt{-1}$
K	Constante de ganho
L_0	Indutância do indutor do lado de alta tensão
L_1	Indutância do indutor 1 da célula de indutores chaveados
L_2	Indutância do indutor 2 da célula de indutores chaveados
L	Indutância dos indutores da célula de indutores chaveados, no caso ideal onde $L_1 = L_2$
MF	Margem de fase
η	Rendimento
P	Potência processada pelo conversor, entregue a carga
P_{perdas}	Potência dissipada nos elementos parasitas do conversor
ΔQ_{cf1}	Variação de carga no capacitor C_{f1}
ΔQ_{cf2}	Variação de carga no capacitor C_{f2}
R_1	Resistência de carga do lado de baixa tensão do conversor
R_2	Resistência de carga do lado de alta tensão do conversor
R_{bat1}	Resistência interna do modelo simplificado da bateria conectada no lado de baixa tensão do conversor
R_{bat2}	Resistência interna do modelo simplificado da bateria conectada no lado de alta tensão do conversor
$R_{ds(on)}$	Resistência do interruptor em condução
T_a	Período de amostragem do conversor AD
T_s	Período de comutação do conversor
v_1	Valor instantâneo da tensão no lado de baixa tensão do conversor
$\dot{v}_1$	Derivada de v_1
$\tilde{v}_1$	Pequena variação de v_1 em torno de V_{1p} ,
V_1	Valor médio da tensão no lado de baixa tensão do conversor

V_{1po}	Valor médio da tensão no lado de baixa tensão do conversor no ponto de operação escolhido
v_2	Valor instantâneo da tensão no lado de alta tensão do conversor
$\dot{v}_2$	Derivada de v_2
$\tilde{v}_2$	Pequena variação de v_2 em torno de V_{2po} ,
V_2	Valor médio da tensão no lado de alta tensão do conversor
V_{2po}	Tensão média no lado de alta tensão do conversor no ponto de operação escolhido
V_{bat1}	Valor médio da tensão interna do modelo simplificado da bateria conectada no lado de baixa tensão do conversor
V_{bat2}	Valor médio da tensão interna do modelo simplificado da bateria conectada no lado de alta tensão do conversor
v_C	Valor instantâneo da tensão nos capacitores da célula ASC
$\dot{v}_C$	Derivada de v_C
V_C	Valor médio da tensão nos capacitores da célula ASC
V_{Cpo}	Valor médio da tensão nos capacitores da célula ASC no ponto de operação escolhido
V_{Cef}	Valor eficaz da tensão nos capacitores da célula ASC
ΔV_C	Valor percentual da ondulação de tensão nos capacitores da célula ASC
v_L	Valor instantâneo da tensão nos indutores da célula ASL
$\dot{v}_L$	Derivada de v_L
V_L	Valor médio da tensão nos indutores da célula ASL
V_{Lpo}	Valor médio da tensão nos indutores da célula ASL no ponto de operação escolhido
V_{Lef}	Valor eficaz da tensão nos indutores da célula ASL
v_{Lo}	Valor instantâneo da tensão no indutor L_o

$\dot{v}_{Lo}$	Derivada de v_{Lo}
V_{Lo}	Valor médio da tensão no indutor L_o
$V_{Lo_{po}}$	Valor médio da tensão no indutor L_o no ponto de operação
$V_{Lo_{ef}}$	Valor eficaz da tensão no indutor L_o
V_{SC}	Valor do esforço de tensão nos interruptores da célula ASC, S_3 e S_4 , durante a primeira etapa
V_{SL}	Valor do esforço de tensão nos interruptores da célula ASL, S_1 e S_2 , durante a segunda etapa
$\vec{u}(t)$	Vetor das entradas do sistema no modelo em espaço de estados
$\vec{x}(t)$	Vetor dos estados do sistema no modelo em espaço de estados
$\vec{y}(t)$	Vetor das saídas do sistema no modelo em espaço de estados

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	16
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	16
1.2	OBJETIVOS.....	23
1.2.1	OBJETIVO GERAL	23
1.2.2	OBJETIVOS ESPECIFICOS	23
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	24
1.4	TRABALHO PUBLICADOS.....	24
2	ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR PROPOSTO.....	26
2.1	GANHO ESTÁTICO IDEAL.....	31
2.2	GANHO ESTÁTICO CONSIDERANDO ELEMENTOS PARASITAS.....	33
2.3	ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS ELEMENTOS PASSIVOS 38	
2.4	ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS SEMICONDUTORES	40
2.5	COMPONENTES PASSIVOS.....	43
2.6	DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA	46
2.7	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	50
3	ANÁLISE DINÂMICA VOLTADA AO CONTROLE DO CONVERSOR	51
3.1	EQUAÇÕES DE ESTADOS.....	51
3.2	MODELAGEM VOLTADA AO CONTROLE DA TENSÃO DO LADO DE ALTA TENSÃO (v_2).....	53
3.3	MODELAGEM VOLTADA AO CONTROLE DA TENSÃO DO LADO DE BAIXA TENSÃO (v_1).	55
3.4	MODELAGEM VOLTADA AO CONTROLE DA CORRENTE DO LADO DE ALTA TENSÃO (i_2).....	57
3.5	MODELAGEM VOLTADA AO CONTROLE DA CORRENTE DO LADO DE BAIXA TENSÃO (i_1).	59
3.6	VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA.....	61
3.7	ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR	68
3.7.1	Projeto dos controladores.....	69
3.8	DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE CONTROLE	70
3.9	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO.....	72
4	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL.....	73

4.1	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO NO MODO ELEVADOR DE TENSÃO	74
4.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO MODO ABAIXADOR DE TENSÃO	83
4.3	RECOMENDAÇÕES PARA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	92
4.4	COMPARAÇÃO COM OUTRAS TOPOLOGIAS	92
4.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	95
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	96
6	REFERÊNCIAS	99
	APÊNDICE A – PROJETO DOS INDUTORES L_0, L_1 E L_2	105
	APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO DA PLACA DE POTÊNCIA.....	116
	ANEXO A – ESQUEMÁTICO DA PLACA DO <i>GATE DRIVER</i>	118
	ANEXO B – ESQUEMÁTICO DA PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAL	120

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

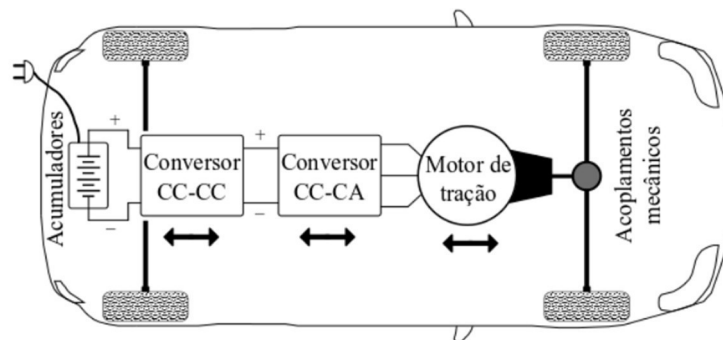
Com o fim da “guerra das correntes”, no final do século XIX, a corrente alternada (CA) consolidou-se como o padrão para geração, transmissão e distribuição de energia elétrica em larga escala [1]. Entretanto, com o avanço tecnológico, observa-se um crescimento do consumo da energia elétrica em corrente contínua (CC). Dispositivos alimentados em CC estão em diversos lugares, como sistemas de iluminação em LED, computadores pessoais e equipamentos eletrônicos móveis. Estima-se que o consumo em CC represente atualmente cerca de 32% da carga energética total, podendo chegar a 74% em residências que utilizam veículos elétricos e sistemas de climatização com motores em CC [2]. Esse aumento da demanda por energia em corrente contínua traz um desafio adicional: a necessidade de adequar a tensão a diferentes níveis, uma vez que as aplicações demandam tensões desde poucos volts em microprocessadores a centenas de volts em barramentos CC em *datacenters* ou veículos elétricos [3], [4].

Para realizar essas adequações de forma eficiente e confiável, são empregados os conversores CC-CC, capazes de ajustar a tensão contínua a níveis distintos conforme a necessidade da carga. Entre as topologias clássicas, destacam-se os conversores boost e buck. O conversor boost, ou elevador, é amplamente utilizado para aumentar a tensão de entrada, permitindo que fontes de baixa tensão alimentem barramentos de maior valor. Já o conversor buck, ou abaixador, é empregado quando é necessário reduzir a tensão de entrada para níveis menores, como no caso de *datacenters*, dispositivos móveis ou sistemas embarcados. Entretanto, embora os conversores buck e boost apresentem altas taxas de conversão teóricas, enfrentam limitações práticas significativas ao operar com razões cíclicas abaixo de 0,1 no caso do buck e maiores que 0,9 no caso do boost. Nessas situações, a eficiência do conversor é significativamente reduzida devido ao aumento das perdas de condução nos semicondutores. A operação em razões cíclicas extremas, além de impor dificuldades no controle devido a reduzida margem de atuação, pode levar a um fenômeno de travamento (*latch-up*), um caminho de corrente descontrolado que pode danificar o dispositivo e causar a falha permanente do conversor [5], [6], [7], [8].

Apesar da simplicidade e da ampla utilização desses conversores, diversas aplicações exigem reversibilidade do fluxo de potência, isto é, a capacidade de o conversor conduzir corrente em ambos os sentidos. Essa característica, denominada bidirecionalidade, torna-se essencial em sistemas nos quais a energia deve ser transferida tanto do lado de alta tensão para o de baixa tensão quanto do lado de baixa para o de alta, como em veículos elétricos, sistemas de armazenamento em baterias (BESS) e fontes de energia ininterrupta (UPS).

Na Figura 1, é representada a configuração simplificada de um veículo elétrico do tipo *Plug-in* (PEV). Nesse sistema, um conversor CC-CC e um conversor CA-CC integram o sistema de gerenciamento de energia do veículo. Durante a fase de aceleração, os acumuladores (baterias) fornecem potência ao motor de tração por meio desses conversores. Já durante a frenagem, o motor atua como gerador, convertendo energia cinética em energia elétrica, a qual é direcionada de volta às baterias. Para que esse processo de frenagem regenerativa seja viável, ambos os conversores devem ser bidirecionais, contribuindo para o aumento da autonomia e eficiência do veículo.

Figura 1. Configuração simplificada de um PEV.

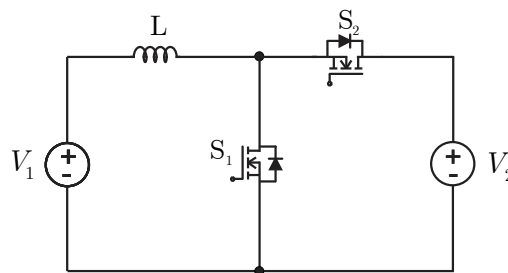


Fonte: R. Mayer, *et al.* [9].

Uma das topologias de conversor CC-CC bidirecional mais utilizadas na indústria é o conversor boost bidirecional, representado na Figura 2, também denominado na literatura como conversor buck e boost, boost síncrono e *half bridge*, [10], [11], [12], [13], [14] e [15]. Essa estrutura pode ser derivada tanto do boost quanto do buck clássicos, substituindo o diodo desses conversores por um interruptor. A topologia resultante permite fluxo de potência bidirecional, operando como elevador e abaixador de tensão. No modo elevador (boost), a energia é transferida da fonte de baixa tensão, como uma bateria, para o barramento de alta

tensão. No modo abaixador (buck), a energia flui do barramento de alta tensão para a fonte de baixa tensão. Essa topologia, porém, sofre das mesmas limitações do conversor buck e do conversor boost ao operar com altas taxas de conversão [5], [6], [16]. Assim, embora a bidirecionalidade seja uma característica essencial para atender a diversas demandas atuais, desenvolver topologias capazes de superar as limitações dos conversores clássicos quando submetidos a elevadas taxas de conversão de tensão ainda representa um desafio significativo. Esse cenário motiva a pesquisa e a proposição de novas topologias de conversores CC-CC bidirecionais de alto ganho, projetadas para superar as limitações das topologias clássicas em uma ampla faixa de operação.

Figura 2. Conversor boost bidirecional.



Fonte: adaptada de [14].

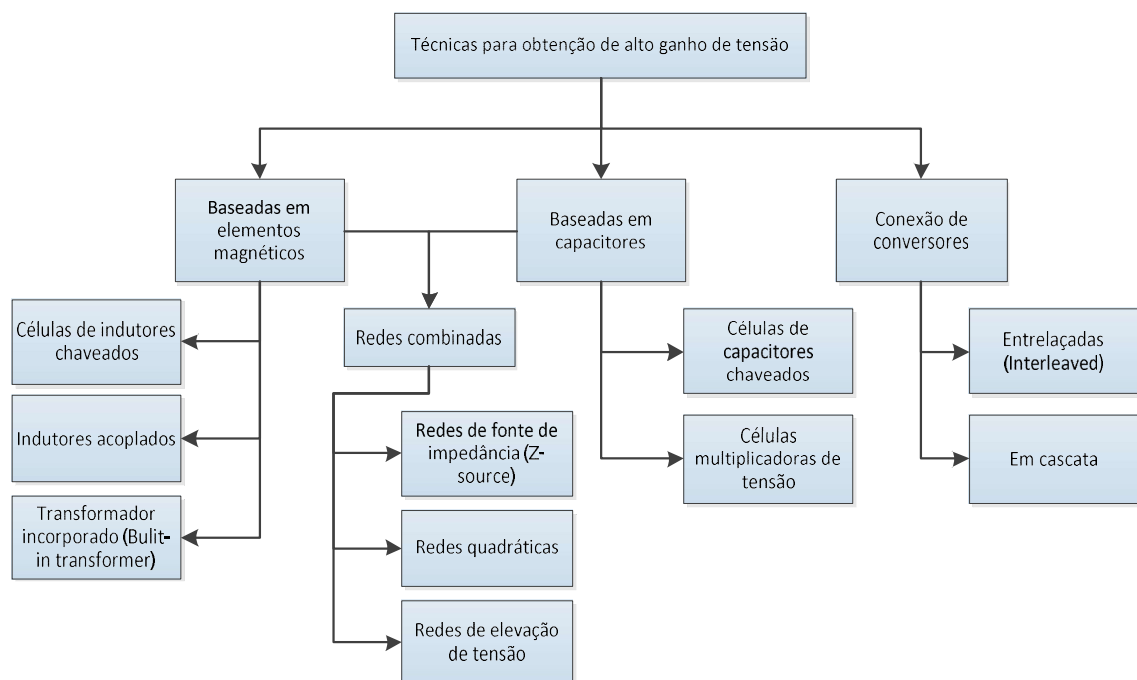
A literatura apresenta diversas técnicas para aumentar a taxa de conversão dos conversores CC-CC. Essas técnicas podem gerar conversores isolados ou não isolados.

Os conversores CC-CC isolados normalmente utilizam transformadores com alta relação de espiras para atingir elevadas taxas de conversão de tensão [6]. Entretanto, essas topologias apresentam maior complexidade, pois envolvem múltiplos estágios, frequentemente realizando a conversão CC-CA-CC, o que exige estratégias de controle mais sofisticadas [7]. Além disso, quando a aplicação não necessita de isolamento entre entrada e saída, o uso do transformador tende a aumentar os custos, o volume, a interferência eletromagnética (EMI) e as perdas, especialmente devido ao estresse de tensão elevado sobre os componentes e às perdas inerentes do transformador [6], [3].

Os conversores não isolados convencionais são o buck, boost e buck-boost, os quais possuem limitações para fornecer alto ganho, como já discutido neste texto. Diversas técnicas têm sido propostas na literatura com o objetivo de aumentar a taxa de conversão em conversores CC-CC não isolados. Em [6], uma classificação

dessas técnicas foi proposta, conforme ilustrado na Figura 3. A classificação separa as técnicas em: baseadas em elementos magnéticos, baseadas em capacitores e redes que combinam capacitores e elementos magnéticos e estruturas mistas. Cada uma dessas técnicas voltadas à obtenção de altos ganhos de tensão apresenta vantagens e desvantagens específicas, que devem ser consideradas de acordo com os requisitos de aplicação. Muitas vezes, mais de uma técnica de elevação do ganho é empregada para se derivar conversores de alto ganho, porém as características de cada técnica se mantêm [17].

Figura 3. Técnicas para obtenção de alto ganho utilizadas em conversores CC-CC não isolados.



Fonte: adaptada de [6].

Técnicas baseadas em acoplamento magnético, como transformadores e indutores acoplados, possuem a vantagem de permitir facilmente o ajuste do ganho de tensão por meio da relação de espiras dos enrolamentos [17], [18], [19]. No entanto, podem apresentar altos picos de tensão nos componentes e a maior complexidade no projeto e na construção dos elementos magnéticos [20], [16], [19].

As técnicas baseadas em capacitores dispensam o emprego de elementos magnéticos, permitindo estruturas compactas com alta densidade de potência, baixo peso e facilidade de integração em altas frequências. Entretanto, estão sujeitas a sobrecorrentes durante os transitórios de chaveamento, perdas nas resistências

série equivalentes (ESR) dos capacitores e desbalanceamentos de tensão entre estágios, o que limita sua aplicação a baixas potências [18] [20].

Redes combinadas apresentam faixa de ganho mais ampla do que técnicas apenas a capacitor ou a indutor, permitindo maior flexibilidade na obtenção da relação de conversão desejada. Por outro lado, possuem alta sensibilidade à variação de razão cíclica e elevado estresse de corrente nos interruptores, o que pode impactar o desempenho e a confiabilidade do conversor [21].

Outra opção para se obter estruturas de elevado ganho é a conexão de conversores, com conversores em cascata ou *interleaved*. Conversores *interleaved* apresentam como vantagem a redução de ondulação e a divisão dos esforços de corrente de entrada, buscando uma melhor eficiência total [20], [16], [17], [21]. Contudo, de elevar o número de componentes, essas topologias podem apresentar desequilíbrios de corrente entre os estágios, em razão de variações paramétricas nos indutores [21].

Por sua vez, a conexão em cascata de conversores, sejam eles idênticos ou topologias distintas, permite alcançar ganhos muito elevados sem utilizar razões cíclicas extremas. Entretanto, essa abordagem implica em um aumento da complexidade da estrutura e uma redução da eficiência total, que passa a ser o produto das eficiências de cada estágio individual [3], [17].

Dentre as diversas estratégias apresentadas, destacam-se as técnicas que empregam células de capacitores chaveados (SC) e de indutores chaveados (SL), as quais têm recebido crescente atenção na literatura recente para soluções de baixa potência (até 1 kW). Essas células são interessantes devido a flexibilidade na obtenção de altos ganhos de tensão e a possibilidade de integração com topologias clássicas, originando conversores híbridos [3].

As células SC são circuitos eficientes, pequenos e leves, devido à ausência de elementos magnéticos, resultando numa alta densidade de potência [18], [19]. Além disso, apresentam estrutura simples e modular facilitando a sua expansão [16], [20]. Todavia, apresentam como desvantagem uma dependência do número de estágios ao ganho de tensão da estrutura, resultando em conversores com elevado número de componentes [17]. Além disso, capacitores apresentaram vida útil inferior aos elementos magnéticos, reduzindo a confiabilidade do conversor [22].

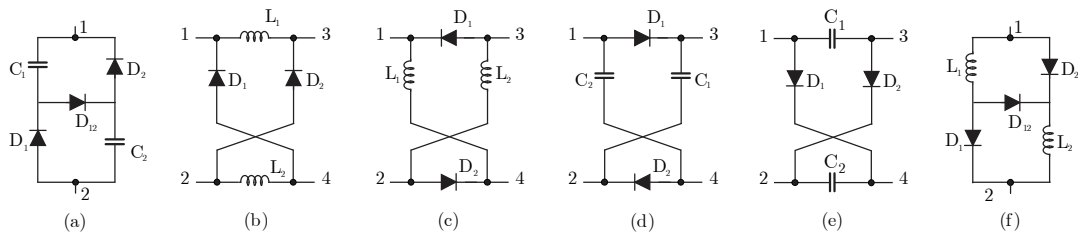
Células de indutores chaveados (SL) operam numa ampla faixa de ganhos de tensão e podem ser facilmente integradas com outras técnicas de elevação de

tensão, como células de capacitores chaveados, a fim de obter elevados ganhos de tensão [20].

Tanto células SC quanto SL possuem alta sensibilidade a variação paramétrica dos componentes armazenadores, podendo resultar em picos de corrente nos casos das células SC e sobretensões nas células SL [18].

Em [3] foram propostas as células de ganho SC e SL unidirecionais abaixadoras (*Step Down*) $Dn1$, $Dn2$ e $Dn3$ e elevadoras $Up1$, $Up2$ e $Up3$ mostradas na Figura 4. Essas estruturas se destacam pela simplicidade construtiva e pela facilidade de integração em conversores existentes, permitindo ampliar significativamente o ganho de tensão sem aumento expressivo do número de componentes [3], [21].

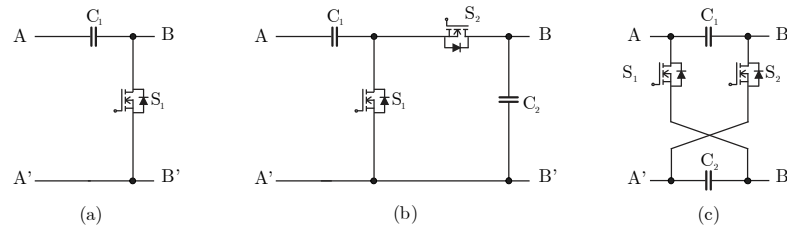
Figura 4. Células SC e SL step-up e step-down unidirecionais, propostas por [3]: (a) $Dn1$, (b) $Dn2$, (c) $Dn3$, (d) $Up1$, (e) $Up2$ e (f) $Up3$.



Fonte: adaptada de [3].

Na Figura 5 alguns exemplos de células SC bidirecionais são apresentados. O circuito de Villard é a configuração básica de uma célula SC bidirecional, composta por apenas um capacitor e um interruptor. Apesar da simplicidade e reduzido número de componentes, essa célula apresenta elevada ondulação de tensão no lado de alta tensão. Para mitigar esse efeito e possibilitar um maior ganho de tensão, foi proposta a célula conhecida como circuito de Greinacher, composta por um capacitor e um interruptor a mais que o circuito de Villard. Com o intuito de reduzir o estresse de tensão nos componentes no circuito de Greinacher, a célula ativa de capacitores chaveados (ASC) foi proposta [6], [21].

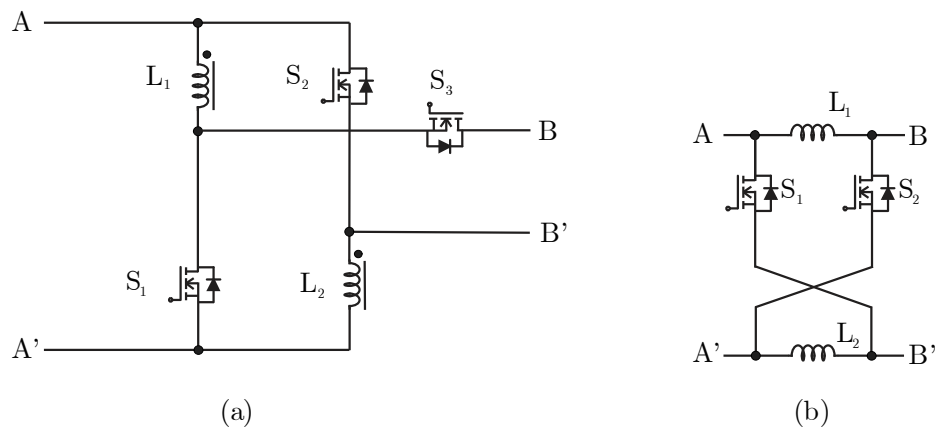
Figura 5. Exemplos de células bidirecionais a capacitores chaveados: (a) Circuito de Villard, (b) Circuito de Greinacher e (c) ASC.



Fonte: Adaptada de [21].

Células *SL* tem se tornado uma solução em destaque nos projetos de conversores propostos recentemente. Essas células aumentam o ganho e reduzem simultaneamente as perdas por condução. Quando operando como elevador de tensão, o ganho é elevado pois os indutores descarregam em série, enquanto a perda por condução é reduzida porque eles são carregados em paralelo, fazendo com que metade da corrente de entrada flua por cada chave [23]. Na Figura 6 duas células *SL* são apresentadas. Ambas as células apresentam o mesmo ganho estático, porém a célula *ASL* emprega um interruptor a menos, reduzindo o custo e complexidade do conversor, mantendo o ganho da célula *SL* Básica e baixas ondulações de corrente no lado de baixa tensão [21].

Figura 6. Exemplos de células bidirecionais indutores chaveados: (a) *SL* básica e (b) *ASL*.

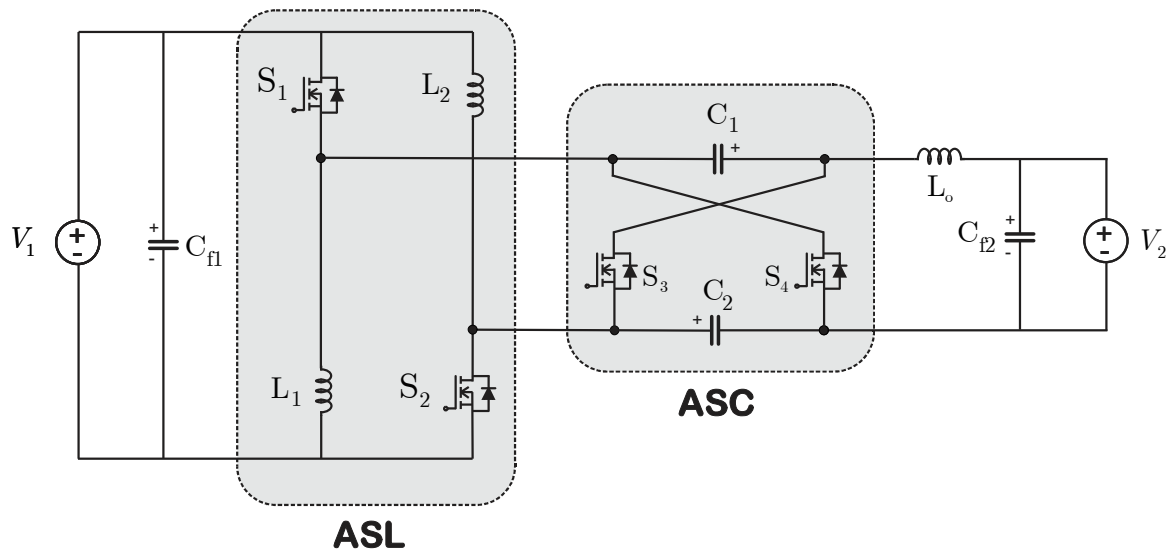


Fonte: Adaptada de [21].

O presente trabalho apresenta o estudo e o desenvolvimento de um conversor bidirecional que utiliza a combinação de uma célula *ASL* e uma célula *ASC*. O conversor resultante, mostrado na Figura 7 é uma versão bidirecional do conversor elevador CC-CC não isolado de alto ganho *ASL-SU2C*, originalmente

proposto por [24] como unidirecional e elevador. Para tornar o conversor proposto por Salvador em [24] em uma topologia bidirecional, a célula de ganho Step *UP2* foi convertida numa célula ASC [6], substituindo os diodos D_1 e D_2 da estrutura original pelos interruptores S_3 e S_4 . A topologia resultante tem baixo número de componentes, mantendo a simplicidade estrutural e alta taxa de conversão da estrutura proposta por Salvador em [24] e, além disso, permite o fluxo de potência em ambas as direções.

Figura 7. Conversor bidirecional de alto ganho proposto.



Fonte: autor.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral deste trabalho é propor, analisar e validar experimentalmente um conversor bidirecional utilizando células ativas de indutor e capacitor chaveados para proporcionar alta taxa de conversão.

1.2.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS

Os objetivos específicos do trabalho são:

- Identificar as etapas de operação do conversor;
- Realizar a análise estática e dinâmica do conversor;

- Validar através de simulação a operação da topologia, bem como as equações encontradas durante a análise estática e dinâmica do conversor;
- Construir um protótipo visando a comprovação na prática do funcionamento do conversor.
- Obter resultados experimentais em malha aberta e em malha fechada e compará-los com os resultados de simulação.
- Gerar conhecimento e disseminá-lo através da publicação de artigos científicos.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho contém cinco capítulos. O primeiro apresenta a contextualização do tema, revisão bibliográfica e a motivação para a realização do estudo. No segundo capítulo é realizada a análise estática do conversor proposto, abordando o princípio de operação, as etapas de funcionamento e a obtenção das expressões analíticas do ganho estático, bem como a determinação dos esforços elétricos sobre os dispositivos e o dimensionamento dos componentes do estágio de potência.

O terceiro capítulo trata da modelagem dinâmica e da estratégia de controle do conversor, incluindo o desenvolvimento dos modelos em espaço de estados, as funções de transferência das correntes e tensões nos lados de baixa e alta tensão e o projeto dos controladores. O quarto capítulo apresenta a validação experimental do conversor através de resultados práticos em malha aberta e malha fechada da estrutura. Os resultados obtidos experimentalmente são comparados com os valores teóricos e com os resultados de simulação. Por fim, o quinto capítulo apresenta as conclusões obtidas e considerações finais.

1.4 TRABALHO PUBLICADOS

L. H. D Sismeiro, G. A. T Bauer, T. P. Metzger, T.B Lazzarin, J. M Andrade, "High Conversion Ratio Step-Down DC-DC Converter with Active Switched-Inductor

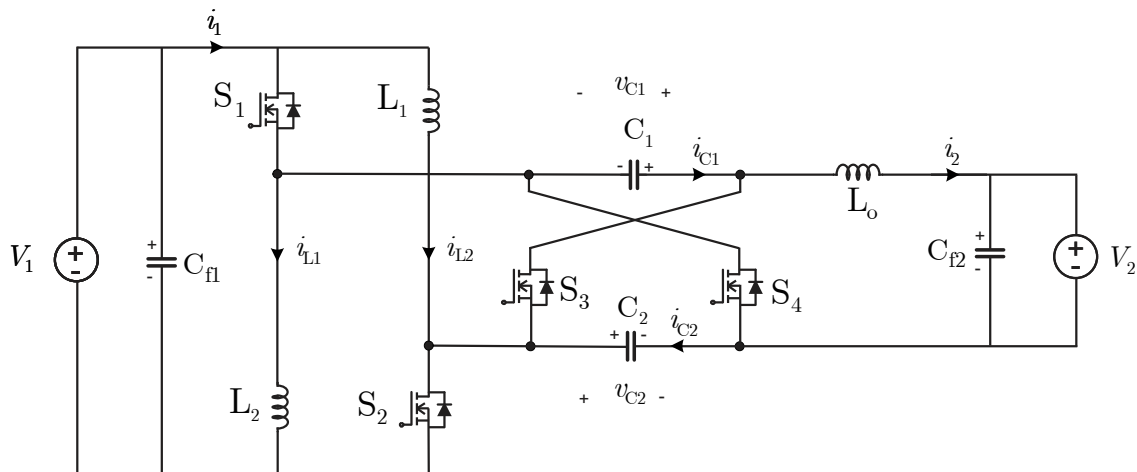
and Switched-Capacitor Networks,” *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, Outubro 2025.

2 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR PROPOSTO

Nesse capítulo, será realizada a análise estática do conversor proposto, (reapresentado na Figura 8). A topologia é baseada em uma célula *ASL* composta pelos interruptores S_1 e S_2 , e pelos indutores L_1 e L_2 , e uma célula *ASC*, formada pelos interruptores S_3 e S_4 , e pelos capacitores C_1 e C_2 .

A topologia proposta considera um filtro LC, composto pelo indutor L_o e pelo capacitor C_{f2} , no lado da fonte de alta tensão V_2 e, um capacitor de filtragem, C_{f1} , em paralelo com a fonte de baixa tensão V_1 . Ambos com a finalidade de filtrar ondulações de tensão.

Figura 8 – Topologia do conversor em estudo.



Fonte: autor.

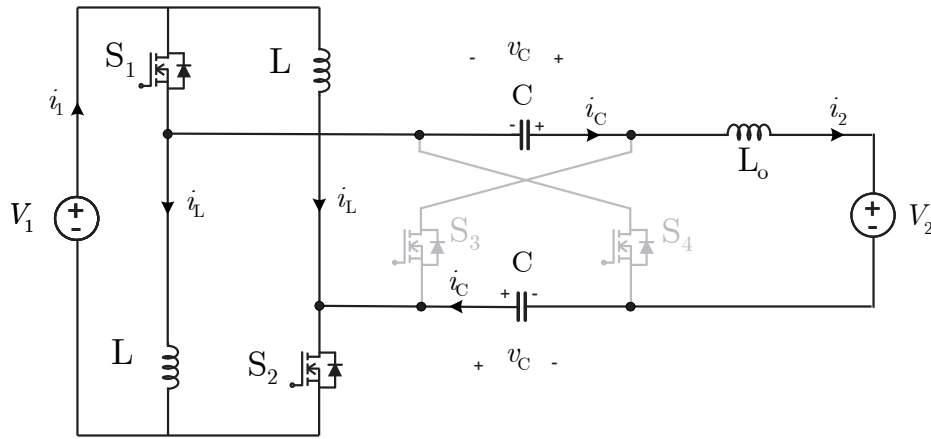
Durante a análise do conversor, assumiu-se que as indutâncias da célula *ASL* possuem valores idênticos, então $L_1 = L_2 = L$, assim como as capacitâncias da célula *ASC*, portanto $C_1 = C_2 = C$. Embora, na prática, esses componentes apresentem pequenas variações, é desejável que seus valores sejam tão próximos quanto possível, a fim de minimizar sobretensões e sobrecorrentes durante os transitórios de chaveamento. Trata-se, portanto, de uma premissa válida que, além de refletir uma boa prática de projeto, permite uma significativa simplificação da análise da topologia, sem comprometer a representatividade do modelo em relação ao comportamento real do conversor.

Considerando a operação no modo de condução contínua, o conversor proposto possui duas etapas de operação. Define-se como etapa 1 a condição em

que os interruptores S_1 e S_2 estão em condução e S_3 e S_4 permanecem bloqueados como representado na Figura 9. Já a etapa 2, Figura 10, ocorre quando S_1 e S_2 estão bloqueados e S_3 e S_4 conduzem. Os capacitores C_{f1} e C_{f2} foram excluídos da análise, por estarem em paralelo com as fontes de tensão ideais V_1 e V_2 .

Os interruptores S_1 e S_2 são acionados por um mesmo sinal de comando e conduzem simultaneamente. Os interruptores S_3 e S_4 também conduzem simultaneamente e recebem pulso de comando complementar ao aplicado em S_1 e S_2 .

Figura 9. Circuito equivalente da primeira etapa de operação do conversor.



Fonte: autor.

Durante a primeira etapa, os indutores L_1 e L_2 encontram-se conectados em paralelo entre si e em paralelo com a fonte V_1 . Nessa etapa, os capacitores C_1 e C_2 estão ligados em série.

Ao analisar a primeira etapa de operação, pode-se escrever as equações das tensões nos indutores da célula *ASL*, (2.1), e no indutor L_o , (2.2):

$$v_L = v_1, \quad (2.1)$$

$$v_{L_o} = v_1 + 2.v_C - v_2. \quad (2.2)$$

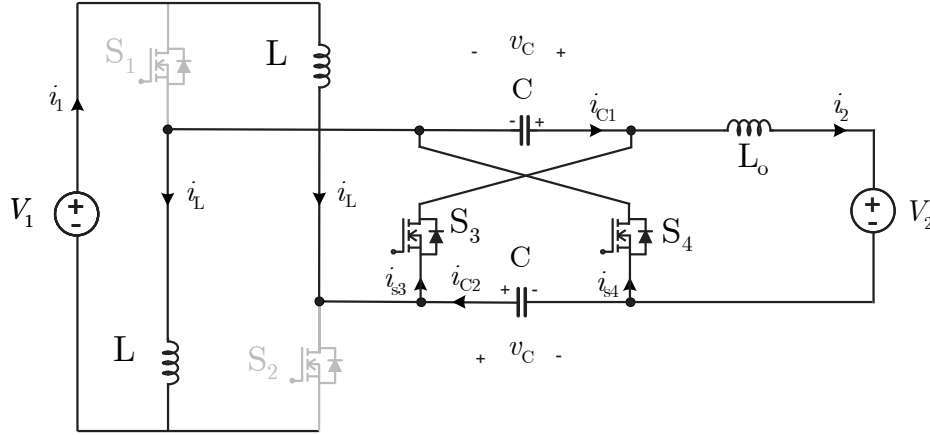
As equações das correntes nos interruptores são apresentadas em (2.3), e nas fontes V_1 , e V_2 , nas expressões (2.4) e (2.5), respectivamente:

$$\begin{cases} i_{S1} = i_{S2} = i_L + i_2 \\ i_{S3} = i_{S4} = 0 \end{cases}, \quad (2.3)$$

$$i_1 = 2.i_L + i_2, \quad (2.4)$$

$$i_2 = i_C. \quad (2.5)$$

Figura 10. Circuito equivalente da segunda etapa de operação do conversor.



Fonte: Autor.

Na segunda etapa, os indutores L_1 e L_2 operam em série, e os capacitores C_1 e C_2 encontram-se conectados em paralelo. Nessa condição, as tensões V_L e V_{Lo} são definidas em (2.6) e (2.7):

$$v_L = \frac{v_1 - v_C}{2}, \quad (2.6)$$

$$v_{Lo} = v_C - v_2. \quad (2.7)$$

As correntes nas fontes são definidas em (2.9) e (2.10), e a corrente nos interruptores em (2.8):

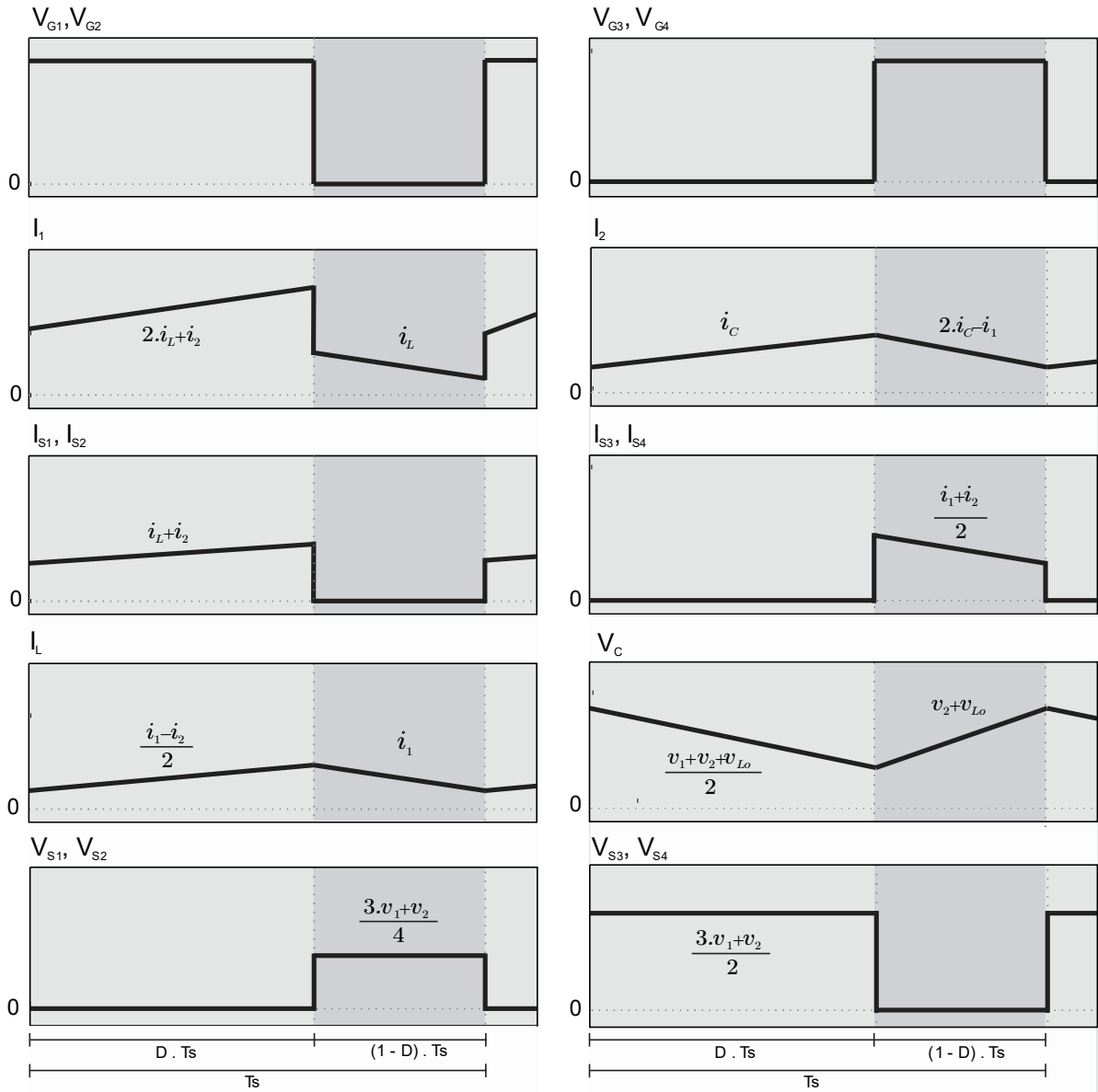
$$\begin{cases} i_{S1} = i_{S2} = 0 \\ i_{S3} = i_{S4} = \frac{(i_1 + i_2)}{2} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$i_1 = i_L, \quad (2.9)$$

$$i_2 = 2 \cdot i_C - i_1. \quad (2.10)$$

As principais formas de onda do conversor para o modo elevador de tensão são apresentadas na Figura 11 e na Figura 12 para o modo abaixador de tensão.

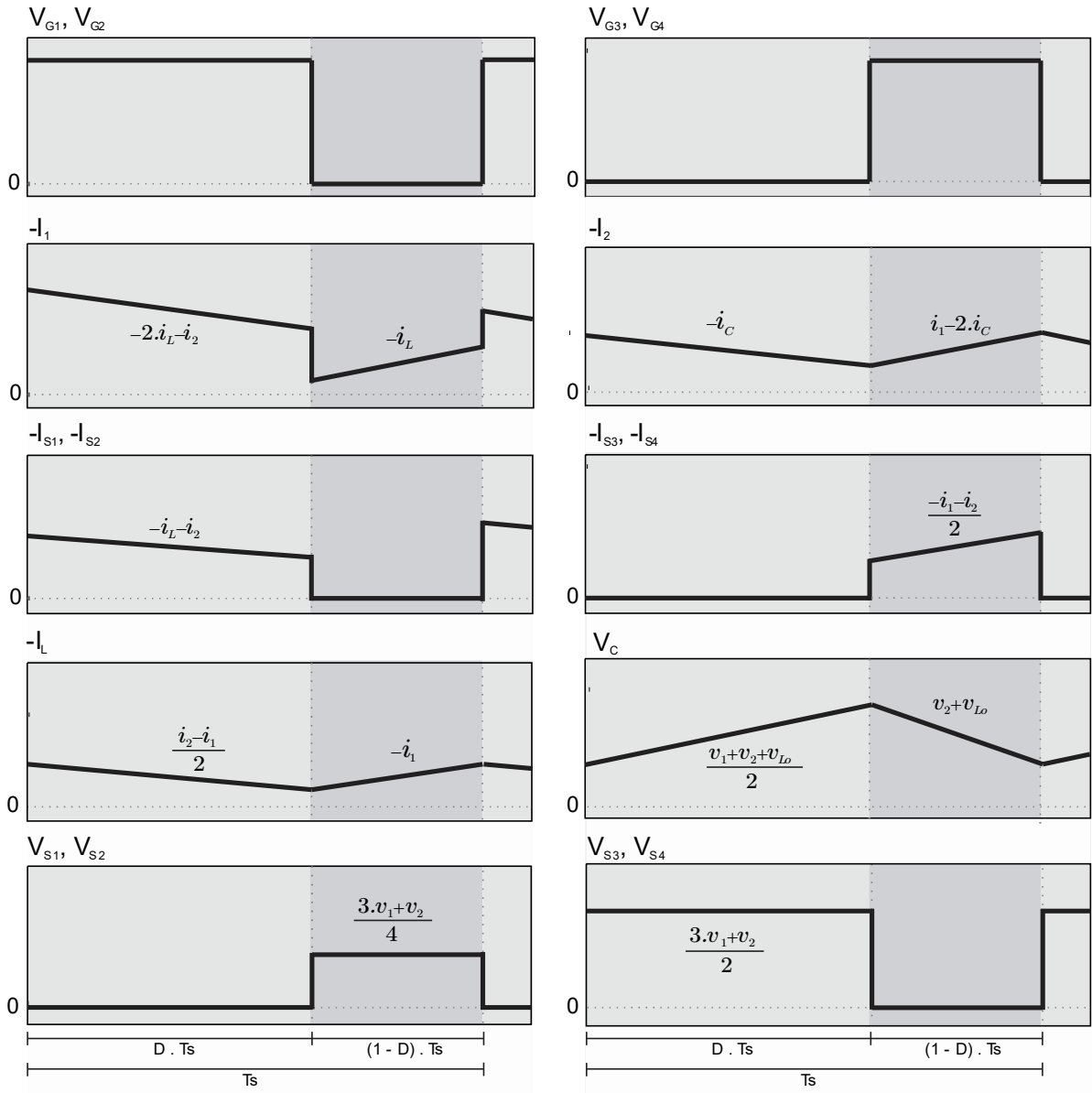
Figura 11. Principais formas de onda do conversor operando como elevador de tensão.



Fonte: Autor.

Na Figura 12, o sinal das correntes foi invertido, de forma que os seus valores são positivos na figura. Isso facilita a compreensão das etapas de armazenamento e transferência de energia no modo abaixador em comparação com o modo elevador. Esse procedimento também foi realizado na seção de resultados experimentais do conversor. Durante o equacionamento, porém, sempre foi considerado um sentido único nas correntes, que é aquele representado nas figuras que apresentam o circuito equivalente do conversor.

Figura 12. Principais formas de onda do conversor operando como abaixador de tensão.



Fonte: Autor.

A partir da análise das formas de onda apresentadas na Figura 11 e na Figura 12, pode-se compreender quando os elementos armazenadores de energia das células *ASL* e *ASC* estão armazenando ou transferindo energia. As etapas de armazenamento e transferência de energia dependem do sentido do fluxo de potência no conversor. No modo elevador, em que a energia flui de V_1 para V_2 , os indutores L_1 e L_2 armazenam energia durante a etapa 1 e a transferem na etapa 2. Os capacitores C_1 e C_2 , por sua vez, armazenam energia na etapa 2 e a fornecem na etapa 1. No modo abaixador, em que o fluxo de potência ocorre de V_2 para V_1 , essa condição se inverte: os indutores recebem energia na etapa 2 e a transferem

na etapa 1 (similar ao indutor de um conversor buck), enquanto os capacitores armazenam energia na etapa 1 e a fornecem na etapa 2. Essas etapas são apresentadas de forma resumida na Tabela 1.

Tabela 1 – Etapas de transferência e armazenamento de energia.

	Operação como Elevador de tensão Fluxo energia $V_1 \rightarrow V_2$		Operação como abaixador de tensão Fluxo energia $V_1 \leftarrow V_2$	
	Etapa 1	Etapa 2	Etapa 1	Etapa 2
L_1, L_2	Armazenamento	Transferência	Transferência	Armazenamento
C_1, C_2	Transferência	Armazenamento	Armazenamento	Transferência

Fonte: Autor.

2.1 GANHO ESTÁTICO IDEAL

A análise para obter o ganho estático inicia com as equações das tensões nos indutores e, ponderando-as pelo tempo de duração de cada etapa. Assim, obtêm-se as equações (2.11) e (2.12):

$$V_L = V_1 \cdot D + \left(\frac{V_1 - V_C}{2} \right) \cdot (1 - D), \quad (2.11)$$

$$V_{Lo} = (V_1 + 2 \cdot V_C - V_2) \cdot D + (V_C - V_2) \cdot (1 - D). \quad (2.12)$$

Em regime permanente, o valor da tensão média aplicada aos indutores, V_L e V_{Lo} , deve ser nulo, conforme o princípio do balanço volt-segundo. Caso contrário, o valor da corrente nos indutores apresentaria crescimento contínuo, caracterizando uma operação instável, logo, $V_L = V_{Lo} = 0$. Aplicando essa premissa nas equações (2.11) e (2.12) obtêm-se:

$$(V_1 + 2 \cdot V_C - V_2) \cdot D + (V_C - V_2) \cdot (1 - D) = V_1 \cdot D + \left(\frac{V_1 - V_C}{2} \right) \cdot (1 - D). \quad (2.13)$$

A partir de (2.13), pode-se obter o ganho estático no modo elevador (G_e), definido na equação (2.14):

$$G_e = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1 + 3.D}{1 - D}. \quad (2.14)$$

Revertendo-se o fluxo de potência o conversor passa a operar como abaixador. Nessa condição as etapas de operação são as mesmas e são regidas pelas mesmas equações, portanto o ganho estático no modo abaixador (G_a) é o inverso de G_e , sendo representado pela equação (2.17):

$$G_a = \frac{V_1}{V_2} = \frac{1 - D}{1 + 3.D}. \quad (2.15)$$

Com a finalidade de facilitar a comparação da estrutura com outras disponíveis na literatura na operação abaixadora, é conveniente definir uma razão cíclica para o modo abaixador, D_{buck} , que é complementar a razão cíclica do modo elevador, conforme a equação (2.16):

$$D_{buck} = 1 - D. \quad (2.16)$$

Assim, o ganho estático no modo abaixador (G_a) também pode ser definido substituindo (2.16) em (2.15), tendo (2.17):

$$G_{a_buck} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{D_{buck}}{4 - 3.D_{buck}}. \quad (2.17)$$

Para ilustrar a conveniência trazida com o uso de D_{buck} pode-se utilizar o conversor boost bidirecional da Figura 2, estabelecendo uma analogia direta com os conversores buck e boost tradicionais. Se definirmos que D é a fração de tempo em que o interruptor S_1 conduz e $(1 - D)$ a fração em que S_2 conduz, o ganho do conversor ao operar como elevador é o mesmo do boost clássico, isto é, $1/(1 - D)$. Ao operar no modo buck, o ganho estático obtido é $(1 - D)$, quando se utiliza a mesma definição de razão cíclica do modo boost. Ao definirmos $D_{buck} = 1 - D$ conforme a equação (2.16), o ganho no modo buck passa a ser simplesmente D_{buck} , exatamente como no conversor buck convencional. Essa parametrização toma a

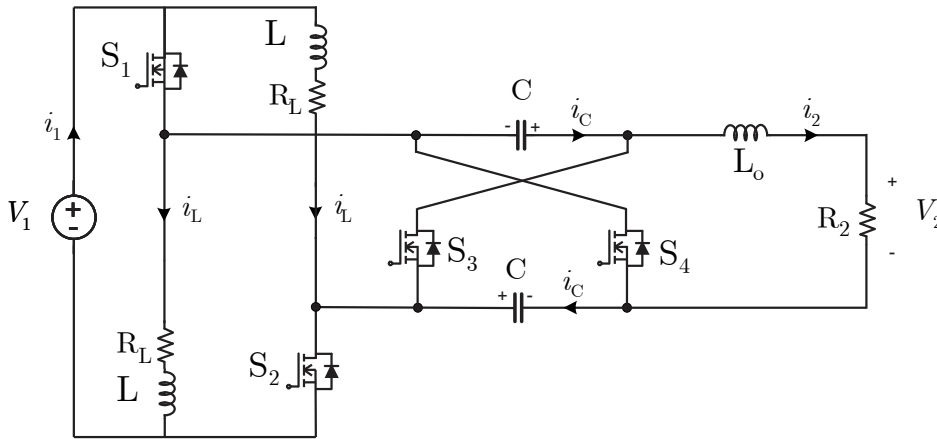
interpretação da operação no modo abaixador mais intuitiva, pois a tensão no lado de baixa tensão passa a ser diretamente proporcional a D_{buck} .

Neste trabalho será adotado o termo ganho elevador, G_e , para se referir ao ganho de tensão no modo elevador. De forma análoga, será utilizado o termo ganho abaixador, G_a ou, G_{a_buck} , para o ganho de tensão no modo abaixador de tensão. Ambos os termos foram definidos anteriormente, nas equações (2.14) e (2.17). Cabe salientar que, para o escopo desse estudo, o ganho elevador será sempre superior a um, e o ganho abaixador será sempre um valor entre zero e um.

2.2 GANHO ESTÁTICO CONSIDERANDO ELEMENTOS PARASITAS

O efeito dos elementos parasitas no ganho estático do conversor foi analisado através da concentração dos efeitos desses elementos em resistências (denominadas de R_L) em série com os dois indutores do lado de alta tensão (indutores da célula de indutores chaveados), conforme a Figura 13. A carga é representada pela resistência R_2 .

Figura 13 – Modelagem dos elementos parasitas no modo elevador de tensão.



Fonte: autor.

A partir da análise da primeira etapa, obtêm-se (2.18):

$$\begin{cases} v_L = v_1 - R_L \cdot i_L \\ v_{L_o} = -v_2 + 2 \cdot v_C + v_1 \\ i_C = i_2 \end{cases} \quad (2.18)$$

E, da segunda etapa, (2.19):

$$\begin{cases} v_L = \frac{v_1 - 2 \cdot R_L \cdot i_L - v_C}{2} \\ v_{L_o} = 2 \cdot v_C - v_2 \\ i_C = \frac{i_2 - i_L}{2} \end{cases} \quad (2.19)$$

Aplicando o balanço volt-segundo no indutor L e isolando em função de V_C , tem-se (2.20), e fazendo o mesmo para o indutor L_o obtêm-se (2.21):

$$V_C = \frac{V_1 \cdot (1 + D) - 2 \cdot R_L \cdot I_L}{(1 - D)}, \quad (2.20)$$

$$V_C = \frac{V_2 - V_1 \cdot D}{(1 + D)}. \quad (2.21)$$

Agora aplicando o balanço ampere-segundo no capacitor C , obtêm-se (2.22):

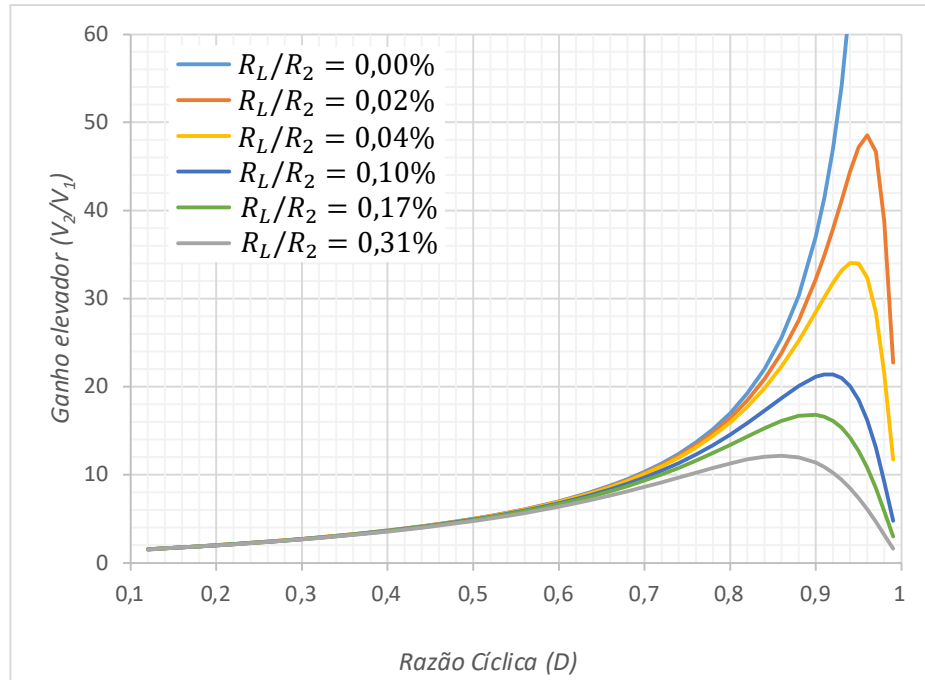
$$I_L = I_2 \frac{(1 + D)}{(1 - D)}. \quad (2.22)$$

Substituindo as duas expressões de V_C , (2.20) e (2.21), e utilizando-se a equação (2.22), obtem-se uma equação do valor do ganho estático para o modo de operação como elevador do conversor:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{(1 + 3D)}{(1 - D)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot R_L}{R_2} \cdot \left[\frac{(1 + D)}{(1 - D)} \right]^2}. \quad (2.23)$$

Na Figura 14 são apresentadas curvas da equação obtida em (2.23) para alguns valores de R_L/R_2 , com o intuito de demonstrar o impacto dos elementos parasitas do conversor no ganho estático. Pode-se perceber que o efeito é mais pronunciado para valores de razão cíclica acima de 0,7. A curva em azul claro representa o caso ideal, onde $R_L/R_2 = 0\%$.

Figura 14 – Curvas de ganho elevador por razão cíclica considerando elementos parasitas.



Fonte: autor.

É possível encontrar o valor de R_L baseado no rendimento (η) obtido experimentalmente. Assim, considerando que todas as perdas do conversor são dissipadas nas resistências R_L , tem-se:

$$P_{perdas} = 2 \cdot R_L \cdot I_L. \quad (2.24)$$

O rendimento pode ser expresso como:

$$\eta = \frac{P}{P_{perdas} + P}. \quad (2.25)$$

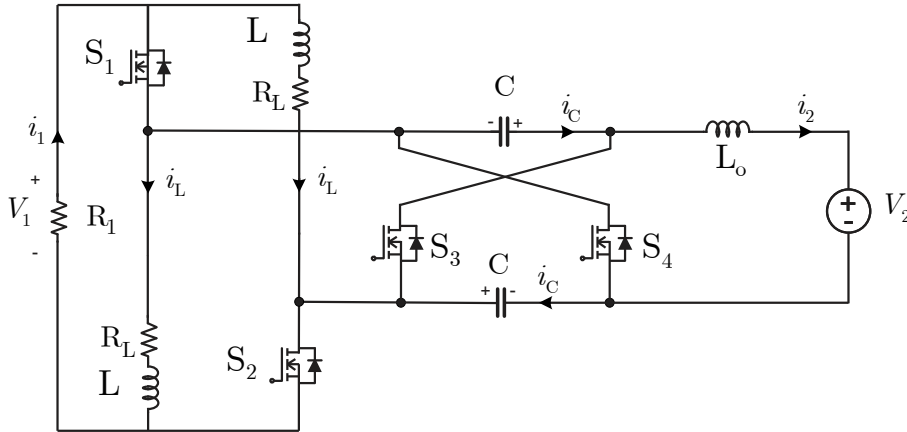
Utilizando-se (2.24) e (2.22) em (2.25), e a expressão (2.31) que define a potência processada pelo conversor, obtém-se (2.26):

$$R_L = \frac{R_2 \cdot (1 - D)^2 \cdot (1 - \eta)}{2 \cdot \eta \cdot (1 + D)^2}. \quad (2.26)$$

Da mesma maneira, pode-se obter a expressão do ganho estático considerando os elementos parasitas para o modo abaixador de tensão. A Figura 15 apresenta o circuito equivalente considerando as perdas concentradas nos indutores da célula *ASL*, agora para o modo de operação como abaixador. Nessa condição

uma carga resistiva, R_1 , foi conectada da no lado de baixa tensão, enquanto uma fonte de tensão é conectada nos terminais do lado de alta tensão do conversor.

Figura 15 – Modelagem das perdas concentradas no modo abaixador de tensão.



Fonte: autor.

Analisando o circuito da Figura 15, pode-se reescrever a equação (2.22), como:

$$I_L = I_1 \cdot \frac{1 + D}{1 + 3 \cdot D} = -\frac{V_1}{R_1} \cdot \frac{1 + D}{1 + 3 \cdot D}. \quad (2.27)$$

E, aplicando as expressões (2.20), (2.21), na equação (2.27), obtemos a equação (2.28) do ganho estático para o modo abaixador do conversor:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{(1 - D)}{(1 + 3D)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot R_L}{R_1} \cdot \left[\frac{(1 + D)}{(1 + 3D)} \right]^2}. \quad (2.28)$$

Utilizando (2.16) em (2.28) obtêm-se (2.29), a expressão do ganho estático em função de D_{buck} :

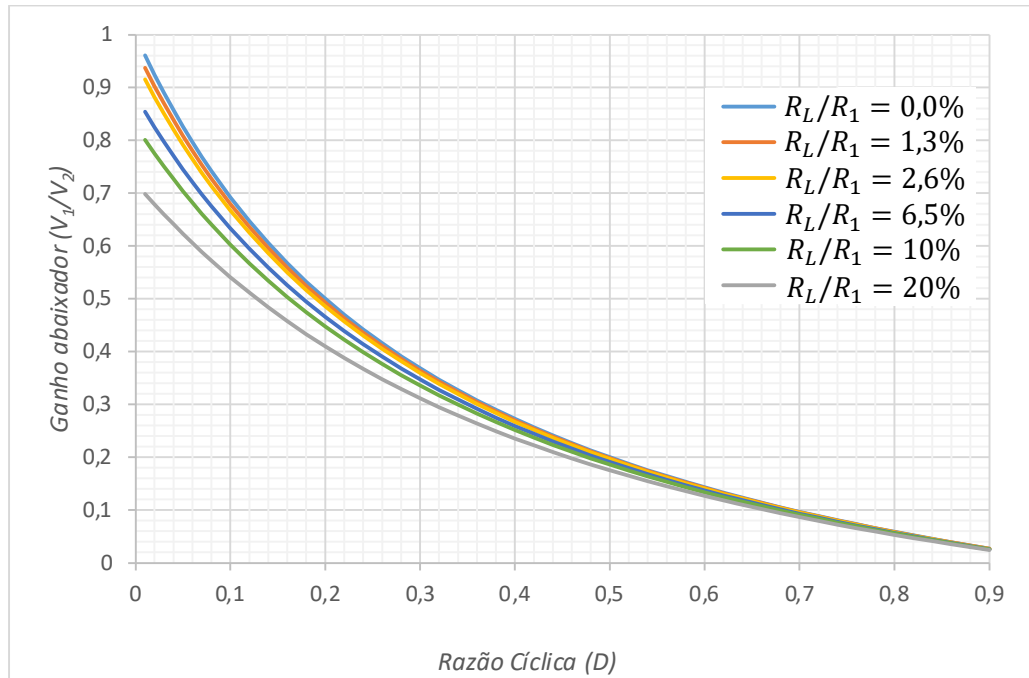
$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{D_{buck}}{(4 - 3 \cdot D_{buck})} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot R_L}{R_1} \cdot \left[\frac{(2 - D_{buck})}{(4 - 3 \cdot D_{buck})} \right]^2}. \quad (2.29)$$

De forma análoga ao modo elevador, pode-se obter a expressão (2.30) que relaciona a resistência R_L ao rendimento do conversor:

$$R_L = \frac{R_1 \cdot (1 + 3 \cdot D)^2 \cdot (1 - \eta)}{2 \cdot \eta \cdot (1 + D)^2}. \quad (2.30)$$

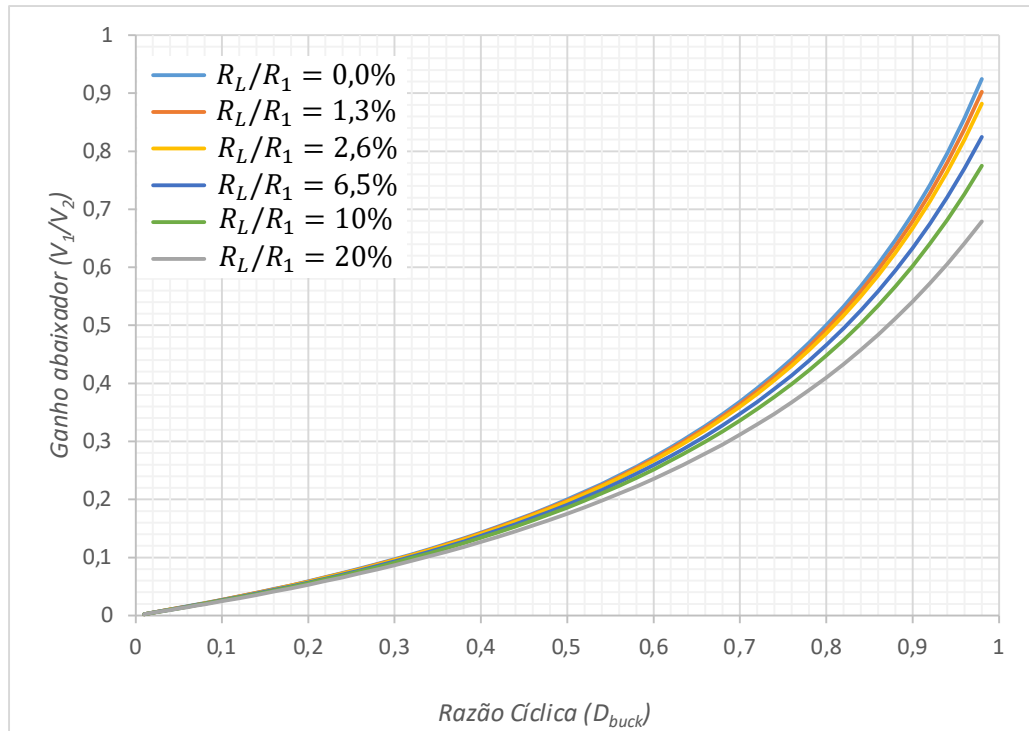
Na Figura 16 apresenta-se o gráfico do ganho estático para o conversor operando no modo abaixador de tensão considerando elementos parasitas para diferentes valores de R_L/R_1 , obtido a partir da equação (2.28). A Figura 17 apresenta as mesmas curvas, porém em relação a D_{buck} considerando-se a equação (2.29). Nessas figuras o ganho abaixador ideal corresponde a curva onde $R_L/R_1 = 0\%$.

Figura 16 – Curvas de ganho abaixador pela razão cíclica D considerando elementos parasitas.



Fonte: autor

Figura 17 – Curvas de ganho abaixador pela razão cíclica D_{buck} considerando elementos parasitas.



Fonte: autor.

É importante salientar que, na prática, as perdas no conversor são distribuídas. Ao concentrar o efeito de todos os elementos parasitas na resistência série dos indutores da célula *ASL* o efeito na redução do ganho do conversor é agravado em comparação com a prática, já que se está reduzindo a eficiência da célula *ASL* que é diretamente responsável pelo ganho do conversor.

Pela análise das curvas do ganho estático considerando-se elementos parasitas (Figura 14, Figura 16 e Figura 17), observa-se que o conversor apresenta baixa sensibilidade às não idealidades em uma ampla faixa de operação. No modo elevador, os efeitos das perdas tornam-se significativos apenas para razões cíclicas (D) superiores a 0,7 (correspondendo a ganho elevador acima de 10). Já no modo abaixador, tais efeitos são pouco evidentes para razões cíclicas D acima de 0,4 (D_{buck} até 0,6), equivalente a ganho abaixador até 0,25.

2.3 ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS ELEMENTOS PASSIVOS

O valor médio da corrente no indutor L_o , definida como I_2 , é igual ao valor médio da corrente do lado de alta tensão V_2 , conforme ilustrado na Figura 8. Mesmo

considerando a corrente do capacitor de filtro C_{f2} , essa igualdade se mantém, já que em regime permanente, o valor médio da corrente no capacitor C_{f2} é nulo.

Considerando o balanço de potência e assumindo operação ideal (sem perdas), é possível utilizar o ganho estático do conversor para relacionar o valor da corrente do lado de baixa tensão com o valor da corrente do lado de alta tensão. Essa relação decorre diretamente da conservação de potência, expressa em (2.31):

$$P = I_1 \cdot V_1 = I_2 \cdot V_2. \quad (2.31)$$

A expressão (2.32) do valor médio da corrente no lado de baixa tensão, I_1 , pode ser escrita diretamente a partir de (2.31):

$$I_1 = \frac{P}{V_1}. \quad (2.32)$$

Utilizando (2.31) em (2.14) é possível escrever a equação (2.33), que define o valor médio da corrente no lado de alta tensão I_2 :

$$I_2 = \frac{P}{V_1} \cdot \frac{1 - D}{1 + 3 \cdot D}. \quad (2.33)$$

Para determinar o valor médio da corrente nos indutores da célula *ASL*, I_L , é necessário ponderar o valor de I_1 ao longo do período de comutação, considerando a duração de cada etapa. Assim, pode-se escrever (2.34) a partir de (2.4) e (2.9):

$$I_1 = (2 \cdot I_L + I_2) \cdot D + (I_L) \cdot (1 - D). \quad (2.34)$$

Reorganizando os termos da equação (2.34) obtém-se a expressão (2.35), do valor da corrente média nos indutores da célula *ASL*:

$$I_L = \frac{P}{V_1} \cdot \frac{1 + D}{1 + 3 \cdot D}. \quad (2.35)$$

O valor da tensão dos capacitores da célula *ASC*, V_C , já foi apresentado em (2.21). Porém, isolando D em (2.14) e substituindo em (2.21), encontra-se (2.36). Essa expressão, mostra que a tensão V_C é a média aritmética entre as tensões do lado de alta e baixa tensão do conversor.

$$V_C = \frac{V_1 + V_2}{2}. \quad (2.36)$$

Os valores médios das tensões nos capacitores C_{f1} e C_{f2} são iguais aos valores médios de V_1 e V_2 , respectivamente.

O valor eficaz da corrente nos capacitores C_1 e C_2 da célula ASC, $I_{C_{ef}}$, é dado pela equação (2.37):

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D.T_s} i_2^2 dt + \int_{D.T_s}^{T_s} \left(\frac{i_2}{2} + \frac{i_L}{2} \right)^2 dt \right)}. \quad (2.37)$$

Considerando as ondulações de corrente suficientemente baixas, é possível substituir i_2 e i_L por I_2 e I_L em (2.37), utilizando as equações (2.33) e (2.35). Resolvendo a integral resultante é possível escrever (2.38):

$$I_{C_{ef}} = \frac{P}{V_1} \cdot \frac{1-D}{1+3 \cdot D} \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}. \quad (2.38)$$

Como o valor da corrente nos indutores não pode variar instantaneamente e as ondulações de corrente são pequenas, o valor eficaz da corrente nos indutores é suficientemente próximo ao valor da corrente média para que a consideremos como igual. Portanto, o valor eficaz da corrente nos indutores da célula ASL, $I_{L_{ef}}$, pode ser escrita conforme (2.39) e do indutor L_0 , $I_{2_{ef}}$, conforme (2.40):

$$I_{L_{ef}} = I_L, \quad (2.39)$$

$$I_{2_{ef}} = I_2. \quad (2.40)$$

De modo análogo, os valores eficazes das tensões nos capacitores serão considerados iguais aos valores médios. Assim, o valor da corrente eficaz nos capacitores da célula ASL, $V_{C_{ef}}$, é definida em (2.41):

$$V_{C_{ef}} = V_C. \quad (2.41)$$

2.4 ESFORÇOS DE TENSÃO E CORRENTE NOS SEMICONDUTORES

Para a obtenção do valor do esforço de tensão nos interruptores S_1 e S_2 , deve-se analisar a segunda etapa de operação do conversor, pois é nesse intervalo

que esses dispositivos estão desligados e, conseqüentemente, submetidos ao esforço de tensão. Assim, obtêm-se (2.42) e (2.43):

$$V_{SL} = V_1 - V_L, \quad (2.42)$$

$$V_L = \frac{V_1 - V_C}{2}. \quad (2.43)$$

Substituindo (2.36) em (2.43) e resolvendo para V_L , resulta em (2.44):

$$V_L = \frac{V_1 - V_2}{4}. \quad (2.44)$$

Substituindo, (2.44) em (2.42), têm-se a expressão (2.45) que define o valor do esforço de tensão os interruptores da célula ASL , V_{SL} :

$$V_{SL} = \frac{3 \cdot V_1 + V_2}{4}. \quad (2.45)$$

Para os interruptores S_3 e S_4 a expressão do valor do esforço de tensão, V_{SC} , é definida pela análise da primeira etapa, de onde é possível escrever (2.46):

$$V_{SC} = V_1 + V_C. \quad (2.46)$$

Substituindo (2.36) em (2.46) e reorganizando, resulta na expressão (2.47):

$$V_{SC} = \frac{3 \cdot V_1 + V_2}{2}. \quad (2.47)$$

Comparando (2.45) e (2.47), conclui-se que o esforço de tensão sobre os interruptores S_3 e S_4 da célula ASC é o dobro do esforço de tensão dos interruptores S_1 e S_2 da célula ASL .

Já o esforço de corrente nos interruptores pode ser determinado a partir da equação do valor médio da corrente nos indutores chaveados, I_L , e da equação do valor médio da corrente do indutor do lado de alta tensão, I_2 , ponderadas pela fração do período em que cada chave conduz.

Para S_1 e S_2 , que conduzem durante a primeira etapa, o valor médio da corrente, I_{SL} , é:

$$I_{SL} = D \cdot (I_L + I_2). \quad (2.48)$$

Substituindo (2.35) e (2.33) em (2.48), obtêm-se (2.49):

$$I_{SL} = \frac{P}{V_1} \cdot \frac{2 \cdot D}{1 + 3 \cdot D}. \quad (2.49)$$

Utiliza-se o mesmo princípio para calcular o valor da corrente média em S_3 e S_4 , porém a partir da análise da segunda etapa:

$$I_{SC} = \left(\frac{I_1 + I_2}{2} \right) \cdot (1 - D). \quad (2.50)$$

Substituindo as expressões de (2.32) e (2.33) em (2.50), é possível escrever a expressão (2.45), que define o valor da corrente média nos interruptores da célula ASC, I_{SC} :

$$I_{SC} = \frac{P}{V_1} \cdot \frac{1 - D}{1 + 3 \cdot D}. \quad (2.51)$$

Para os cálculos dos valores eficazes das correntes e tensões, *RMS (root mean square)*, será considerado que as ondulações (*ripple*) de correntes e tensão são suficientemente pequenas, de modo que a variação destes valores dentro dos intervalos considerados ($D \cdot T_s$ ou $(1 - D) \cdot T_s$) podem ser desprezados. Essa suposição simplifica significativamente as deduções analíticas, permitindo a utilização de valores médios no cálculo dos valores eficazes, sem comprometer a precisão dos resultados. Tal aproximação fornece estimativas muito próximas dos valores reais para os níveis típicos de ondulações observados em conversores operando em modo de condução contínua. Assim, o valor da corrente eficaz nos interruptores S_1 e S_2 , denominada $I_{SL_{ef}}$, é definida por (2.52):

$$I_{SL_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} (i_L(t) + i_2(t))^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (0)^2 dt \right)}. \quad (2.52)$$

Substituindo as expressões contínuas $i_L(t)$ e $i_2(t)$ por seus valores médios (2.35) e (2.33), e resolvendo a integral têm-se a expressão (2.53), que define o valor eficaz da corrente nos interruptores da célula ASL, $I_{SL_{ef}}$:

$$I_{SL_ef} = \frac{P}{V_1} \cdot \frac{2}{1 + 3 \cdot D} \sqrt{D}. \quad (2.53)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores S_3 e S_4 , denotado por I_{SC_ef} , é dado por:

$$I_{SC_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{D \cdot T_s} (0)^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} \left(\frac{i_L(t) + i_2(t)}{2} \right)^2 dt \right)}. \quad (2.54)$$

Utilizando novamente as equações (2.35) e (2.33) agora na equação (2.54), encontra-se a expressão (2.55), que representa o valor da corrente eficaz nos interruptores da célula ASC (I_{SC_ef}).

$$I_{SC_ef} = \frac{P}{V_1} \cdot \frac{1}{1 + 3 \cdot D} \sqrt{1 - D}. \quad (2.55)$$

2.5 COMPONENTES PASSIVOS

Considerando a expressão do valor da tensão média no indutor L_o , V_{Lo} , definida em (2.56), e utilizando as equações (2.36) e (2.2) obtêm-se a expressão (2.57) do valor da indutância L_o do filtro do lado de alta tensão:

$$V_{Lo} = \frac{L_o \cdot \Delta I_2}{D \cdot T_s}, \quad (2.56)$$

$$L_o = \frac{2 \cdot V_1 \cdot D}{\Delta I_2 \cdot f_s}. \quad (2.57)$$

Onde a ondulação de corrente ΔI_2 é um parâmetro de projeto a ser definido pelo projetista do conversor.

De forma análoga, podemos obter a equação (2.58) da indutância dos indutores da célula ASL, L_1 e L_2 , substituindo o valor da tensão que estes estão submetidos durante a primeira etapa, ou seja, V_1 :

$$L = L_1 = L_2 = \frac{V_1 \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s}. \quad (2.58)$$

O valor da capacitância dos capacitores C_1 e C_2 pode ser obtida a partir da análise da primeira etapa de operação do conversor. Considerando que o indutor L_o

opera na sua região linear, a corrente $i_2(t)$ pode ser descrita pela equação da reta definida em (2.59).

$$i_2(t) = I_2 + \Delta I_2 \left(\frac{t}{D \cdot T_s} - \frac{1}{2} \right). \quad (2.59)$$

E, como durante a primeira etapa o valor da corrente i_2 é igual ao valor da corrente que percorre os capacitores C_1 e C_2 :

$$i_2(t) = i_c(t) = C \cdot \frac{d v_c(t)}{dt}. \quad (2.60)$$

Substituindo (2.59) em (2.60), obtêm-se a expressão (2.61):

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} i_c(t) dt = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_2 + \Delta I_2 \left(\frac{t}{D \cdot T_s} - \frac{1}{2} \right) dt. \quad (2.61)$$

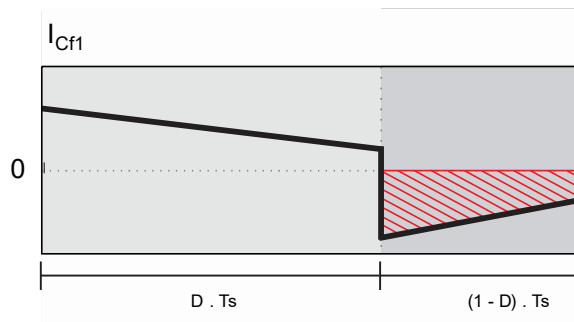
Resolvendo a integral, encontra-se a equação (2.62) que define o valor das capacitâncias da célula ASC:

$$C = \frac{P_o \cdot D \cdot (1 - D)}{V_1 \cdot \Delta V_c \cdot f_s \cdot (1 + 3D)}. \quad (2.62)$$

Para a determinação do valor das capacitâncias dos capacitores C_{f1} e C_{f2} , considerou-se que a toda a ondulação de corrente i_1 passa por C_{f1} e de i_2 passa por C_{f2} , visto que a função desses capacitores é filtrar ondulações de tensão no lado de baixa e de alta tensão.

A variação da carga do capacitor C_{f1} (ΔQ_{cf}), durante a segunda etapa de operação, corresponde a área destacada na Figura 18.

Figura 18 – Forma da onda da corrente do capacitor C_{f1} .



Fonte: autor.

Nessa etapa, o valor médio da corrente do capacitor C_{f1} (I_{Cf1}) é igual ao valor médio da corrente I_L menos o valor médio da corrente I_1 . Assim, pode-se escrever a equação (2.63).

$$\Delta Q_{Cf1} = (I_L - I_1) \cdot (1 - D) \cdot T_s. \quad (2.63)$$

Utilizando a expressão que relaciona a capacitância com a derivada da tensão pela carga, tem-se a equação (2.64):

$$\Delta Q_{Cf1} = C_{f1} \cdot \Delta V_1. \quad (2.64)$$

E, aplicando (2.64), (2.32) e (2.35) em (2.63) encontra-se a equação (2.65) do valor da capacitância C_{f1} :

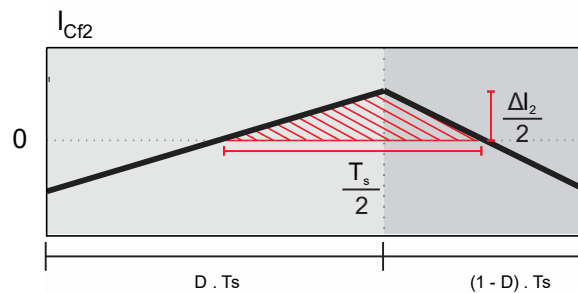
$$C_{f1} = \frac{P}{V_1} \cdot \frac{2 \cdot D}{\Delta V_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D)}{1 + 3 \cdot D}. \quad (2.65)$$

Utiliza-se o mesmo conceito para determinar o valor da capacitância do capacitor do filtro do lado de alta tensão C_{f2} . Na Figura 19, é apresentada a forma de onda da corrente neste capacitor.

Considerando a variação da carga no capacitor C_{f2} , tem-se a relação entre a variação da carga e sua tensão, descrita na equação (2.66):

$$\Delta Q_{Cf2} = C_{f2} \cdot \Delta V_{Cf2}. \quad (2.66)$$

Figura 19 – Forma da onda da corrente do capacitor C_{f2} .



Fonte: autor.

A área hachurada equivale a variação da carga (ΔQ_{Cf2}) neste capacitor durante a operação do conversor. Substituindo o valor da área em (2.66), obtêm-se (2.67).

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_2}{2} \cdot \frac{T_s}{2} = C_{f2} \cdot \Delta V_2. \quad (2.67)$$

Resolvendo para C_{f2} :

$$C_{f2} = \frac{\Delta I_2}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_2}. \quad (2.68)$$

E, utilizando (2.57) em (2.68), encontra-se a expressão (2.69):

$$C_{f2} = \frac{V_1 \cdot D}{4 \cdot L_o \cdot \Delta V_2 \cdot f_s^2}. \quad (2.69)$$

Tabela 2 – Resumo das equações para dimensionamento dos componentes passivos.

Parâmetro	Expressão	Equação
$C = C_1 = C_2$	$\frac{P_o \cdot D \cdot (1 - D)}{V_1 \cdot \Delta V_c \cdot f_s \cdot (1 + 3D)}$	(2.62)
C_{f1}	$\frac{P}{V_1} \cdot \frac{2 \cdot D}{\Delta V_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - D)}{1 + 3 \cdot D}$	(2.65)
C_{f2}	$\frac{V_1 \cdot D}{4 \cdot L_o \cdot \Delta V_2 \cdot f_s^2}$	(2.69)
$L = L_1 = L_2$	$\frac{V_1 \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s}$	(2.58)
L_o	$\frac{2 \cdot V_1 \cdot D}{\Delta I_2 \cdot f_s}$	(2.57)

Fonte: Autor.

2.6 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Concluída a análise estática do conversor, procede-se ao dimensionamento dos componentes do estágio de potência, com base nas especificações de projeto apresentadas na Tabela 3. Nessa etapa são definidos os valores dos indutores e capacitores, bem como a seleção dos semicondutores, de modo a assegurar o funcionamento da topologia proposta nas condições de operação estabelecidas. O dimensionamento adequado dos componentes é fundamental para a construção do protótipo e para a validação prática do conversor.

Tabela 3 – Especificações de projeto.

Parâmetro	Especificação
V_1	48 V
V_2	380 V
f_s	50 kHz
ΔI_L	25 %
ΔI_{L_o}	20 %
ΔV_C	2 %
$\Delta V_1, \Delta V_2$	1 %
P	300 W

Fonte: Autor.

O projeto do conversor considerou uma ondulação máxima de corrente de 25% nos indutores L_1 e L_2 , e de 20% no indutor L_o . Para os capacitores C_1 e C_2 , adotou-se uma ondulação de tensão de 2%, enquanto para as tensões V_1 e V_2 , definiu-se 1%. Com base nessas especificações e nas equações apresentadas na Tabela 2, foram determinados os valores nominais das indutâncias e capacitâncias necessários para a elaboração do protótipo. A escolha do valor nominal das tensões V_1 e V_2 se deu utilizando valores típicos de tensão de baterias e barramentos de baixa e alta tensão de veículos elétricos [25].

Considerando as especificações da Tabela 3, calculou-se o valor teórico da razão cíclica, e dos componentes passivos do protótipo. Esses parâmetros são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 – Componentes do protótipo.

Parâmetro	Valor calculado
$L_1 = L_2$	691 μH
L_o	7,70 mH
$C_1 = C_2$	2,33 μF
C_{f1}	42 μF
C_{f2}	104 nF
D	0,6336

Fonte: Autor.

Os componentes utilizados foram selecionados com base em seus esforços de tensão e corrente (Tabela 7) e na disponibilidade no laboratório no momento da montagem do protótipo, optando-se por valores comerciais próximos aos calculados. Os indutores foram construídos especialmente para o projeto, obtendo-se o valor

mais próximo possível do especificado. As planilhas de cálculo dos indutores são apresentadas no APÊNDICE A.

Para a escolha dos interruptores, foram calculados os esforços de tensão e corrente a eles submetidos, apresentados na Tabela 5:

Tabela 5 – Valores calculados dos esforços de tensão e corrente nos interruptores.

Parâmetro	Valor
Valor pico da tensão em S_1 e S_2 (V_{SL})	131 V
Valor pico da tensão em S_3 e S_4 (V_{SC})	262 V
Valor médio da corrente em S_1 e S_2 (I_{SL})	2,73 A
Valor médio da corrente em S_3 e S_4 (I_{SC})	0,79 A
Valor eficaz da corrente em S_1 e S_2 ($I_{SL,ef}$)	3,43 A
Valor eficaz da corrente em S_3 e S_4 ($I_{SC,ef}$)	1,30 A

Fonte: Autor.

A partir dos esforços de tensão e corrente apresentados na Tabela 5 e dos componentes disponíveis no laboratório, foram selecionados interruptores do tipo Silicon Carbide (SiC), modelo C3M0065090D, do fabricante CREE Inc, cujas características são apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 – Características dos interruptores utilizados no protótipo.

Parâmetro	Valor
Tensão dreno fonte	900 V
Corrente de dreno contínua (100°C)	23 A
Resistência de condução	65 mΩ
Encapsulamento	T0-247-3
Modelo	C3M0065090D
Fabricante	CREE Inc.

Fonte: Datasheet da CREE Inc [26].

As características dos interruptores utilizados no conversor apresentam uma alta margem de segurança em relação aos esforços de tensão e corrente calculados. O maior esforço de tensão calculado foi de 262 V nos interruptores da célula ASC, enquanto o maior esforço de corrente ficou abaixo dos 3,5 A nos interruptores da célula ASL. Caso disponíveis, seria possível adotar interruptores com especificações mais próximas aos requisitos do projeto, o que resultaria em, por exemplo, menor resistência em condução e, conseqüentemente, em maior eficiência. Para a escolha do interruptor, recomenda-se a seleção de dispositivos com margem de segurança

mínima de 100% em relação ao valor dos esforços calculados, de forma a garantir uma boa robustez aos transitórios de chaveamento intrínsecos a topologia.

A validação das equações obtidas durante a análise estática do conversor e os valores nominais calculados dos componentes passivos do conversor (Tabela 4) foi realizada através de simulação computacional do conversor no software PSIM, cujos resultados estão relacionados na Tabela 7.

Tabela 7 – Resumo dos esforços de tensão e corrente nos componentes conversor.

Parâmetro	Expressão	Equação	Valor calculado	Resultado simulação	Erro (%)
I_2	$\frac{P}{V_1} \cdot \frac{1-D}{1+3 \cdot D}$	(2.33)	0,789 A	0,789 A	0%
I_L	$\frac{P}{V_1} \cdot \frac{1+D}{1+3 \cdot D}$	(2.35)	3,52 A	3,52 A	0%
I_{2_ef}	I_2	(2.40)	0,789 A	0,791 A	0,25%
I_{L_ef}	I_L	(2.39)	3,52 A	3,53 A	0,28%
I_{C_ef}	$\frac{P}{V_1} \cdot \frac{1-D}{1+3 \cdot D} \cdot \sqrt{\frac{D}{1-D}}$	(2.38)	1,04 A	1,04 A	0%
V_C	$\frac{V_1 + V_2}{2}$	(2.36)	214 V	214 V	0%
V_{C_ef}	V_C	(2.41)	214 V	214 V	0%
I_{SC}	$\frac{P}{V_1} \cdot \frac{1-D}{1+3 \cdot D}$	(2.51)	0,789 A	0,787 A	0,25%
I_{SL}	$\frac{P}{V_1} \cdot \frac{2 \cdot D}{1+3 \cdot D}$	(2.49)	2,73 A	2,74 A	0,36%
I_{SC_ef}	$\frac{P}{V_1} \cdot \frac{1}{1+3 \cdot D} \sqrt{1-D}$	(2.55)	1,30 A	1,31 A	0,77%
I_{SL_ef}	$\frac{P}{V_1} \cdot \frac{2}{1+3 \cdot D} \sqrt{D}$	(2.53)	3,43 A	3,44 A	0,29%
V_{SC}	$\frac{3 \cdot V_1 + V_2}{2}$	(2.47)	262 V	264 V	0,76%
V_{SL}	$\frac{3 \cdot V_1 + V_2}{4}$	(2.45)	131 V	132 V	0,76%

Fonte: Autor.

Comparando os resultados de simulação com aqueles calculados através das equações analíticas obtidas, observa-se um erro relativo inferior a 1%, validando a análise matemática realizada.

2.7 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foi desenvolvida a análise estática do conversor proposto, detalhando suas etapas de operação, o princípio de funcionamento, a análise matemática e exemplo de projeto. Foram obtidas as expressões analíticas que descrevem o ganho de tensão no modo elevador e abaixador, incluindo o efeito dos elementos parasitas, bem como os esforços de tensão e corrente sobre os dispositivos semicondutores e elementos passivos. As equações obtidas foram validadas através de simulação numérica, com erro inferior a 1% entre os valores calculados e simulados. A partir dessas equações e critérios de projeto, o capítulo seguinte apresenta a modelagem dinâmica do conversor e a elaboração das estratégias de controle.

3 ANÁLISE DINÂMICA VOLTADA AO CONTROLE DO CONVERSOR

3.1 EQUAÇÕES DE ESTADOS

As funções de transferência (FTs) desejadas do conversor em estudo serão obtidas através da modelagem em espaço de estados. O sistema (conversor) será representado na forma padrão [27], isto é, na forma das equações (3.1) e (3.2).

$$\dot{\vec{x}}(t) = \mathbf{A}\vec{x}(t) + \mathbf{B}\vec{u}(t), \quad (3.1)$$

$$\vec{y}(t) = \mathbf{C}\vec{x}(t) + \mathbf{D}\vec{u}(t). \quad (3.2)$$

Sendo:

$\mathbf{A}$ é a matriz de estados;

$\mathbf{B}$ é a matriz de entradas ou perturbações;

$\mathbf{C}$ é a matriz de saídas;

$\mathbf{D}$ é a matriz de conexão entrada-saída;

$\vec{u}(t)$ é o vetor das entradas;

$\vec{y}(t)$ é o vetor das saídas;

$\vec{x}(t)$ é o vetor dos estados.

É considerado que não há alimentação direta entre entrada e saída do conversor, portanto a matriz $\mathbf{D}$ é nula.

Os elementos armazenadores de energia (capacitores e indutores), representam as variáveis de estado. No caso ideal, considera-se i_{L1} e i_{L2} iguais, ou seja, representam apenas uma variável de estado i_L , bem como v_{C1} e v_{C2} iguais e que representam também apenas uma variável de estado v_C .

Durante as duas etapas de operação do conversor a topologia do conversor se altera, portanto, também as matrizes $\mathbf{A}$ e $\mathbf{B}$. Serão denominadas de $\mathbf{A}_1$ e $\mathbf{B}_1$ as matrizes que representam o conversor durante a primeira etapa de operação e, $\mathbf{A}_2$ e $\mathbf{B}_2$, as matrizes correspondentes a segunda etapa. A definição das referidas matrizes permite avançar com a fase de ponderação dessas em função da duração de cada etapa, obtendo-se o modelo médio quase instantâneo do conversor.

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{D} + \mathbf{A}_2 \cdot (\mathbf{1} - \mathbf{D}), \quad (3.3)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{D} + \mathbf{B}_2 \cdot (\mathbf{1} - \mathbf{D}). \quad (3.4)$$

As matrizes $\mathbf{A}$ e $\mathbf{B}$ das equações (3.3) e (3.4) representam modelo médio do conversor, que, é um modelo não linear. Para se obter a função de transferência do sistema, é necessário realizar a linearização do modelo através do operador jacobiano, conforme (3.5) e (3.6), e, então, calcular os coeficientes no ponto de operação desejado.

$$\mathbf{A}_J = J_f(\mathbf{A}, \vec{x}(t)), \quad (3.5)$$

$$\mathbf{B}_J = J_f(\mathbf{B}, \vec{u}(t)). \quad (3.6)$$

O ponto de operação é calculado considerando o sistema em regime permanente, quando o valor médio dos estados não se altera, portanto, suas derivadas são nulas. Esta condição é representada pela equação (3.7).

$$\vec{0} = \mathbf{A}_J \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{B}_J \cdot \vec{u}(t). \quad (3.7)$$

É importante lembrar que, após linearizado, o modelo obtido representa o comportamento do conversor apenas para pequenas variações em torno do ponto de operação desejado.

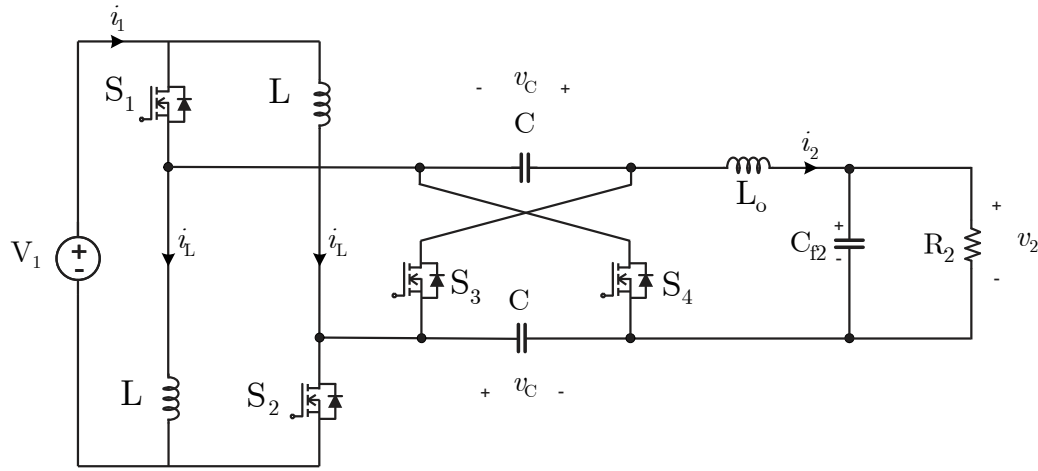
A Equação (3.8) representa a forma geral da função de transferência do sistema. No entanto, é necessário substituir os valores no ponto de operação obtidos a partir da equação (3.7). Dessa forma, os valores médios de corrente e tensão dos elementos armazenadores de energia, bem como a razão cíclica de operação, são inseridos na equação, obtendo-se a expressão final da função de transferência na condição de operação desejada.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \mathbf{C} \cdot (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}_J)^{-1} \cdot \mathbf{B}_J + \mathbf{D}. \quad (3.8)$$

3.2 MODELAGEM VOLTADA AO CONTROLE DA TENSÃO DO LADO DE ALTA TENSÃO (v_2).

O sistema de controle da tensão v_2 considera uma fonte de tensão do lado de baixa tensão do conversor, V_1 . No lado de alta tensão, será incluído o capacitor de filtragem C_{f2} e um resistor R_2 nos terminais de v_2 , como na Figura 20:

Figura 20 – Circuito para a modelagem voltada ao controle de tensão no modo elevador.



Fonte: autor.

Da análise da primeira etapa de operação, pode-se escrever as matrizes de A_1 e B_1 conforme (3.9):

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{2}{L_o} & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{f2}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{f2} \cdot R_2} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_o} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Já a partir da segunda etapa encontram-se as matrizes A_2 e B_2 , representadas em (3.10):

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_o} & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{2.L} & 0 \\ \frac{-1}{2.C} & \frac{1}{2.C} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{f2}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{f2}.R_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \frac{1}{2.L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Aplicando as matrizes encontradas nas equações (3.3) e (3.4), encontra-se o modelo médio do sistema em espaço de estados em (3.11) e (3.12):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_2(t) \\ \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \\ \dot{v}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d+1}{L_o} & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{d-1}{2.L} & 0 \\ \frac{-(d+1)}{2.C} & \frac{1-d}{2.C} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{f2}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{f2}.R_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_2(t) \\ i_L(t) \\ v_C(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L_o} \\ \frac{d+1}{2.L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_1], \quad (3.11)$$

$$[v_2(t)] = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} i_2(t) \\ i_L(t) \\ v_C(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} + [0] \cdot [V_1]. \quad (3.12)$$

Então, se obtém o modelo linearizado a partir do operador Jacobiano, definido em (3.5) e (3.6). Desse modo tem-se a matriz $\mathbf{A}_J$ e $\mathbf{B}_J$ em (3.13):

$$\mathbf{A}_J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d+1}{L_o} & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{d-1}{2.L} & 0 \\ \frac{-(d+1)}{2.C} & \frac{1-d}{2.C} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{f2}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{f2}.R_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_J = \begin{bmatrix} \frac{V_1+v_C}{L_o} \\ \frac{V_1+v_C}{2.L} \\ \frac{i_2+i_L}{2.C} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

E a matriz $\mathbf{C}$, já definida na equação (3.12), é apresentada em (3.14):

$$\mathbf{C} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]. \quad (3.14)$$

Aplicando a equação (3.8), encontra-se a função de transferência desejada, $G_{v_2}(s)$, da tensão do lado de alta tensão em relação a razão cíclica, descrita em (3.15).

$$G_{v_2}(s) = \frac{\tilde{v}_2}{\tilde{d}}(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (3.15)$$

em que:

$$b_2 = 4 \cdot L \cdot C \cdot R_2 \cdot (V_1 + V_{c_{po}}),$$

$$b_1 = -2 \cdot L \cdot R_2 \cdot (i_{L_{po}} + I_{2_{po}}) \cdot (1 + D),$$

$$b_0 = 2 \cdot R_2 \cdot (V_1 + V_{c_{po}}) \cdot (1 - D),$$

$$a_4 = 4 \cdot L \cdot C \cdot L_o \cdot C_{f2} \cdot R_2,$$

$$a_3 = 4 \cdot L \cdot C \cdot L_o,$$

$$a_2 = R_2 \cdot [4 \cdot L \cdot C + 2 \cdot L \cdot C_{f2} (1 + D)^2 + L_o \cdot C_{f2} (1 - D)^2],$$

$$a_1 = 2 \cdot L (1 + D)^2 + L_o \cdot (1 - D)^2,$$

$$a_0 = R_2 \cdot (1 - D)^2.$$

No passo seguinte, define-se o valor das variáveis de estado no ponto de operação, aplicando a equação (3.7). A partir desta análise se encontra as expressões (3.16) a (3.19).

$$I_{2_{po}} = \frac{V_1 \cdot (1 + 3D)}{R_2 \cdot (1 - D)}, \quad (3.16)$$

$$I_{L_{po}} = \frac{V_1 \cdot (3D^2 + 4D + 1)}{R_2 \cdot (1 - D)^2}, \quad (3.17)$$

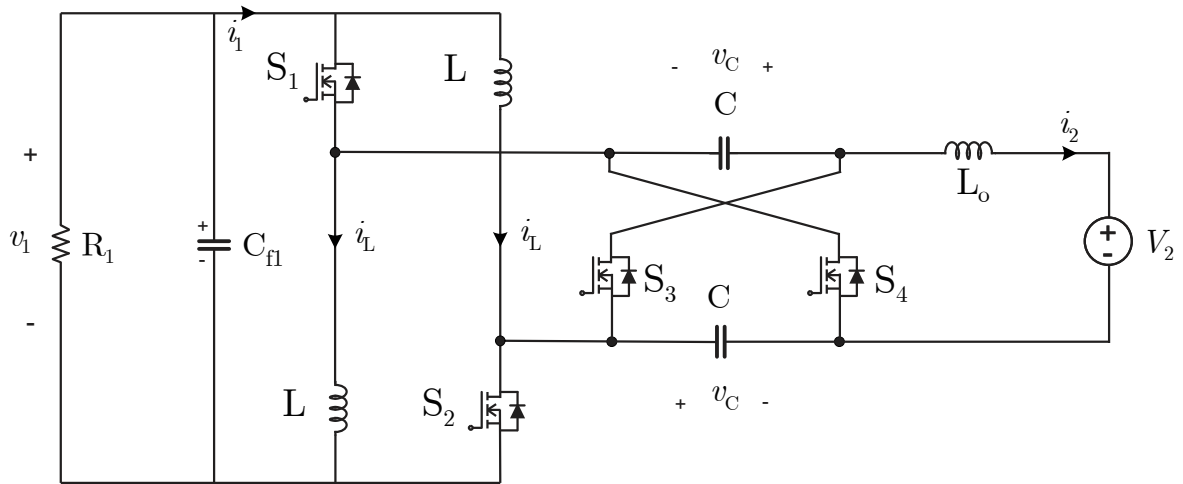
$$V_{c_{po}} = \frac{V_1 \cdot (1 + D)}{(1 - D)}, \quad (3.18)$$

$$V_{2_{po}} = \frac{V_1 \cdot (1 + 3D)}{(1 - D)}. \quad (3.19)$$

3.3 MODELAGEM VOLTADA AO CONTROLE DA TENSÃO DO LADO DE BAIXA TENSÃO (v_1).

O circuito considerado para a modelagem para o controle de tensão do lado de baixa tensão do conversor é o apresentado na Figura 21. Nos terminais de baixa tensão será conectado uma carga resistiva R_1 e um capacitor de filtro C_{f1} . A mesma metodologia de modelagem da seção anterior será empregada nesta seção e nos próximos itens (espaço de estados).

Figura 21 – Circuito para a modelagem voltada ao controle de tensão no modo abaixador.



Fonte: autor.

A partir da análise do circuito da Figura 21, encontram-se as matrizes A_1 , A_2 , B_1 e B_2 , apresentadas nas equações (3.20) e (3.21), bem como o modelo médio em (3.22).

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{2}{L_o} & \frac{1}{L_o} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{-1}{C} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{f1}} & -\frac{2}{C_{f1}} & 0 & \frac{-1}{C_{f1} \cdot R_1} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_o} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.20)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_o} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{2 \cdot L} & \frac{1}{2 \cdot L} \\ \frac{-1}{2 \cdot C} & \frac{1}{2 \cdot C} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_{f1}} & 0 & \frac{-1}{C_{f1} \cdot R_1} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_o} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_2(t) \\ \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \\ \dot{v}_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d+1}{L_o} & \frac{d}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{d-1}{2 \cdot L} & \frac{d+1}{2 \cdot L} \\ \frac{-(d+1)}{2 \cdot C} & \frac{1-d}{2 \cdot C} & 0 & 0 \\ \frac{-d}{C_{f1}} & \frac{-(d+1)}{C_{f1}} & 0 & \frac{-1}{C_{f1} \cdot R_1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_2(t) \\ i_L(t) \\ v_C(t) \\ v_1(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_o} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [V_2]. \quad (3.22)$$

A partir das matrizes jacobianas, obtém-se a função de transferência $G_{v_1}(s)$, conforme (3.23):

$$G_{v_1}(s) = \frac{\tilde{v}_1}{\tilde{d}}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (3.23)$$

em que:

$$b_3 = 4 \cdot L \cdot C \cdot L_o \cdot R_1 (I_{2po} + I_{Lpo}),$$

$$b_2 = 2 \cdot C \cdot R_1 (V_{1po} + V_{Cpo}) \cdot [L_o \cdot (D + 1) + L \cdot 2D],$$

$$b_1 = 2 \cdot R_1 \cdot (I_{2po} + I_{Lpo}) \cdot [L_o \cdot (1 - D) + L \cdot (D + 1)],$$

$$b_0 = 2 \cdot R_1 \cdot (V_{1po} + V_{Cpo}) \cdot (3D + 1),$$

$$a_4 = 4 \cdot L \cdot C \cdot L_o \cdot C_{f1} \cdot R_1,$$

$$a_3 = 4 \cdot L \cdot C \cdot L_o,$$

$$a_2 = R_1 \cdot [2 \cdot C \cdot L_o (1 + D)^2 + 2 \cdot C_{f1} \cdot L \cdot (1 + D)^2 + C_{f1} \cdot L_o (1 - D)^2 + 4 \cdot C \cdot L \cdot D^2],$$

$$a_1 = 2 \cdot L (1 + D)^2 + L_o (1 - D)^2,$$

$$a_0 = R_1 \cdot (1 + 3D)^2.$$

Os valores das variáveis de estado no ponto de operação desejado podem ser calculados a partir as equações (3.24) a (3.27).

$$I_{2po} = \frac{-V_2 \cdot (1 - D)^2}{R_1 \cdot (1 + 3D)^2}, \quad (3.24)$$

$$I_{Lpo} = \frac{-V_2 \cdot (1 - D^2)}{R_1 \cdot (1 + 3D)^2}, \quad (3.25)$$

$$V_{Cpo} = \frac{V_2 \cdot (1 + D)}{(1 + 3D)}, \quad (3.26)$$

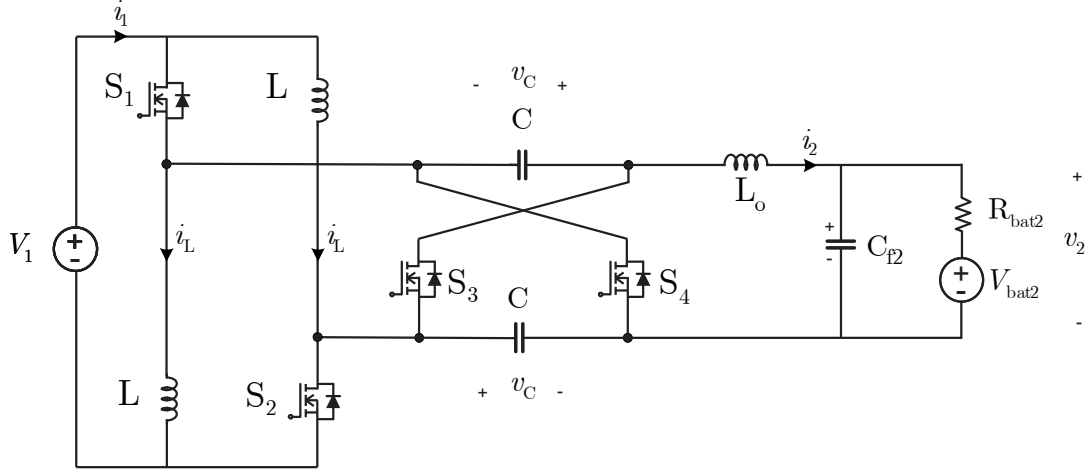
$$V_{1po} = \frac{V_2 \cdot (1 - D)}{(1 + 3D)}. \quad (3.27)$$

3.4 MODELAGEM VOLTADA AO CONTROLE DA CORRENTE DO LADO DE ALTA TENSÃO (i_2).

O circuito a ser modelado para o controle da corrente do lado de alta tensão i_2 é apresentado na Figura 22. Para essa condição, as seguintes considerações foram realizadas: nos terminais do lado de alta tensão do conversor foi conectado

um capacitor de filtragem C_{f2} e este em paralelo com uma resistência R_{bat} e uma a fonte de tensão V_{bat2} (elementos que representam um modelo simplificado de bateria).

Figura 22 – Circuito para a modelagem voltada ao controle da corrente i_2 .



Fonte: autor.

A metodologia de modelagem é a mesma dos itens anteriores, de tal forma que se apresentará os resultados de forma resumida.

O modelo médio do conversor é definido em (3.28).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_2(t) \\ \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \\ \dot{v}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d+1}{L_o} & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{d-1}{2.L} & 0 \\ \frac{-(d+1)}{2.C} & \frac{1-d}{2.C} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{C_{f2}} & 0 & 0 & \frac{-1}{C_{f2}.R_{bat2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_2(t) \\ i_L(t) \\ v_C(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L_o} & 0 \\ \frac{d+1}{2.L} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{f2}.R_{bat2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_{bat2} \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

A função de transferência $G_{i_2}(s)$ é mostrada em (3.29).

$$G_{i_2}(s) = \frac{\tilde{i}_2}{\tilde{d}}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (3.29)$$

em que:

$$b_3 = -4.L.C.C_{f2}.R_{ba} \left(V_1 + V_{C_{po}} \right),$$

$$b_2 = 2.C_{f2}.L.R_{bat2} \cdot (I_{L_{po}} + I_{2_{po}}) \cdot (d+1) - 4.C.L.(V_{C_{po}} + V_1),$$

$$b_1 = 2.L.(I_{2_{po}} + I_{L_{po}}) \cdot (D+1) - 4.L.C.(V_{C_{po}} + V_1),$$

$$b_0 = 2.(V_1 + V_{C_{po}}) \cdot (D-1),$$

$$a_4 = 4.L.C.L_o.C_{f2}.R_{bat2},$$

$$a_3 = 4 \cdot L \cdot C \cdot L_o,$$

$$a_2 = R_{bat2} \cdot \{2 \cdot L \cdot [2 \cdot C + C_{f2} \cdot (1 + d)^2] + C_{f2} \cdot L_o \cdot (1 - D)^2\},$$

$$a_1 = 2 \cdot L \cdot (1 + D)^2 + L_o \cdot (1 - D)^2,$$

$$a_0 = R_{bat2} \cdot (1 - D)^2.$$

O valor das variáveis de estado no ponto de operação é apresentado nas equações (3.30) a (3.33):

$$I_{2po} = \frac{V_1 \cdot (1 + 3D) + V_{bat2}(D - 1)}{R_{bat2} \cdot (1 - D)}, \quad (3.30)$$

$$I_{Lpo} = \frac{V_1 \cdot (3D^2 + 4D + 1) + V_{bat2}(D^2 - 1)}{R_{bat2} \cdot (1 - D)^2}, \quad (3.31)$$

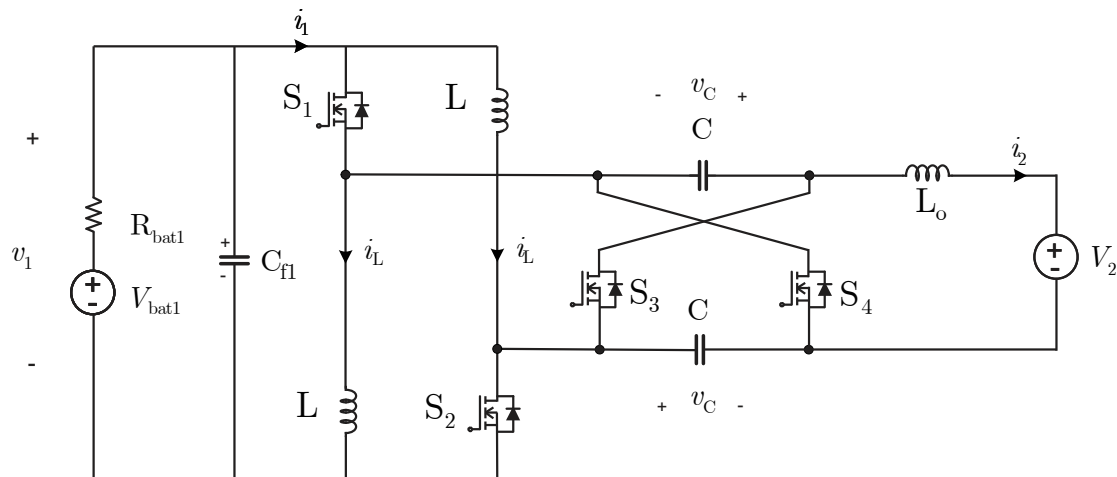
$$V_{Cpo} = \frac{V_1 \cdot (1 + D)}{(1 - D)}, \quad (3.32)$$

$$V_{2po} = \frac{V_1 \cdot (1 + 3D)}{(1 - D)}. \quad (3.33)$$

3.5 MODELAGEM VOLTADA AO CONTROLE DA CORRENTE DO LADO DE BAIXA TENSÃO (i_1).

A modelagem para o controle da corrente do lado de baixa tensão do conversor considera o circuito da Figura 22. Nele conectou-se o modelo simplificado de uma bateria (representado por R_{bat1} e V_{bat1}) e o capacitor C_{f1} aos terminais de baixa tensão do conversor, V_1 :

Figura 23 – Circuito para a modelagem voltada ao controle da corrente i_1 .



Fonte: autor.

O modelo médio em espaço de estados é o dado na equação (3.34):

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_2(t) \\ \dot{i}_L(t) \\ \dot{v}_C(t) \\ \dot{v}_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{d+1}{L_o} & \frac{d}{L_o} \\ 0 & 0 & \frac{d-1}{2.L} & \frac{d+1}{2.L} \\ \frac{-(d+1)}{2.C} & \frac{1-d}{2.C} & 0 & 0 \\ \frac{-d}{C_{f1}} & \frac{-(d+1)}{C_{f1}} & 0 & \frac{-1}{C_{f1}.R_{bat1}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_2(t) \\ i_L(t) \\ v_C(t) \\ v_1(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_o} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{f1}.R_{bat1}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ V_{bat} \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

A função de transferência $G_{i_L}(s)$, após a linearização do modelo, é descrita em (3.35).

$$G_{i_L}(s) = \frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}}(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (3.35)$$

em que:

$$b_3 = 2 \cdot C \cdot L_o \cdot C_{f1} \cdot R_{bat1} \cdot (V_{C_{po}} + V_{1_{po}}),$$

$$b_2 = 2 \cdot C \cdot L_o \cdot [V_{C_{po}} + V_{1_{po}} - R_{bat1} \cdot (d+1) \cdot (I_{2_{po}} + I_{L_{po}})] + C_{f1} \cdot L_o \cdot R_{bat1} \cdot (1-D) \cdot (I_{2_{po}} + I_{L_{po}}),$$

$$b_1 = L_o \cdot (I_{2_{po}} + I_{L_{po}}) \cdot (1-D) + 2 \cdot R_{bat1} \cdot (V_{1_{po}} + V_{C_{po}}) \cdot [C_{f1} \cdot (1+D) - C \cdot D],$$

$$b_0 = 2 \cdot (V_{1_{po}} + V_{C_{po}}) \cdot (1+D) - R_{ba} \cdot (I_{2_{po}} + I_{L_{po}}) \cdot (1+3D),$$

$$a_4 = 4 \cdot L \cdot C \cdot L_o \cdot C_{f1} \cdot R_{bat1},$$

$$a_3 = 4 \cdot L \cdot C \cdot L_o,$$

$$a_2 = R_{bat1} \cdot [2 \cdot (C \cdot L_o + C_{f1} \cdot L) \cdot (1+D)^2 + C_{f1} \cdot L_o \cdot (1-D)^2 + 4 \cdot C \cdot L \cdot D^2],$$

$$a_1 = 2 \cdot L \cdot (1+D)^2 + L_o \cdot (1-D)^2,$$

$$a_0 = R_{bat1} \cdot (1+3D)^2.$$

As equações para se calcular o valor das variáveis de estado no ponto de operação desejado são apresentadas em (3.36) a (3.39).

$$I_{2_{po}} = \frac{V_{bat1}(1 + 2 \cdot D - 3 \cdot D^2) - V_2 \cdot (1 - D)^2}{R_{bat1} \cdot (1 + 3D)^2}, \quad (3.36)$$

$$I_{L_{po}} = \frac{V_{bat1} \cdot (1 + 4D + 3 \cdot D^2) - V_2(1 - D^2)}{R_{bat1} \cdot (1 + 3D)^2}, \quad (3.37)$$

$$V_{C_{po}} = \frac{V_2 \cdot (1 + D)}{(1 + 3D)}, \quad (3.38)$$

$$V_{1po} = \frac{V_2 \cdot (1 - D)}{(1 + 3D)}. \quad (3.39)$$

Para a obtenção da função de transferência de interesse, pode-se escrever $G_{i_1}(s)$ em função de $G_{i_L}(s)$ através de um ganho K , conforme mostra a expressão (3.40):

$$G_{i_1}(s) = \frac{\tilde{i}_1}{\tilde{d}}(s) = K \cdot G_{i_L}(s). \quad (3.40)$$

O valor do ganho K , pode ser obtido através da análise da equação (2.35), de onde se obtém uma relação entre i_1 e i_L , apresentado em (3.41):

$$K = \frac{1 + 3D}{1 + D}. \quad (3.41)$$

3.6 VALIDAÇÃO DAS FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA

O objetivo dessa seção é validar as funções de transferência obtidas nas seções 3.2 a 3.5. As especificações de projeto, valores dos componentes e o ponto de operação escolhido se referem a condição nominal do projeto apresentada na Tabela 3 e na Tabela 4 da seção 2.6 - Dimensionamento do Estágio de Potência. Os valores dos resistores e fontes de tensão ligados no “lado carga” de cada condição de validação são apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros das cargas utilizadas para validação das funções de transferência.

Parâmetro	Valor
R_1	7,68 Ω
R_2	481 Ω
V_{bat1}	46 V
R_{bat1}	0,32 Ω
V_{bat2}	377 V
R_{bat2}	3,8 Ω

Fonte: Autor.

Os valores de R_1 e R_2 foram estimados considerando-se um conversor com potência nominal de 300 W.

Os parâmetros das baterias nos lados de alta e baixa tensão correspondem a dois bancos hipotéticos de 48 V e 380 V em fase de carregamento. Por esse motivo, considerou-se tensões internas V_{bat1} e V_{bat2} inferiores às tensões nominais. As resistências R_{bat1} e R_{bat2} representam a impedância interna equivalente dos bancos de baterias, incorporando também os efeitos dos cabos e das conexões entre os elementos.

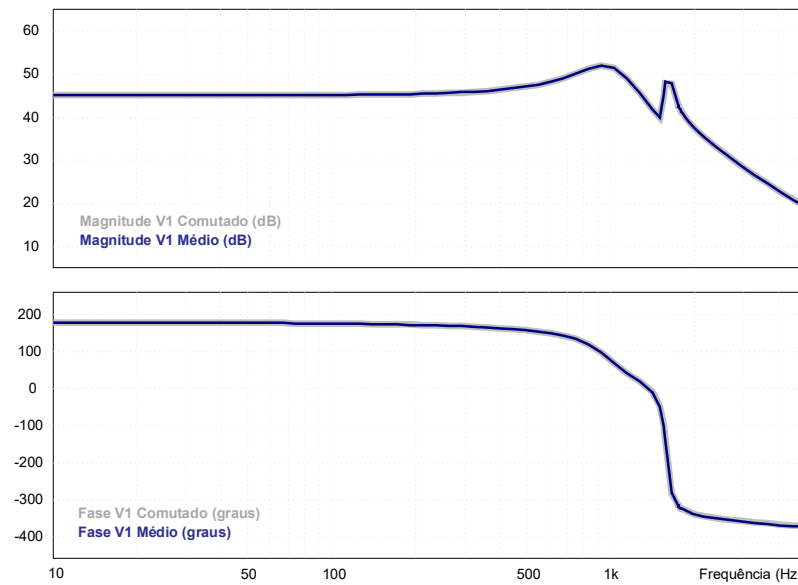
Serão comparadas as respostas ao degrau e em frequência das funções de transferência obtidas com o modelo comutado ideal, com o intuito de verificar se o modelo linearizado representa adequadamente o comportamento dinâmico do conversor nas faixas de frequência de interesse.

Para a validação no domínio do tempo se aplica uma variação de 0,001 na razão cíclica do conversor e se compara a resposta transitória dos modelos. Já para a validação no domínio da frequência, utiliza-se a ferramenta *AC Sweep* do software PSIM, para a faixa de 10 Hz a 2 kHz (essa faixa foi adotada porque, de modo geral, o projeto de controladores utiliza frequências situadas nesse intervalo).

As figuras dos itens a seguir mostram curvas em cinza, correspondentes à resposta do modelo comutado ideal simulado no PSIM, e curvas em azul escuro representando a resposta obtida a partir da função de transferência do modelo médio linearizado.

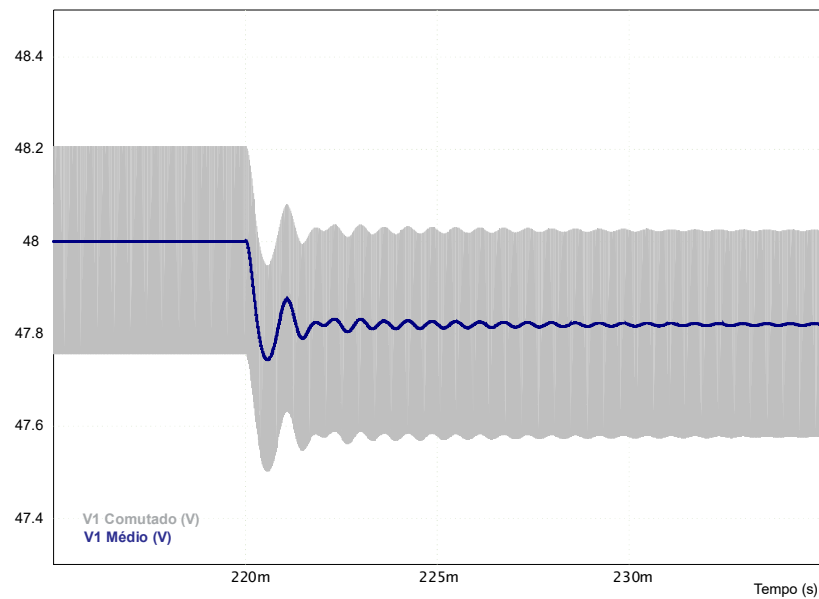
Na sequência são apresentados os diagramas de bode e as respostas no domínio do tempo das funções de transferência que se pretende validar. Na Figura 24 apresenta-se o diagrama de bode de $G_{v_1}(s)$, referente a equação (3.23), enquanto na Figura 25 é feita a comparação da resposta no tempo desta função de transferência. Em ambas as situações se tem uma ótima aderência entre o modelo médio linearizado e a resposta do circuito comutado.

Figura 24 – Validação da função de transferência v_1/d no domínio da frequência.



Fonte: Autor.

Figura 25 – Validação da função de transferência v_1/d no domínio do tempo.



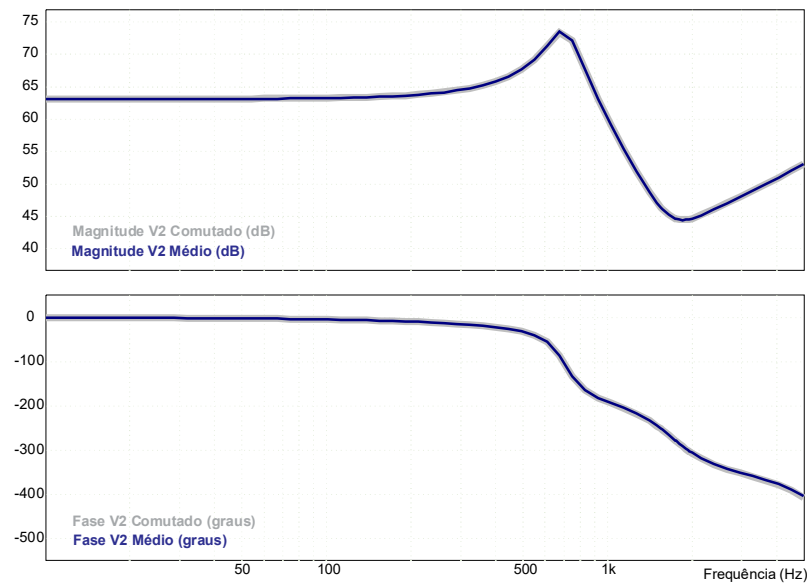
Fonte: Autor.

O diagrama de Bode da função de transferência $G_{v1}(s)$ apresenta uma ressonância em torno de 1kHz, decorrente da presença de um par de polos complexos conjugados com baixo amortecimento. Além disso, percebe-se um vale na magnitude em torno de 1,5 kHz, acompanhado por uma queda acentuada da fase. Esse comportamento está associado à presença de zeros complexos conjugados localizados no semiplano direito. Tal característica impõe limitações à banda

passante do sistema de controle, as quais devem ser consideradas no projeto do controlador.

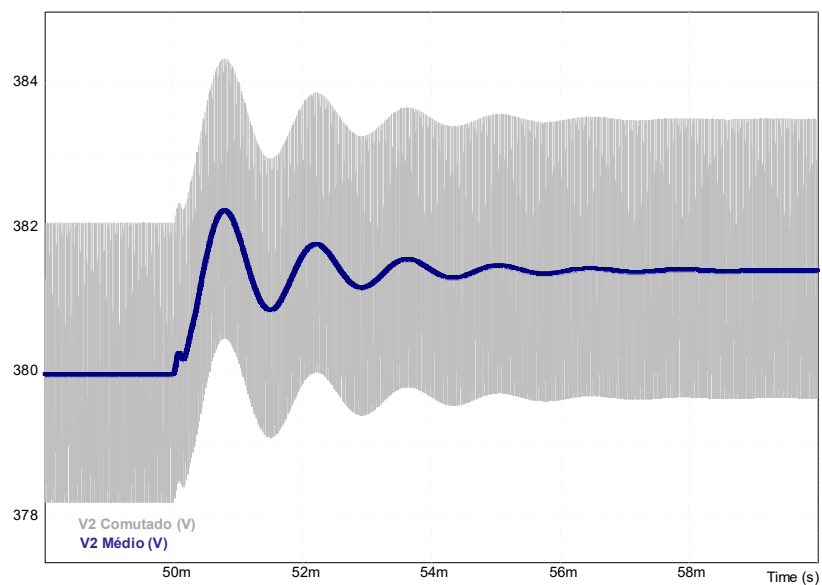
A Figura 26 e a Figura 27 comparam a resposta da função de transferência $G_{v_2}(s)$, referente a equação (3.15), e o modelo comutado. Novamente com boa representatividade tanto no domínio da frequência, quanto na resposta no domínio do tempo.

Figura 26 – Validação da função de transferência v_2/d no domínio da frequência.



Fonte: Autor.

Figura 27 – Validação da função de transferência v_2/d no domínio do tempo.

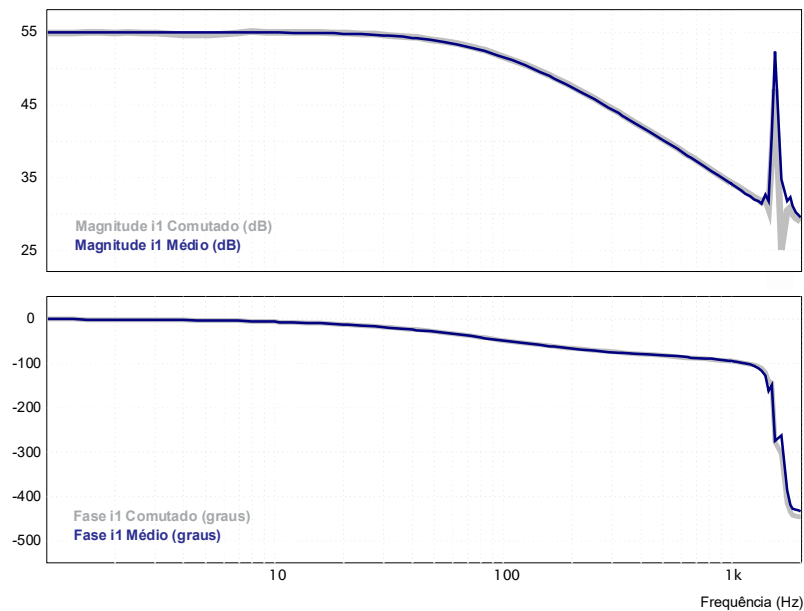


Fonte: Autor.

O diagrama de Bode da Figura 26 observa-se uma ressonância em torno de 700 Hz e um vale próximo a 1,7 kHz, caracterizando um comportamento semelhante ao apresentado anteriormente, associado à presença de pares de polos complexos conjugados e de zeros complexos conjugados localizados no semiplano direito.

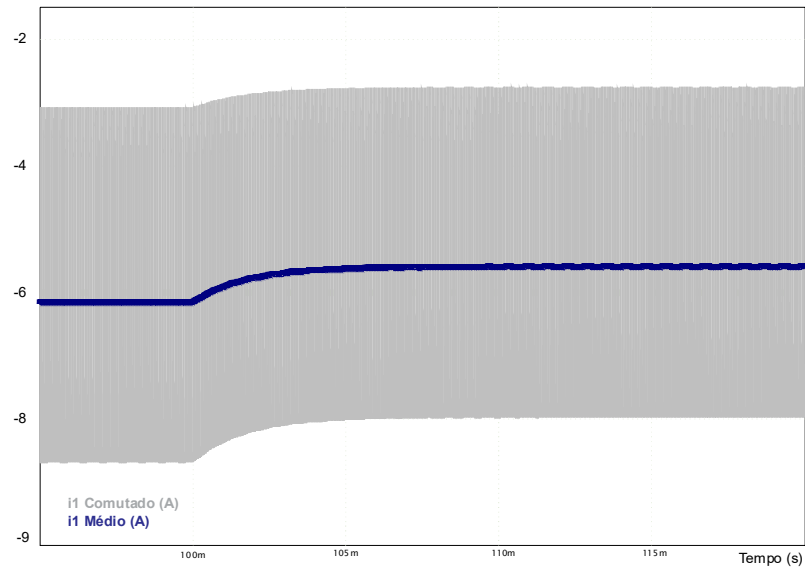
Na sequência, realizou-se a comparação das funções de transferência das correntes. As respostas da FT de $G_{i_1}(s)$ (representada pela equação (3.40)) são mostradas na Figura 28 e na Figura 29. Já a resposta da FT de $G_{i_2}(s)$ são analisadas na Figura 30 e na Figura 31.

Figura 28 – Validação da função de transferência i_1/d no domínio da frequência.



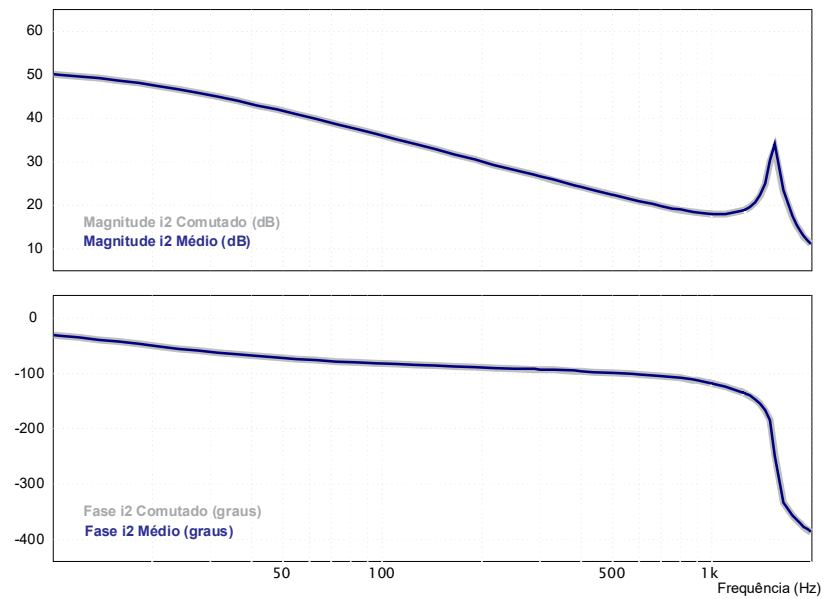
Fonte: Autor.

Figura 29 – Validação da função de transferência i_1/d no domínio do tempo.



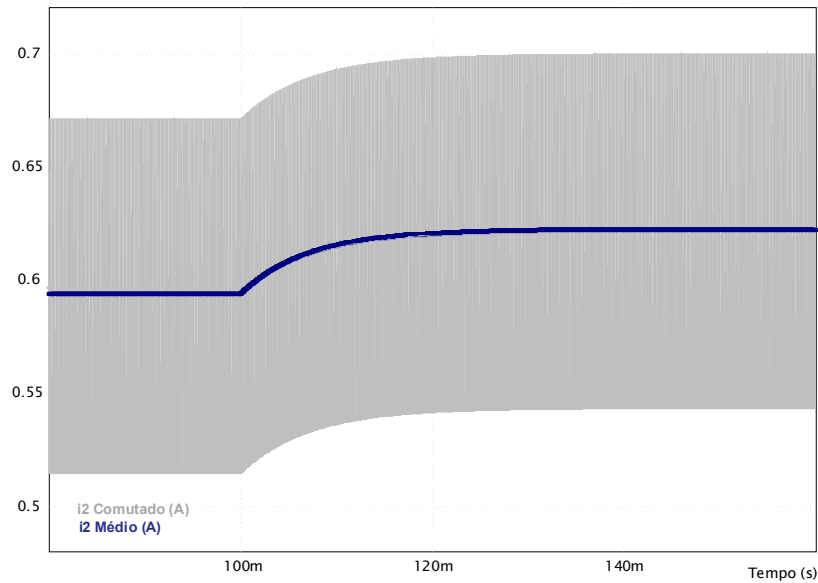
Fonte: Autor.

Figura 30 – Validação da função de transferência i_2/d no domínio da frequência.



Fonte: Autor.

Figura 31 – Validação da função de transferência i_2/d no domínio do tempo.



Fonte: Autor.

Os diagramas de Bode de $G_{i_1}(s)$ e $G_{i_2}(s)$ apresentam uma ressonância próximo a 1,5 kHz, como já discutido, é consequência da presença de um par de polos complexos conjugados.

Os efeitos de polos e zeros das funções de transferências apresentados anteriormente impõem limitações à banda passante do sistema de controle, as quais devem ser consideradas no projeto do controlador, não sendo problema no conversor em estudo, já que as malhas de controle foram projetadas com frequências de corte muito mais baixas, como será visto no item 3.8 - Dimensionamento do estágio de controle.

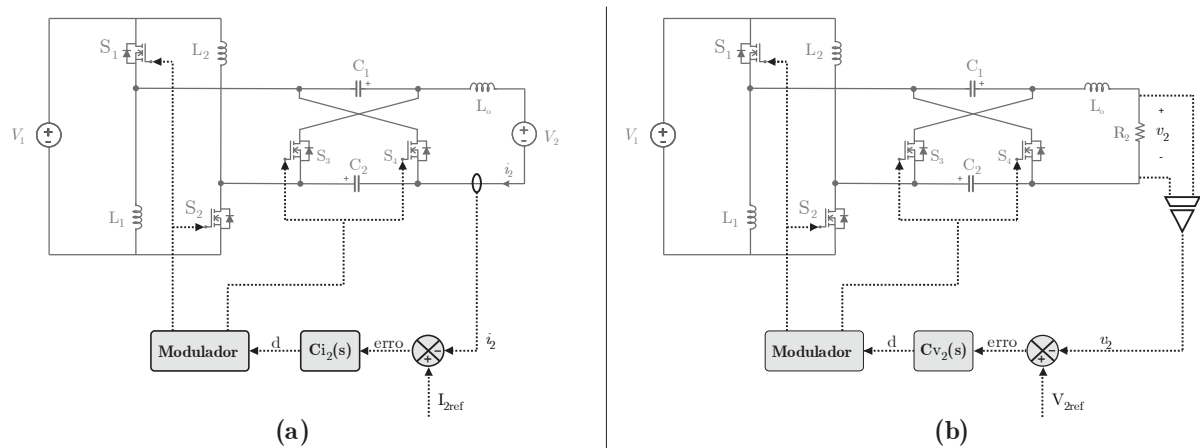
Os resultados obtidos nas validações permitiram confirmar a adequação da metodologia adotada, bem como boa aderência das funções de transferência derivadas a partir do modelo médio linearizado. Observou-se boa concordância entre as respostas do modelo linear e do modelo comutado ideal na faixa de frequência de interesse, no qual será realizado o projeto dos controladores, tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo. Essa consistência demonstra que as funções de transferência obtidas são representações válidas do comportamento dinâmico do conversor, sendo apropriadas para o projeto de controladores voltados à regulação das variáveis - as tensões v_1 e v_2 , e as correntes i_1 e i_2 .

3.7 ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO CONVERSOR

A estratégia de controle adotada para o controle da corrente e da tensão, para os modos elevador e abaixador, estão ilustradas na Figura 32 e na Figura 33, respectivamente.

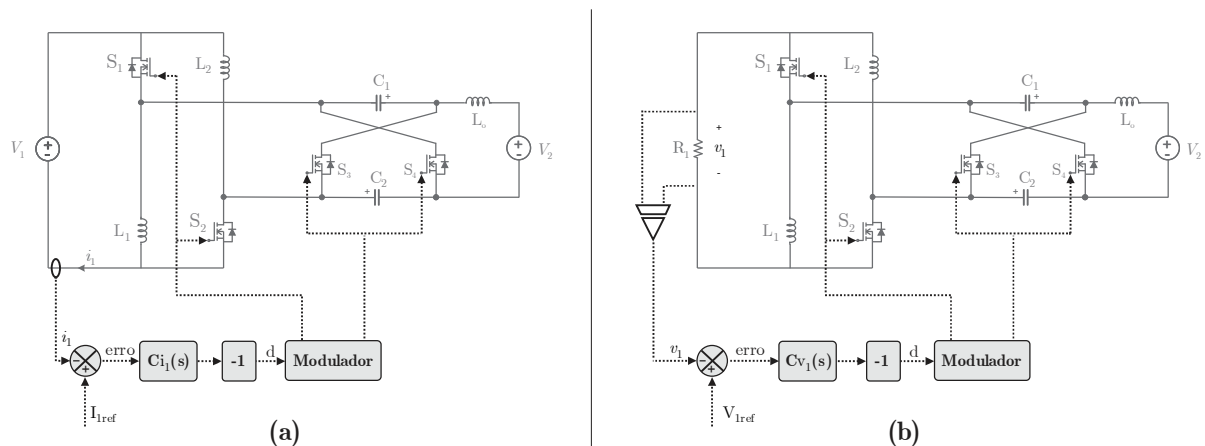
A estratégia consiste em medir a variável controlada e compará-la com o respectivo valor de referência. Dessa comparação resulta o sinal de erro, que é aplicado ao controlador. O controlador compensa esse sinal e fornece como saída a razão cíclica d , a qual é processada pelo modulador para gerar os sinais PWM de acionamento do conversor. Em todos os casos, cada variável controlada possui uma única malha de controle associada, projetada e implementada de forma independente.

Figura 32 – Diagrama de controle da corrente (a) e tensão (b) para o modo elevador de tensão.



Fonte: Autor.

Figura 33 – Diagrama de controle da corrente (a) e tensão (b) para o modo abaixador de tensão.



Fonte: Autor.

No modo de operação como abaixador, deve-se considerar que existe uma relação inversa entre a variável de controle, a razão cíclica D , e as grandezas de saída. Em outras palavras, o aumento de D resulta na redução tanto da tensão quanto da corrente no lado de baixa tensão (v_1 e i_1). Por esse motivo, foi introduzido um ganho de -1 na saída dos controladores das malhas de tensão e corrente, conforme ilustrado na Figura 33. Essa situação não ocorreria caso a razão cíclica D_{buck} tivesse sido adotada como variável de controle, pois, como apresentado anteriormente, D_{buck} apresenta relação direta com o ganho abaixador e, portanto, com as grandezas elétricas do lado de baixa tensão.

3.7.1 Projeto dos controladores

O controle do conversor adotará um controlador proporcional-integral (PI), escolhido por sua simplicidade de implementação, baixo custo computacional e capacidade de proporcionar resposta dinâmica adequada, além de eliminar o erro em regime permanente na regulação de tensão e corrente do conversor em estudo.

O projeto dos controladores será realizado pelo método da resposta em frequência [27], em que o dimensionamento dos controladores PI se baseia nas especificações de frequência de cruzamento (f_c) e margem de fase (MF). A frequência de cruzamento pode ser expressa em sua forma angular, ω_c , conforme a equação (3.42). Nessa frequência, aplica-se a condição de módulo apresentada na equação (3.43), segundo a qual a magnitude da função de transferência de laço aberto compensada ($FTLA_C$) deve ser unitária. A margem de fase, por sua vez, é obtida pela equação (3.44), sendo calculada como a soma de 180° com o argumento da função de transferência de laço aberto não compensada ($FTLA_{NC}$) em ω_c . Esse parâmetro expressa a distância angular até a condição crítica de instabilidade, permitindo avaliar o grau de robustez do sistema frente a variações de carga e perturbações.

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c, \quad (3.42)$$

$$|FTLA_C(j \cdot \omega_c)| = 1, \quad (3.43)$$

$$MF = 180^\circ + \arg(FTLA_{NC}(j \cdot \omega_c)). \quad (3.44)$$

O controlador PI é definido conforme a equação (3.45):

$$C(s) = K_c \cdot \frac{s + \omega_z}{s}. \quad (3.45)$$

Onde K_c representa o ganho proporcional e ω_z define a localização do zero do controlador. Para que a margem de fase especificada seja atingida, a frequência do zero é determinada pela equação (3.46):

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{tg(MF - 90^\circ - arg(FTLA_{NC}(j \cdot \omega_c)))}. \quad (3.46)$$

Uma vez definido ω_z , o ganho K_c é calculado de modo a satisfazer a condição de módulo em ω_c , conforme a equação (3.47):

$$K_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} \cdot |FTLA_{NC}(j \cdot \omega_c)|}. \quad (3.47)$$

O controlador PI pode ser reescrito em sua forma clássica, como mostra a equação (3.48):

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (3.48)$$

Sendo o ganho proporcional, K_p , e o ganho integral, K_i , são definidos por (3.49) e (3.50):

$$K_p = K_c, \quad (3.49)$$

$$K_i = K_c \cdot \omega_z. \quad (3.50)$$

3.8 DIMENSIONAMENTO DO ESTÁGIO DE CONTROLE

O dimensionamento do estágio de controle consiste em definir os polos, zeros e ganho de forma a atender a especificação desejada de frequência de cruzamento e margem de fase. Em seguida, os controladores projetados em sua forma analógica são discretizados pelo método de Tustin para a implementação digital.

No dimensionamento do controlador PI analógico, a frequência de cruzamento f_c foi definida a partir da análise do diagrama de Bode da $FTLA_{NC}$ de

cada planta, de modo a atenuar as ressonâncias características do conversor. A margem de fase, por sua vez, foi escolhida de forma a garantir uma resposta dinâmica amortecida e a estabilidade do sistema, respeitando as limitações de adição de fase inerentes ao controlador PI. Os parâmetros de projeto obtidos para cada controlador estão reunidos na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros de projeto dos controladores PI.

Malha de controle	Controlador	f_c (Hz)	MF (°)	K_p	K_i (s^{-1})
Tensão v_1	$C_{v1}(s)$	20	120	0,018	3,767
Tensão v_2	$C_{v2}(s)$	20	120	0,019	4,073
Corrente i_1	$C_{i1}(s)$	20	90	$5,889 \cdot 10^{-4}$	0,336
Corrente i_2	$C_{i2}(s)$	20	120	0,094	19,94

Fonte: Autor.

A discretização dos controladores PI analógicos ocorre por meio da transformada de Tustin [28]. Assim, a representação discreta (em z) assume a forma apresentada na equação (3.51).

$$C(z) = \frac{c_1 \cdot z + c_0}{z - 1}. \quad (3.51)$$

Em que os coeficientes c_1 e c_0 são definidos pelas equações (3.52) e (3.53):

$$c_1 = K_p + \frac{K_i \cdot T_a}{2}, \quad (3.52)$$

$$c_0 = -K_p + \frac{K_i \cdot T_a}{2}. \quad (3.53)$$

Sendo T_a é o período de amostragem adotado no conversor A/D, no caso em análise definido em $10\mu s$.

A equação a diferenças correspondente, a ser programada no DSP, é dada por (3.54):

$$y(k) = y(k - 1) + c_1 \cdot x(k) + c_0 \cdot x(k - 1). \quad (3.54)$$

Em que $y(k)$ e $y(k - 1)$ correspondem a saída do controlador no instante atual e anterior e $x(k)$ e $x(k - 1)$ às entradas atual e anterior, respectivamente. Os coeficientes c_0 e c_1 de cada controlador estão reunidos na Tabela 10.

Tabela 10 – Coeficientes dos controladores discretos implementados no DSP.

Malha de controle	Controlador	c_0	c_1
Tensão v_1	$C_{v1}(z)$	-0,01776	0,01780
Tensão v_2	$C_{v2}(z)$	-0,01937	0,01941
Corrente i_1	$C_{i1}(z)$	$-5,872 \cdot 10^{-4}$	$5,905 \cdot 10^{-4}$
Corrente i_2	$C_{i2}(z)$	-0,09396	0,09416

Fonte: Autor.

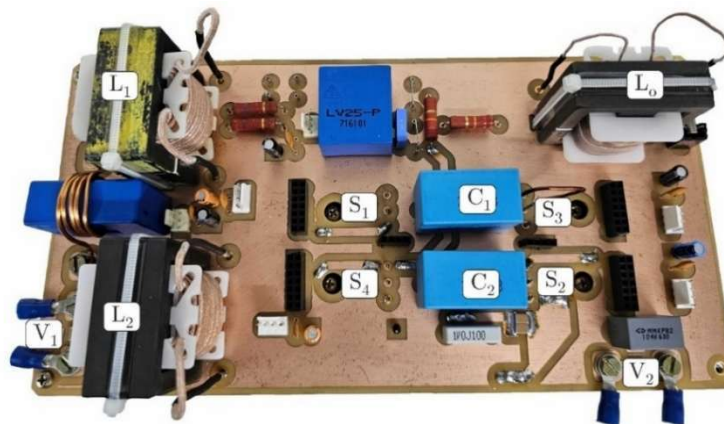
3.9 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

O estudo apresentado neste capítulo permitiu a obtenção dos modelos dinâmicos do conversor em espaço de estados e as funções de transferência necessárias ao projeto do sistema de controle. A partir desses modelos, foram definidas as estratégias de controle do conversor, bem como o projeto e a discretização dos controladores.

4 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

A validação do conversor proposto foi realizada em simulação, no software PSIM, e experimental, em um protótipo projetado e testado para esta pesquisa. Nas simulações, visando maior aproximação com o comportamento prático, foram considerados os valores dos componentes efetivamente utilizados no protótipo, conforme apresentados na Tabela 11. A Figura 34 mostra o protótipo construído, cujas dimensões físicas são de 12x23 cm.

Figura 34 – Imagem do protótipo implementado.



Fonte: Autor.

Tabela 11 – Dados dos principais componentes empregados no protótipo.

Componente	Dados Técnicos
L_1, L_2	$L_1 = 686 \mu\text{H}$, $R_{L1} = 276 \text{ m}\Omega$ $L_2 = 695 \mu\text{H}$, $R_{L2} = 353 \text{ m}\Omega$ Núcleo E42/20 - 44 espiras Fio Litz 150xAWG38
L_0	7,92 mH, $R_{L0} = 6,5 \Omega$ Núcleo E42/20 - 95 espiras Fio Litz 86xAWG41
C_1, C_2	$C_1 = 1,94 \mu\text{F}$, $C_2 = 1,95 \mu\text{F}$ 275 V - Filme RIFA PHE 840M
C_{f1}	100 μF 450 V - Eletrolítico EPCOS B43840-A5107-M
C_{f2}	100 nF 630 V - Filme GD MMKP82
$S_1, S_2, S_3 \text{ e } S_4$	CREE SiC C3M0065090D

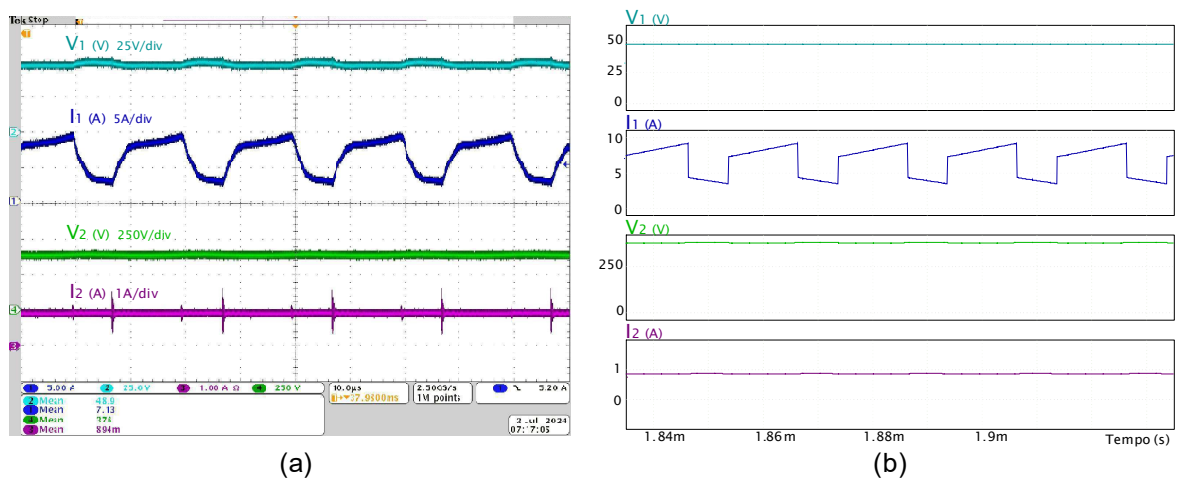
Fonte: Autor.

Foram empregados quatro *gate drivers* e uma placa de condicionamento disponíveis no laboratório, cujos esquemáticos são apresentados nos ANEXOS A e B, enquanto o esquemático da placa de potência encontra-se no APÊNDICE B. O modulador e as rotinas de controle foram implementados utilizando o kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D, da Texas Instruments, baseado no DSP TMS320F28379D.

4.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO NO MODO ELEVADOR DE TENSÃO

As formas de onda experimentais e de simulação da corrente (I_1) e da tensão (V_1) no lado de baixa tensão e da corrente (I_2) e da tensão (V_2) do lado alta tensão são vistas na Figura 35. Nesse teste, foi conectada uma fonte de 48 V nos terminais de entrada V_1 , enquanto nos terminais de saída V_2 foi instalada uma carga resistiva dimensionada para operar próximo de 300 W. No laboratório, estava disponível uma carga de $435\ \Omega$, a qual, sob a tensão nominal de 380 V no lado de alta tensão, corresponde a uma potência de aproximadamente 333 W. No entanto, como a razão cíclica nos testes em malha aberta foi mantida igual a teórica ($D = 0,6336$), assim a tensão de saída resultante foi cerca de 365 V. Nessa situação a potência real dissipada no lado carga (V_2) foi de aproximadamente 306 W.

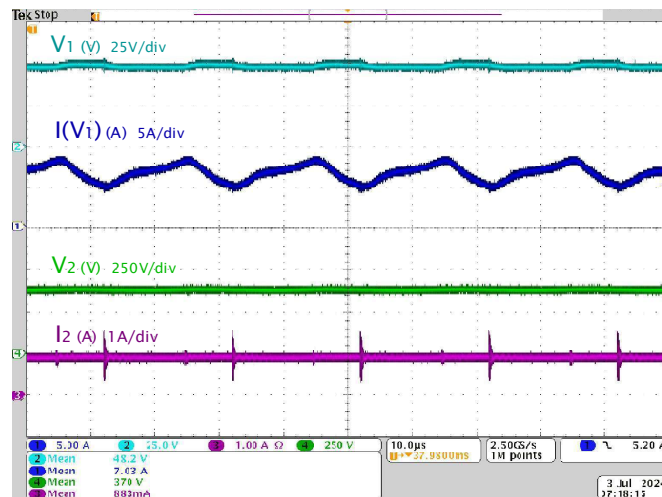
Figura 35 – Resultados no modo elevador de tensão: Corrente (I_1) e tensão (V_1) no lado de baixa e corrente (I_2) e tensão (V_2) do lado alta - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

Nos resultados da Figura 35, observa-se uma elevada ondulação na corrente I_1 . Na Figura 36 é apresentada a corrente da fonte V_1 , antes do capacitor C_{f1} , referida na figura como $I(V_1)$, onde a ondulação da corrente passou de aproximadamente 7 A para 3,5 A, uma redução de 50 %.

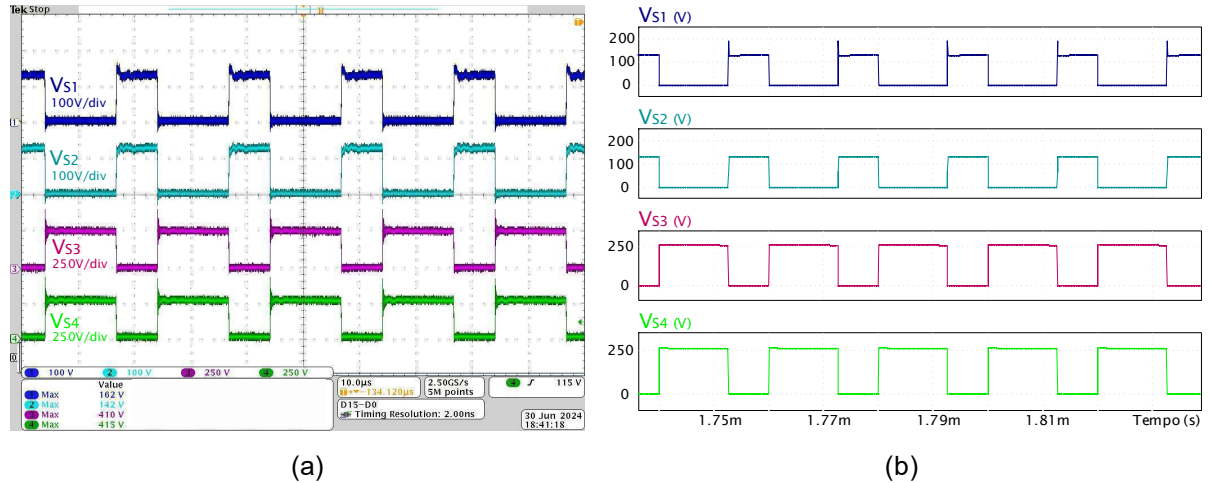
Figura 36 – Corrente na fonte V_1 , em azul, antes do capacitor C_{f1} .



Fonte: Autor.

A Figura 37 apresenta as formas de onda experimentais e de simulação da tensão nos interruptores. Durante os ensaios as tensões máximas observadas nos transitórios de abertura dos interruptores S_1 e S_2 foram de 162 V e 142 V, respectivamente. Após esse período, as tensões se estabilizaram em aproximadamente 125 V, valor próximo ao previsto teoricamente, de 128 V (2.45). Já nos interruptores S_3 e S_4 , as tensões máximas durante o transitório de abertura foram de 410 V e 415 V, respectivamente. Após o regime transitório, as tensões se estabilizaram em torno de 260 V, valor também compatível com o resultado calculado de 257 V (2.47). Para limitação das sobretensões nos interruptores, foram empregados *snubbers*. Nos interruptores da célula ASL, utilizou-se *snubbers* compostos por um capacitor de 10 nF associado a um resistor de 1200 Ω . Já nos interruptores da célula ASC, cada *snubber* foi constituído por um capacitor de 200 pF e um resistor de 12 Ω .

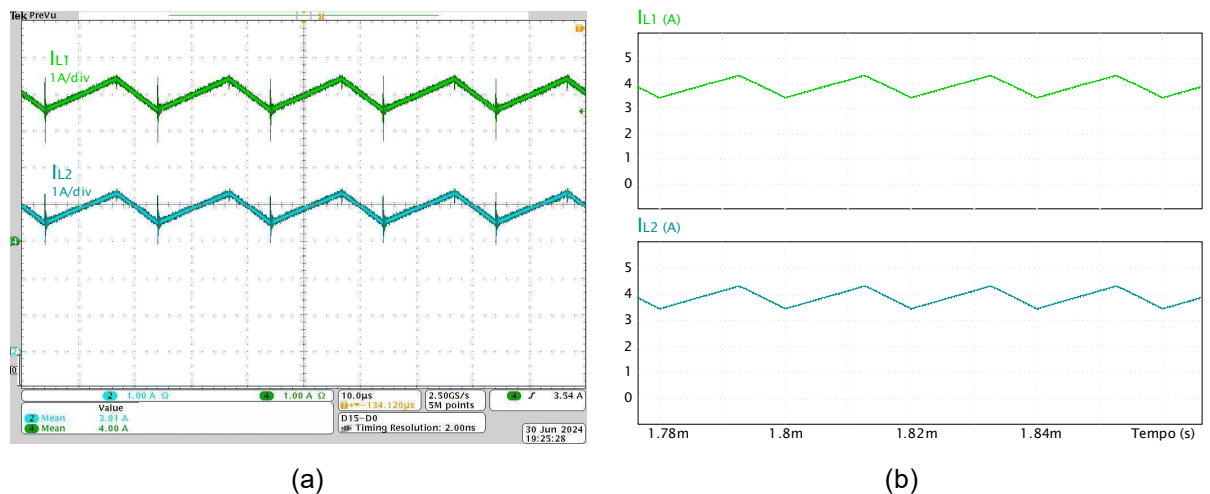
Figura 37 – Resultados no modo elevador de tensão: Tensão nos interruptores da célula ASL (V_{S1} e V_{S2}) e da célula ASC (V_{S3} e V_{S4}) - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

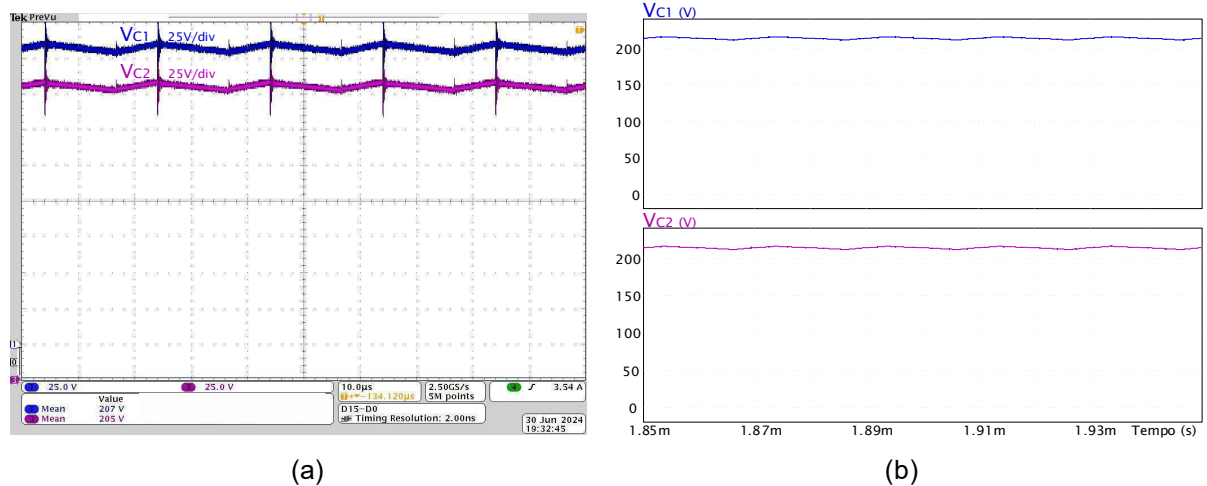
A Figura 38 apresenta as correntes nos indutores L_1 e L_2 , enquanto a Figura 39 mostra as tensões nos capacitores C_1 e C_2 . A ondulação de corrente medida nos indutores de entrada foi de aproximadamente 24 % (952 mA), valor próximo ao especificado de 25 %. Para os capacitores, a ondulação de tensão observada foi de aproximadamente 2,4 % (5 V), ligeiramente superior ao valor projetado de 2%.

Figura 38 – Resultados no modo elevador de tensão: Corrente nos indutores da célula ASL (I_{L1} e I_{L2}) - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

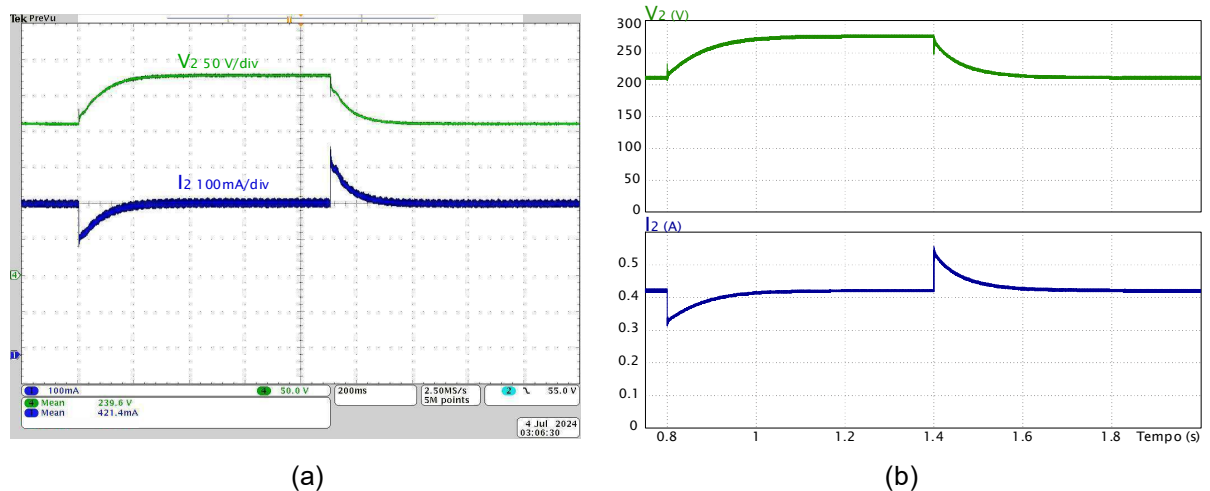
Figura 39 – Resultados no modo elevador de tensão: Tensão nos capacitores da célula ASC (V_{C1} e V_{C2}) - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

Na Figura 40 tem-se os resultados de experimentação e de simulação do controle da corrente i_2 , frente a um degrau de carga de 500 Ω para 667 Ω . Para buscar o valor da referência de corrente (420 mA) frente ao aumento da resistência de carga, o controle atua de forma a aumentar a tensão de saída de 210 V para 280 V. Logo em seguida é feito um novo degrau aumentando a corrente de saída, voltando a resistência de carga para 500 Ω , que equivale a condição inicial. Após o transitório o sistema busca novamente a referência de corrente e a tensão de saída volta ao patamar de 210 V.

Figura 40 – Resultados do controle de corrente no modo elevador de tensão: Tensão (V_2) e corrente (I_2) no lado de alta tensão - (a) experimental e (b) simulação.

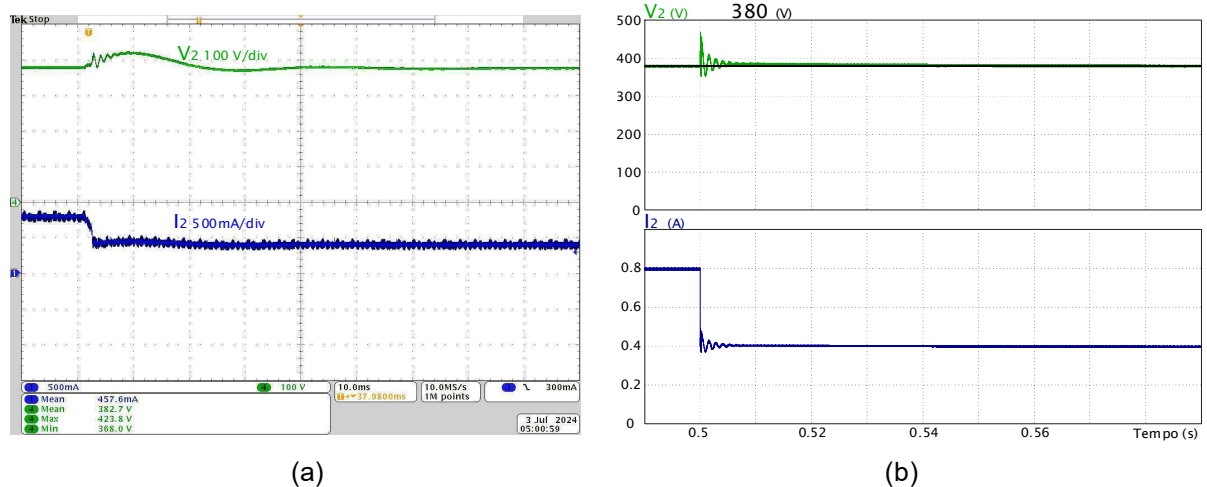


Fonte: Autor.

Observa-se dinâmica semelhante ao se comparar a simulação com o resultado experimental, com um tempo de acomodação de aproximadamente 300 ms em ambos os casos. No primeiro transitório, verificou-se um afundamento de corrente de 120 mA no resultado experimental e de 100 mA na simulação. No segundo chaveamento de carga, ocorreu uma elevação instantânea da corrente de 160 mA no ensaio prático, em comparação aos 140 mA observados na simulação.

Os resultados para o controle de tensão são mostrados na Figura 41 e na Figura 42. No teste descrito para a Figura 41, o conversor operava com resistência de carga de 475 Ω , quando foi realizado um chaveamento na carga elevando a resistência de carga para 950 Ω . Ou seja, um degrau negativo de 50% de carga, passando de 302 W para 154 W. Na Figura 42, é realizado o processo oposto, elevando a carga de 150 W para 300 W.

Figura 41 – Resultados do controle de tensão no modo elevador de tensão: Tensão (V_2) e corrente (I_2) no lado de alta tensão. Degrau negativo de carga - (a) experimental e (b) simulação.

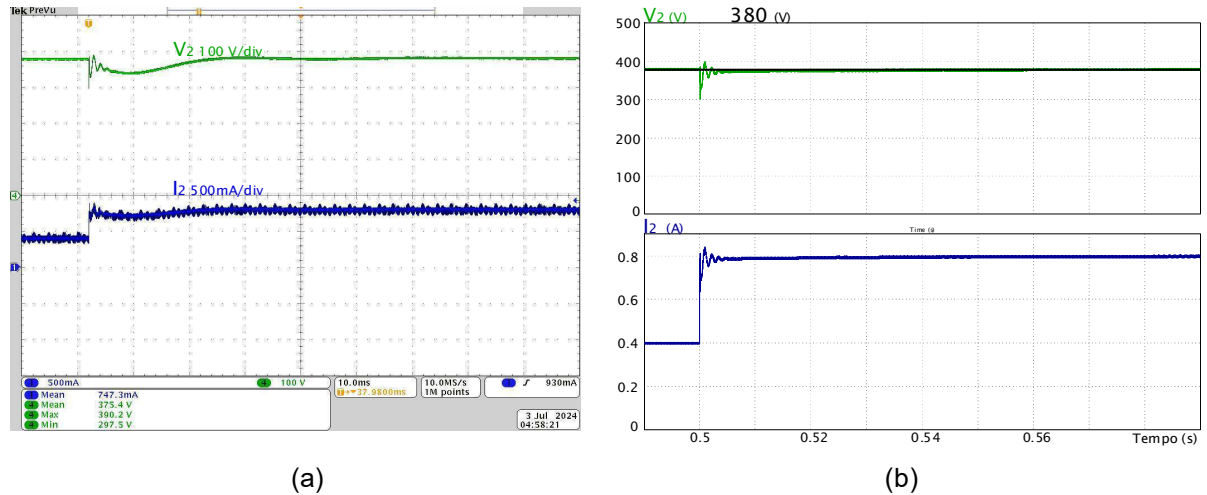


Fonte: Autor.

Ao analisar o resultado da Figura 41, logo após o degrau de carga, percebe-se um transitório com resposta rápida, que é a resposta transitória do conversor. Esse transitório tem resposta com um amortecimento maior na prática do que na simulação, o que é esperado visto que nem todos os elementos parasitas dos componentes foram incluídos na simulação (que incorporou apenas as resistências série dos indutores). O resultado experimental apresenta uma oscilação em uma frequência mais baixa (aproximadamente 30 Hz) que é reflexo da oscilação da fonte de alimentação do conversor ao degrau de carga. Por esse motivo essa oscilação

não é representada nos resultados de simulação, no qual foi utilizada uma fonte de tensão ideal no lado de baixa tensão.

Figura 42 – Resultados do controle de tensão no modo elevador de tensão: Tensão (V_2) e corrente (I_2) no lado de alta tensão. Degrau positivo de carga - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

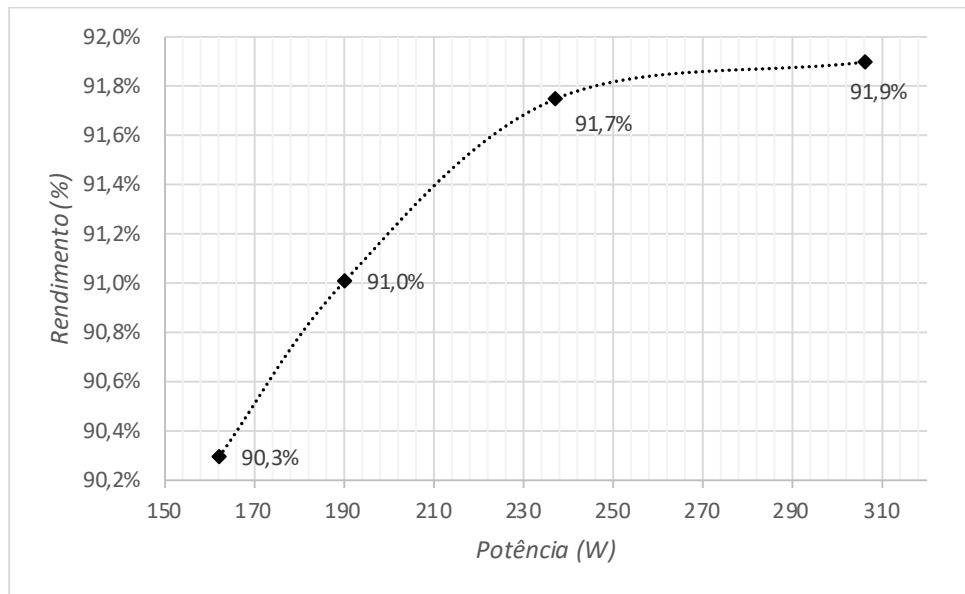
Ao analisar os resultados da Figura 41 e da Figura 42, nota-se que o tempo de acomodação da tensão de saída, após o degraú de carga, foi por volta de 45 ms, tanto na simulação quanto no resultado experimental, retornando ao valor de referência de 380 V. Os resultados da Figura 41 mostram uma sobretensão durante o chaveamento de 40 V (10%) no resultado experimental e de 95 V (25%) nos resultados de simulação. No degraú positivo de carga da Figura 42 tem-se um afundamento instantâneo de 80 V (21%) tanto nos resultados de simulação quanto no experimental.

Foram conduzidos ensaios de rendimento com o conversor operando sob uma potência nominal de 300 W, tensão de entrada $V_1 = 48 \text{ V}$ e razão cíclica de 0,6336. Sob essas condições, o valor teórico da tensão de saída seria $V_2 = 380 \text{ V}$, o que corresponde a um ganho de tensão de 7,9. Entretanto, em virtude das perdas inerentes e das não idealidades presentes no conversor, os valores obtidos experimentalmente apresentaram desvios em relação ao comportamento ideal, conforme mostra a curva de regulação estática apresentada na Figura 46.

A curva de rendimento obtida nos ensaios, Figura 43, apresenta o comportamento típico de conversores estáticos, com eficiência crescente à medida que a carga se aproxima do valor nominal. Observou-se um rendimento de 90,3 % para uma carga correspondente a 54 % da potência nominal, enquanto o valor

máximo de rendimento, 91,9 %, foi atingido na operação com carga nominal. Esse comportamento pode ser atribuído à predominância das perdas fixas em baixas potências, como as perdas de comutação dos dispositivos semicondutores e seus *snubbers*, que se tornam proporcionalmente menos significativas com o aumento da carga. À medida que a potência fornecida aumenta, o rendimento do conversor aumenta, refletindo-se em uma curva crescente de rendimento até a potência nominal.

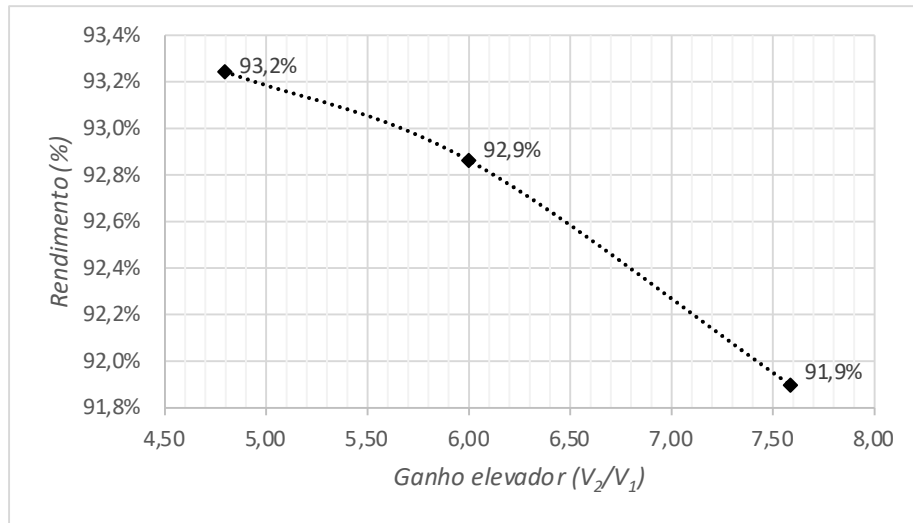
Figura 43 – Curva experimental de rendimento x potência, no modo elevador de tensão.



Fonte: Autor.

A curva experimental do rendimento em função do ganho de tensão para o modo elevador de tensão é apresentada na Figura 44. De acordo com os resultados apresentados nesse gráfico, observa-se que o rendimento é superior para menores valores de ganho de tensão. Neste ensaio, a tensão de entrada V_1 foi mantida constante em 48 V e a potência processada se manteve próxima da condição nominal. À medida que o ganho aumenta, os esforços de tensão nos dispositivos semicondutores também se elevam, resultando em maiores perdas de comutação. Observou-se um rendimento de 93,2 % para um ganho de 4,80 ($D = 0,5$), enquanto para um ganho de 7,58 ($D = 0,6336$) o rendimento caiu para 91,9 %.

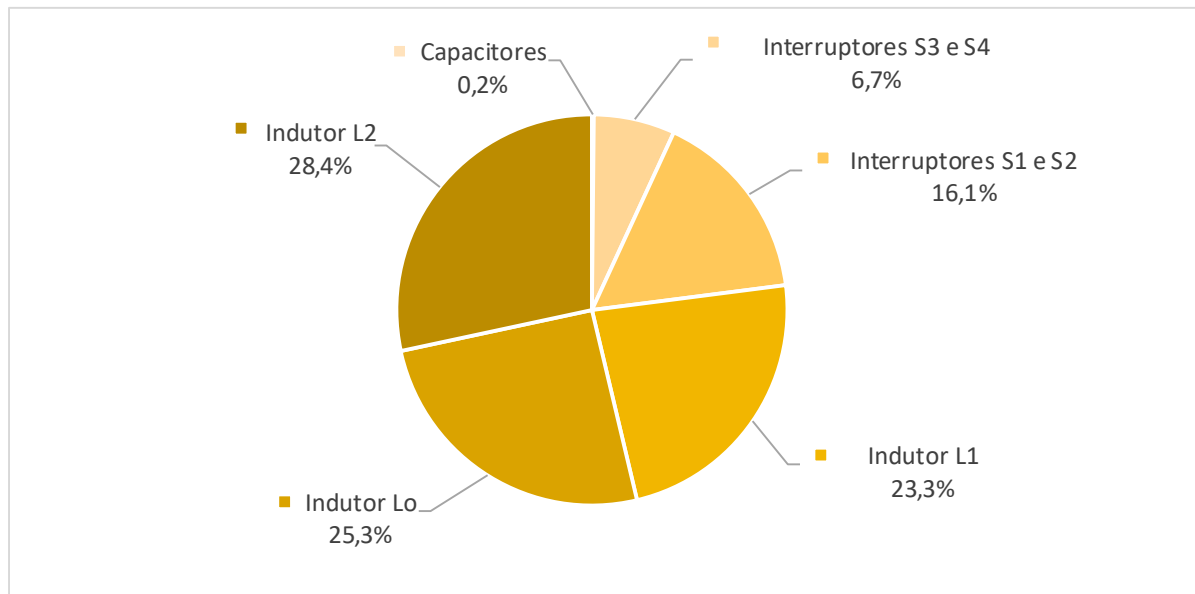
Figura 44 – Curva experimental de rendimento x ganho, no modo elevador de tensão e potência constante.



Fonte: Autor.

A distribuição teórica das perdas no conversor foi estimada e é representada na Figura 45. A estimativa foi realizada para potência nominal e sem considerar a perda nos *snubbers*. A maior parcela das perdas, 77 %, está sendo dissipada nos indutores L_0 , L_1 e L_2 , seguido pelos interruptores, quase 23 %, e por último capacitores com menos de 0,2 %.

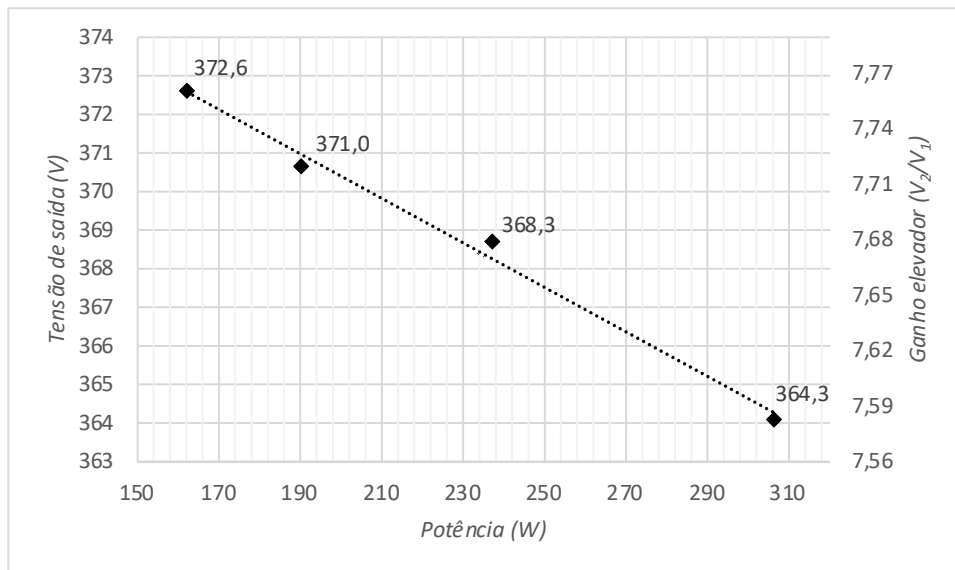
Figura 45 – Distribuição teórica das perdas no conversor.



Fonte: Autor.

A curva de regulação estática experimental, apresentada na Figura 46, mostra a variação da tensão de saída em função da potência fornecida à carga no modo elevador de tensão. O conversor opera em malha aberta neste teste e os pontos representados no gráfico correspondem aos dados obtidos experimentalmente, enquanto a linha pontilhada indica a reta de regressão linear dos pontos medidos experimentalmente. Observa-se que, à medida que a potência aumenta de aproximadamente 160 W para 300 W, a tensão de saída cai de 373 V para 364 V — uma variação aproximada de 2% frente a uma variação de carga de cerca de 50 %. Já o ganho de tensão diminui de 7,77 para 7,58. Esses valores estão ligeiramente abaixo do ganho ideal estimado de 7,9, considerando o caso ideal. Esse comportamento está relacionado ao aumento das perdas resistivas nos elementos passivos e das perdas por condução nos semicondutores à medida que a corrente de carga se eleva. Ainda assim, a variação da tensão é relativamente pequena, o que indica uma boa regulação estática do conversor.

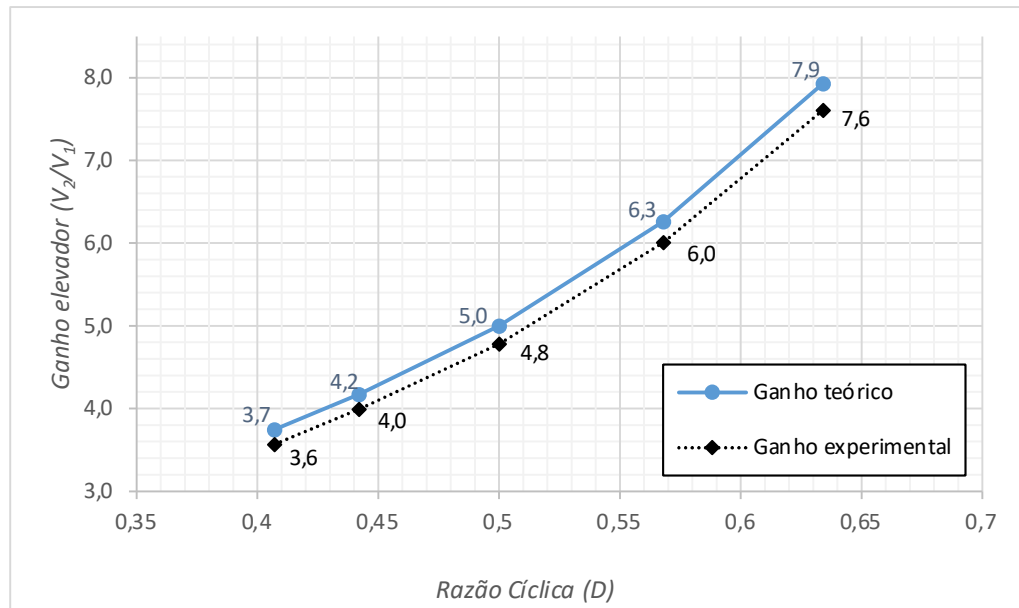
Figura 46 – Curva de regulação estática experimental, no modo elevador de tensão.



Fonte: Autor.

Por fim, a Figura 47 compara a curva ideal do ganho estático, obtida a partir da equação (2.14), com os valores de ganho obtidos experimentalmente, para diferentes valores de razão cíclica em potência nominal. Os ganhos obtidos experimentalmente possuem baixa variação frente aos valores teóricos, por volta de 4 % inferiores, e as curvas teóricas e experimental apresentam forte correlação entre si, corroborando a análise teórica realizada.

Figura 47 – Curva experimental de ganho por razão cíclica, no modo elevador de tensão.



Fonte: Autor.

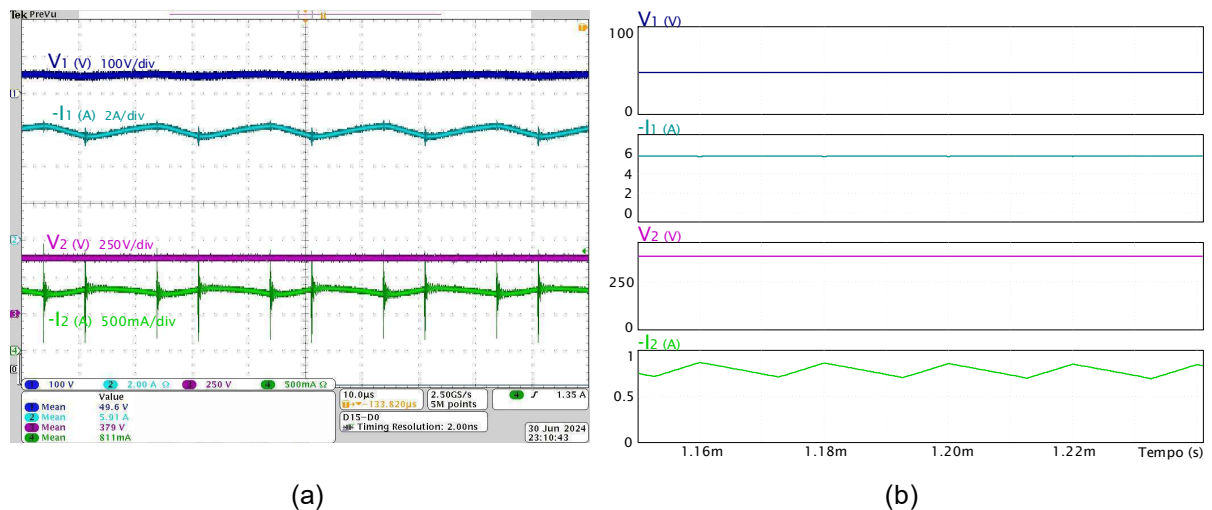
4.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO MODO ABAIXADOR DE TENSÃO

A topologia é bidirecional e a operação no modo abaixador também foi verificada. Este teste requer a inversão do lado de entrada do conversor, conectando-se uma fonte de 380 V nos terminais de V_2 e uma carga resistiva nos terminais de V_1 (configuração vista na Figura 21), de modo a reverter o fluxo de potência. Dessa forma, o conversor passa a operar como um abaixador de tensão (tipo buck). Para os ensaios em potência nominal, foi utilizada uma carga resistiva de aproximadamente $7,7 \Omega$, o que, com a tensão obtida em V_1 durante os testes, resultou em uma potência processada de aproximadamente 275 W no lado de baixa tensão. As formas de onda foram obtidas nessa condição de operação. Além disso, para a realização dos ensaios de rendimento, foram utilizadas cargas adicionais de $10,6 \Omega$ e 13Ω , permitindo a avaliação do desempenho do conversor em diferentes níveis de carga.

As tensões e correntes de entrada e saída são apresentados na Figura 48. Observa-se uma ondulação na corrente i_2 muito menor ao se comparar com a ondulação desta corrente no modo elevador de tensão. Essa corrente está sendo filtrada por um filtro LC, composto pela indutância da célula de indutores chaveados e o capacitor de filtragem de C_{f2} . No modo elevador, a indutância que compõe esse

filtro é a indutância da fonte, que é menor que as indutâncias da célula, resultando numa maior ondulação de corrente. A tensão V_1 tem ondulação baixa, consequência da baixa ondulação de corrente, visto que a carga é linear (resistiva). A ondulação de corrente no lado da fonte de alta tensão, V_2 , é maior que no modo elevador. A justificativa é a mesma dada acima, visto que a indutância L_o é muito maior que a indutância de saída da fonte de tensão. O ganho abaixador experimental obtido, 0,13 (V_1/V_2), mostrou-se bastante próximo do valor teórico de 0,126, evidenciando, uma baixa sensibilidade da topologia às não idealidades que alteram o ganho estático.

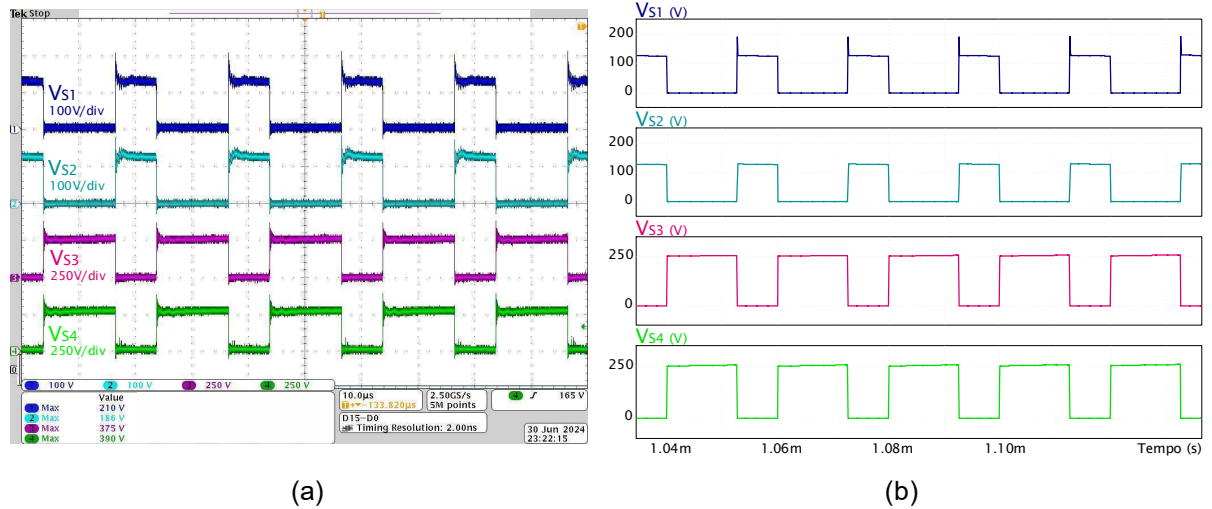
Figura 48 – Resultados no modo abaixador de tensão: Corrente (I_1) e tensão (V_1) no lado de baixa e corrente (I_2) e tensão (V_2) do lado alta - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

A Figura 49 apresenta as formas de onda das tensões nos interruptores do conversor operando no modo abaixador. Comparando-se com o modo elevador observa-se que o comportamento das formas de onda é bastante semelhante em ambos os modos, conforme esperado. Após o transitório de abertura a tensão rapidamente se estabiliza em patamares muito próximos aos do modo elevador 124 V e 260 V e, portanto, próximo ao valor teórico calculado, de 132 V e 264 V considerando as tensões V_1 e V_2 da Figura 48. Validando-se, assim, a análise matemática e o correto funcionamento do conversor em ambas as direções do fluxo de potência.

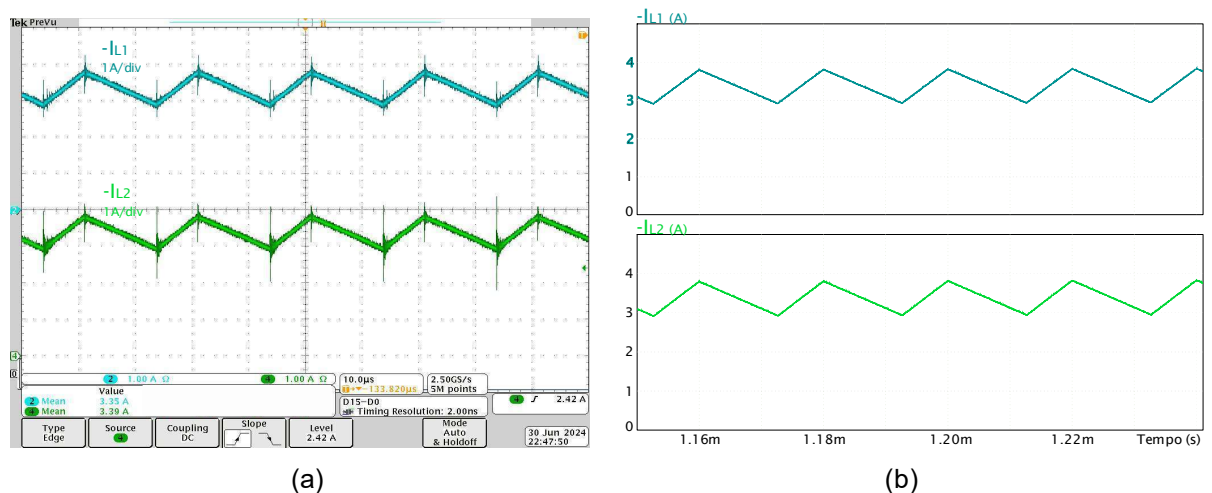
Figura 49 – Resultados no modo abaixador de tensão: Tensão nos interruptores da célula ASL (V_{S1} e V_{S2}) e da célula ASC (V_{S3} e V_{S4}) - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

As formas de onda de corrente nos indutores L_1 e L_2 estão na Figura 50. O valor de ondulação de corrente é de 26% (900 mA) próximo ao valor especificado de 25%, assim como ocorreu no modo elevador. A principal diferença é que agora os indutores se carregam quando as chaves S_1 e S_2 estão abertas. Já no modo elevador, isso acontecia quando estas chaves estavam fechadas. Isso é consequência direta da inversão do fluxo de potência, como foi abordado na Tabela 1.

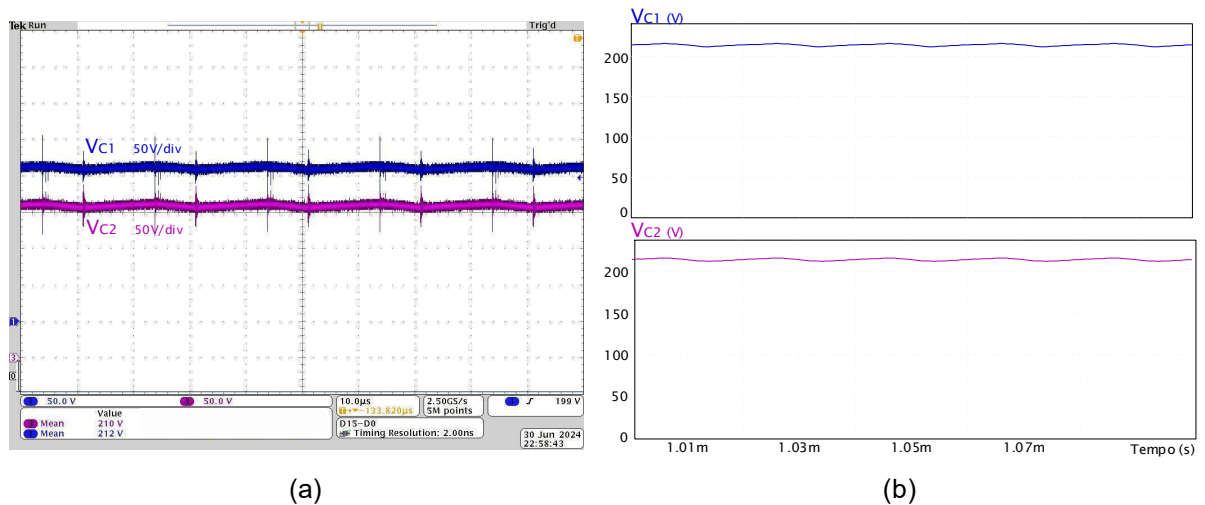
Figura 50 – Resultados no modo abaixador de tensão: Corrente nos indutores da célula ASL (I_{L1} e I_{L2}) - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

As formas de onda da tensão nos capacitores são mostradas na Figura 51. Observa-se uma ondulação de 2,4% (5 V), valor igual ao verificado no modo elevador e que se mantém dentro dos limites estabelecidos em projeto.

Figura 51 – Resultados no modo abaixador de tensão: Tensão nos capacitores da célula ASC (V_{C1} e V_{C2}) - (a) experimental e (b) simulação.

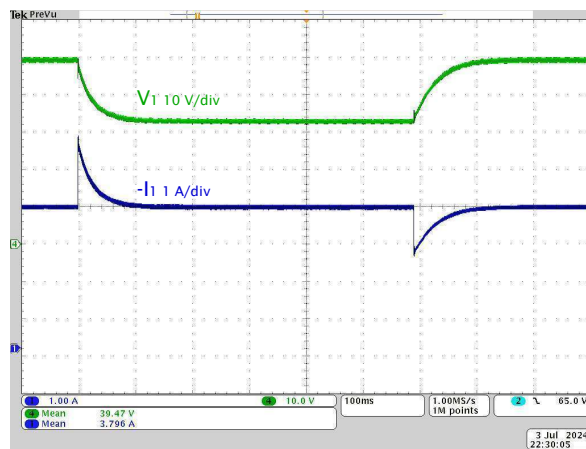


Fonte: Autor.

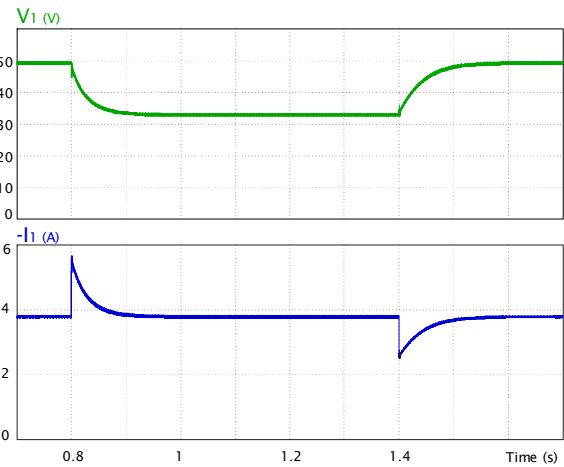
Na Figura 52 são apresentados os resultados da resposta transitória do controle de corrente para um degrau positivo e negativo de carga, com uma referência de corrente de 3,8 A. Antes do primeiro chaveamento na carga, o conversor operava com 49 V e 3,8 A, ou seja, aproximadamente 190 W, com uma carga resistiva de 13 Ω . Então é realizado um degrau de carga, de 13 Ω para 8,7 Ω , elevando a corrente de saída para 5,6 A. O controlador atua, reduzindo a corrente de forma a buscar a referência (3,8 A), o que diminui a tensão de saída para 33 V. Nesse transitório registrou-se uma sobrecorrente transitória de 1,6 A, tanto nos ensaios experimentais quanto nas simulações, com tempo de acomodação de cerca de 170 ms.

Em seguida é realizado novo degrau na carga de 8,7 Ω para 13 Ω , resultando num afundamento de corrente instantâneo de 1,3 A. Então, o controle atua buscando a referência de corrente, o que aumenta a tensão de saída de 33 V para 49 V novamente, em um tempo total de 200 ms.

Figura 52 – Resultados do controle de corrente no modo abaixador de tensão: Tensão (V_1) e corrente (I_1) no lado de baixa tensão - (a) experimental e (b) simulação.



(a)

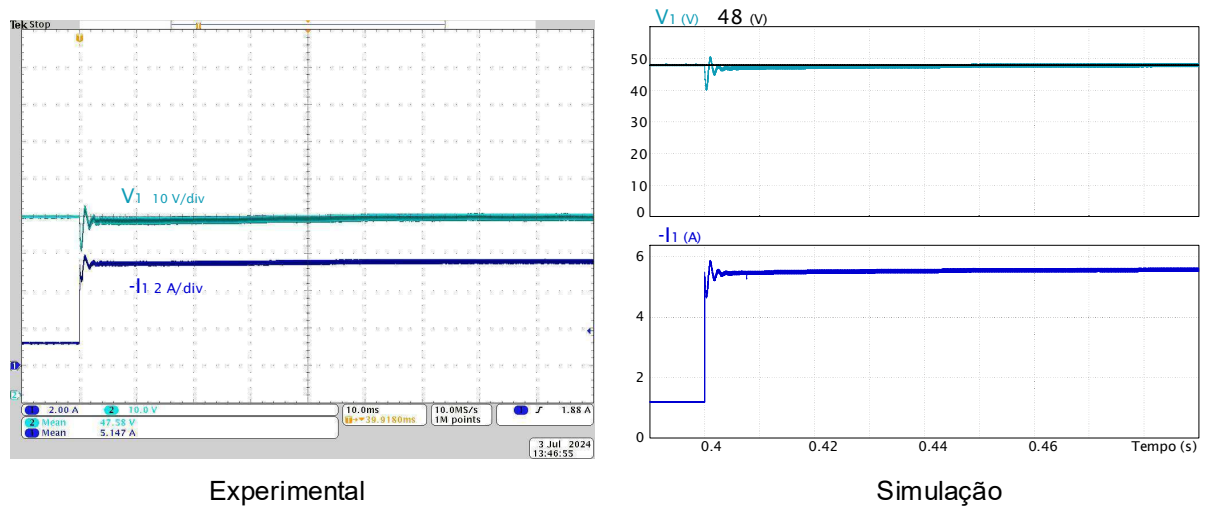


(b)

Fonte: Autor.

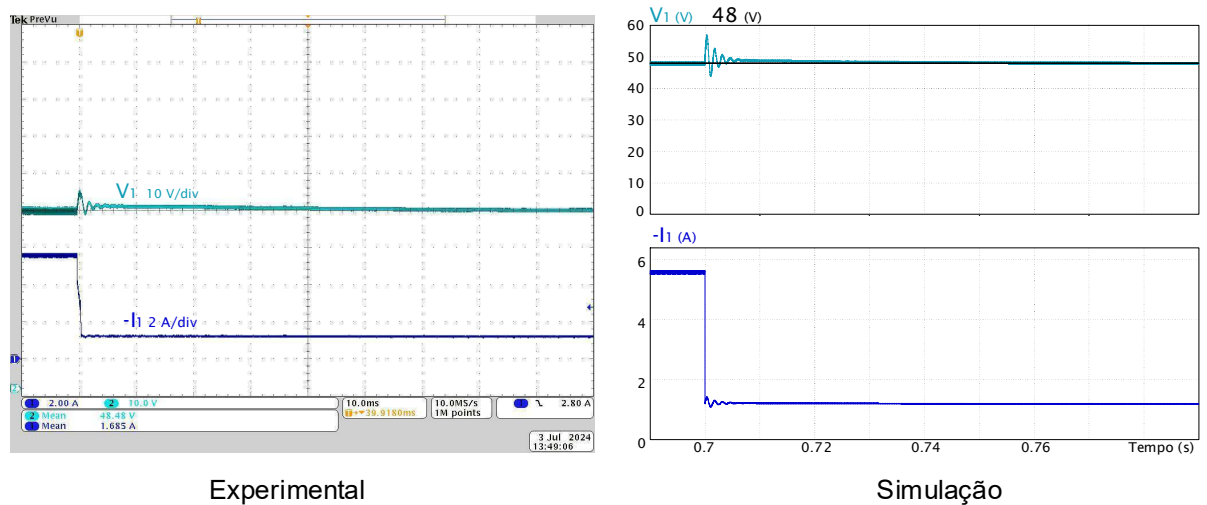
Os resultados do controle da tensão v_1 são apresentados na Figura 53 e na Figura 54. A referência da tensão v_1 é 48 V. Na Figura 53 a carga é alterada de 40 Ω para 8,6 Ω , num degrau de carga de aproximadamente 57 W para 267 W. O tempo de acomodação foi de aproximadamente 55 ms, com um afundamento de tensão de 10 V (21 %) no resultado experimental e de 8 V (17 %) na simulação. Na Figura 54 a carga é reduzida de 267 W para o valor inicial de 57 W, no qual o tempo de acomodação foi ligeiramente superior, de 60 ms. A sobretensão observada durante o chaveamento foi de 8 V (17 %) no resultado prático e 10 V (21 %) no resultado simulado. Em ambos os casos o controle buscou a tensão de referência de 48 V, validando o correto funcionamento do controlador PI e da estratégia de controle proposta.

Figura 53 – Resultados do controle de tensão no modo abaixador de tensão: Tensão (V_1) e corrente (I_1) no lado de baixa tensão. Degrau positivo de carga - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

Figura 54 – Resultados do controle de tensão no modo abaixador de tensão: Tensão (V_1) e corrente (I_1) no lado de baixa tensão. Degrau negativo de carga - (a) experimental e (b) simulação.



Fonte: Autor.

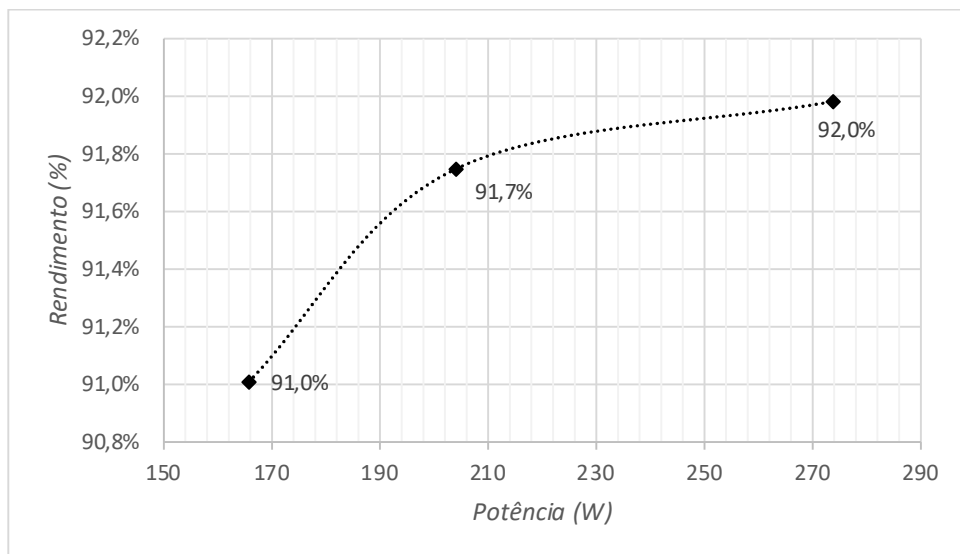
O polo do controlador domina a resposta do conversor em malha fechada, assim os tempos de acomodação foram muito semelhantes entre simulação e prática. Os transientes mais rápidos, resultado da resposta do conversor apresentam diferenças, principalmente maior amortecimento na prática, visto que simular todos os efeitos e elementos parasitas de um conversor real é bastante complexo, requerendo modelos mais sofisticados.

Os ensaios de rendimento no modo abaixador de tensão foram realizados com o conversor operando sob potência máxima de 275 W, tensão de entrada $V_2 =$

380 V e razão cíclica D de 0,6336. Embora essa potência esteja ligeiramente abaixo da nominal, em razão das limitações da carga resistiva disponível no laboratório, ela se mostra suficientemente próxima para uma avaliação representativa do desempenho do conversor neste modo de operação. Nesse cenário, o ganho ideal é de 0,126 e a tensão de saída V_1 corresponde a 48 V.

A curva de rendimento para três níveis diferentes de potência, 166 W (55%), 204 W (68%) e 275 W (91%) está na Figura 55. O rendimento ficou entre 91 % para a condição de menor carga, até 92 %, quando a potência processada atingiu 275 W. Conclui-se que o conversor tem um bom rendimento em diferentes níveis de potência processada.

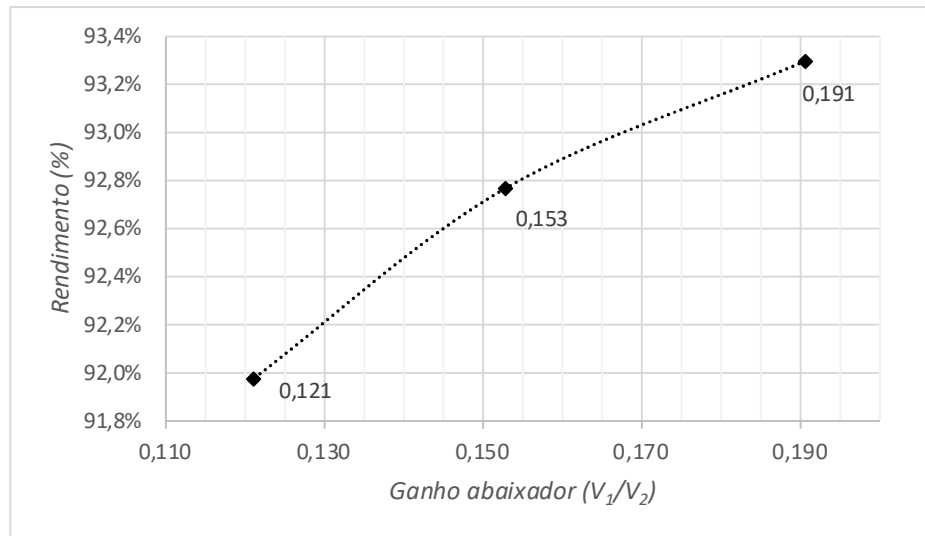
Figura 55 – Curva experimental de rendimento x potência, no modo abaixador de tensão.



Fonte: Autor.

Assim como observado no modo elevador, o conversor apresentou melhor rendimento quando a diferença entre as tensões de entrada e saída era reduzida, neste caso com maior ganho abaixador. O rendimento foi de 92 % para uma relação V_1/V_2 de 0,121 ($D = 0,6336$), aumentando para 93,3 % quando o ganho subiu para 0,191 ($D = 0,5$), conforme ilustrado na Figura 56.

Figura 56 – Curva experimental de rendimento x ganho, no modo abaixador de tensão.

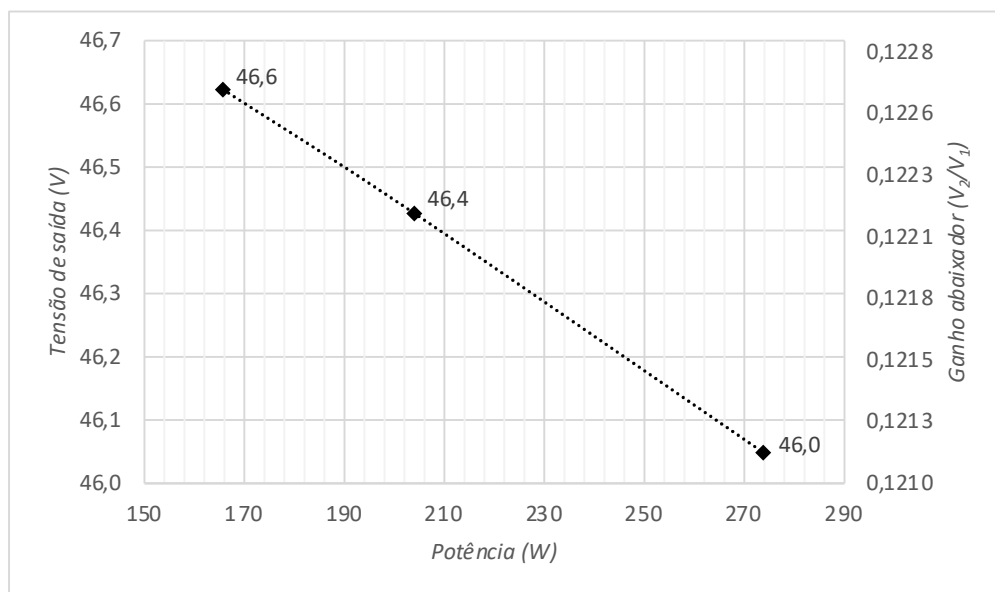


Fonte: Autor.

A distribuição teórica das perdas para o modo abaixador é a mesma para o modo elevador, já tendo sido apresentada na Figura 45, na qual foi mostrado que a maioria das perdas se concentraram nos elementos magnéticos.

A regulação estática do conversor também foi avaliada no modo abaixador, conforme ilustrado na Figura 57. Mais uma vez, o conversor apresentou bom desempenho, com baixa variação da tensão de saída em diferentes níveis de potência. A variação observada foi de apenas 0,5 V (1 %) frente uma alteração de 36% na carga.

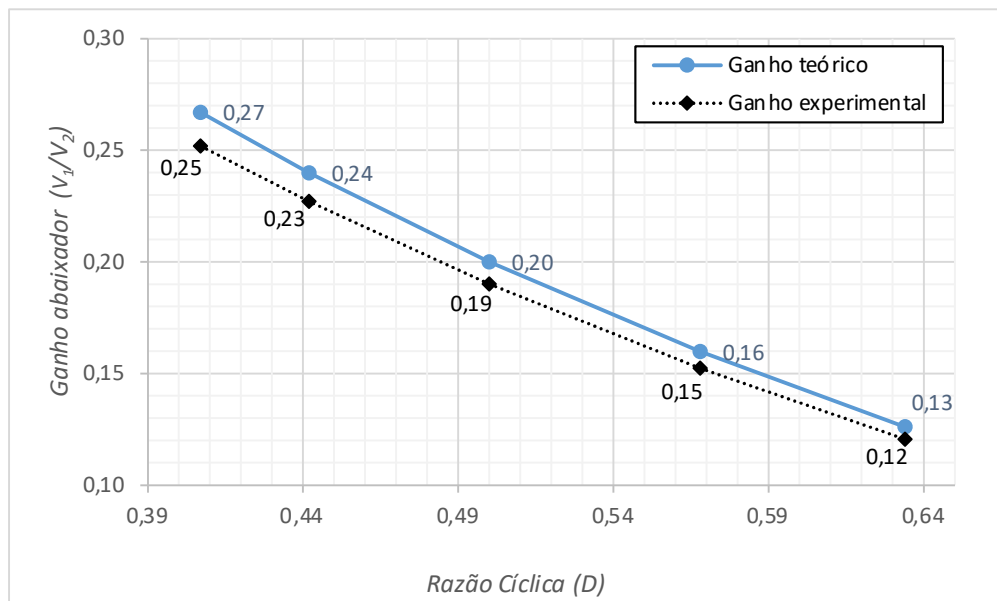
Figura 57 – Curva experimental de regulação estática, no modo abaixador de tensão.



Fonte: Autor.

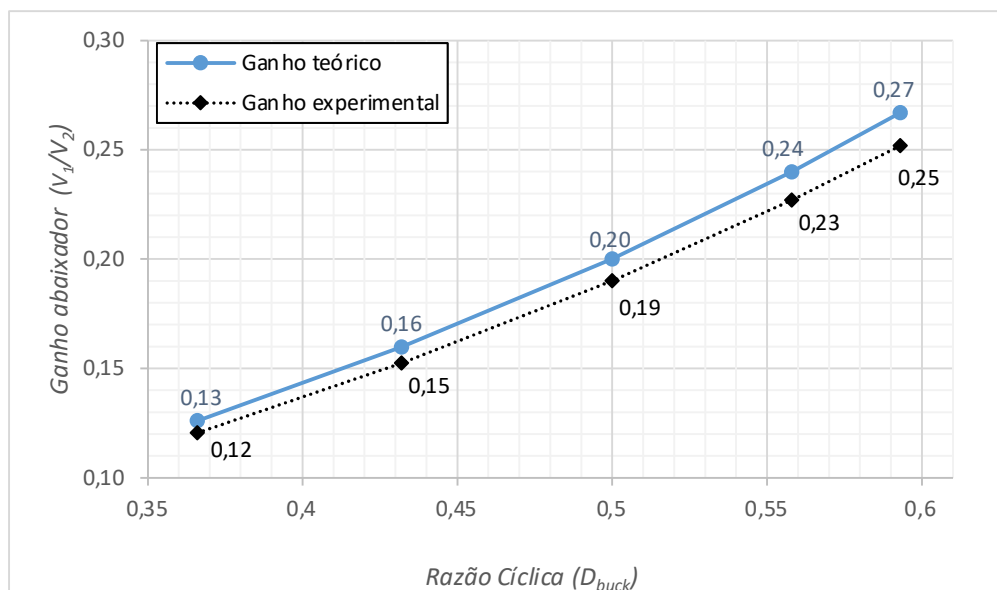
Na Figura 58 é realizada a comparação entre o ganho teórico e experimental em relação a razão cíclica D , em potência nominal. Semelhante ao que ocorreu no modo elevador de tensão, as curvas experimental e teórica do ganho pela razão cíclica no modo abaixador apresentam forte correlação, apresentando baixa diferença entre eles, entre 4 % e 5 %. Na Figura 60 os mesmos resultados são apresentados, mas em relação a razão cíclica D_{buck} .

Figura 58 – Curva experimental de ganho pela razão cíclica D , no modo abaixador de tensão.



Fonte: Autor

Figura 59 – Curva experimental de ganho pela razão cíclica D_{buck} , no modo abaixador de tensão.



Fonte: Autor.

4.3 RECOMENDAÇÕES PARA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

O projeto e os testes em laboratórios destacaram alguns pontos da topologia. Por exemplo, deve-se considerar as inevitáveis diferenças paramétricas entre os componentes passivos. No caso dos capacitores da célula ASC, variações entre os elementos podem gerar picos de corrente quando estes são conectados em paralelo. Esse fenômeno pode ser atenuado especificando-se uma baixa ondulação de tensão nos capacitores, o que, contudo, exige valores mais elevados de capacitância — devendo essa escolha ser avaliada caso a caso pelo projetista [24]. Além disso, é importante minimizar assimetrias causadas por elementos parasitas do leiaute, reduzindo o comprimento das trilhas entre os interruptores e os capacitores da célula ASC, de modo a diminuir indutâncias parasitas e sua influência sobre o comportamento dinâmico do conversor.

No caso da célula ASL, ressonâncias podem ocorrer entre a fonte V_1 , os indutores L_1 e L_2 e as capacitâncias parasitas dos interruptores, ou ainda devido a imperfeições de sincronismo nos pulsos de comando [24]. Esses efeitos podem resultar em elevados picos de tensão sobre as chaves S_1 e S_2 , demandando o uso de técnicas de limitação de sobretensão, como *snubbers* ou outras técnicas, como a proposta por Tang e Wang em [7].

A elevação do rendimento da estrutura pode ser obtida com um projeto otimizado dos indutores, visando diminuir as perdas nesses componentes. No protótipo construído, 77 % das perdas se concentraram nos elementos magnéticos, conforme mostra a Figura 45.

4.4 COMPARAÇÃO COM OUTRAS TOPOLOGIAS

Uma comparação com algumas topologias semelhantes da literatura foi realizada com intuito de avaliar a topologia. Na Tabela 12 são comparadas o número de componentes de dessas topologias e as suas equações ideais de ganho elevador e abaixador.

Tabela 12 – Comparação entre estruturas propostas na literatura.

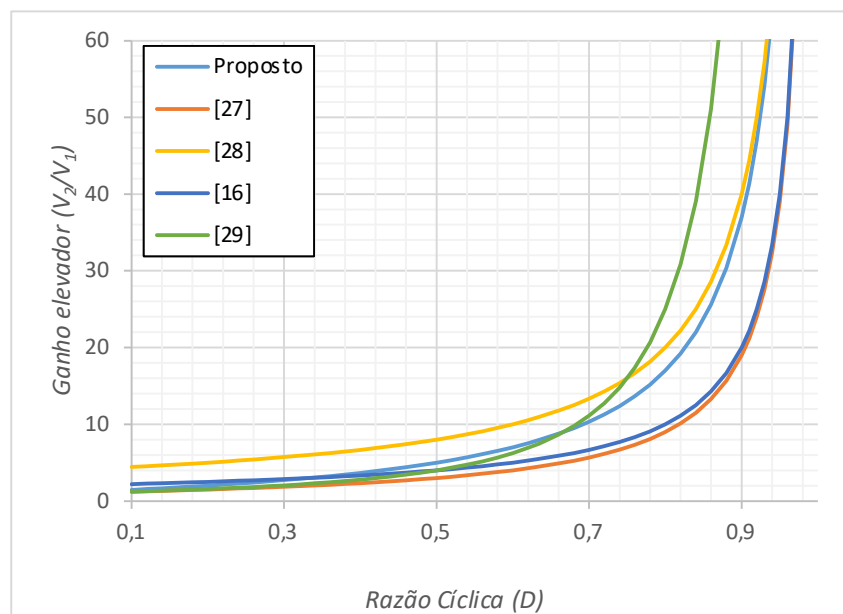
Conversor	Semi-condutores	componentes passivos	Ganho elevador	Ganho abaixador
Proposto	4 S	3 L, 4 C	$\frac{1 + 3 \cdot D}{1 - D}$	$\frac{D_{buck}}{4 - 3 \cdot D_{buck}}$
[29]	3 S	2 L	$\frac{1 + D}{1 - D}$	$\frac{D_{buck}}{2 - D_{buck}}$
[30]	6 S	2 L, 5 C	$\frac{4}{1 - D}$	$\frac{D_{buck}}{4}$
[16]	5 S	2 L, 4 C	$\frac{2}{1 - D}$	$\frac{D_{buck}}{2}$
[31]	4 S, 2 D	2 L, 1 C	$\frac{1}{(1 - D)^2}$	D_{buck}^2

Fonte: Autor.

Na Figura 60 e na Figura 61 são apresentadas as curvas de ganho ideal das topologias sob comparação.

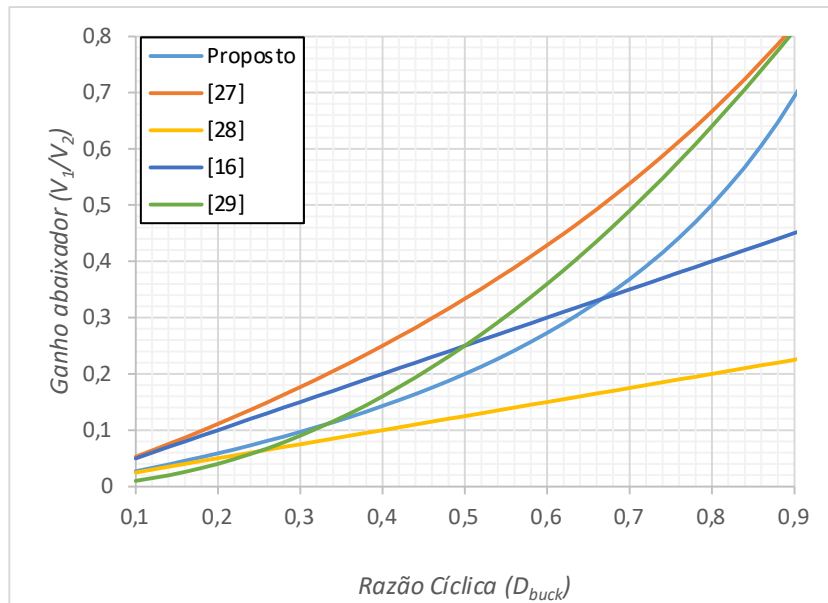
Analisando o número de componentes utilizados das topologias sob comparação, pode-se perceber que a topologia proposta é a que apresenta menor número, exceto a topologia proposta em [29]. Porém a topologia proposta em [29] apresenta ganho inferior a proposta, como pode-se perceber na Figura 60 e na Figura 61.

Figura 60 – Comparação do ganho elevador de tensão com outras topologias da literatura.



Fonte: Autor.

Figura 61 – Comparação do ganho abaixador de tensão com outras topologias da literatura.



Fonte: Autor.

Na Tabela 13 uma comparação entre o rendimento é realizada. Verifica-se que a topologia proposta apresentou rendimento nos mesmos patamares, ou superiores a outras estruturas propostas e com ganho estático semelhante. A estrutura proposta em [29] apesar de apresentar estrutura simples e rendimento superior, tem característica de ganho bastante inferior a topologia proposta.

Tabela 13 – Comparação do rendimento entre estruturas propostas na literatura.

Conversor	Ganho (V_2/V_1)	Rendimento Elevador	Rendimento Abaixador	Potência processada
Proposto	7,9 (380V/48V)	91,9%	92,0%	300W
[29]	3 (42V/14V)	92,7%	93,7%	200W
[30]	10 (240V/24V)	92,5%	92,0%	96W
[16]	8 (400V/50V)	91,9%	92,6%	1000W
[31]	7,5 (180V/24V)	89%	90,3%*	200W

*obtido em [32]

Fonte: Autor.

4.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Os ensaios realizados demonstraram a conformidade entre os resultados práticos com os de simulação, bem como com a análise estática realizada. Foi possível comprovar a alta taxa de conversão da estrutura, e a bidirecionalidade, isto é, operando tanto no modo elevador quanto abaixador.

Foram apresentadas as curvas de regulação e de rendimento do conversor, bem como comparou-se a topologia proposta com outras disponíveis na literatura, destacando-se a simplicidade estrutural e elevado ganho como principais vantagens.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho teve como objetivo estudar, modelar, simular e validar experimentalmente uma topologia bidirecional de conversor CC-CC de alto ganho, adaptada a partir da topologia *ASL-SU2C* originalmente proposta por [1]. A proposta consistiu na modificação da estrutura para permitir o fluxo reversível de potência, com a manutenção de vantagens como alto ganho de tensão, baixa quantidade de componentes e simplicidade de controle. A topologia foi analisada em detalhes quanto à operação em ambos os modos (elevador e abaixador), tanto do ponto de vista estático quanto dinâmico, com posterior implementação prática e validação em bancada em malha aberta e malha fechada.

Ao longo dos capítulos, foram apresentados os fundamentos teóricos da topologia, os princípios de funcionamento, a análise estática com obtenção de expressões para os esforços sobre os componentes, o dimensionamento dos elementos passivos e a modelagem considerando elementos parasitas. Desenvolveu-se a modelagem dinâmica com foco no projeto de controladores, utilizando modelagem em espaço de estados e posterior linearização no ponto de operação desejado. Essa modelagem permitiu a obtenção das funções de transferência para os quatro modos de controle: tensão e corrente, tanto para o lado de alta quanto para o lado de baixa tensão. Os modelos não lineares do conversor foram linearizados para obtenção das funções de transferência, que então foram validados no domínio do tempo e da frequência, representando de forma adequada o modelo comutado do conversor para pequenas variações em torno do ponto de operação escolhido. O projeto dos controladores PI foi realizado através do método da resposta em frequência, a partir da análise das funções de transferência obtidas.

A validação experimental da topologia demonstrou a reversibilidade do fluxo de potência da estrutura. Foi construído um protótipo com potência de 300 W, operando a 50 kHz, com tensão no lado de baixa tensão de 48 V e no lado de alta de 380 V, isto é, um ganho de 7,9 no modo elevador e 0,12 no modo abaixador. O conversor operou adequadamente tanto como elevador quanto como abaixador de tensão, apresentando rendimento de 91,9% no modo elevador e de 92,0% no modo abaixador. Além disso, foram realizados testes com diferentes níveis de ganho e potência, confirmando o bom comportamento do conversor mesmo fora das condições nominais. A topologia demonstrou ainda uma regulação estática

satisfatória, com baixa variação da tensão de saída frente a variações na carga, reduzindo o esforço de controle.

As expressões teóricas obtidas ao longo do trabalho foram validadas por meio de simulações e testes de bancada, contemplando tanto o ganho estático quanto os esforços elétricos sobre os componentes. Constatou-se boa concordância entre os resultados de modelagem, simulação e experimentação, o que reforça a consistência da metodologia adotada.

Apesar dos bons resultados, algumas limitações foram identificadas. Além da ondulação elevada de corrente já mencionada, destaca-se a falta de ponto comum entre a entrada e a saída, alta sensibilidade a variação paramétrica entre os indutores da célula *ASL* e os capacitores da célula *ASC*. Outro ponto de atenção é necessidade de uso de técnicas de limitação das sobretensões nos interruptores devido a variações paramétricas dos componentes e elementos parasitas. Para isso, foram utilizados *snubbers* nos interruptores, o que apesar de ser eficiente para reduzir as sobretensões sobre a chave, tem um impacto no rendimento da estrutura. Percebeu-se, também, uma alta ondulação de corrente na fonte do lado de baixa tensão, especialmente operando no modo elevador, uma característica da célula *ASL* já verificada em trabalhos anteriores [24], [29]. Para mitigar esse efeito, pode-se utilizar um filtro LC de entrada composto pela capacitância de filtragem C_{f1} e a indutância interna da fonte (a depender das características da fonte). No modo abaixador, a própria indutância da célula *ASL* pode ser considerada no dimensionamento do filtro, eliminando a necessidade da adição de um indutor a topologia para compor o filtro. Os resultados experimentais indicaram que essa solução é eficiente para reduzir esta ondulação.

Em resumo, todos os objetivos propostos neste trabalho foram alcançados: a topologia proposta foi modelada, simulada e validada experimentalmente em malha aberta e malha fechada. Sua aplicação é particularmente promissora em sistemas que demandam fluxo reversível de potência e altos ganhos de tensão, como sistemas de armazenamento de energia, fontes fotovoltaicas e veículos elétricos, entre outros.

Como sugestões para trabalhos futuros, destacam-se:

- Análise da operação do conversor em malha fechada com controle de corrente e tensão simultaneamente;

- Avaliação de outras estratégias filtragem ou de modulação visando a redução da ondulação da corrente do lado de baixa tensão, principalmente quando no modo elevador;
- Estudo do projeto dos indutores, visando minimizar a variação paramétrica entre esses componentes;
- Exploração de outras técnicas de limitação da sobretensão nos interruptores, como a proposta em [7].

Espera-se que os resultados aqui apresentados contribuam para o avanço do estado da arte em conversores bidirecionais de alto ganho, especialmente no contexto da transição energética para fontes renováveis bem como em aplicações em veículos elétricos.

6 REFERÊNCIAS

- [1] F. Z. Peng, H. Huang, L. M. Tolbert, B. Lehman e Y. Li, "Spacetime pq theory for AC and DC electric power systems.," Março 2025. [Online]. Available: <https://www.nature.com/articles/s41598-025-90021-3>. [Acesso em 30 agosto 2025].
- [2] M. Scerbo, "New LEED pilot credit encourages energy savings with DC power systems," U.S. Green Building Council, Inc, 28 Fevereiro 2019. [Online]. Available: <https://www.usgbc.org/articles/new-leed-pilot-credit-encourages-energy-savings-dc-power-systems>. [Acesso em 30 agosto 2025].
- [3] B. Axelrod, Y. Berkovich e A. Ioinovici, "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters," *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS*, pp. 687-696, Março 2008.
- [4] F. BLAABJERG, H. WANG, I. VERNICA, B. LIU e P. DAVARI, "Reliability of Power Electronic Systems for EV/HEV Applications," *PROCEEDINGS OF THE IEEE*. Vol. 109, No. 6, pp. 1060-1076, Junho 2021.
- [5] L.-S. Yang, T.-J. Liang e J.-F. Chen, "Transformerless DC–DC Converters With High Step-Up Voltage Gain," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 56. NO 8, pp. 3144-3152, Agosto 2009.
- [6] S. Sarani e X. Liang, "Non-Isolated High Voltage Gain Bidirectional DC-DC Converters: A Review," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, 2024.
- [7] Y. Tang e T. Wang, "Study of An Improved Dual-Switch Converter With Passive Lossless Clamping," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, vol. 62, nº 2, pp. 972-981, Fevereiro 2015.
- [8] S. Arfin, A. Al Mamun, S. Nafis Mahmood e G. Sarowar, "Ćuk Derived SC-SL Based High Step Down Hybrid DC-DC Converter," em

4th International Conference on Electrical Information and Communication Technology, Khulna, Bangladesh, 2019.

- [9] A. P. a. S. V. G. O. R. Mayer, "Conversor CC-CC Multifásico Bidirecional em Corrente não Isolado Aplicado a Sistemas Elétricos de Tração de Veículos Elétricos e Híbridos" *.Eletrônica de Potência*, vol. 20, no. 3, pp. 311–321, Aug. 2015..
- [10] B. Cao, J. Xiao, J. Chen, W. Qin e C. Fan, "A high efficiency DC-DC converter based on bidirectional half-bridge," *IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 763-768, 2016.
- [11] A. Chatterjee, S. Patra, P. Samal, D. Jyoti e K. Apurva Utsav, "Investigation Analysis of a Bi-directional DC-DC Converter for EV Charging," *IEEE 1st International Conference on Advances in Signal Processing, Power, Communication, and Computing (ASPPCC)*, pp. 118-123, 2024.
- [12] P. Odo, "A Comparative Study of Single-phase Non-isolated Bidirectional dc-dc Converters Suitability for Energy Storage Application in a dc Microgrid," *IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 391-396, 2020.
- [13] F. E. Oliveira Barroso, "CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE PARA APLICAÇÃO EM VEICULOS ELÉTRICOS," *DISSERTAÇÃO DE MESTRADO - UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ*, 2010.
- [14] W. W. Aparecido Gonçalves Silva, "Estudo e implementação de um conversor bidirecional como interface na regulação de tensão em barramento c.c. e carregamento de baterias em um sistema nanorrede," *DISSERTAÇÃO DE MESTRADO - UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS*, 2013.
- [15] A. S. Cordeiro de Campos, "CONVERSOR FLYBACK BIDIRECIONAL MULTI ENROLAMENTOS," *DISSERTAÇÃO DE MESTRADO - UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA*, 2018.

- [16] Y. Zhang, Y. Gao, J. Li e M. Sumner, "Interleaved Switched-Capacitor Bidirectional DC-DC Converter With Wide Voltage-Gain Range for Energy Storage Systems," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 33, NO.5, Maio 2018.
- [17] J. M. d. Andrade, "Conversores cc-cc Não-Isolados Elevadores Baseados na Conexão Diferencial de Conversores com Tensão de Saída de mesma Polaridade," *Tese de Doutorado*, 2022.
- [18] Y. Guan, C. Cecati, M. Alonso e Z. Zhang, "Review of High-Frequency High-Voltage-Conversion-Ratio DC–DC Converters," *IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 2, NO. 4, Outubro 2021.
- [19] Z. Saadatizadeh, P. Chavoshpour, Y. Yang e F. Blaabjerg, "High Step-Up Down Switched-Capacitor Based Bidirectional DC-DC Converter," *IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2020.
- [20] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg e B. Lehman, "Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, Dezembro 2017.
- [21] S. Sarani e X. Liang, "Design Criteria of Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converters: A Review," *IEEE Transaction on Industry Applications*, Janeiro 2025.
- [22] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran e P. Tavner, "An industry-based survey of reliability in Power Electronic Converters," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. 47, NO. 3, pp. 1441-1451, Maio/Junho 2011.
- [23] Z. Akhlaghi, R. Montazerolghaem, E. Adib, P. Wheeler e M. Pahlevani, "A Novel High-Efficiency Fully Soft-Switching High Step-Up DC–DC Converter Utilizing an Active Switched Inductor," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 40, NO. 12, pp. 18330-18339, Dezembro 2025.

- [24] M. A. Salvador, T. B. Lazzarin e R. F. Coelho, "High step-up DC-DC converter with active switched-inductor and passive switched capacitor networks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, nº 7, pp. 5644-5654, Jul. 2018.
- [25] F. Blaabjerg, H. Wang, I. Vernica, B. Liu e P. Davari, "Reliability of Power Electronic Systems for EV/HEV Applications," *PROCEEDINGS OF THE IEEE. Vol. 109, No. 6*, Junho 2021.
- [26] *CREE Inc. - Datashhet C3M0065090D Rev. D*, Junho, 2019.
- [27] K. Ogata, Engenharia de Controle Moderno 4ª Edição, Pearson Prentice Hall, 2003.
- [28] Texas Instruments, "Digital PI Controller Equations," 9 Março 2017. [Online]. Available: https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/communityserver-discussions-components-files/902/PI-controller-equations.pdf . [Acesso em 22 abril 2025].
- [29] L.-S. Yang e T.-J. Liang, "Analysis and Implementation of a Novel Bidirectional DC–DC Converter," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 59, NO. 1, 2012 Janeiro.
- [30] R. Rezaii , M. Nilian, M. Safayatullah, F. Alaql e I. Batarseh , "Design and Experimental Study of A High Voltage Gain Bidirectional C-DC Converter for Electrical Vehicle Application," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)* , pp. 2058-2063, 2022.
- [31] V. F. Pires, D. Foito e A. Cordeiro, "A DC–DC Converter With Quadratic Gain and Bidirectional Capability for Batteries/Supercapacitors," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, Vols. %1 de %2VOL. 54, NO. 1, pp. 274-285, Janeiro/Fevereiro 2018.
- [32] D. Anusha e S. Pradabane, "Analysis and Design of a Non-Isolated Bidirectional DC-DC Converter with High Voltage Ratio for Battery Storage System," *EEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 2024.
- [33] R. W. Erickson e D. Maksimović, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed., Springer, 2001.

- [34] X. Xu, Y. Zhang, L. Zhu, H. Yu, Y. Zhang e H. W. Nanjing, "A High Step-down DC-DC Converter with Matrix-Transformer and Wide Voltage Gain for Vehicle Power Supply Applications," 2019.
- [35] A. Stephen, R. K.P. e G. S, "Review on Non-isolated High Gain DC-DC Converters," em *Third International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICT)*, 2022.
- [36] M. A. Salvador, "METODOLOGIA APLICADA À DERIVAÇÃO E MODELAGEM DE CONVERSORES CC-CC DIFERENCIAIS DE ALTO GANHO," *Tese de doutorado*, 2020.
- [37] *Texas Instruments TMS320F2837xD Dual-Core Microcontrollers Technical Reference Manual, Rev. F*, Jul. 2021.
- [38] Y. He, Y. Tang, T. Wang e D. Fu, "Switched-Inductor/Switched-Capacitor Active-Network Converters," *IEEE 9th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 1281-1286, 2014.
- [39] G. Lithesh, B. Krishna e V. Karthikeyan, "Review and Comparative Study of Bi-Directional DC-DC Converters," *IEEE International Power and Renewable Energy Conference (IPRECON)* , 2021.
- [40] R. Rezaii, M. Nilian, M. Hossein Rezaei e I. Batarseh, "High Gain Non-Isolated Bidirectional Hybrid DC-DC Converter," *IECON 50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2024.
- [41] S. Mandal e P. Prabhakaran, "A Novel Bidirectional High Gain DC-DC Converter with Active Switched Inductor and Wide Voltage Conversion Ratio," *IEEE 2nd Industrial Electronics Society Annual On-Line Conference*, 2023.
- [42] S. Mandal e P. Prabhakaran, "A Novel Non-Isolated DC-DC Converter with Active Switched-Inductor for High Voltage Gain Applications," *IEEE IPRECON*, 2022.
- [43] C.-M. Hong, L.-S. Yang, T.-J. Liang e J.-F. Chen, "Novel bidirectional DC-DC converter with high step-up/down voltage gain," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Setembro 2009.

- [44] S. Mousavinezhad Fardahar e M. Sabahi, "New Expandable Switched-Capacitor/Switched-Inductor High-Voltage Conversion Ratio Bidirectional DC–DC Converter," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Março 2020.

APÊNDICE A – PROJETO DOS INDUTORES L_0 , L_1 E L_2

Cálculo Físico do Indutor L_o

Descrição:

Dimensionamento do indutor L_o do conversor ASL ASC

Especificações:

Frequência de comutação:

$$f_s := 50\text{kHz}$$

Corrente média no indutor:

$$I_{in_md} := 0.8\text{A}$$

Ondulação de corrente:

$$\Delta I_L := I_{in_md} \cdot 0.2 = 0.16\text{ A}$$

Indutância:

$$L_o := 7.7\text{mH}$$

Dados:

Indutância máxima:

$$B_{max} := 0.3\text{T}$$

Fator de ocupação:

$$K_w := 0.8$$

Densidade de corrente:

$$J_{max} := 600 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Indutância:

a) Dimensionamento do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_o \cdot I_{in_md}^2}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w}$$

$$A_e A_w = 0.342 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo escolhido:

E42/20

comprimento médio
fluxo mag espira

Núcleo	$A_e [\text{cm}^2]$	$A_w [\text{cm}^2]$	$I_e [\text{cm}]$	$I_t [\text{cm}]$	$V_e [\text{cm}^3]$	$A_e A_w [\text{cm}^4]$
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	11,2	11,6	42,50	8,85

b) Dados do núcleo

Área da secção transversal do núcleo: :

$$A_e := 2.4 \text{ cm}^2$$

Área da janela:

$$A_w := 1.57 \text{ cm}^2$$

Volume do núcleo:

$$V_{\text{nucleo}} := 23.3 \text{ cm}^3$$

Coeficiente de perdas por correntes parasitas:

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \text{ s}^2$$

Coeficiente de perdas por histerese:

$$K_h := 4 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

Comprimento médio de uma espira:

$$MLT := 10.5 \text{ cm}$$

c) Número de espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left[\frac{L_o \cdot \left(I_{\text{in md}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right]$$

$$N_e = 95$$

d) Entreferro

$$\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6} \frac{\text{m} \cdot \text{kg}}{\text{A}^2 \cdot \text{s}^2}$$

$$N_e = 95$$

$$l_g := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_o}$$

$$l_g = 0.353 \cdot \text{mm}$$

$$l_w := \frac{l_g}{2}$$

$$l = 0.177 \cdot \text{mm}$$

e) Cálculo da bitola dos condutores

Penetração máxima:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}}$$

$$\Delta = 0.034 \text{ s}^{0.5}$$

$$2\Delta = 0.067 \text{ s}^{0.5}$$

Para este coeficiente de penetração, a bitola máxima de condutor é:

$$\text{AWG41}$$

Secção do condutor nu

$$S_{\text{fio_nu}} := 0.000040 \text{ cm}^2$$

Secção do condutor isolado

$$S_{\text{fio_isol}} := 0.000070 \text{ cm}^2$$

Resistividade do condutor

$$\rho_{\text{fio}} := 0.057982 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

<i>AWG</i>	<i>Diâmetro Cobre [cm]</i>	<i>Área Cobre [cm²]</i>	<i>Diâmetro Isolamento [cm]</i>	<i>Área Isolamento [cm²]</i>	<i>Resistividade 20°C [Ohms/°C]</i>	<i>Resistividade 100°C [Ohms/°C]</i>	<i>Corrente [A] 450A/cm²</i>
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

f) Área do cobre

$$A_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{in_md}}}{J_{\text{max}}}$$

$$A_{\text{cobre}} = 0.001333 \cdot \text{cm}^2$$

g) Número de condutores

$$N_{\text{cond}} := 86$$

h) Possibilidade de execução

$$D_{\text{chicote}} := N_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio_isol}}$$

$$D_{\text{chicote}} = 6.02 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$A_{w_{\text{min}}} := \frac{N_e \cdot D_{\text{chicote}}}{K_w}$$

$$A_{w_{\text{min}}} = 7.149 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

$$\frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_w} = 0.455$$

OK! Pode ser executado, ($A_{w_{\text{min}}}/A_w < 1$)

i) Comprimento do chicote

$$L_{\text{chicote}} := MLT \cdot N_e$$

$$L_{\text{chicote}} = 9.975 \text{ m}$$

j) Cálculo térmico

Resistência de condução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote}}}{N_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cobre}} = 0.673 \Omega$$

Potência dissipada no cobre

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{in_md}}^2 \quad I_{\text{in_md}} = 0.8 \text{ A}$$

$$P_{\text{cobre}} = 0.43 \text{ W}$$

Perdas magnéticas

Corrente Máxima

$$I_{\text{in_max}} := I_{\text{in_md}} + 0.5 \cdot \Delta I_L$$

Ondulação de Corrente Percentual

$$\Delta I_{\%} := \frac{\Delta I_L}{I_{in_max}}$$

Excursão de densidade de fluxo:

$$\Delta B := \Delta I_{\%} \cdot B_{max} \cdot \frac{1}{T}$$

$$P_{nucleo} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot fs + K_f \cdot fs^2) \cdot V_{nucleo} \cdot \frac{W}{cm^3}$$

$$P_{nucleo} = 0.455 \cdot W$$

Resistência térmica do núcleo:

$$AeAw_{lo} := \frac{Ae \cdot Aw}{cm^4}$$

$$AeAw_{lo} = 3.768$$

$$R_{nucleo} := 23 \cdot AeAw_{lo}^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^{\circ}C}{W}$$

$$R_{nucleo} = 14.079 \cdot \frac{\Delta^{\circ}C}{W}$$

Elevação de temperatura

$$\Delta T := (P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot R_{nucleo}$$

$$\Delta T = 12.462 \cdot \Delta^{\circ}C$$

Cálculo Físico do Indutor L1 e L2

Descrição:

Dimensionamento do indutor de L1 e L2 do conversor ASL ASC

Especificações:

Frequência de comutação:

$$f_s := 50 \text{ kHz}$$

Corrente média no indutor:

$$I_{in_md} := 4 \text{ A}$$

Ondulação de corrente:

$$\Delta I_L := I_{in_md} \cdot 0.25 = 1 \text{ A}$$

Indutância:

$$L_1 := 691 \mu\text{H}$$

Dados:

Indutância máxima:

$$B_{\max} := 0.3 \text{ T}$$

Fator de ocupação:

$$K_w := 0.7$$

Densidade de corrente:

$$J_{\max} := 600 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Indutância:

a) Dimensionamento do núcleo:

$$A_e A_w := \frac{L_1 \cdot I_{in_md}^2}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot K_w}$$

$$A_e A_w = 0.877 \cdot \text{cm}^4$$

Núcleo escolhido:

E42/20

comprimento médio
fluxo mag espira

Núcleo	$A_e [\text{cm}^2]$	$A_w [\text{cm}^2]$	$I_e [\text{cm}]$	$I_t [\text{cm}]$	$V_e [\text{cm}^3]$	$A_e A_w [\text{cm}^4]$
E-20	0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08
E-30/7	0,60	0,80	6,7	5,6	4,00	0,48
E-30/14	1,20	0,85	6,7	6,7	8,00	1,02
E-42/15	1,81	1,57	9,7	8,7	17,10	2,84
E-42/20	2,40	1,57	9,7	10,5	23,30	3,77
E-55	3,54	2,50	11,2	11,6	42,50	8,85

b) Dados do núcleo

Área da secção transversal do núcleo: :

$$A_e := 2.40 \text{ cm}^2$$

Área da janela:

$$A_w := 1.57 \text{ cm}^2$$

Volume do núcleo:

$$V_{\text{nucleo}} := 23.30 \text{ cm}^3$$

Coeficiente de perdas por correntes parasitas:

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \text{ s}^2$$

Coeficiente de perdas por histerese:

$$K_h := 4 \cdot 10^{-4} \text{ s}$$

Comprimento médio de uma espira:

$$MLT := 10.5 \text{ cm}$$

c) Número de espiras:

$$N_e := \text{ceil} \left[\frac{L_1 \cdot \left(I_{\text{in md}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)}{B_{\text{max}} \cdot A_e} \right]$$

$$N_e = 44$$

d) Entreferro

$$\mu_0 = 1.257 \times 10^{-6} \frac{\text{m} \cdot \text{kg}}{\text{A}^2 \cdot \text{s}^2}$$

$$N_e = 44$$

$$l_g := \frac{N_e^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_1}$$

$$l_g = 0.845 \cdot \text{mm}$$

$$l_w := \frac{l_g}{2}$$

$$l = 0.422 \cdot \text{mm}$$

e) Cálculo da bitola dos condutores

Penetração máxima:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}}$$

$$\Delta = 0.034 \text{ s}^{0.5}$$

$$2\Delta = 0.067 \text{ s}^{0.5}$$

Para este coeficiente de penetração, a bitola máxima de condutor é:

AWG38

Litz 150x38

Secção do condutor nu

$$S_{\text{fio_nu}} := 0.000080 \text{ cm}^2$$

Secção do condutor isolado

$$S_{\text{fio_isol}} := 0.000130 \text{ cm}^2$$

Resistividade do condutor

$$\rho_{\text{fio}} := 0.028917 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

<i>AWG</i>	<i>Diâmetro Cobre [cm]</i>	<i>Área Cobre [cm²]</i>	<i>Diâmetro Isolamento [cm]</i>	<i>Área Isolamento [cm²]</i>	<i>Resistividade 20°C [Ohms/°C]</i>	<i>Resistividade 100°C [Ohms/°C]</i>	<i>Corrente [A] 450A/cm²</i>
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,00160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

f) Área do cobre

$$A_{\text{cobre}} := \frac{I_{\text{in_md}}}{J_{\text{max}}}$$

$$A_{\text{cobre}} = 0.006667 \cdot \text{cm}^2$$

g) Número de condutores

$$N_{\text{cond}} := 150$$

h) Possibilidade de execução

$$D_{\text{chicote}} := N_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio_isol}}$$

$$D_{\text{chicote}} = 1.95 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$A_{w_{\text{min}}} := \frac{N_e \cdot D_{\text{chicote}}}{K_w}$$

$$A_{w_{\text{min}}} = 1.226 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$\frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_w} = 0.781$$

OK! Pode ser executado, ($A_{w_{\text{min}}}/A_w < 1$)

i) Comprimento do chicote

$$L_{\text{chicote}} := \text{MLT} \cdot N_e$$

$$L_{\text{chicote}} = 4.62 \text{ m}$$

j) Cálculo térmico

$$\rho_{\text{fio}} = 2.8917 \frac{\text{m} \cdot \text{kg}}{\text{A}^2 \cdot \text{s}}$$

Resistência de condução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot L_{\text{chicote}}}{N_{\text{cond}}}$$

$$R_{\text{cobre}} = 0.089 \Omega$$

Potência dissipada no cobre

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{\text{in_md}}^2 \quad I_{\text{in_md}} = 4 \text{ A}$$

$$P_{\text{cobre}} = 1.425 \text{ W}$$

Perdas magnéticas

Corrente Máxima

$$I_{\text{in_max}} := I_{\text{in_md}} + 0.5 \cdot \Delta I_L$$

Ondulação de Corrente Percentual

$$\Delta I_{\%} := \frac{\Delta I_L}{I_{\text{in_max}}}$$

Excursão de densidade de fluxo:

$$\Delta B := \Delta I_{\%} \cdot B_{\max} \cdot \frac{1}{T}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot fs + K_f \cdot fs^2) \cdot V_{\text{nucleo}} \cdot \frac{W}{\text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 0.736 \cdot W$$

Resistência térmica do núcleo:

$$AeAw_{lo} := \frac{Ae \cdot Aw}{\text{cm}^4}$$

$$AeAw_{lo} = 3.768$$

$$R_{\text{nucleo}} := 23 \cdot AeAw_{lo}^{-0.37} \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{W}$$

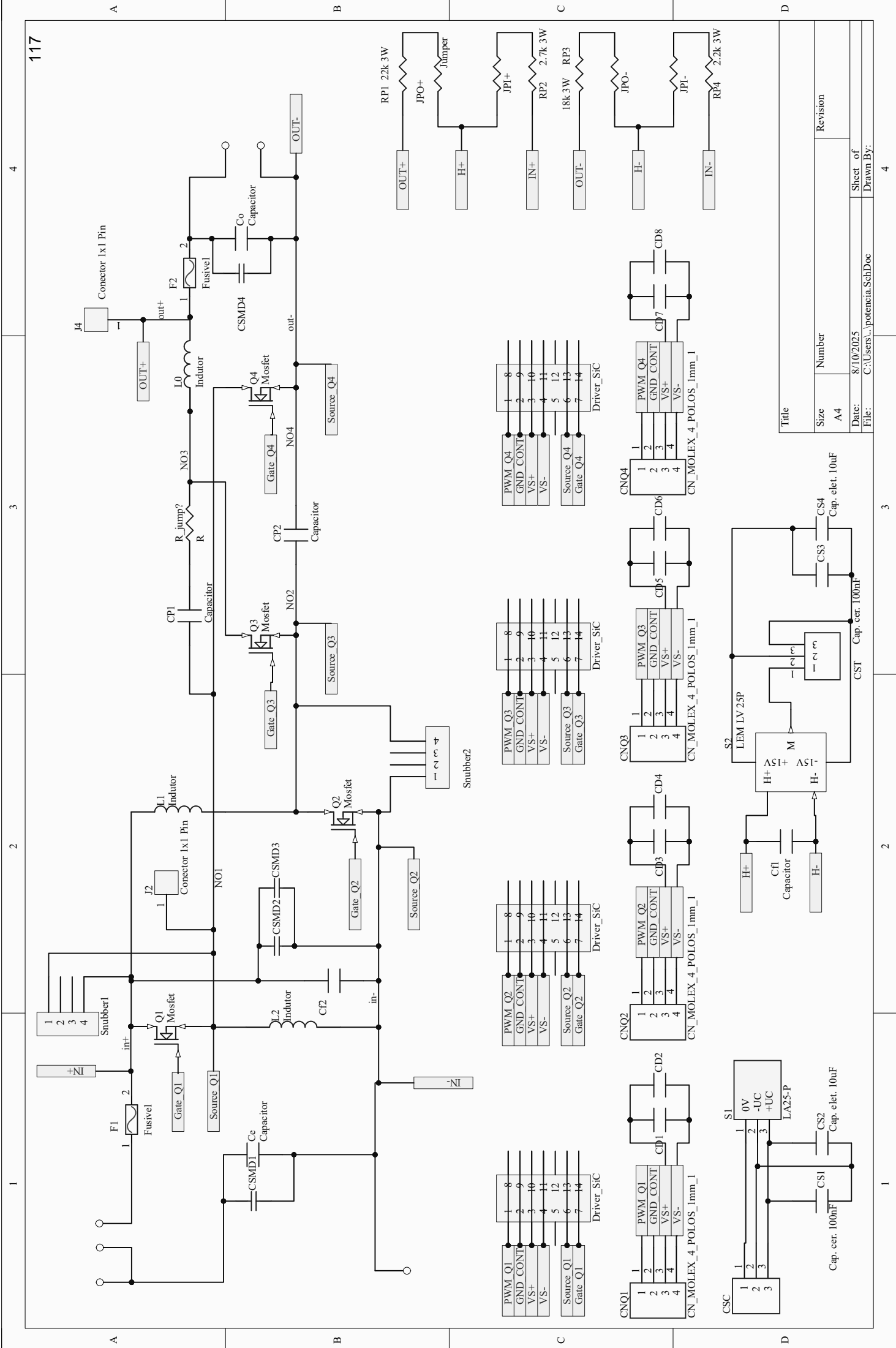
$$R_{\text{nucleo}} = 14.079 \cdot \frac{\Delta^{\circ}\text{C}}{W}$$

Elevação de temperatura

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) \cdot R_{\text{nucleo}}$$

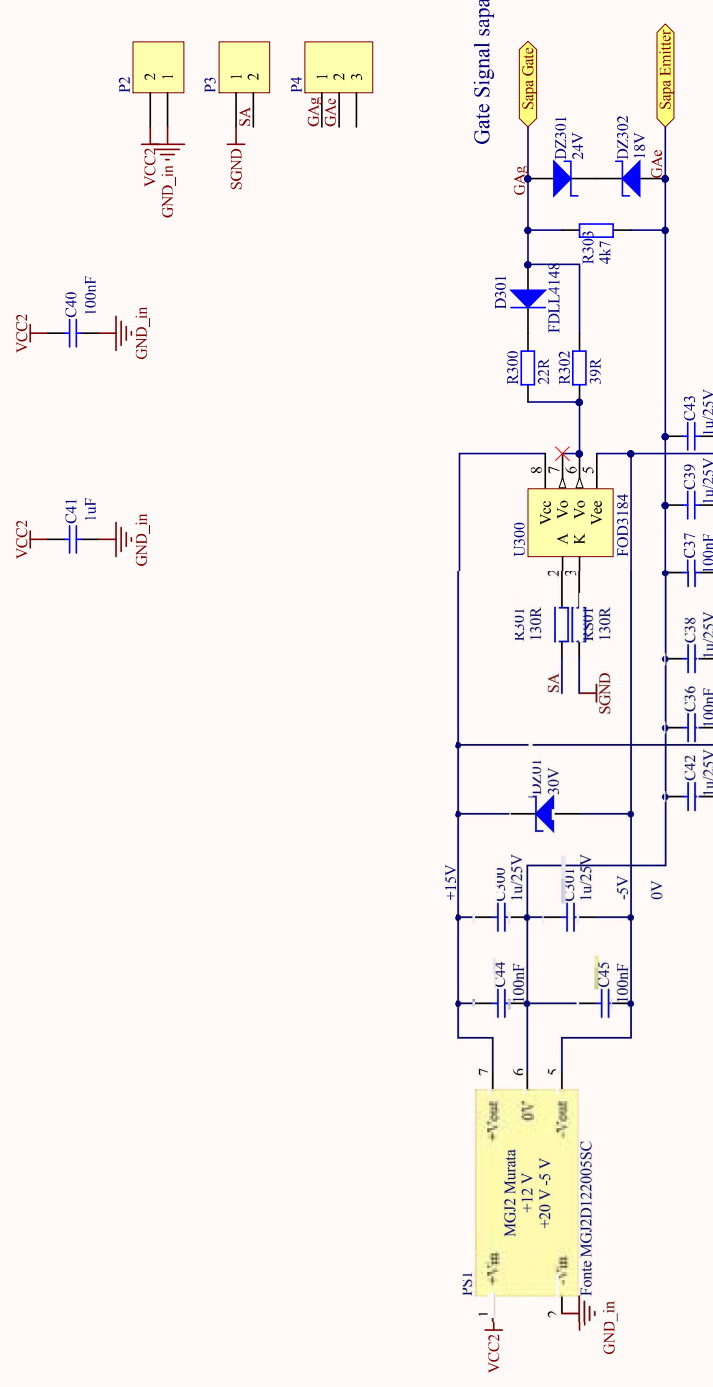
$$\Delta T = 30.427 \cdot \Delta^{\circ}\text{C}$$

APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO DA PLACA DE POTÊNCIA



Title		Revision	
Size	A4	Number	
Date:	8/10/2025	Sheet of	
File:	C:\Users\...potencia\SelDoe	Drawn By:	

ANEXO A – ESQUEMÁTICO DA PLACA DO *GATE DRIVER*

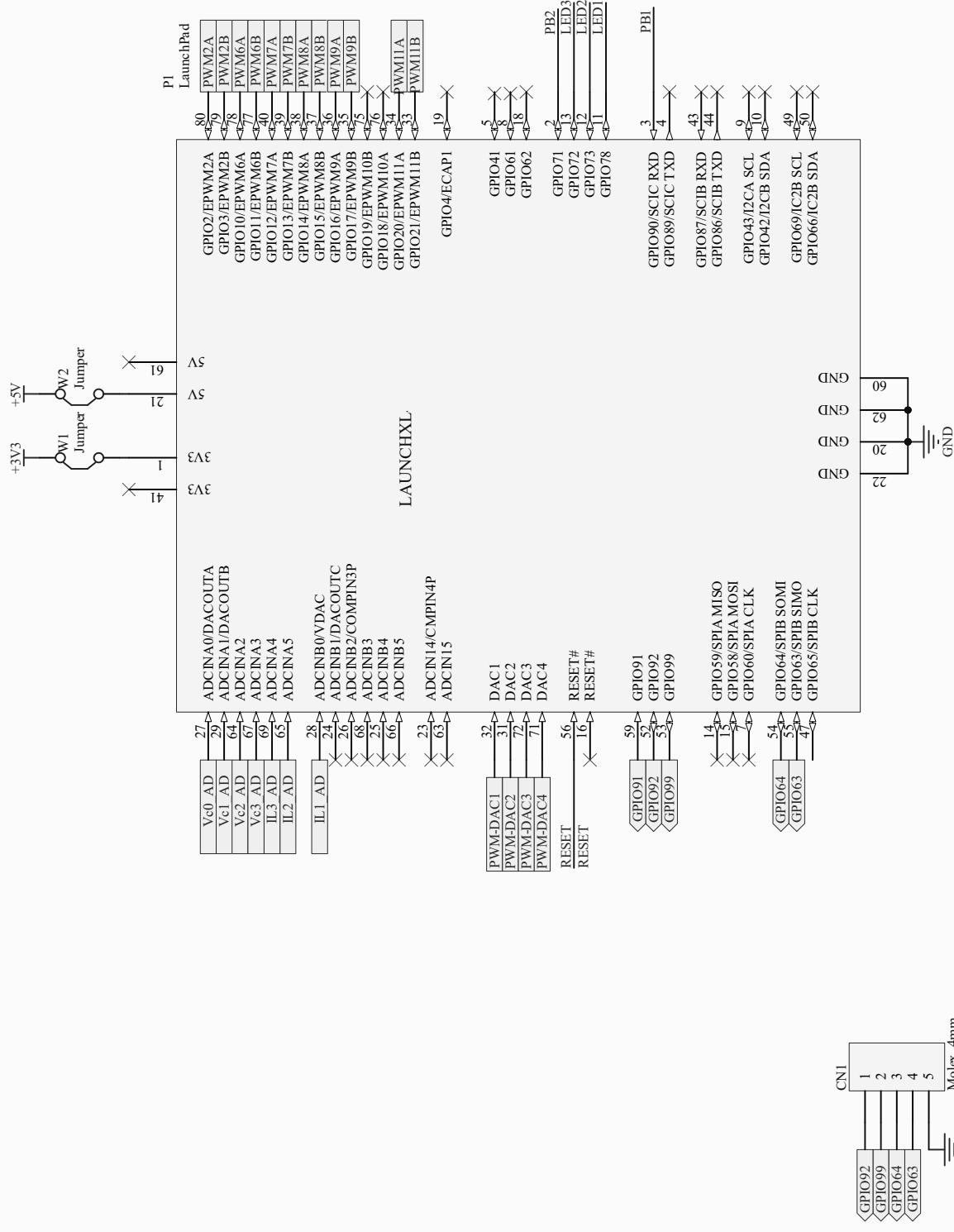


Observation:

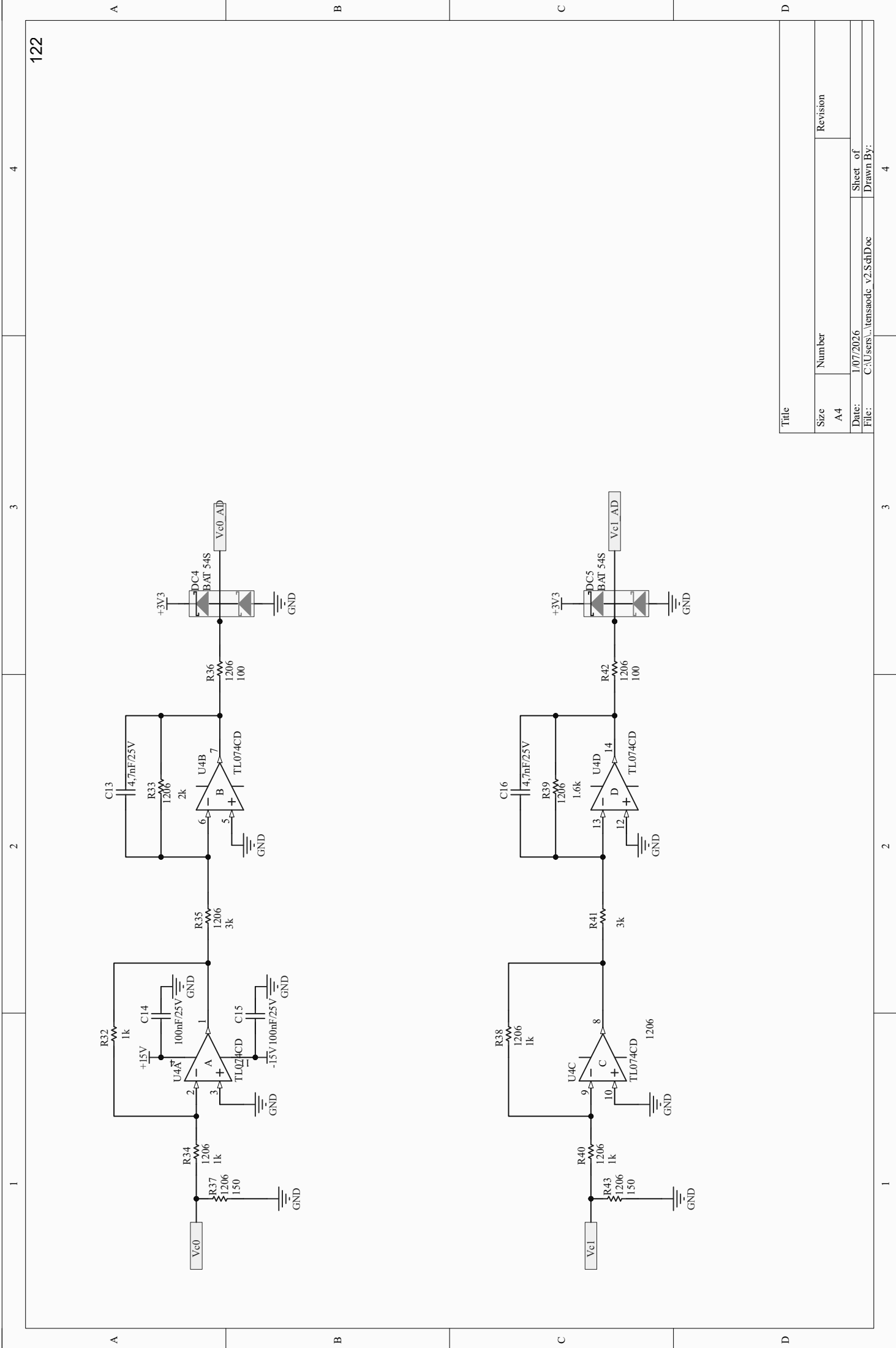
VCC1: 5 Vdc / VCC2: 12 Vdc.

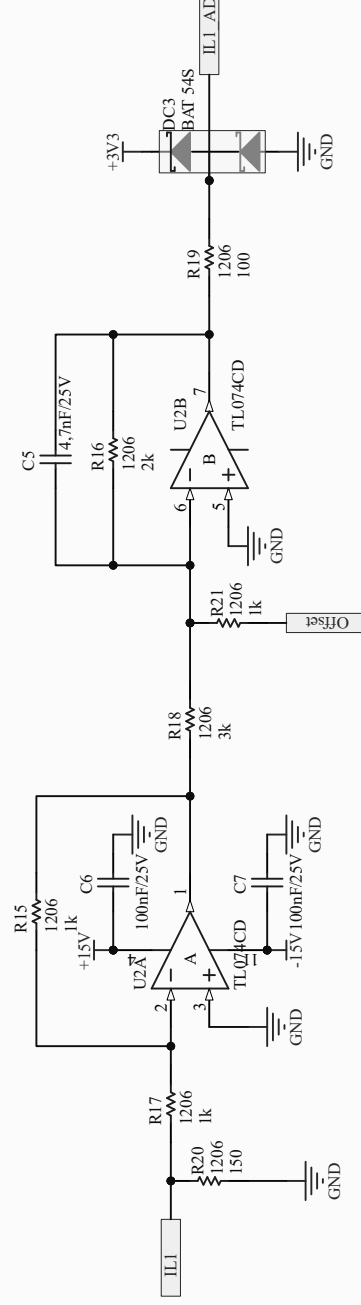
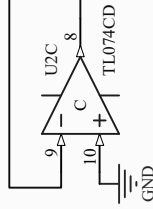
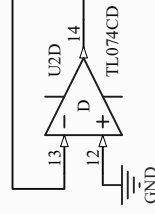
Title Gate Driver		
Size	Number	Revision 4
Date: 11/27/2016		
File: GateDriver_Final V3.Sch	Sheet of 1/1	

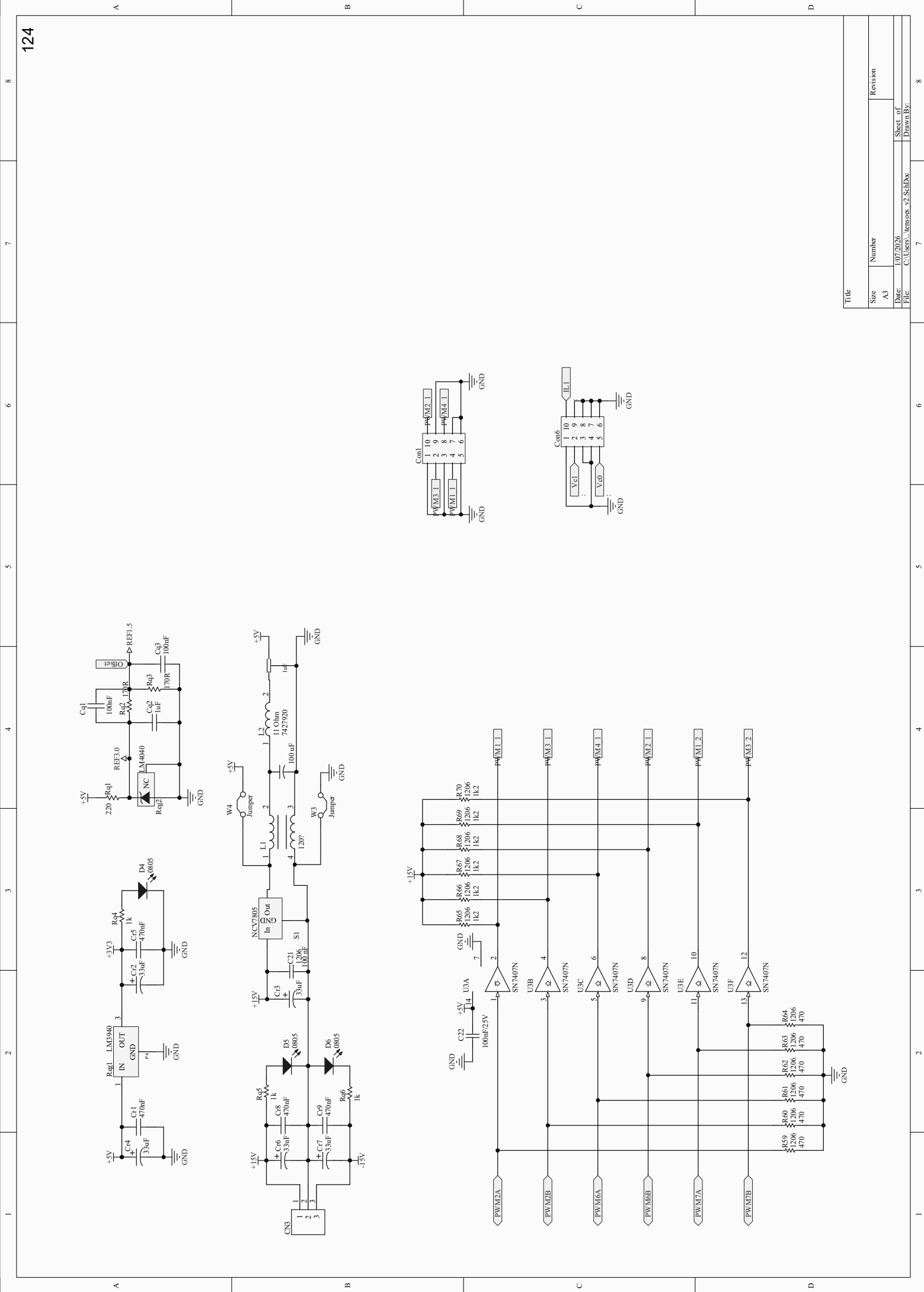
ANEXO B – ESQUEMÁTICO DA PLACA DE CONDICIONAMENTO DE SINAL



Title		
Size A4	Number	Revision
Date: File:	Sheet of Drawn By:	
	1/07/2026	
	C:\Users\...\dsp.Sch.Doc	







Title	
Size	Number
A3	Revision
Date:	Sheet of
File:	Drawn By: