



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

Ariadne Nunes Leite Sátiro

**Conversor CC-CC de Três Portas Não Isolado Derivado da Topologia Ćuk
com Célula de Ganho**

Florianópolis
Janeiro de 2026

Ariadne Nunes Leite Sátiro

**Conversor CC-CC de Três Portas Não Isolado Derivado da Topologia Ćuk
com Célula de Ganho**

Exame de dissertação de mestrado submetido ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Lenon Schmitz, Dr.

Coorientador: Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Florianópolis
Janeiro de 2026

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Nunes Leite Sátiro, Ariadne
Conversor CC-CC de Três Portas Não Isolado Derivado da
Topologia Buk com Célula de Ganho / Ariadne Nunes Leite
Sátiro ; orientador, Lenon Schmitz, coorientador, Roberto
Francisco Coelho, 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. Conversores de três portas.
3. Sistema híbrido. 4. Fonte de energia renovável. 5. Alto
ganho de tensão. I. Schmitz, Lenon. II. Francisco Coelho,
Roberto. III. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Ariadne Nunes Leite Sátiro

**Conversor CC-CC de Três Portas Não Isolado Derivado da Topologia Ćuk
com Célula de Ganho**

O presente trabalho, em nível de mestrado, foi avaliado e aprovado em 14 de outubro de 2025, pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Denizar Cruz Martis, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC)

Prof. Rafael Henrique Eckstein, Dr.
Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC)

Certificamos que esta é a versão original e final do trabalho, conforme aprovado pela banca examinadora.

Prof. Carlos Renato Rambo, Dr. Sc.
Coordenador do Programa

Prof. Lenon Schmitz, Dr.
Orientador

Florianópolis, janeiro de 2026

Dedico este trabalho a minha Avó Iraci Nunes (In Memoriam)

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por me permitir chegar até aqui e por conceder as condições necessárias para o desenvolvimento e a conclusão deste trabalho.

À minha família, pelo apoio constante, incentivo aos estudos e à minha trajetória profissional. A paciência, o carinho e o encorajamento diário foram fundamentais para que eu não desistisse diante dos desafios. Aos meus pais, José Maria Leite Filho e Gilzélia Nunes Leite; às minhas irmãs, Arielle Nunes Leite e Arianne Nunes Leite; à minha sobrinha Hellena Maria; às minhas tias e madrinha, Maria Aparecida Nunes, Maria Célia Nunes e Maria Gilsaneide Feitosa, deixo meu profundo agradecimento.

Agradeço, de forma especial, ao meu esposo João Victor Melquiades Sátiro, que contribuiu ativamente para a realização deste trabalho, acompanhando-me diariamente até sua finalização. Seu apoio constante, presença no laboratório, compreensão diante das ausências e incentivo incondicional foram essenciais para que eu pudesse seguir firme nesta jornada.

Ao meu orientador, Professor Lenon Schmitz, que jamais poupou esforços ao longo deste trabalho, conduzindo-me com excelência, dedicação e generosidade. Sua atuação foi além da orientação acadêmica, estendendo-se a uma amizade sincera e acolhedora, sempre pautada pela confiança e pelo estímulo ao meu crescimento. Ao meu coorientador, Professor Roberto Francisco Coelho, agradeço pela disponibilidade, pelas valiosas reuniões, revisões criteriosas e pelas oportunidades de aprendizado e desenvolvimento acadêmico. Minha sincera gratidão a ambos, que tornaram esta trajetória mais leve e enriquecedora.

Aos professores que compuseram a banca examinadora, Professor Denizar Cruz Martins e Professor Rafael Henrique Eckstein, agradeço pelas contribuições, observações e sugestões realizadas durante o processo de avaliação e na defesa, as quais foram fundamentais para o aprimoramento e a versão final deste trabalho. Agradeço pelo tempo dedicado, pela análise criteriosa e pelas recomendações que apontam caminhos para trabalhos futuros.

À instituição e ao Programa de Pós-Graduação, pela infraestrutura acadêmica e laboratorial disponibilizada. Agradeço ao secretário Diogo, ao técnico Pacheco e à Bruna, cuja dedicação silenciosa e constante mantém o bom funcionamento das atividades acadêmicas. Estendo meus agradecimentos aos professores do INEP: Gierr Waltrich, André Luís Kirsten, Samir Ahmad Mussa, Telles Brunelli Lazzarin e Jéssika Melo de Andrade, pelos ensinamentos e contribuições ao longo da minha formação.

Aos colegas que se tornaram amigos ao longo desta jornada acadêmica — Christopher, Douglas, Ícaro, Leonardo e Mateus Orige — agradeço pela convivência, pelas trocas de ideias, discussões construtivas, contribuições técnicas e, principalmente, pela disposição em ouvir e apoiar nos momentos de dúvida e dificuldade.

Aos colegas e amigos do INEP, agradeço pelos diversos momentos de colaboração, pelas trocas de conhecimento e pelas experiências compartilhadas, que tornaram o ambiente

acadêmico mais humano e acolhedor, seja nas conversas do dia a dia, nos momentos de descontração, nas comemorações ou nos intervalos de café.

Por fim, agradeço a todos que contribuíram direta ou indiretamente para a realização deste trabalho. Mesmo que nem todos os nomes estejam aqui registrados, cada gesto, conversa e contribuição deixou sua marca nesta trajetória. A todos, meu sincero muito obrigado.

*“Sou o gibão do vaqueiro,
Sou cuscuz, sou rapadura.
Sou vida difícil e dura,
Sou Nordeste brasileiro.”*

Bráulio Bessa

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um conversor CC-CC de três portas não isolado, baseado na topologia Ćuk modificada, projetado para integrar, em um único estágio de conversão, um gerador fotovoltaico, um banco de baterias e uma carga conectada a um barramento CC. A proposta incorpora uma célula de ganho associada a uma estrutura bidirecional, permitindo a operação nos quatro modos clássicos de conversores multiportas — SISO (*Single Input Single Output*), DISO (*Dual Input Single Output*) e SIDO (*Single Input Dual Output*), viabilizando o gerenciamento eficiente do fluxo de potência entre as diferentes portas. A estrutura desenvolvida contribui para a redução da ondulação de corrente, a mitigação dos esforços sobre os semicondutores e a simplificação da arquitetura, eliminando a necessidade de múltiplos estágios de conversão e possibilitando soluções de menor volume, custo reduzido e melhor desempenho global. O trabalho abrange desde a fundamentação teórica e a revisão bibliográfica sobre conversores multiportas até a formulação das equações de projeto, incluindo o dimensionamento de indutores e capacitores, bem como a seleção dos semicondutores. A topologia foi analisada em malha aberta e validada por meio de simulações computacionais e ensaios experimentais em protótipo. Os resultados confirmaram a coerência entre os modelos teóricos e os testes práticos, evidenciando o funcionamento adequado em todos os modos de operação. Além disso, a análise demonstrou que o conversor é capaz de elevar as tensões fornecidas por módulos fotovoltaicos e baterias de baixa tensão para níveis compatíveis com barramentos CC, atendendo às necessidades de sistemas de geração distribuída e aplicações em energias renováveis.

Palavras-chave: Conversores de três portas; Sistema híbrido; Fonte de energia renovável; Alto ganho de tensão.



ABSTRACT

This work presents the development of a non-isolated three-port DC-DC converter based on a modified Ćuk topology, designed to integrate in a single conversion stage a photovoltaic source, a battery bank, and a DC bus load. The proposed structure incorporates a gain cell combined with a bidirectional cell, enabling operation in the four classical modes of multiport converters, SISO (*Single Input Single Output*), DISO (*Dual Input Single Output*) and SIDO (*Single Input Dual Output*), allowing efficient power flow management among the different ports. The converter architecture contributes to reducing current ripple, mitigating the stress on semiconductors, and simplifying the overall system design by eliminating the need for multiple conversion stages, thus providing a more compact, cost-effective, and higher-performance solution. The research comprises the theoretical foundation and literature review on multiport converters, the formulation of the design equations, the sizing of inductors and capacitors, and the selection of semiconductor devices. The proposed topology was analyzed in open loop and validated through computational simulations and experimental tests on a prototype. The results confirmed consistency between the theoretical models and the experimental data, demonstrating correct operation in all power flow modes. Furthermore, the study showed that the converter is capable of boosting the voltage levels provided by photovoltaic panels and low-voltage batteries to values suitable for DC bus applications, thereby meeting the requirements of distributed generation systems and renewable energy applications.

Key-words: Three-port converters; Hybrid system; Renewable energy source; High voltage gain.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Arquitetura típica de um sistema de geração de energia renovável utilizando um conversor de três portas.	5
Figura 2.2 – Configuração geral de um sistema de geração de energia renovável utilizando um conversor de três portas: (a) modo <i>SISO 1</i> , (b) modo <i>SISO 2</i> , (c) modo <i>DISO</i> e (d) modo <i>SIDO</i>	6
Figura 2.3 – Topologia padrão de conversores de três portas isolado.	7
Figura 2.4 – Topologia TPC isolada proposto por (19).	7
Figura 2.5 – Topologia TPC isolada proposto por (20).	8
Figura 2.6 – Topologia TPC isolada proposto por (21).	9
Figura 2.7 – Topologia TPC isolada proposto por (22).	9
Figura 2.8 – Topologia TPC isolada proposto por (23).	9
Figura 2.9 – Topologia TPC isolada proposto por (17).	10
Figura 2.10 – Topologia padrão de conversores de três portas parcialmente isolados.	10
Figura 2.11 – Topologia TPC parcialmente isolada proposto por (24).	11
Figura 2.12 – Topologia TPC parcialmente isolada proposto por (25).	11
Figura 2.13 – Topologia TPC parcialmente isolada proposto por (26).	12
Figura 2.14 – Topologia TPC parcialmente isolada proposto por (27).	12
Figura 2.15 – Topologia padrão de conversores de três portas não isolado.	13
Figura 2.16 – Topologia TPC não isolado proposto por (28).	14
Figura 2.17 – Topologia TPC não isolado proposto por (29).	15
Figura 2.18 – Topologia TPC não isolado proposto por (30).	15
Figura 2.19 – Topologia TPC não isolado proposto por (31).	16
Figura 2.20 – Topologia TPC não isolado proposto por (32).	17
Figura 2.21 – Topologia TPC não isolado proposto por (33).	17
Figura 2.22 – Topologia TPC não isolado proposto por (34).	17
Figura 2.23 – Primeiro circuito do conversor TPC \acute{C} uk.	18
Figura 2.24 – Segundo circuito do conversor TPC \acute{C} uk	18
Figura 2.25 – Conversor \acute{C} uk de três portas proposto	19
Figura 3.1 – Topologia do conversor \acute{C} uk de três portas proposto	22
Figura 3.2 – Circuito equivalente da etapa 1 de operação no modo SISO 1.	23
Figura 3.3 – Circuito equivalente da etapa 2 de operação no modo SISO 1.	24
Figura 3.4 – Circuito equivalente da etapa 3 de operação no modo SISO 1.	25
Figura 3.5 – Circuito equivalente da etapa 4 de operação no modo SISO 1.	25
Figura 3.6 – Formas de onda da operação no modo SISO 1.	26
Figura 3.7 – Circuito equivalente da etapa 1 de operação no modo SISO 2.	27
Figura 3.8 – Circuito equivalente da etapa 2 de operação no modo SISO 2.	28
Figura 3.9 – Circuito equivalente da etapa 3 de operação no modo SISO 2.	28

Figura 3.10–Circuito equivalente da etapa 4 de operação no modo SISO 2.	29
Figura 3.11–Formas de onda da operação no modo SISO 2.	30
Figura 3.12–Circuito equivalente da etapa 1 de operação no modo DISO.	31
Figura 3.13–Circuito equivalente da etapa 2 de operação no modo DISO.	32
Figura 3.14–Circuito equivalente da etapa 3 de operação no modo DISO.	32
Figura 3.15–Circuito equivalente da etapa 4 de operação no modo DISO.	33
Figura 3.16–Circuito equivalente da etapa 5 de operação no modo DISO.	33
Figura 3.17–Formas de onda da operação no modo DISO.	34
Figura 3.18–Circuito equivalente da etapa 1 de operação no modo SIDO.	35
Figura 3.19–Circuito equivalente da etapa 2 de operação no modo SIDO.	36
Figura 3.20–Circuito equivalente da etapa 3 de operação no modo SIDO.	36
Figura 3.21–Circuito equivalente da etapa 4 de operação no modo SIDO.	37
Figura 3.22–Circuito equivalente da etapa 5 de operação no modo SIDO.	37
Figura 3.23–Circuito equivalente da etapa 6 de operação no modo SIDO.	38
Figura 3.24–Formas de onda da operação no modo SIDO.	39
Figura 4.1 – Circuito de simulação do conversor proposto.	57
Figura 4.2 – Modulação do conversor proposto.	57
Figura 4.3 – Protótipo do conversor proposto.	58
Figura 4.4 – Modo SISO 1: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.	61
Figura 4.5 – Modo SISO 1: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.	62
Figura 4.6 – Modo SISO 1: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.	63
Figura 4.7 – Modo SISO 1: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.	64
Figura 4.8 – Modo SISO 2: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.	66
Figura 4.9 – Modo SISO 2: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.	67
Figura 4.10–Modo SISO 2: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.	68
Figura 4.11–Modo SISO 2: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.	69
Figura 4.12–Modo DISO: (a) resultados experimentais, (b) resultados experimentais com S_1 e (c) resultados simulados.	71
Figura 4.13–Modo DISO: (a) resultados experimentais, (b) resultados experimentais com S_1 e (c) resultados simulados.	72
Figura 4.14–Modo DISO: (a) resultados experimentais, (b) resultados experimentais com S_1 e (c) resultados simulados.	73
Figura 4.15–Modo DISO: (a) resultados experimentais, (b) resultados experimentais com S_1 e (c) resultados simulados.	74
Figura 4.16–Resultados do Modo SIDO: (a) protótipo, (b) protótipo com S_2 e (c) simulado.	76
Figura 4.17–Resultados do Modo SIDO: (a) protótipo, (b) protótipo com S_2 e (c) simulado.	77
Figura 4.18–Resultados do Modo SIDO: (a) protótipo, (b) protótipo com S_2 e (c) simulado.	78
Figura 4.19–Resultados do Modo SIDO: (a) protótipo, (b) protótipo com S_2 e (c) simulado.	79
Figura 4.20–Curvas de rendimento do conversor proposto em cada modo de operação.	81

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros do Circuito de Simulação Inicial.	46
Tabela 3.2 – Níveis de referência (em V) aplicados aos comparadores para cada estágio de operação.	46
Tabela 3.3 – Esforços nos diodos de D_1 a D_5 para os diferentes modos de operação.	47
Tabela 3.4 – Esforços nos interruptores $S1$ a $S3$ para os diferentes modos de operação.	48
Tabela 4.1 – Parâmetros do Circuito de Simulação Final.	56
Tabela 4.2 – Comparação entre resultados simulados, experimentais e observações da literatura.	59
Tabela 4.3 – Comparação do rendimento obtido com topologias análogas da literatura.	82



LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AWG	American Wire Gauge
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DIC	Dual-Input Converter
DOC	Dual-Output Converter
DISO	Dual-Input Single-Output
EMI	Interferência Eletromagnética (Electromagnetic Interference)
IPC	Association Connecting Electronics Industries
MCC	Modo de Condução Contínua
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PCI	Placa de Circuito Impresso
PV	Fotovoltaico (Photovoltaic)
PWM	Pulse-Width Modulation
RMS	Root Mean Square
SIDO	Single-Input Dual-Output
SISO	Single-Input Single-Output
SSPS	Soft-Switched Power Stage
TPC	Conversor de Três Portas (Three-Port Converter)
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitor
C_1	Capacitor C_1
C_2	Capacitor C_2
C_3	Capacitor C_3
C_4	Capacitor de saída do conversor
D	Razão cíclica
D_1	Diodo de entrada
D_2	Diodo D_2
D_3	Diodo de saída
D_4	Diodo de saída
d_1	Razão cíclica do interruptor S_1
d_2	Razão cíclica do interruptor S_2
d_3	Razão cíclica do interruptor S_3
d_{3-DISO}	Razão cíclica do interruptor S_3 no modo DISO
d_{3-SIDO}	Razão cíclica do interruptor S_3 no modo SIDO
$d_{3-SISO1}$	Razão cíclica do interruptor S_3 no modo SISO 1
$d_{3-SISO2}$	Razão cíclica do interruptor S_3 no modo SISO 2
f_s	Frequência de comutação
i_2	Corrente no secundário do indutor acoplado
i_C	Corrente no capacitor
i_{C1}	Corrente no capacitor C_1
i_{C2}	Corrente no capacitor C_2
i_{C3}	Corrente no capacitor C_3

i_L	Corrente no indutor
I_{avg}	Corrente média
I_{bat}	Corrente da bateria
$I_{Lm_{max}}$	Valor máximo da corrente no indutor magnetizante
$I_{Lm_{min}}$	Valor mínimo da corrente no indutor magnetizante
I_{Lmed}	Corrente média no indutor
$I_{Lmed-DISO}$	Corrente média no indutor no modo DISO
$I_{Lmed-SIDO}$	Corrente média no indutor no modo SIDO
I_o	Corrente de saída
I_{pv}	Corrente da fonte fotovoltaica
I_{rms}	Corrente eficaz (Root Mean Square)
L_1	Indutor de entrada do conversor
L_{DISO}	Indutância de entrada no modo DISO
L_{SIDO}	Indutância de entrada no modo SIDO
L_{SISO1}	Indutância de entrada no modo SISO 1
L_{SISO2}	Indutância de entrada no modo SISO 2
L_k	Indutância de dispersão
L_m	Indutância de magnetização do indutor acoplado
L_{m-DISO}	Indutância magnetizante no modo DISO
L_{m-SIDO}	Indutância magnetizante no modo SIDO
$L_{m-SISO1}$	Indutância magnetizante no modo SISO 1
$L_{m-SISO2}$	Indutância magnetizante no modo SISO 2
M	Ganho estático
$M_{SISO I}$	Ganho estático do modo SISO 1
$M_{SISO II}$	Ganho estático do modo SISO 2
n	Relação de espiras do transformador
P_{bat}	Potência na bateria
P_{cond}	Perda de condução no interruptor
P_o	Potência de saída

P_{o_max}	Potência máxima de saída
P_{pv}	Potência na placa fotovoltaica
P_{sw}	Perda de comutação no interruptor
$R_{DS(on)}$	Resistência de condução do MOSFET
R_o	Resistência de carga
S_1	Interruptor S_1
S_2	Interruptor S_2
S_3	Interruptor S_3
t	Tempo
TPC	Three Port Converter
t_0	Tempo de condução zero
t_1	Tempo de condução um
t_2	Tempo de condução dois
t_3	Tempo de condução três
t_4	Tempo de condução quatro
t_5	Tempo de condução cinco
t_6	Tempo de condução seis
t_{on}	Tempo de comutação em condução
t_{off}	Tempo de comutação em bloqueio
T_s	Período de comutação
v_{L1}	Tensão no indutor L_1
v_{Lm}	Tensão no indutor L_m
V_{bat}	Tensão da bateria
V_{C1}	Tensão no capacitor C_1
V_{C2}	Tensão no capacitor C_2
V_{C3}	Tensão no capacitor C_3
V_{C4}	Tensão no capacitor C_4
V_{DS}	Tensão drenador-fonte no MOSFET
V_F	Queda de tensão direta no diodo

V_o	Tensão de saída
V_oDISO	Ganho estático do modo DISO
V_oSIDO	Ganho estático do modo SIDO
V_{pp}	Tensão de pico-a-pico
V_{pv}	Tensão da fonte fotovoltaica
V_{ref}	Tensão de referência contínua
$V_{triangular}$	Tensão da fonte triangular
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor
Δi_{L-DISO}	Ondulação de corrente no indutor no modo DISO
Δt_L	Período no indutor
Δv_C	Ondulação de tensão no capacitor
Δv_{C1}	Ondulação de tensão no capacitor C_1
Δv_{C2}	Ondulação de tensão no capacitor C_2
Δv_{C3}	Ondulação de tensão no capacitor C_3
Δv_{C4}	Ondulação de tensão no capacitor C_4
η	Rendimento do conversor
η_{SISO1}	Rendimento no modo SISO 1
η_{SISO2}	Rendimento no modo SISO 2
η_{DISO}	Rendimento no modo DISO
η_{SIDO}	Rendimento no modo SIDO

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Objetivo Geral	2
1.2	Objetivos Específicos	2
1.3	Organização da Dissertação	2
2	CONVERSORES CC-CC DE TRÊS PORTAS	4
2.1	Introdução	4
2.2	Conversores de três portas isolado	6
2.3	Conversores de três porta parcialmente isolado	10
2.4	Conversores de três portas não isolado	13
2.5	Concepção da Topologia do Ćuk de três portas	16
2.6	Conclusão	19
3	CONVERTOR ĆUK DE TRÊS PORTAS	21
3.1	Topologia Proposta	21
3.2	Operação do conversor	22
3.2.1	Modo I - SISO 1	22
3.2.2	Modo II - SISO 2	27
3.2.3	Modo III - DISO	31
3.2.4	Modo IV - SIDO	35
3.3	Análise do conversor	40
3.3.1	Ganho estático	40
3.3.2	Esforços nos componentes	46
3.4	Projeto do Conversor	48
3.4.1	Dimensionamento dos Indutores	48
3.4.1.1	Indutor de entrada	48
3.4.1.2	Indutor acoplado	49
3.4.2	Dimensionamento dos Capacitores	51
3.4.3	Seleção dos semicondutores	52
3.5	Conclusão	53
4	RESULTADOS E DISCURSSÕES	55
4.1	Resultados experimentais	55
4.1.1	Protótipo e Setup	55
4.1.2	Discussão dos Resultados	58
4.1.2.1	Modo SISO 1	60
4.1.2.2	Modo SISO 2	65

4.1.2.3	Modo DISO	70
4.1.2.4	Modo SIDO	75
4.2	Análise de eficiência	80
4.3	Conclusão	82
5	CONCLUSÃO	84
REFERÊNCIAS		86
APÊNDICE A –		92

INTRODUÇÃO

A crescente demanda por energias renováveis decorre tanto da necessidade de ampliar a oferta de energia elétrica quanto do compromisso de reduzir as emissões de gases de efeito estufa e os investimentos associados a grandes usinas. Entre as alternativas, destaca-se a energia fotovoltaica, que reúne alta durabilidade, baixa necessidade de manutenção, custos competitivos de implantação e facilidade de mobilização, além da possibilidade de instalação no ponto de consumo, reduzindo perdas de transmissão e ampliando o acesso em áreas sem cobertura convencional (1, 2, 3, 4).

Os módulos fotovoltaicos, entretanto, fornecem tensões relativamente baixas — tipicamente entre 18 V e 48 V por unidade —, inadequadas para a alimentação direta de barramentos CC usualmente operando entre 200 V e 400 V. Assim, é necessário interpor um estágio CC–CC capaz de elevar a tensão e compatibilizar a fonte com as exigências do sistema (5, 6).

Além disso, a intermitência das fontes renováveis e a variabilidade da demanda tornam o armazenamento em baterias um elemento central para a continuidade de suprimento (7). Em arquiteturas convencionais, geração e armazenamento tipicamente requerem conversores dedicados, aumentando custo, volume e complexidade. Como alternativa, conversores CC–CC multiportas integram, em um único estágio de conversão, a fonte fotovoltaica, a bateria e a carga, reduzindo a contagem de componentes, aumentando a compacidade e o rendimento global, e oferecendo flexibilidade de operação nos modos SISO (*Single Input Single Output*), DISO (*Dual Input Single Output*) e SIDO (*Single Input Dual Output*) (8, 9).

Entre as soluções para o estágio elevador em sistemas multiportas, destaca-se a topologia Čuk associada a células de ganho e multiplicadores de tensão, por oferecer corrente de entrada contínua que beneficia o gerador fotovoltaico e a bateria, menor *ripple*, menores esforços nos semicondutores e redução de perdas de comutação, o que favorece a operação em alta frequência com elevada eficiência.

1.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral deste trabalho é o desenvolvimento de um conversor CC-CC de três portas não isolado, baseado na topologia Ćuk, destinado a aplicações em sistemas de energias renováveis, com operação em malha aberta e foco em alto ganho de tensão por meio da integração de células de ganho.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para alcançar o objetivo geral proposto, estabelecem-se os seguintes objetivos específicos:

1. Revisar topologias de conversores CC-CC de três portas, com destaque para arquiteturas não isoladas aplicadas à integração de sistemas fotovoltaicos e bancos de baterias;
2. Estudar e analisar técnicas de alto ganho, avaliando sua integração em conversores de três portas com base Ćuk;
3. Desenvolver o modelo matemático da etapa de potência do conversor proposto, considerando a operação em malha aberta e os diferentes modos (SISO, DISO e SIDO);
4. Realizar simulações computacionais para validar o desempenho estático e a viabilidade da topologia proposta com a célula de ganho integrada;
5. Projetar o conversor para aplicações fotovoltaicas com armazenamento em baterias, visando alto ganho e eficiência compatíveis com barramentos CC de média tensão;
6. Implementar e testar experimentalmente um protótipo do conversor, confrontando resultados práticos com as análises e simulações.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação está estruturada em cinco capítulos, conduzindo o leitor dos fundamentos ao protótipo experimental.

No **Capítulo 1**, apresenta-se o panorama motivador, a problemática do alto ganho em arquiteturas não isoladas e a motivação para empregar a topologia Ćuk com células de ganho em um conversor de três portas, além do objetivo geral e dos objetivos específicos deste estudo.

O **Capítulo 2** traz a revisão de *Conversores CC-CC de Três Portas*, abordando a classificação por isolamento (*isolados*, *parcialmente isolados* e *não isolados*) e discutindo vantagens e limitações de cada classe para integração da placa fotovoltaica (PV) com

baterias e carga. O capítulo culmina na *Concepção da Topologia do Ćuk de três portas*, que fundamenta a proposta desenvolvida nesta dissertação.

No **Capítulo 3**, intitulado *Conversor Ćuk de Três Portas*, apresenta-se a *Topologia Proposta* e a *Operação do Conversor* em malha aberta, detalhando os modos SISO I, SISO II, DISO e SIDO. São discutidas as etapas de operação e as relações estáticas que regem o comportamento do circuito com a célula de ganho integrada.

O **Capítulo 4** reúne *Resultados e Discussões*. Inicialmente descrevem-se o protótipo e o *setup* experimental; em seguida, discutem-se os resultados por modo de operação (SISO I, SISO II, DISO e SIDO), com comparação entre medições e simulações.

Por fim, o **Capítulo 5** apresenta as conclusões, destacando as contribuições do trabalho, as limitações observadas e sugestões de continuidade, incluindo aprimoramentos de projeto e possíveis desdobramentos em estratégias de controle.

CONVERSORES CC-CC DE TRÊS PORTAS

2.1 INTRODUÇÃO

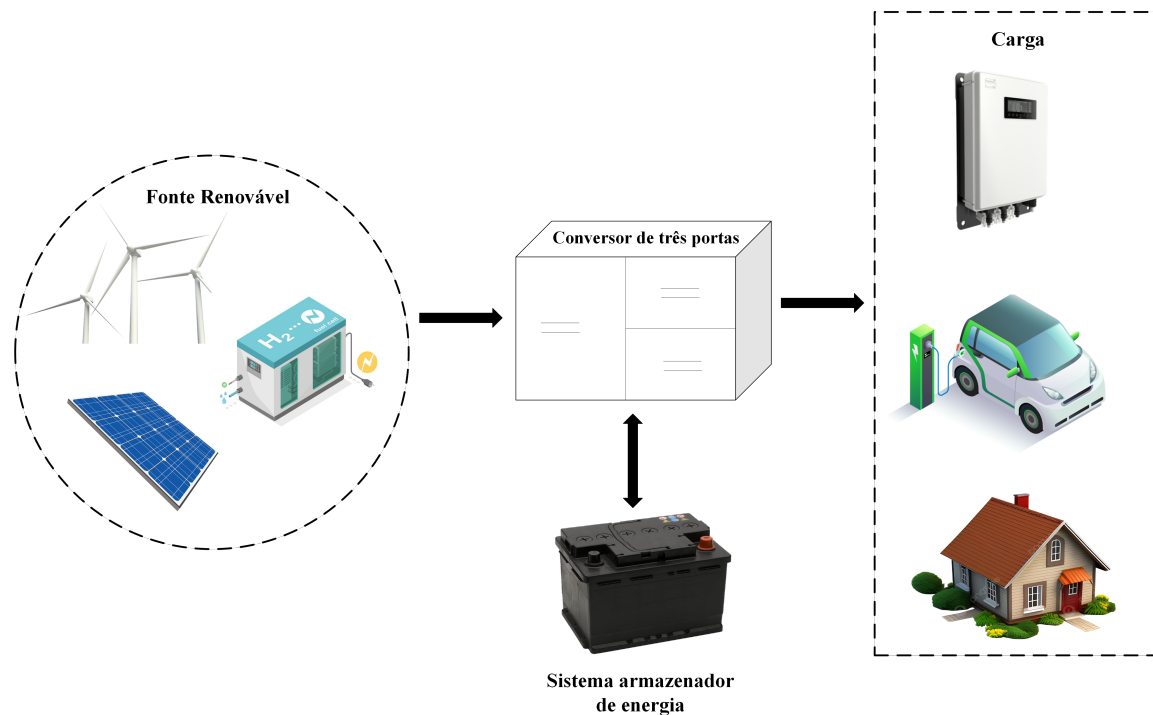
O avanço das tecnologias renováveis tem impulsionado a integração de múltiplas fontes de energia como estratégia para atender à crescente demanda elétrica e mitigar impactos ambientais. A combinação de geração fotovoltaica com sistemas de armazenamento em baterias oferece uma solução sustentável, mas exige conversores de potência capazes de adequar, com elevada eficiência, os níveis de tensão e corrente às necessidades das cargas conectadas (10),(11).

No arranjo tradicional, cada fonte é atendida por um conversor dedicado: módulos fotovoltaicos utilizam estágios CC-CC unidirecionais para rastreamento do ponto de máxima potência, enquanto baterias requerem estágios bidirecionais para carga e descarga. Embora funcional, essa arquitetura eleva custo e volume, reduz a eficiência global e dificulta o controle coordenado do fluxo de potência entre as fontes (12).

Conversores CC-CC multiportas surgem como alternativa ao consolidarem, em uma única estrutura, a interface entre o módulo fotovoltaico, o sistema de armazenamento e a carga. Com isso, reduzem a contagem de componentes, simplificam o projeto, melhoram o rendimento e viabilizam estratégias de controle integradas para diferentes regimes de operação. Dentre essas soluções, os conversores de três portas (*Three Port Converter - TPC*) destacam-se pela versatilidade em sistemas híbridos de energia (12, 13, 14).

A topologia padrão do *TPC* é apresentada na Figura 3.1. Observa-se que a entrada do sistema pode ser conectada a uma fonte de energia renovável, enquanto uma das portas é configurada de forma bidirecional, permitindo a conexão a um dispositivo de armazenamento de energia. Esse dispositivo pode operar alternadamente como fonte de energia ou como carga, dependendo das condições de operação. A terceira porta é destinada à carga principal, responsável por consumir a energia fornecida pelo sistema. Essa configuração oferece flexibilidade para gerenciar fluxos de energia entre as fontes renováveis, o armazenamento e a carga, maximizando a eficiência e a funcionalidade do sistema.

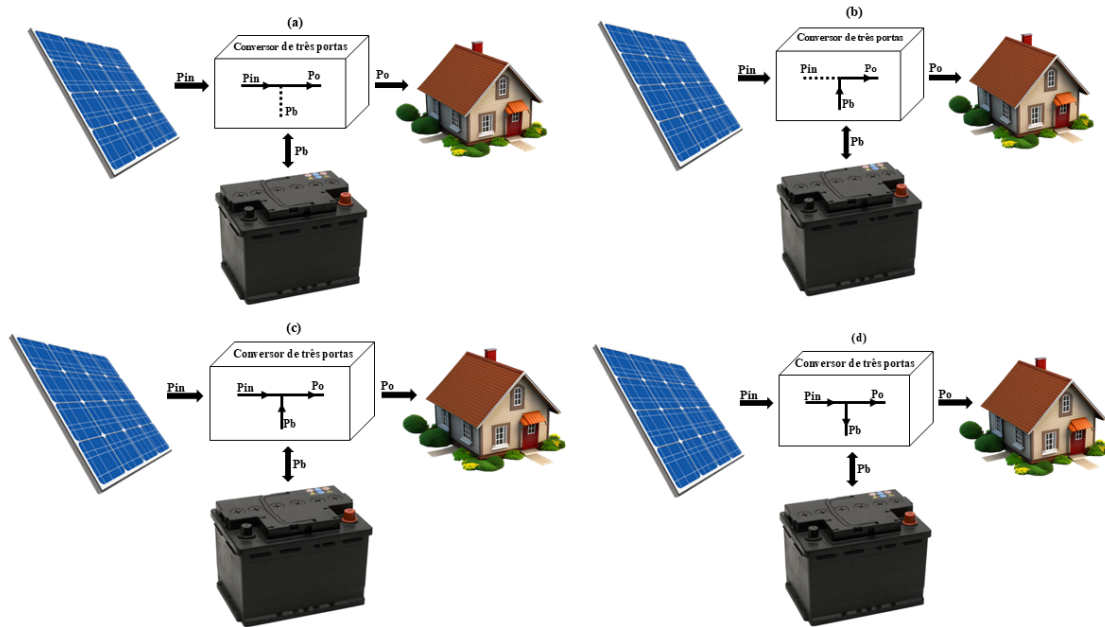
Figura 2.1 – Arquitetura típica de um sistema de geração de energia renovável utilizando um conversor de três portas.



Fonte: Adaptado de (15).

Os *TPCs* apresentam quatro configurações operacionais distintas, ilustradas na Figura 2.2, que são determinadas pelos modos de operação. A configuração de uma entrada e uma saída (SISO), Figuras 2.2 (a) e (b), permite duas situações principais: quando a energia suprida pela fonte renovável é nula, a bateria assume totalmente a demanda da carga; ou quando a bateria atinge o limite de descarga, a fonte renovável assume o fornecimento integral de energia para atender à carga. A configuração de duas entradas e uma saída (DISO), Figura 2.2 (c), ocorre quando a energia fornecida pela fonte renovável é insuficiente para atender à demanda da carga, exigindo que a bateria opere como uma fonte adicional de energia para suprir o déficit. Por fim, na configuração de uma entrada e duas saídas (SIDO), Figura 2.2 (d), a energia entregue pela fonte renovável excede a demanda da carga. Nesse cenário, o excedente de energia é direcionado para carregar a bateria, maximizando o aproveitamento dos recursos disponíveis (12).

Figura 2.2 – Configuração geral de um sistema de geração de energia renovável utilizando um conversor de três portas: (a) modo *SISO 1*, (b) modo *SISO 2*, (c) modo *DISO* e (d) modo *SIDO*.



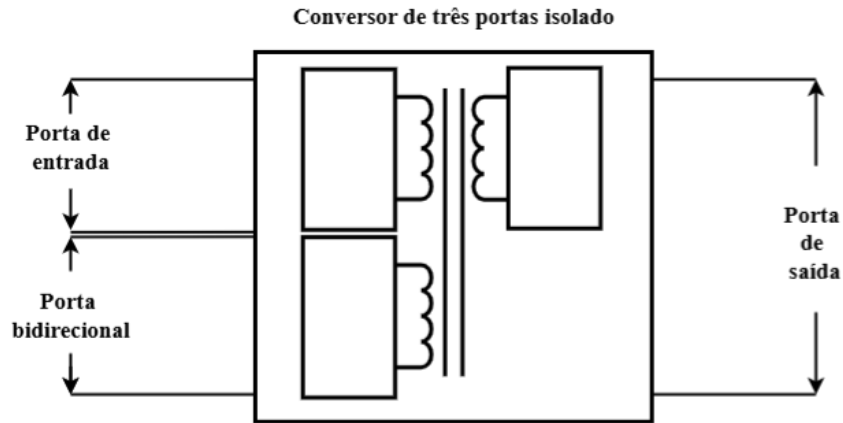
Fonte: Adaptado de (12).

Nas seções a seguir, será realizada uma análise detalhada dessas topologias, com ênfase nas características técnicas, aplicações e desafios de cada tipo.

2.2 CONVERSORES DE TRÊS PORTAS ISOLADO

Os conversores de três portas isolado possuem uma estrutura derivada das topologias de meia ponte e ponte completa. O uso de transformadores de alta frequência é a peça chave desses conversores, promovendo o isolamento galvânico entre as portas por meio dos enrolamentos. Essa configuração é indispensável em aplicações de alta potência e em sistemas críticos, podendo operar em diferentes níveis de tensão, comutação de corrente zero e tensão zero. A principal característica desse conversor é utilizar enrolamentos de saídas separados para cada nó de energia. Os fluxos de enrolamento primário individual são gerados pelas tensões induzidas no enrolamento de saída. Esses conversores tendem a apresentar maior custo, pelo uso necessário de transformadores e circuitos auxiliares, além de maior complexidade de dimensionamento e controle avançado necessário (14),(16),(17),(18). Um exemplo dessa topologia pode ser visto na Figura 2.3.

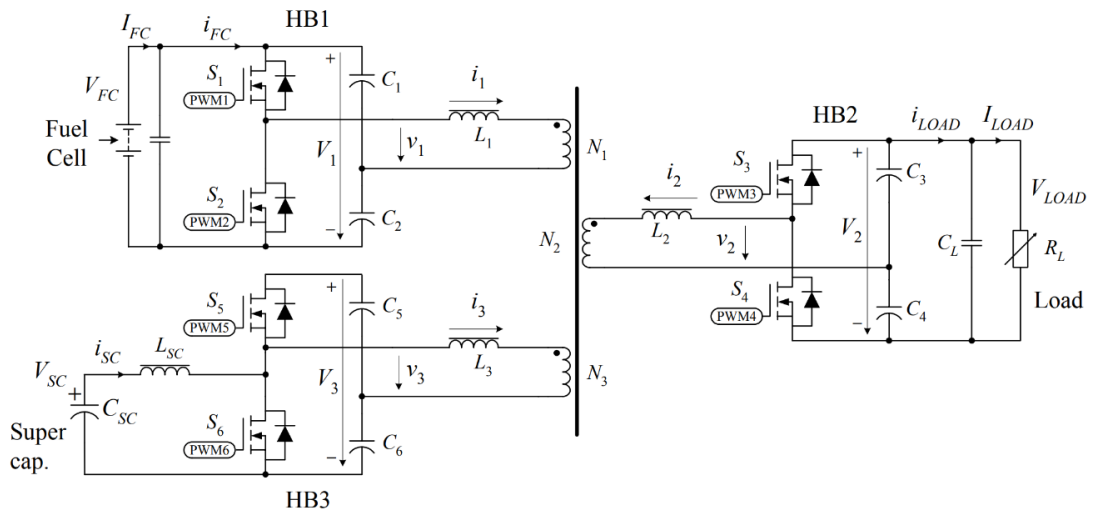
Figura 2.3 – Topologia padrão de conversores de três portas isolado.



Fonte: Adaptado de (12).

Em (19), ilustrado na Figura 2.4, a topologia de três portas isolada incorpora um *Boost-half-bridge* na porta destinada ao supercapacitor, solução que viabiliza o processamento da ampla variação de tensão característica desse dispositivo sem comprometer as condições de comutação suave. A associação dessa célula ao transformador de três enrolamentos permite conciliar isolamento galvânico, elevação de tensão e operação em ZVS em toda a faixa de defasagem de fase, aproveitando as próprias indutâncias de dispersão do transformador como elementos naturais de transferência de energia.

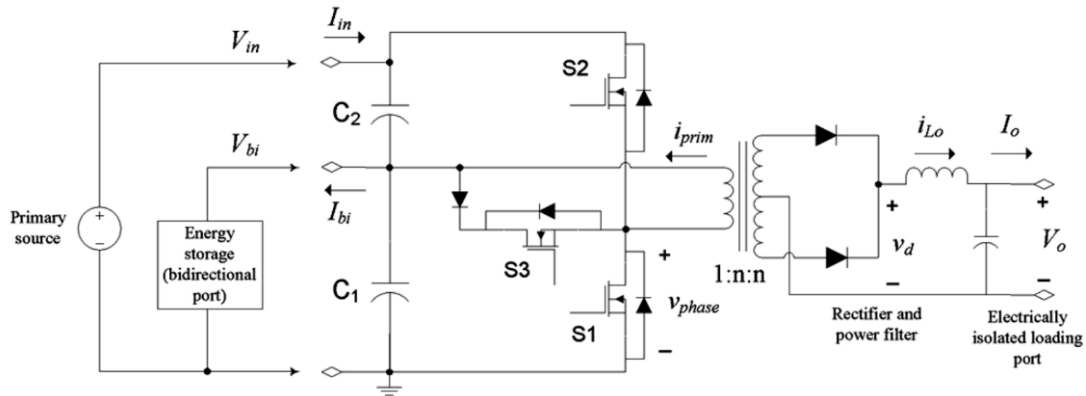
Figura 2.4 – Topologia TPC isolada proposto por (19).



Em (20), a topologia *Tri-Modal Half-Bridge* introduz um ramo auxiliar que, em conjunto com a indutância magnetizante do transformador, assume papel ativo na transferência e no balanceamento de potência entre as portas. Essa configuração, ilustrada na Figura 2.5, cria duas variáveis de controle independentes, o que possibilita a regulação simultânea da carga isolada e do elemento de armazenamento bidirecional. Além disso, a estratégia de operação garante comutação em ZVS em uma ampla faixa de condições,

dispensando o uso de células adicionais de ganho ou de redes ressonantes complexas, ao mesmo tempo em que reduz a quantidade de componentes e simplifica a implementação do conversor.

Figura 2.5 – Topologia TPC isolada proposto por (20).



As topologias descritas em (21), (22) e (23) utilizam a arquitetura de três conversores em ponte completa permitindo a conexão e integração entre diferentes níveis de tensão. Tais topologias fazem usos de comutação suave para reduzir perdas de chaveamento e melhorar a eficiência energética. No caso (21), Figura 2.6, o conversor incorpora um controle híbrido de deslocamento de fase e modulação de ciclo de trabalho variável, garantindo maior precisão na regulação de potência. Por sua vez, o conversor apresentado em (22) e ilustrado na Figura 2.7, mantém uma abordagem simplificada, baseada exclusivamente no deslocamento de fase, garantindo alta eficiência em uma ampla faixa operacional. O artigo (23) se diferencia ao utilizar uma topologia trifásica com controle por deslocamento de fase, Figura 2.8. Ao empregar tanques ressonantes série LC acoplados ao transformador, o conversor minimiza as perdas de comutação de forma passiva, garantindo naturalmente a ocorrência de comutação suave e operação eficiente em alta frequência.

Diferente dos demais conversores apresentados anteriormente, (17) propõe um conversor isolado de três portas derivado do conversor tradicional Ćuk utilizando um núcleo magnético integrado, em que todas as bobinas dos indutores e do transformador são enroladas em um único núcleo, eliminando a necessidade de capacitores de saída e garantindo corrente terminal sem ondulação. Esse conversor possui baixo número de interruptores ativos, isolamento e operação bidirecional, e não possui capacitores de saída devido à propriedade de ondulação nula, em que o conversor dispensa a necessidade de capacitores volumosos, reduzindo custo e volume. Esse conversor pode ser visto na Figura 2.9

Figura 2.6 – Topologia TPC isolada proposto por (21).

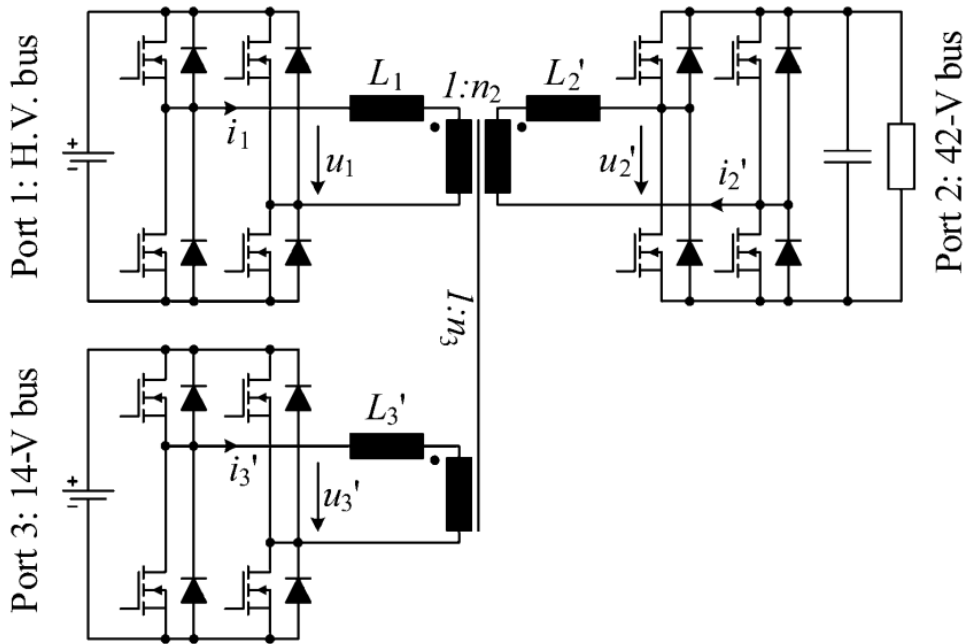


Figura 2.7 – Topologia TPC isolada proposto por (22).

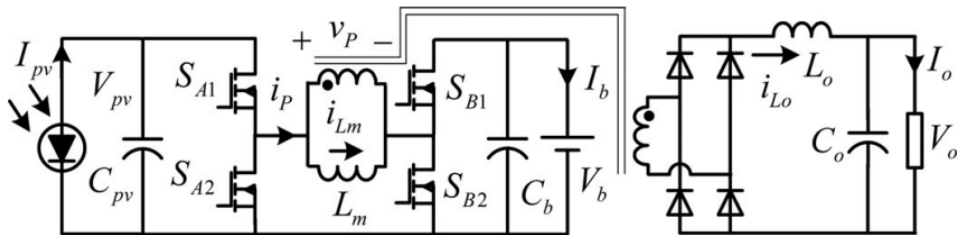


Figura 2.8 – Topologia TPC isolada proposto por (23).

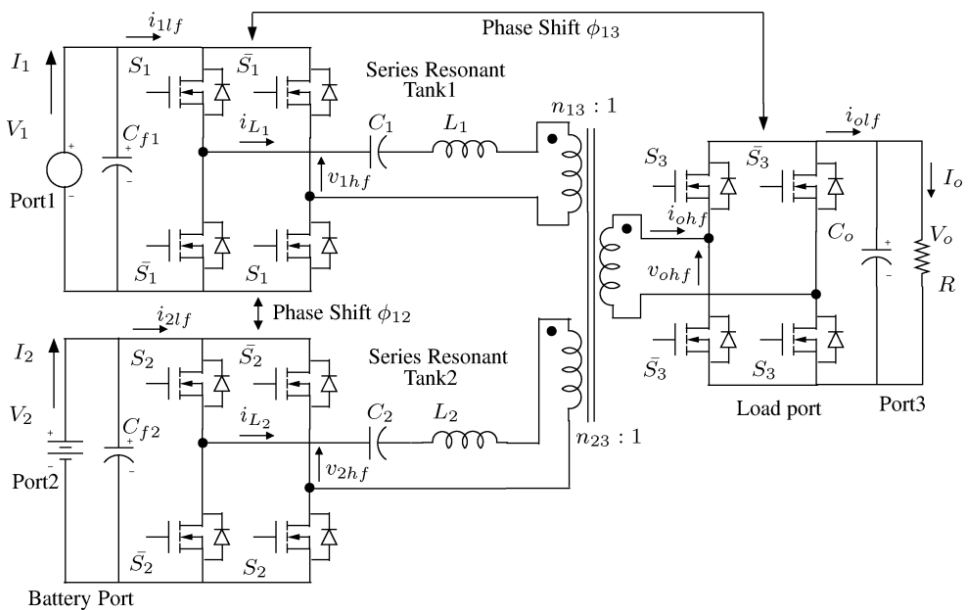
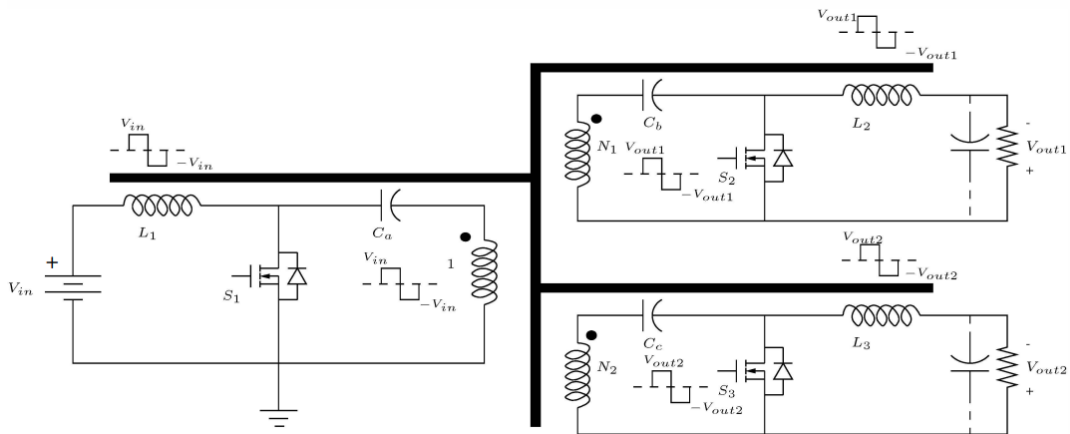


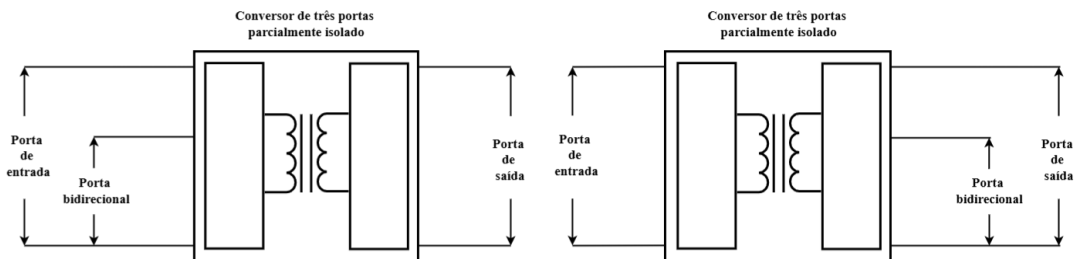
Figura 2.9 – Topologia TPC isolada proposto por (17).



2.3 CONVERSORES DE TRÊS PORTA PARCIALMENTE ISOLADO

Os TPC parcialmente isolados constituem uma classe relevante de dispositivos para conversão de energia, combinando características de arquiteturas isoladas e não isoladas. Esses sistemas apresentam isolação galvânica em duas de suas portas, implementada por meio de um transformador de alta frequência com enrolamento único. A configuração desse conversor pode ser observada na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Topologia padrão de conversores de três portas parcialmente isolados.



Fonte: Adaptado de (12).

O uso desse transformador permite alcançar altos ganhos de tensão e elevadas razões de transformação, atributos típicos dos conversores totalmente isolados. No entanto, os TPCs parcialmente isolados diferem por possuírem um número reduzido de componentes em relação às suas versões totalmente isoladas, o que pode resultar em um sistema mais compacto e com menor custo.

Uma das principais vantagens desses conversores é o equilíbrio que proporcionam entre isolamento, eficiência e complexidade, tornando-os uma solução atrativa para aplicações de alta potência. Em cenários em que a necessidade de isolamento é essencial, mas a implementação de um conversor totalmente isolado seria inviável em termos de custo e complexidade, os TPCs parcialmente isolados emergem como uma alternativa eficiente. Por outro lado, tais topologias apresentam limitações. Conforme discutido por (14), uma

das principais restrições é a menor flexibilidade na regulação da tensão em comparação com os conversores multiportas totalmente isolados. Isso pode ser um fator limitante em aplicações que exigem ampla variação de tensão entre as portas. Recentemente, avanços na literatura têm explorado várias topologias de TPCs parcialmente isoladas para diversas aplicações.

Em (24) é proposto um conversor CC-CC bidirecional de três portas, desenvolvido para sistemas baseados em célula a combustível. A topologia combina acoplamento magnético com um barramento CC, proporcionando isolamento galvânico e elevação de tensão. Esse conversor, ilustrado na Figura 2.11, utiliza apenas seis interruptores ativos, oferecendo operação bidirecional eficiente, comutação suave, baixo custo e boa resposta dinâmica, características que o tornam adequado para aplicações de média potência com célula a combustível.

Por sua vez, em (25) é proposto um conversor multiporta parcialmente isolado, ilustrado na Figura 2.12, com alto ganho de tensão, destinado à integração de baterias e supercapacitores em barramentos CC de microrredes. A configuração emprega um transformador de dois enrolamentos para fornecer isolamento galvânico e integra conversores *buck/boost* interleaved com um módulo multiplicador de tensão, permitindo operação bidirecional eficiente. Essa abordagem reduz o número de estágios de conversão, possibilita comutação suave por meio da técnica de ZVS em todos os interruptores e assegura elevada eficiência, mesmo quando alimentada por fontes de baixa tensão.

Figura 2.11 – Topologia TPC parcialmente isolada proposto por (24).

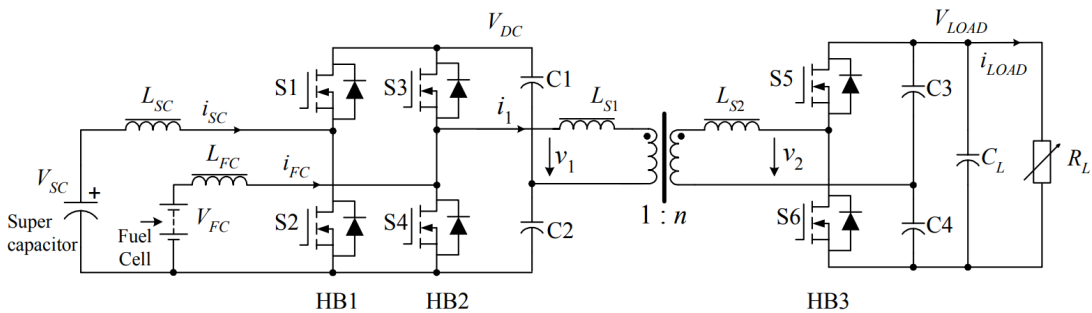
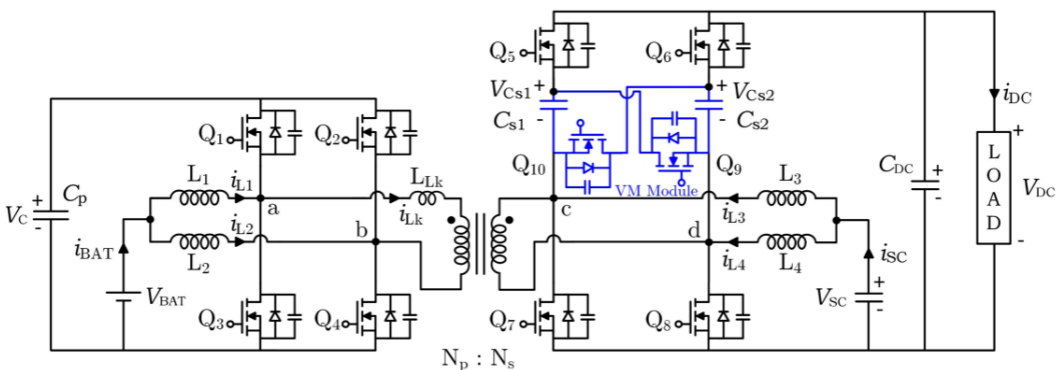


Figura 2.12 – Topologia TPC parcialmente isolada proposto por (25).



A topologia apresentada por (26) também se baseia em uma estrutura de meia-ponte, integrando três portas: uma entrada para fonte fotovoltaica, uma porta bidirecional para bateria e uma saída isolada. A principal modificação consiste na criação de três estágios distintos dentro de um único ciclo de comutação, fornecendo duas variáveis de controle independentes para gerenciamento simultâneo da entrada e da bateria. Essa abordagem permite uma regulação precisa de duas portas, com a terceira mantendo o balanço energético do sistema.

Já (27) propõe um conversor de três portas com controle combinado de PWM e defasagem no lado secundário SSPS. Essa topologia é derivada da integração de dois conversores *buck-boost* interleaved com uma topologia em ponte completa isolado, permitindo compartilhamento de interruptores, operação ZVS em ampla faixa e controle desacoplado entre as portas.

Figura 2.13 – Topologia TPC parcialmente isolada proposto por (26).

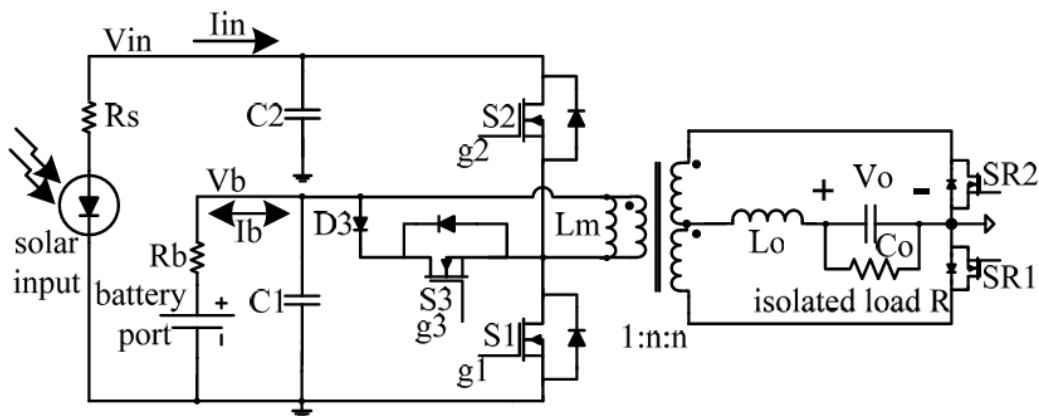
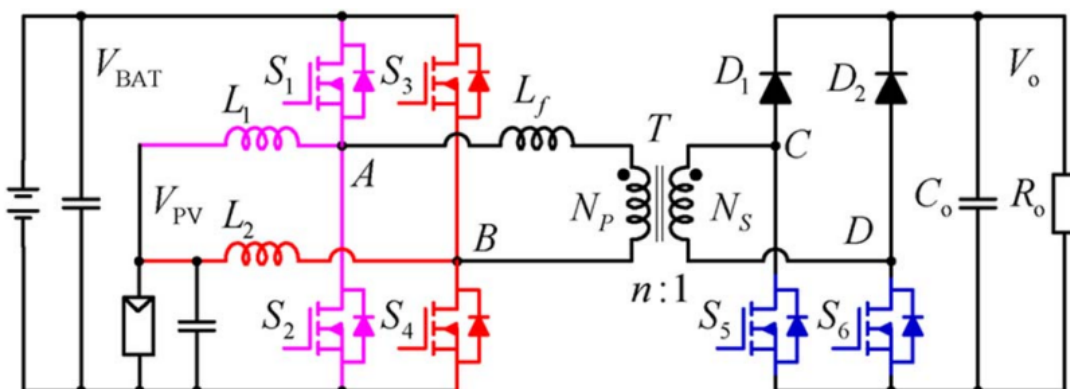


Figura 2.14 – Topologia TPC parcialmente isolada proposto por (27).



Em conjunto, estes trabalhos demonstram a contínua evolução das topologias de conversores de três portas parcialmente isolados, com uma tendência clara para aprimorar a eficiência, a densidade de potência e as estratégias de controle para diversas aplicações.

2.4 CONVERSORES DE TRÊS PORTAS NÃO ISOLADO

A principal diferença entre os conversores multiportas não isolados e aqueles parcial ou totalmente isolados está na presença do isolamento galvânico entre os estágios de entrada e saída, o que não ocorre nas topologias não isoladas. A ausência desse isolamento pode representar riscos em situações de falhas ou sobretensões. A desvantagem principal é a limitação de ganho de tensão devido a limitação definida pela razão cíclica de operação do conversor.

Os conversores não isolados geralmente resultam da integração de dois conversores clássicos, como *buck*, *boost*, *buck-boost*, SEPIC, *Ćuk* ou *zeta*. Essa integração tem como objetivo reduzir o número de estágios de conversão e, ao mesmo tempo, aumentar a eficiência, a compacidade e a densidade de potência do sistema.

Entre as principais vantagens desses conversores estão a elevada densidade de potência, a necessidade de um número menor de componentes devido ao compartilhamento de elementos no circuito a estrutura simples, que facilita a aplicação em dispositivos embarcados ou com restrições de espaço físico, além da flexibilidade operacional, que permite o funcionamento simultâneo com múltiplas fontes e cargas.

Essas características tornam a topologia especialmente atrativa para sistemas fotovoltaicos, permitindo a integração eficiente entre módulos fotovoltaicos, baterias e cargas em corrente contínua. Além disso, os conversores não isolados são muito apropriados para aplicações em equipamentos compactos, como drones, satélites, dispositivos de internet das coisas e plataformas robóticas. O projeto simplificado dessas estruturas contribui ainda para a redução dos custos e para a diminuição da interferência eletromagnética, oferecendo uma solução eficiente, leve e confiável para sistemas de energia modernos. Na Figura 2.15 observa-se a configuração padrão de conversores de três portas não isoladas.

Figura 2.15 – Topologia padrão de conversores de três portas não isolado.

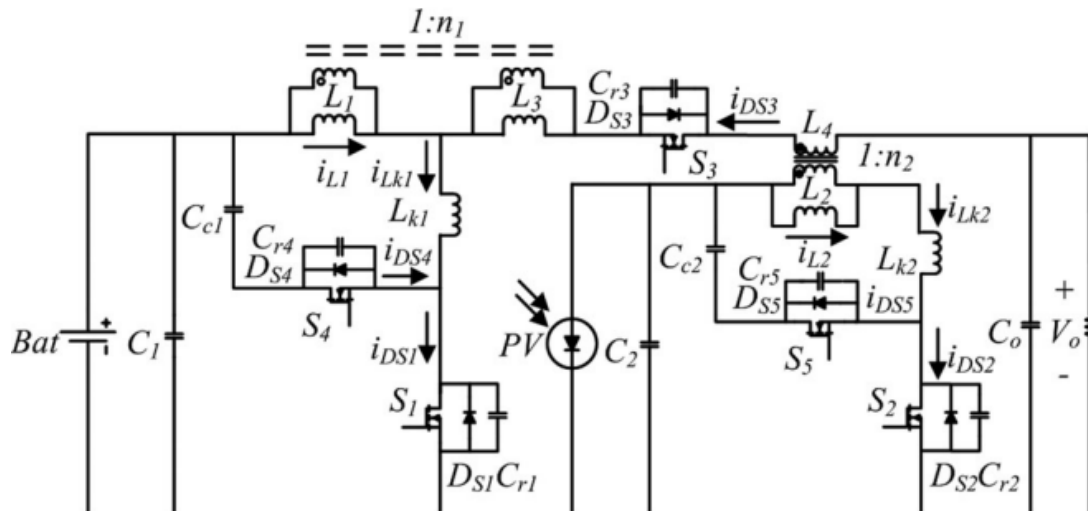


Fonte: Adaptado de (12).

Em (28) é proposto um conversor CC-CC não isolado de alto ganho para sistemas

de energia autônomos que integram fonte solar e bateria, caracterizado por menor número de componentes, redução de custo, compactidade e bom desempenho dinâmico. A topologia é derivada de um conversor *buck*, no qual foram introduzidos dois indutores acoplados com relações de transformação distintas, atuando como células de ganho de tensão, conforme ilustrado na Figura 2.16. Essas modificações na estrutura principal têm como objetivo ampliar o ganho de tensão e elevar a eficiência do conversor.

Figura 2.16 – Topologia TPC não isolado proposto por (28).



Já (29) apresenta um novo conversor CC-CC não isolado reconfigurável destinado a sistemas fotovoltaicos isolados, Figura 2.17. Essa topologia é derivadas do conversor *boost* em que a principal mudança realizada é a adição de um interruptor e um indutor acoplado, permitindo que o conversor realize simultaneamente o MPPT, o gerenciamento da bateria e a regulação da tensão de saída.

Em (30) é apresentada uma topologia baseada em indutor acoplado e ganho adicional, a qual mitiga o efeito da indutância de dispersão e fornece condições de comutação suave para os interruptores. A redução no número de componentes ocorre em função do desempenho de múltiplas funções por parte dos mesmos. O conversor permite que cada fonte de entrada disponha de um caminho exclusivo de fluxo de potência para a carga, enquanto o dispositivo de armazenamento de energia pode ser carregado diretamente a partir da fonte de geração, independentemente do estado da carga. A topologia proposta está ilustrada na Figura 2.18.

Figura 2.17 – Topologia TPC não isolado proposto por (29).

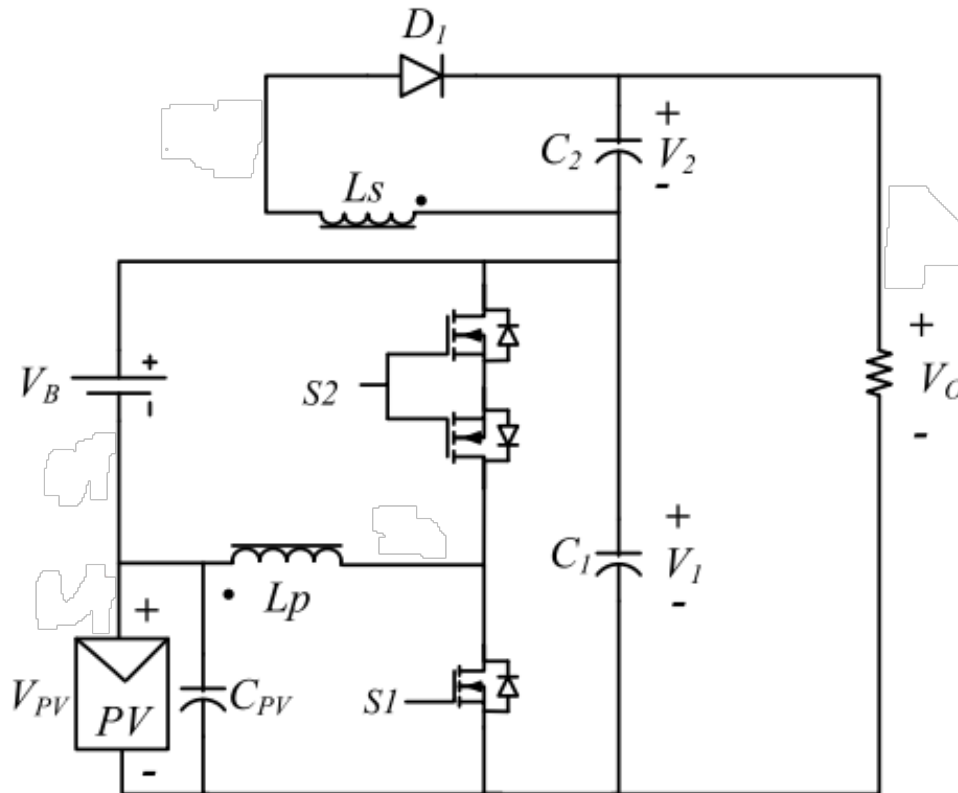
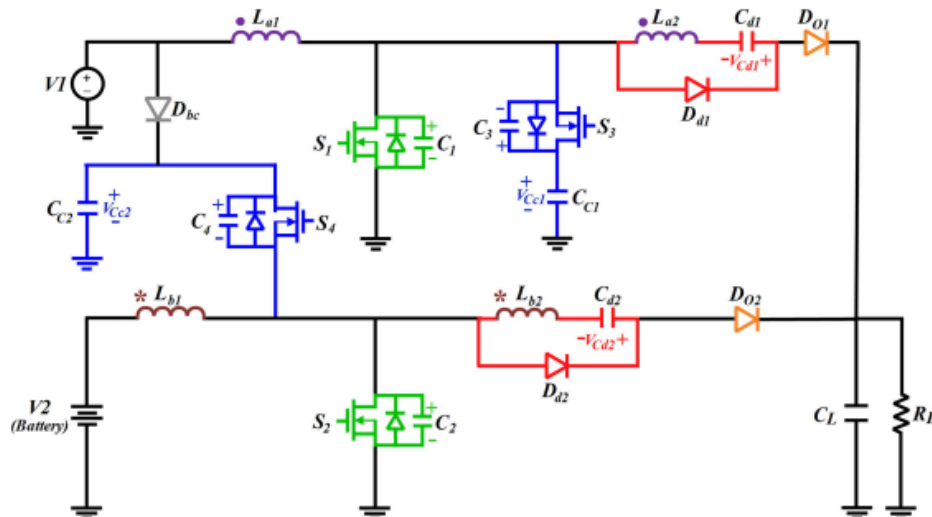
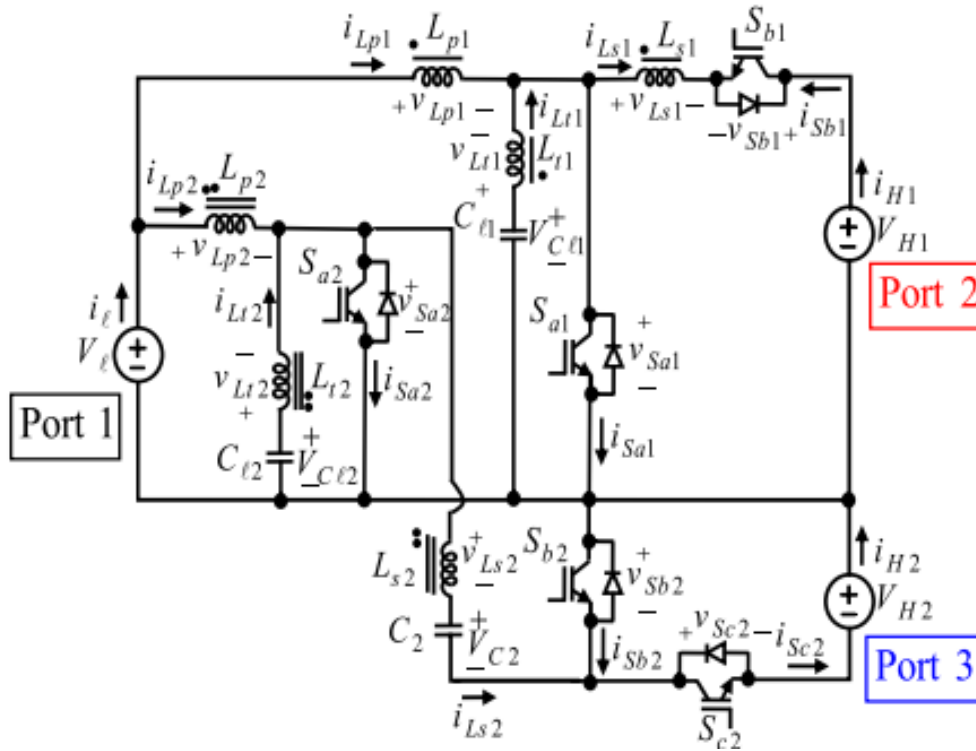


Figura 2.18 – Topologia TPC não isolado proposto por (30).



Em (31) é proposto um conversor CC-CC não isolado com alta capacidade de elevação e redução de tensão, com a notável característica de ondulação de corrente de entrada nula no lado de baixa tensão. A topologia, vista na Figura 2.19, é baseada na combinação dos conversores *boost* e *buck* que compartilham alguns componentes e utilizam indutores acoplados.

Figura 2.19 – Topologia TPC não isolado proposto por (31).



2.5 CONCEPÇÃO DA TOPOLOGIA DO CUK DE TRÊS PORTAS

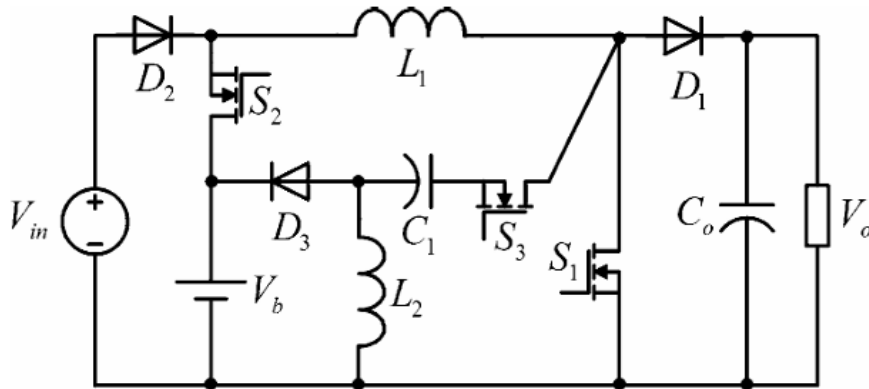
A partir do estudo das topologias de conversores de três portas apresentado anteriormente, conclui-se que as topologias não isoladas são as mais indicadas para uma abordagem inicial no estudo e desenvolvimento desses conversores, devido à sua simplicidade construtiva, bom custo-benefício e maior viabilidade em aplicações compactas.

Como já mencionado, essas topologias são geralmente baseadas em conversores clássicos ou na integração entre dois conversores clássicos. Para que operem com três portas, é necessária a inclusão de uma célula bidirecional entre os conversores combinados. A partir da pesquisa realizada, identificou-se uma diversidade de células bidirecionais disponíveis na literatura. Destacam-se os trabalhos de (32), (33) e (34), os quais utilizam células bidirecionais semelhantes.

Um dos primeiros estudos com essa célula bidirecional foi apresentado por (32). O trabalho propõe uma abordagem sistemática para derivar topologias de conversores de três portas não isolados, com base em conversores de entrada dupla (DIC) e conversores de saída dupla (DOC). O autor utiliza a topologia clássica Boost combinada com a célula bidirecional, conforme ilustrado na Figura 2.20. Essa configuração permitiu obter um rendimento entre 96,4% e 98%.

O estudo de (33) propõe um conversor de três portas não isolado com elevado ganho de tensão, utilizando um conversor SEPIC combinado a uma célula de ganho e à célula bidirecional conforme Figura 2.21. Essa topologia pode atingir uma tensão de saída de 400 V, com tensão de entrada da porta fotovoltaica de 24 V e tensão na porta da

Figura 2.20 – Topologia TPC não isolado proposto por (32).



bateria de 48 V, obtendo rendimentos entre 93% e 96%.

O trabalho de (34) utiliza um conversor Boost clássico com as mesmas células de ganho e bidirecional propostas em (33). A topologia sugerida está apresentada na Figura 2.22, e o rendimento obtido variou entre 93% e 95%.

Figura 2.21 – Topologia TPC não isolado proposto por (33).

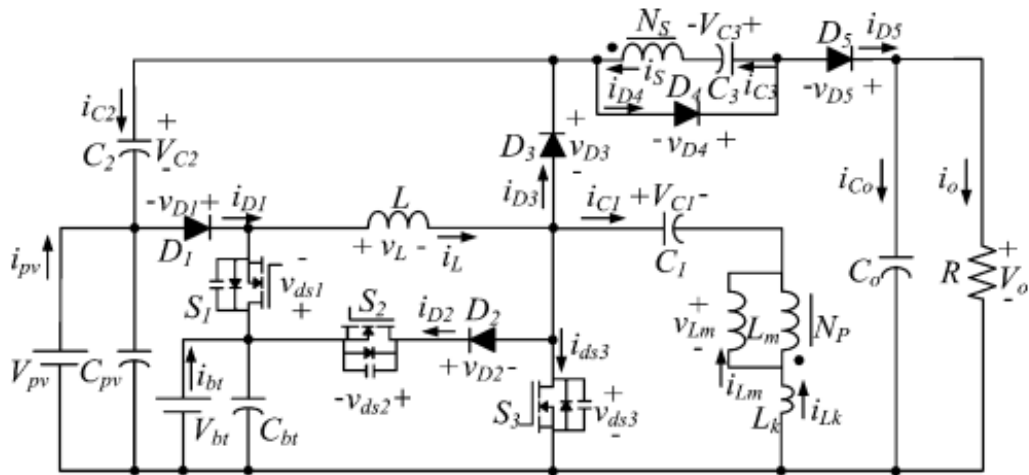
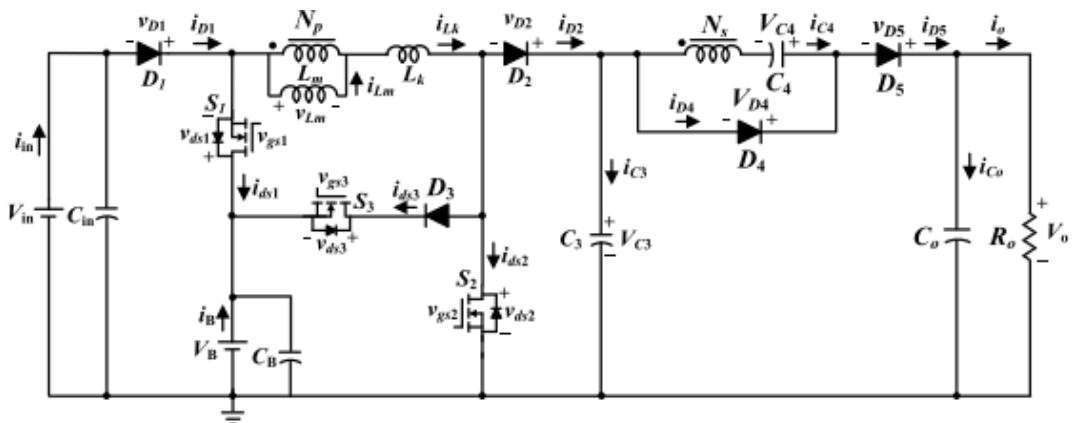


Figura 2.22 – Topologia TPC não isolado proposto por (34).



Com base nessas topologias estudadas, concluiu-se que a combinação de uma célula bidirecional com uma célula de ganho representa uma abordagem satisfatória para conversores de três portas. Visando obter uma combinação capaz de fornecer um ganho significativamente alto, investigou-se um conversor Ćuk combinado com a célula de ganho e a célula bidirecional mencionadas na literatura.

A primeira topologia analisada está ilustrada na Figura 2.23. As simulações indicaram que essa configuração inicial apresenta potencial de aumento do ganho estático. Para explorar essa possibilidade, foi realizada uma modificação na célula de ganho, que passou a ser conectada entre os terminais do indutor de entrada e o capacitor C_1 , criando um novo caminho capaz de ampliar a tensão adicional fornecida pela célula. Essa alteração resulta em maior ganho estático, menor estresse de tensão sobre os componentes e redução das indutâncias magnetizantes requeridas. O método segue a proposta de (35), que emprega células de ganho de três terminais baseadas na combinação de indutores acoplados e técnicas de multiplicação de tensão. O resultado dessa modificação está apresentado no circuito da Figura 2.24.

Figura 2.23 – Primeiro circuito do conversor TPC Ćuk.

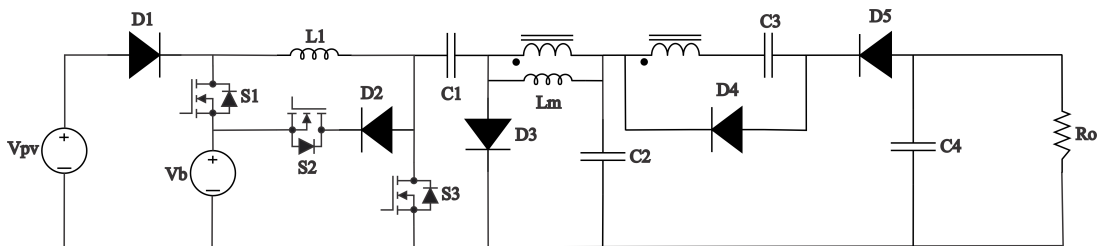
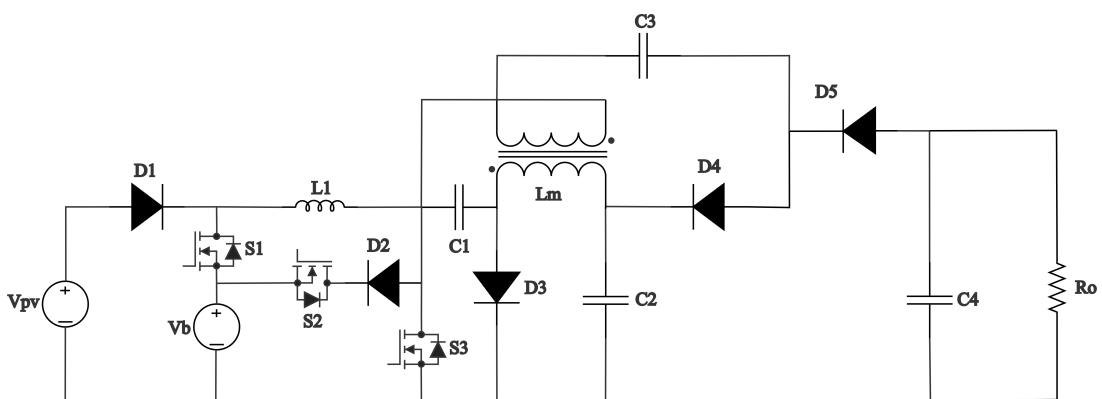
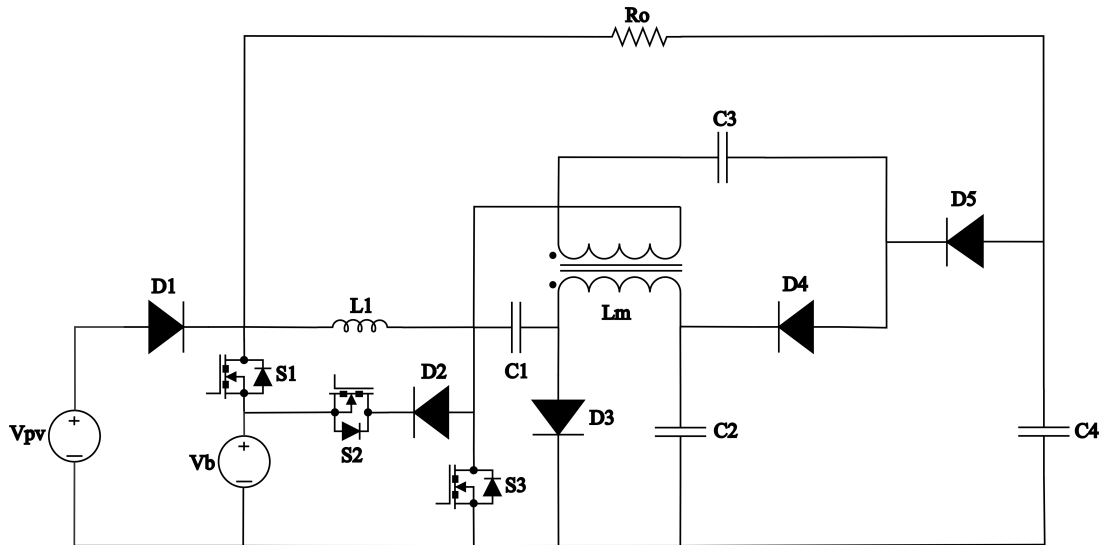


Figura 2.24 – Segundo circuito do conversor TPC Ćuk



Além disso, para elevar ainda mais o ganho, conectou-se a carga de forma diferencial entre a fonte de entrada e o capacitor de saída, aproveitando a característica inerente de polaridade reversa do conversor Ćuk. Essa técnica é proposta por (36), resultando na topologia final do presente trabalho, ilustrada na Figura 2.25.

Figura 2.25 – Conversor Ćuk de três portas proposto



2.6 CONCLUSÃO

Os estudos analisados neste capítulo demonstram a evolução consistente das topologias de conversores CC-CC de três portas e sua aplicação em diversos setores estratégicos. Essas estruturas têm se mostrado promissoras ao viabilizar a integração eficiente de múltiplas fontes e cargas em sistemas energéticos modernos. Com o avanço dessas novas topologias, o mercado passa a atender demandas específicas em áreas como sistemas fotovoltaicos com armazenamento de energia, microrredes, veículos elétricos, eletrônica embarcada e aplicações aeroespaciais.

As três categorias de topologias abordadas compartilham o objetivo central de apresentar arquiteturas integradas, com elevada eficiência e capacidade de reconfiguração, visando uma gestão energética otimizada em sistemas híbridos. A principal distinção entre elas está relacionada à presença ou ausência de isolamento galvânico, característica que determina o nível de proteção, a complexidade e o custo do sistema, sem alterar sua função essencial, que é regular de forma coordenada, segura e eficiente o fluxo de energia entre diferentes fontes e cargas.

Os conversores sem isolamento galvânico se destacam por sua simplicidade construtiva, alta densidade de potência, menor quantidade de componentes e excelente eficiência energética. São especialmente vantajosos em aplicações compactas e de baixo custo, nas quais o isolamento não é um requisito fundamental. No entanto, sua principal limitação é a ausência de proteção elétrica entre os estágios, o que pode representar riscos em ambientes sujeitos a falhas ou variações severas de tensão.

Por outro lado, os conversores parcialmente isolados representam uma solução intermediária ao reunir os benefícios da topologia sem isolamento com maior segurança operacional. Ao utilizar transformadores de alta frequência para isolar uma ou mais portas, essas configurações conciliam desempenho, proteção e flexibilidade, sendo apropriadas

para aplicações que exigem equilíbrio entre custo, confiabilidade e segurança elétrica.

Já os conversores com isolamento oferecem o mais elevado nível de proteção entre os estágios de entrada e saída. São essenciais em aplicações críticas como equipamentos médicos, sistemas de geração distribuída conectados à rede elétrica e plataformas aeroespaciais. Apesar de apresentarem maior complexidade de projeto, volume elevado e eficiência reduzida em razão das perdas nos componentes de isolamento, essas topologias permitem estratégias avançadas de controle e asseguram operação confiável mesmo em condições adversas.

Após a revisão das topologias CC-CC de três portas disponíveis na literatura, optou-se por uma arquitetura não isolada derivada da topologia Čuk. A escolha se justifica pela baixa contagem de componentes, mitigação natural das ondulações de corrente nas fontes e pela facilidade de integração de uma porta bidirecional para o armazenamento. Para alcançar alto ganho estático sem recorrer a razões cíclicas extremas e simultaneamente reduzir os esforços de tensão e de corrente nos semicondutores, incorporou-se uma célula de ganho, realocada entre o indutor de entrada e o capacitor C_1 , criando um caminho adicional de elevação de tensão. A célula bidirecional viabiliza o fluxo de potência em ambos os sentidos entre a bateria e o barramento CC, permitindo a operação nos modos SISO I, SISO II, DISO e SIDO. No Capítulo 3, a topologia proposta é explorada, descrevendo sua estrutura e modos de operação seguidos da análise quantitativa, o que estabelece os parâmetros de projeto e finaliza com os resultados obtidos.

CONVERSOR ĆUK DE TRÊS PORTAS

3.1 TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia proposta neste trabalho consiste em um conversor CC-CC do tipo Ćuk não isolado de alto ganho, o qual incorpora uma célula de ganho além de uma célula bidirecional composta por dois interruptores ativos, permitindo a operação com três portas. O objetivo principal deste conversor é viabilizar a integração de fontes de energia renovável, conectadas a uma de suas portas de entrada, que opera em baixa tensão, juntamente com um sistema de armazenamento de energia na porta bidirecional.

O conversor proposto opera em quatro modos distintos: SISO 1, SISO 2, DISO e SIDO. No modo SISO 1 apenas S_3 é acionado, enquanto S_1 e S_2 permanecem desligados, de forma que a carga é suprida exclusivamente pelo módulo fotovoltaico V_{pv} . No modo SISO 2 S_1 permanece ligado continuamente, S_2 permanece desligado e S_3 é acionado, mantendo o diodo D_1 reversamente polarizado sempre que V_b é maior que V_{pv} , situação em que a bateria alimenta a carga. No modo DISO, S_2 permanece desligado e S_1 e S_3 são acionados, permitindo que o módulo fotovoltaico e a bateria compartilhem o suprimento da carga. No modo SIDO o módulo fotovoltaico atende a carga e recarrega a bateria, com S_1 desligado e S_2 e S_3 acionados para estabelecer o caminho de carregamento.

As três portas do conversor são o módulo fotovoltaico V_{pv} , a bateria bidirecional V_b e a carga. Os interruptores S_1 , S_2 e S_3 são controlados pela razão cíclica e, dependendo da estratégia de comutação adotada, viabilizam um caminho bidirecional ou unidirecional para o fluxo de potência entre as fontes V_{pv} , V_b e a carga, o que define o estágio operacional do conversor.

Entre os principais componentes da topologia destacam-se: o indutor de entrada L_1 , o indutor acoplado L_m , que, em conjunto com o capacitor C_3 , compõe a célula de ganho da topologia. O circuito conta ainda com os diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 e D_5 , além dos capacitores C_1 e C_2 , responsáveis pela limitação da tensão sobre os interruptores ativos e pela reciclagem da energia armazenada na indutância de fuga. Adicionalmente, o capacitor C_4 tem a função de suavizar a tensão de saída aplicada sobre a carga R_o .

A Figura 3.1 apresenta a topologia proposta. Para a análise do conversor, assume-se operação em regime permanente, com carga linear, considerando os componentes passivos e ativos como ideais, e capacitores suficientemente grandes para manter a tensão sobre eles praticamente constante, com baixa ondulação. Ressalta-se, ainda, que foi mantida, em todas as condições operacionais, a relação $V_{pv} < V_b < V_o$.

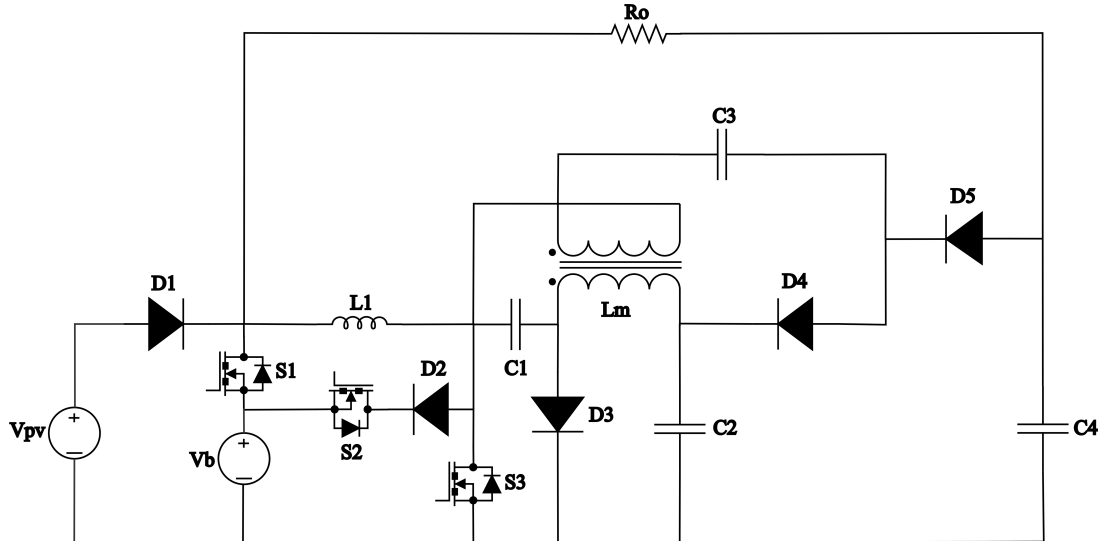


Figura 3.1 – Topologia do conversor Ćuk de três portas proposto

3.2 OPERAÇÃO DO CONVERSOR

Analisa-se nesta seção a topologia proposta ao longo de um período de comutação, assumindo condução contínua. O conversor opera em quatro modos SISO 1, SISO 2, DISO e SIDO, cada um formado por quatro ou mais estágios. O indutor acoplado é modelado com a indutância magnetizante em paralelo ao enrolamento primário e a indutância de dispersão em série.

3.2.1 Modo I - SISO 1

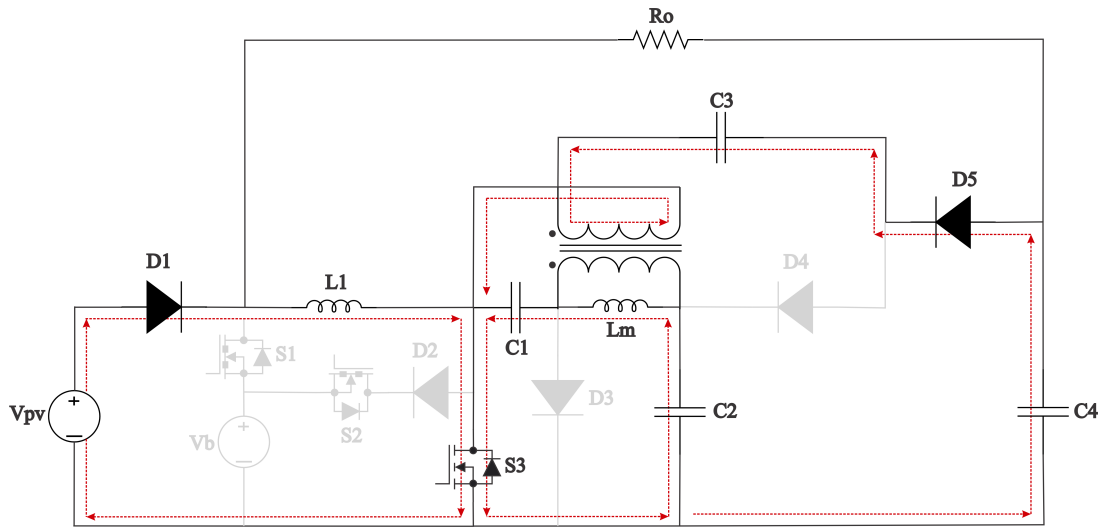
Na primeira etapa de operação ($t_0 < t < t_1$), ilustrada na Figura 3.2, o interruptor S_3 encontra-se em condução, enquanto os interruptores S_1 e S_2 permanecem abertos. Nessa configuração, o diodo D_1 conduz continuamente ao longo de todo o modo SISO 1, permitindo que a fonte fotovoltaica V_{pv} forneça energia tanto para a carga quanto para os elementos reativos do circuito.

Durante essa etapa, o diodo D_5 também conduz, permitindo que a energia previamente armazenada no indutor de magnetização L_m seja transferida ao capacitor C_3 e, conseqüentemente, à carga R_o . Ao mesmo tempo, parte da energia proveniente da fonte V_{pv} é armazenada diretamente nos elementos indutivos L_1 e L_m . O indutor L_1 realiza o armazenamento da energia diretamente proveniente da fonte V_{pv} , enquanto o indutor acoplado L_m realiza simultaneamente a transferência da energia entre os estágios internos do conversor.

Os capacitores C_1 e C_2 também atuam na dinâmica do circuito nesta etapa, realizando a filtragem e transferência parcial de energia, garantindo a continuidade no fornecimento para a carga R_o . Em especial, o capacitor C_4 é responsável por manter constante a tensão de saída V_o durante este estágio de operação.

Os diodos D_2 , D_3 e D_4 permanecem reversamente polarizados, não conduzindo nesta etapa. O encerramento desta etapa ocorre no instante t_1 , quando o interruptor S_3 é desligado, dando início à etapa subsequente de operação.

Figura 3.2 – Circuito equivalente da etapa 1 de operação no modo SISO 1.

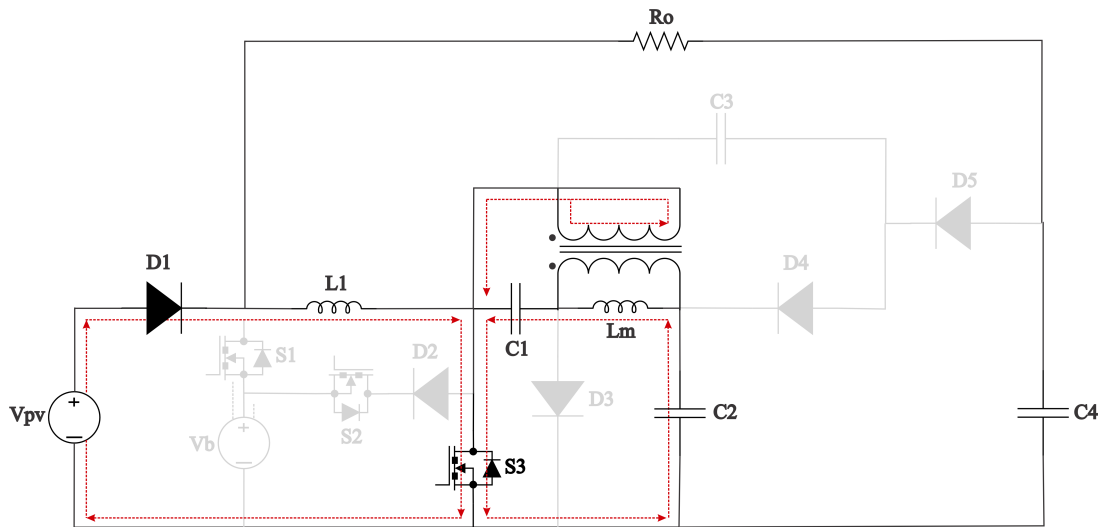


Fonte: Autoria própria

Na segunda etapa do modo SISO 1, ($t_1 < t < t_2$), ilustrada na Figura 3.3, apenas o interruptor S_3 permanece ligado, enquanto S_1 e S_2 permanecem abertos. Dessa forma, V_b continua isolada do circuito, e somente V_{pv} participa da transferência de energia.

Durante esse intervalo, a corrente proveniente de V_{pv} atravessa o diodo D_1 e energiza o indutor L_1 . Parte dessa energia também carrega o capacitor de acoplamento C_1 . Como o caminho para os diodos D_3 , D_4 e D_5 permanece bloqueado, nem o indutor de magnetização L_m nem os capacitores C_2 e C_3 recebem energia nesse instante.

Nesse período, a carga R_o é alimentada apenas pelo capacitor C_4 , que atua como filtro de barramento, mantendo a tensão de saída aproximadamente constante.

Figura 3.3 – Circuito equivalente da etapa 2 de operação no modo SISO 1.

Fonte: Autoria própria

Na terceira etapa de operação ($t_2 < t < t_3$), ilustrada na Figura 3.4, todos os interruptores (S_1 , S_2 e S_3) encontram-se bloqueados. Nessa condição, a energia previamente armazenada nos indutores L_1 e L_m é transferida para os capacitores e, conseqüentemente, para a carga.

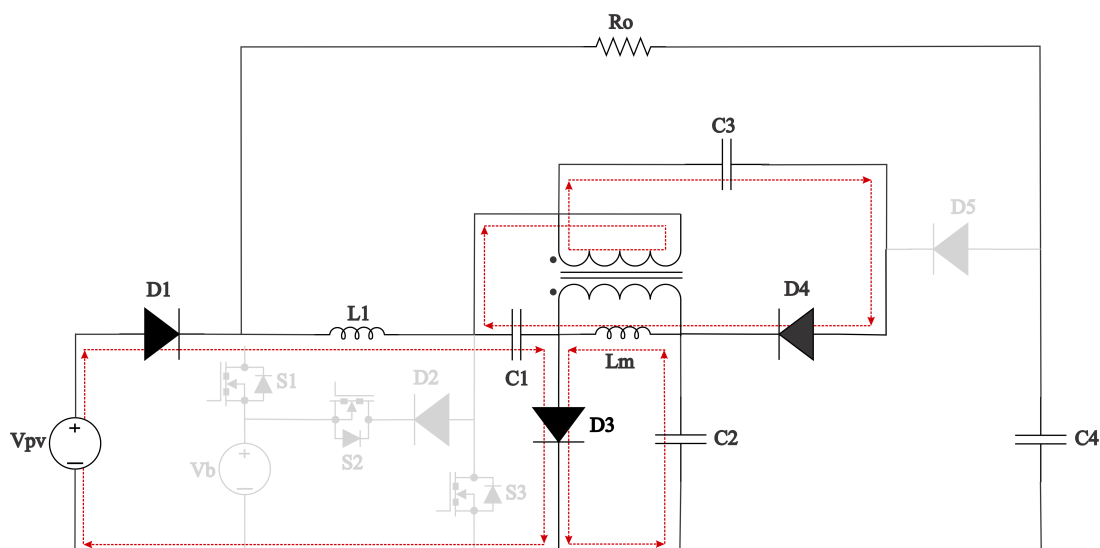
Durante esse intervalo, a indutância magnetizante L_m do indutor acoplado devolve ao circuito a energia armazenada por meio dos diodos D_3 e D_4 , promovendo a recarga dos capacitores C_2 e C_3 . O capacitor de saída C_4 mantém V_o constante, assegurando o fornecimento ininterrupto à carga R_o .

Simultaneamente, o indutor L_1 , que armazenou energia na etapa anterior, transfere essa energia diretamente para o capacitor C_1 . Este capacitor, agora energizado, contribui para o fornecimento de energia à carga, bem como para sustentar a tensão intermediária do circuito.

Durante esta etapa, o diodo D_1 mantém-se em condução contínua, permitindo que a fonte V_{pv} continue suprindo energia ao circuito, compensando a demanda energética da carga e dos elementos reativos. Os diodos D_2 e D_5 permanecem reversamente polarizados, não conduzindo corrente.

O encerramento desta etapa ocorre no instante t_3 , quando o diodo D_3 é bloqueado, dando início à etapa seguinte.

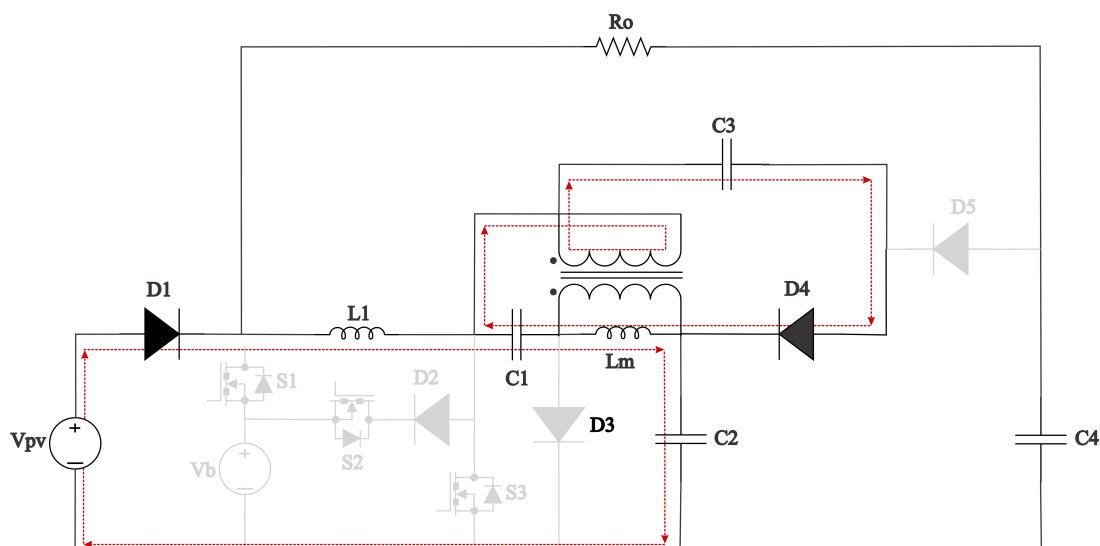
Figura 3.4 – Circuito equivalente da etapa 3 de operação no modo SISO 1.



Fonte: Autoria própria

Na quarta etapa de operação ($t_3 < t < t_4$), ilustrada na Figura 3.5, todos os interruptores (S_1, S_2, S_3) permanecem desligados, assim como na etapa anterior. A principal diferença em relação à terceira etapa é que o diodo D_3 agora não conduz mais. Os demais elementos e suas funções permanecem idênticos aos descritos anteriormente. Esta etapa encerra-se no instante t_4 , quando o interruptor S_3 é novamente acionado, reiniciando o ciclo operacional.

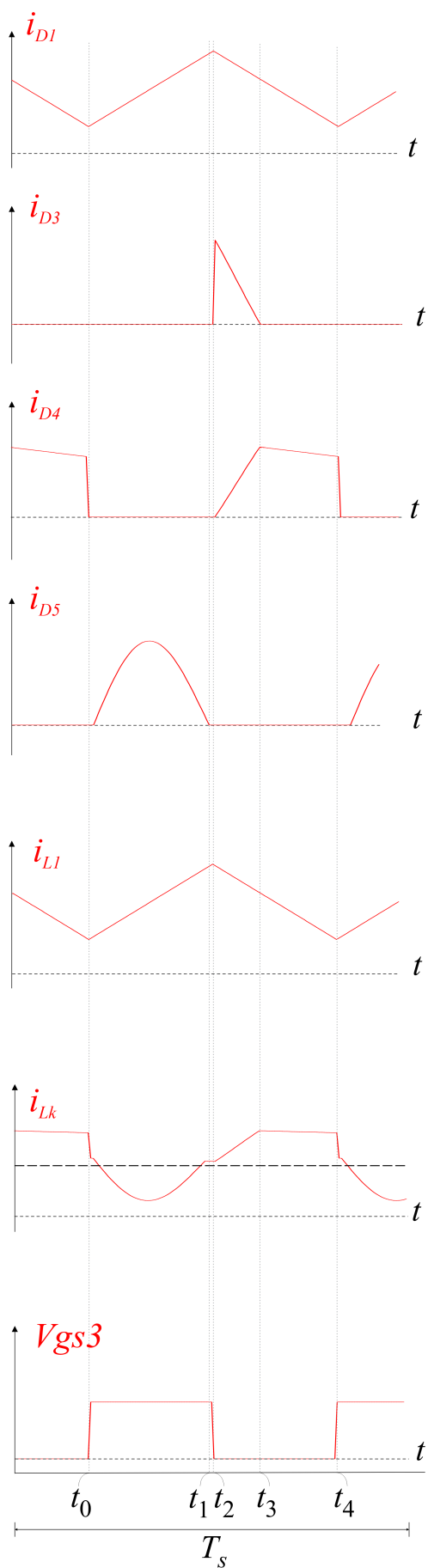
Figura 3.5 – Circuito equivalente da etapa 4 de operação no modo SISO 1.



Fonte: Autoria própria

Na Figura 3.6 são apresentadas as formas de onda do modo de operação SISO 1

Figura 3.6 – Formas de onda da operação no modo SISO 1.

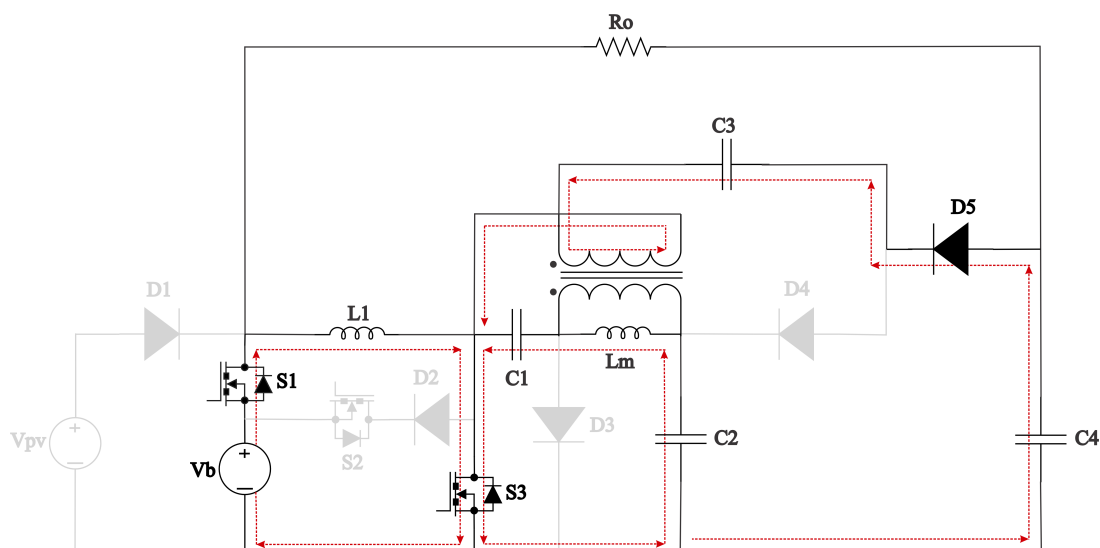


Fonte: Autoria própria

3.2.2 Modo II - SISO 2

Na primeira etapa do modo SISO 2 de ($t_0 < t < t_1$), ilustrada na Figura 3.7, o interruptor principal S_1 é acionado enquanto o interruptor S_3 também é acionado. Neste instante, a energia armazenada no indutor L_1 é transferida diretamente para os capacitores C_1 e C_2 por meio do diodo D_5 . O capacitor C_4 garante assim um fornecimento constante para a carga R_o . Durante essa etapa, o diodo D_4 é bloqueado, impedindo a reversão da energia do capacitor C_3 ao circuito. Os interruptores S_2 , bem como os diodos D_2 e D_3 estão desligados, não conduzindo corrente. O encerramento desta etapa ocorre no instante t_1 , quando o diodo D_5 é bloqueado, dando início à etapa seguinte.

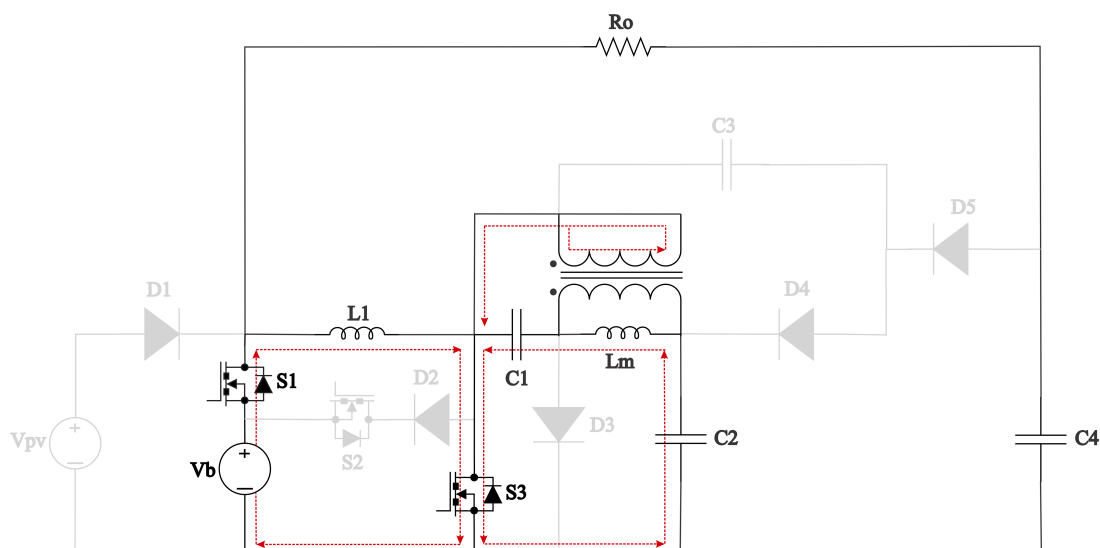
Figura 3.7 – Circuito equivalente da etapa 1 de operação no modo SISO 2.



Fonte: Autoria própria

Na segunda etapa do modo SISO 2 de ($t_1 < t < t_2$), ilustrada na Figura 3.8, os interruptores S_1 e S_3 permanecem acionados, estabelecendo o caminho principal de condução. A fonte da bateria V_b fornece energia ao indutor L_1 , que passa a armazenar energia. Ao mesmo tempo, o capacitor C_1 é carregado pela corrente conduzida por S_3 , enquanto o indutor acoplado L_m também recebe energia proveniente de L_1 . Já o capacitor C_2 mantém sua tensão praticamente constante, sem participar ativamente da transferência de energia nesta etapa. Todos os diodos D_1 , D_2 , D_3 , D_4 e D_5 , bem como o interruptor S_2 , permanecem bloqueados, não conduzindo corrente. O encerramento desta etapa ocorre no instante t_2 , quando o interruptor S_3 é comandado a bloquear, dando início à etapa seguinte.

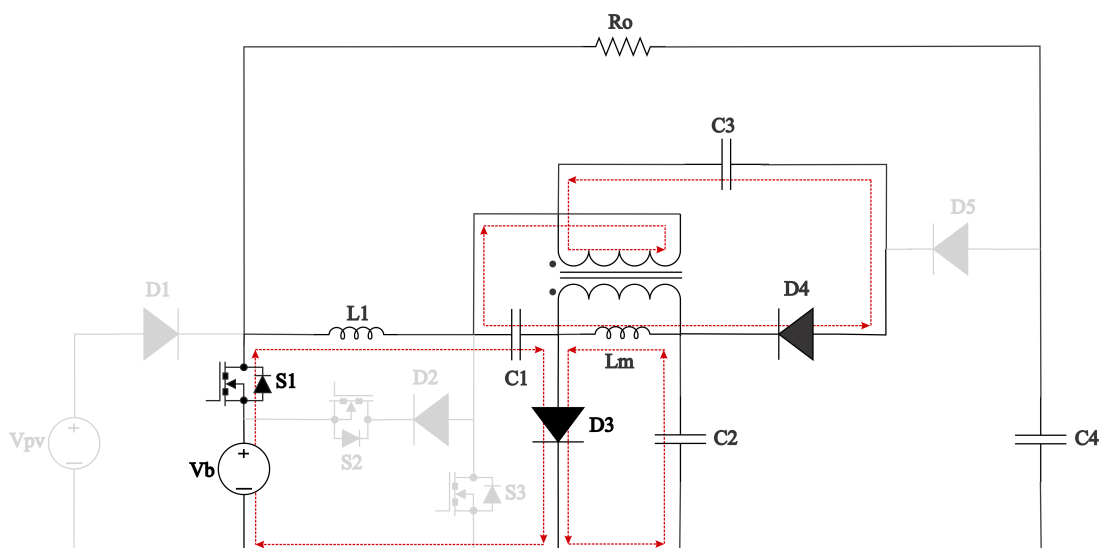
Figura 3.8 – Circuito equivalente da etapa 2 de operação no modo SISO 2.



Fonte: Autoria própria

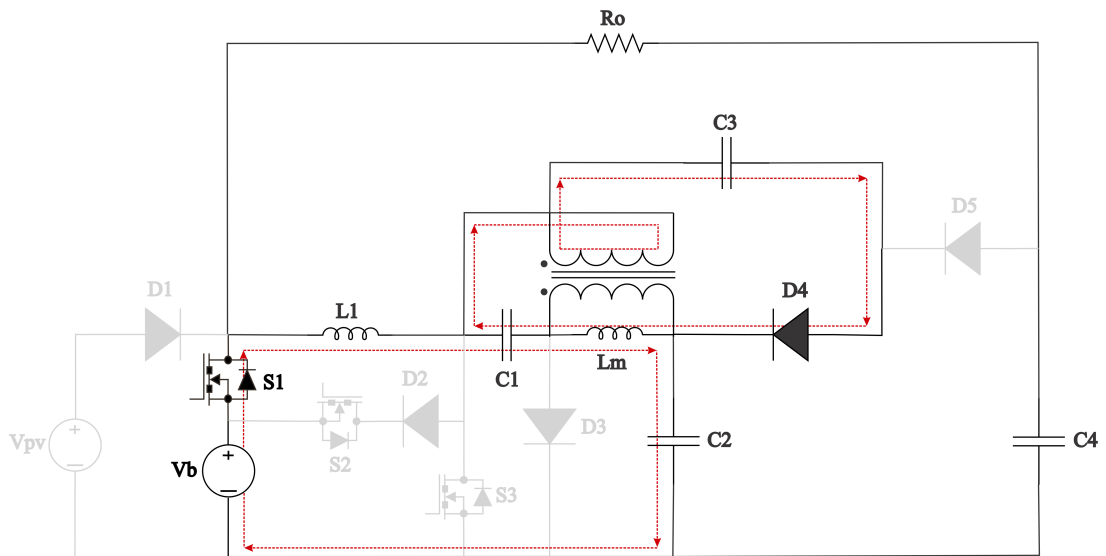
Nesta terceira etapa do modo SISO 2, ($t_2 < t < t_3$), a fonte V_b fornece toda a energia necessária para a carga. O interruptor principal S_1 permanece fechado e atua continuamente para garantir essa transferência energética, operando de maneira semelhante ao modo SISO 1 porém, com a fonte V_b substituindo a fonte fotovoltaica. Com S_1 fechado, o indutor L_1 acumula energia fornecida por V_b . Simultaneamente, o capacitor C_1 , previamente carregado, transfere energia ao indutor acoplado L_m e ao capacitor C_2 através do diodo D_3 . Além disso, o capacitor C_4 , carregado em ciclos anteriores, fornece energia diretamente à carga R_o . Nessa etapa, os interruptores S_2 e S_3 , bem como os diodos D_2 e D_5 , encontram-se bloqueados e não conduzem corrente. Na Figura 3.9 pode ser visto o circuito equivalente dessa etapa de operação. O encerramento desta etapa ocorre no instante t_3 , quando o diodo D_3 é bloqueado.

Figura 3.9 – Circuito equivalente da etapa 3 de operação no modo SISO 2.



Na quarta e última etapa do modo SISO 2, referente ao intervalo $t_3 < t < t_4$ e ilustrada na Figura 3.10, o interruptor S_1 permanece ligado, enquanto S_2 e S_3 seguem desligados. A bateria V_b sustenta o circuito, ao passo que o capacitor de transferência C_1 , previamente carregado, fornece energia à indutância magnetizante L_m do indutor acoplado e ao capacitor C_2 . Parte dessa energia é transferida a C_3 por meio do diodo D_4 . Os diodos D_2 , D_3 e D_5 permanecem reversamente polarizados. Ao término dessa etapa, o ciclo do modo SISO 2 reinicia na primeira etapa, quando S_3 volta a conduzir.

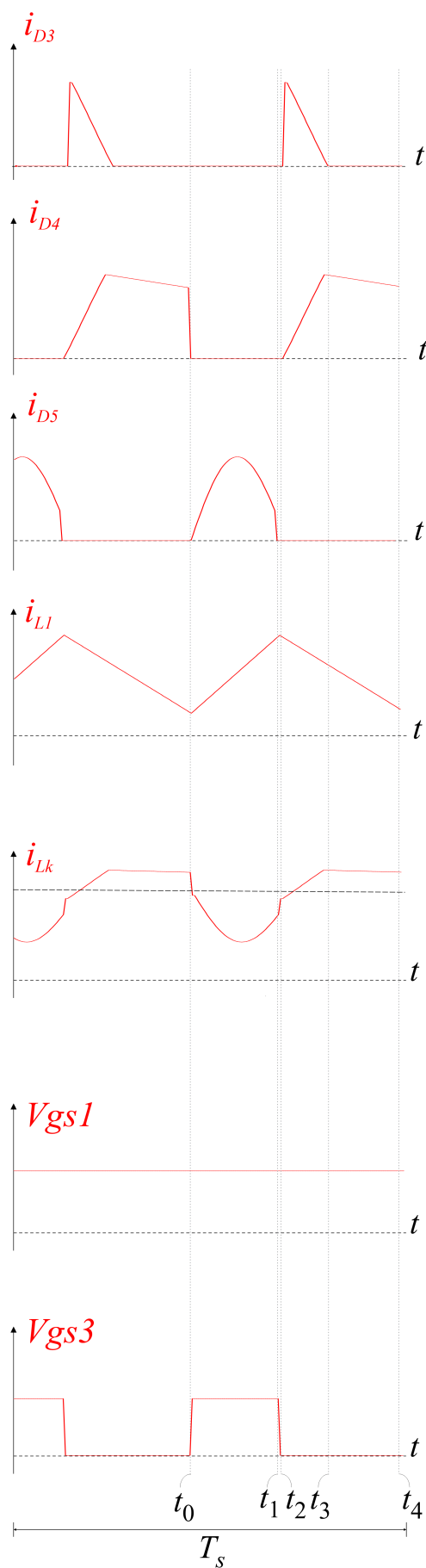
Figura 3.10 – Circuito equivalente da etapa 4 de operação no modo SISO 2.



Fonte: Autoria própria

Na Figura 3.11 são apresentadas as formas de onda do modo de operação SISO 2

Figura 3.11 – Formas de onda da operação no modo SISO 2.

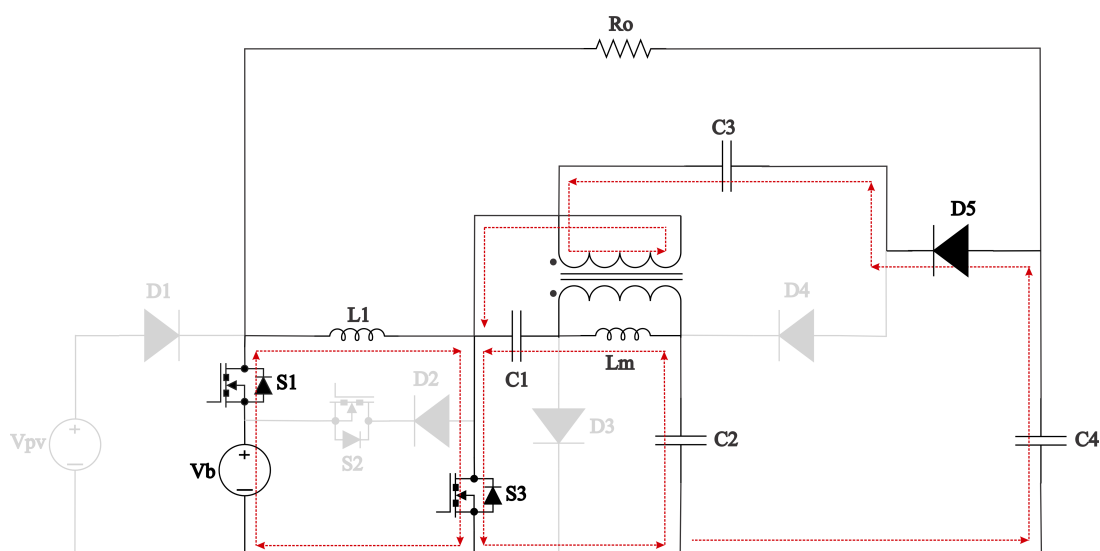


Fonte: Autoria própria

3.2.3 Modo III - DISO

A etapa 1 ($t_0 < t < t_1$) do modo DISO é idêntica à etapa 1 do modo SISO 1. Nesse intervalo, a carga é alimentada exclusivamente pela bateria, o que condiz com o comportamento inicial do modo DISO, no qual as duas fontes operam de forma coordenada ao longo do período de comutação. Em termos funcionais, o modo DISO combina os mecanismos já descritos para os modos SISO 1 (módulo fotovoltaico atendendo a carga) e SISO 2 (bateria atendendo a carga), viabilizando o compartilhamento de potência conforme a estratégia de chaveamento.

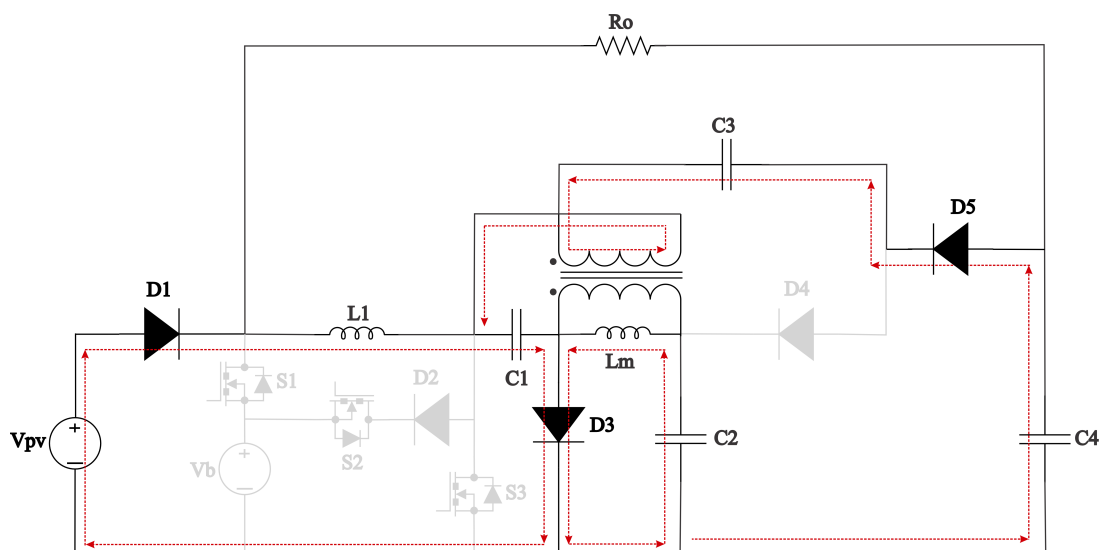
Figura 3.12 – Circuito equivalente da etapa 1 de operação no modo DISO.



Fonte: Autoria própria

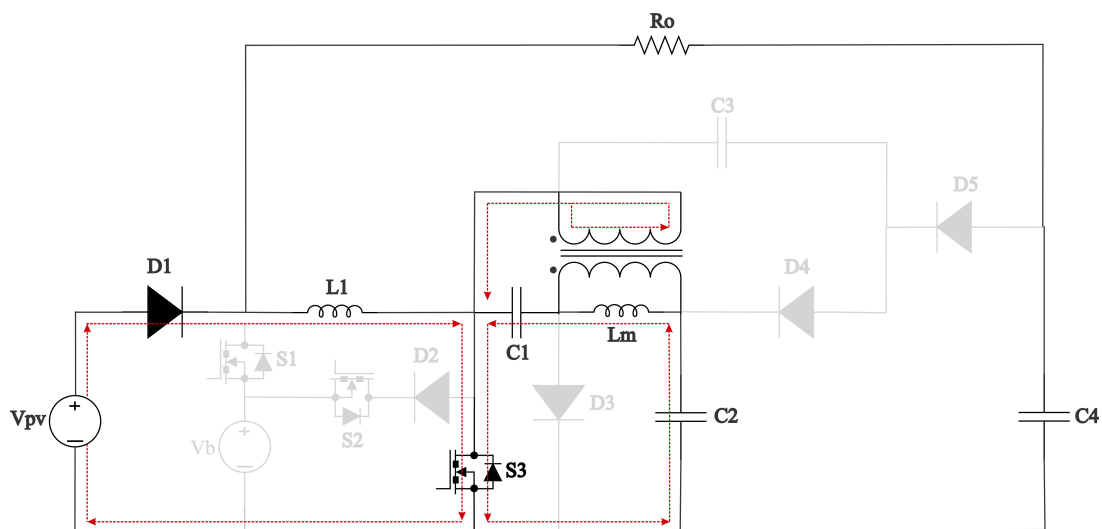
As etapas 2, 3, 4 e 5 do modo DISO, relativas aos intervalos $t_1 < t < t_2$, $t_2 < t < t_3$, $t_3 < t < t_4$ e $t_4 < t < t_5$, respectivamente, reproduzem as configurações do modo SISO 1. Em particular, a etapa 2 corresponde à etapa 1 do SISO 1, a etapa 3 à etapa 2, a etapa 4 à etapa 3 e a etapa 5 à etapa 4, mantendo o módulo fotovoltaico como principal responsável pelo suprimento da carga nesses instantes. Os circuitos equivalentes dessas etapas são apresentados nas Figuras 3.13, 3.14, 3.15 e 3.16.

Figura 3.13 – Circuito equivalente da etapa 2 de operação no modo DISO.



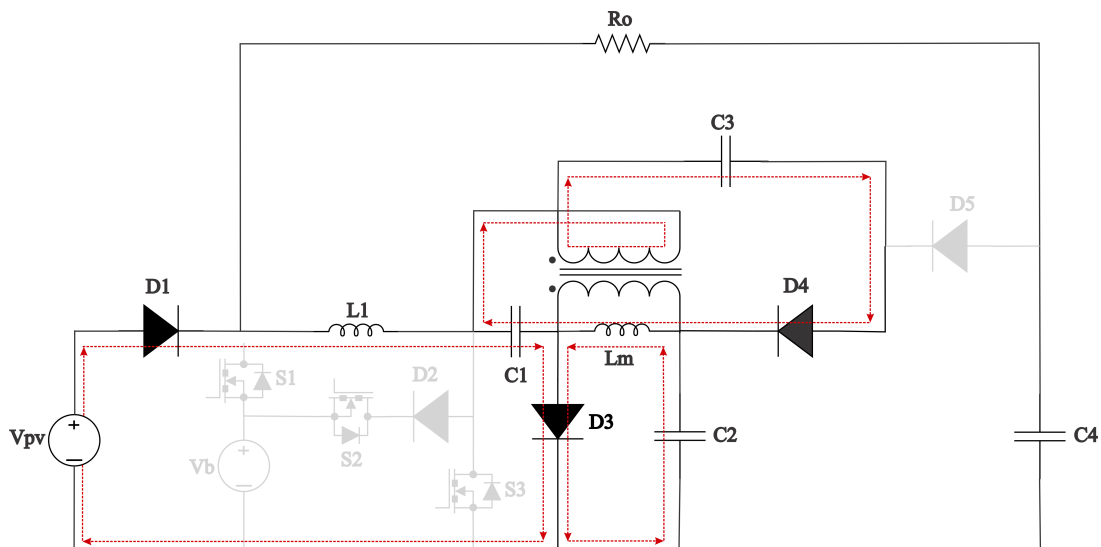
Fonte: Autoria própria

Figura 3.14 – Circuito equivalente da etapa 3 de operação no modo DISO.



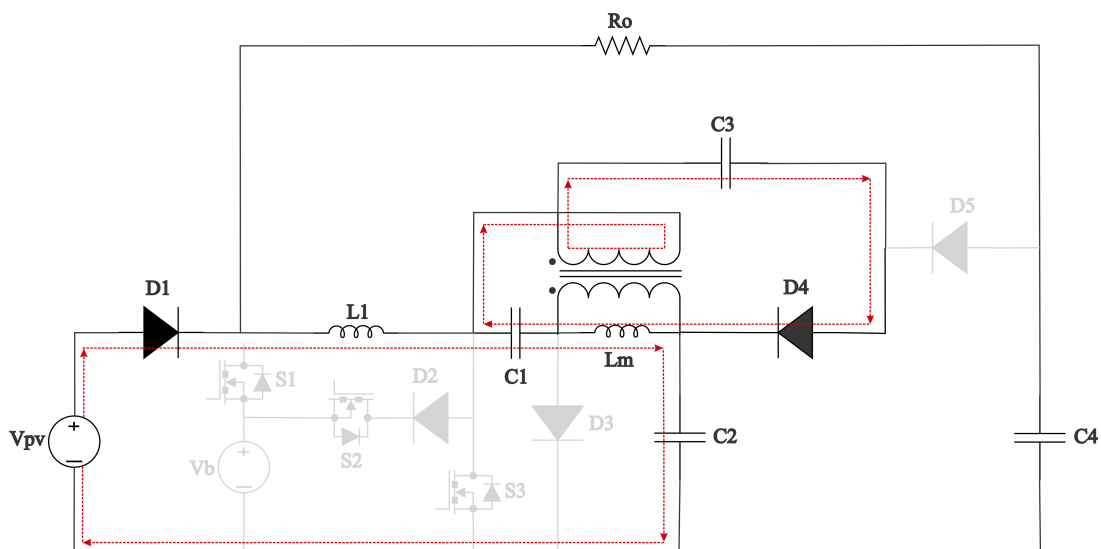
Fonte: Autoria própria

Figura 3.15 – Circuito equivalente da etapa 4 de operação no modo DISO.



Fonte: Autoria própria

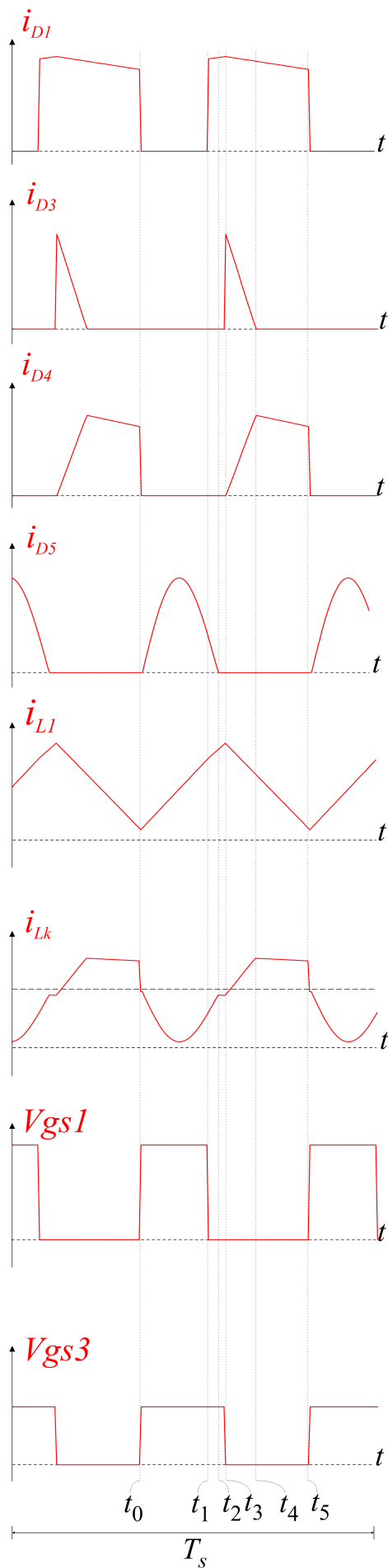
Figura 3.16 – Circuito equivalente da etapa 5 de operação no modo DISO.



Fonte: Autoria própria

Na Figura 3.17 é apresentada as formas de onda do modo de operação DISO.

Figura 3.17 – Formas de onda da operação no modo DISO.

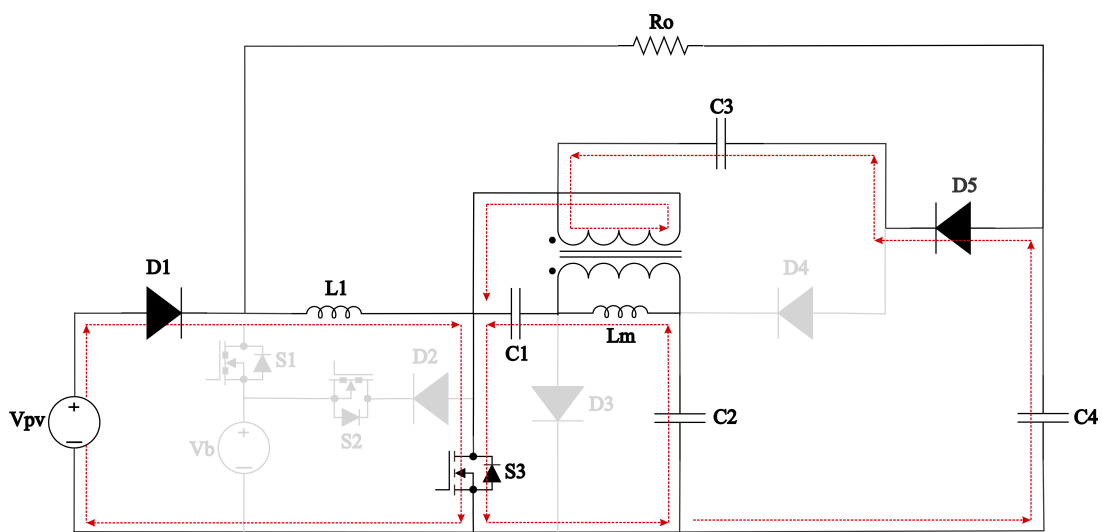


Fonte: Autoria própria

3.2.4 Modo IV - SIDO

No modo IV, denominado SIDO, o conversor opera com o módulo fotovoltaico V_{pv} como única fonte ativa, atendendo à carga e, simultaneamente, recarregando a bateria V_b . Esse modo é composto por seis etapas: as etapas 1 (Figura 3.18), 4 (Figura 3.21), 5 (Figura 3.22) e 6 (Figura 3.23) reproduzem, respectivamente, as etapas 1, 2, 3 e 4 do SISO 1, retomando configurações já analisadas. As etapas 2 e 3 são exclusivas do SIDO e estabelecem o caminho de recarga da bateria e a transferência de energia entre os elementos reativos, como detalhado nas subseções seguintes.

Figura 3.18 – Circuito equivalente da etapa 1 de operação no modo SIDO.



Fonte: Autoria própria.

Na etapa 2 ($t_1 < t < t_2$), exclusiva do modo SIDO, apenas o interruptor S_2 encontra-se ligado, o que permite que o módulo fotovoltaico V_{pv} alimente simultaneamente a carga e o processo de recarga da bateria V_b . A energia acumulada em L_1 e na indutância magnetizante L_m durante a etapa anterior é devolvida ao circuito, contribuindo para o carregamento da bateria e para a sustentação de V_o . Parte dessa energia é transferida aos capacitores C_2 e C_4 , estabilizando a tensão intermediária e garantindo fornecimento contínuo de potência à carga R_o . O diodo D_1 mantém-se conduzindo, assegurando a participação de V_{pv} no suprimento de energia, enquanto D_3 e D_4 permanecem bloqueados. O circuito equivalente dessa etapa é mostrado na Figura 3.19. A etapa se encerra quando o diodo D_5 é bloqueado.

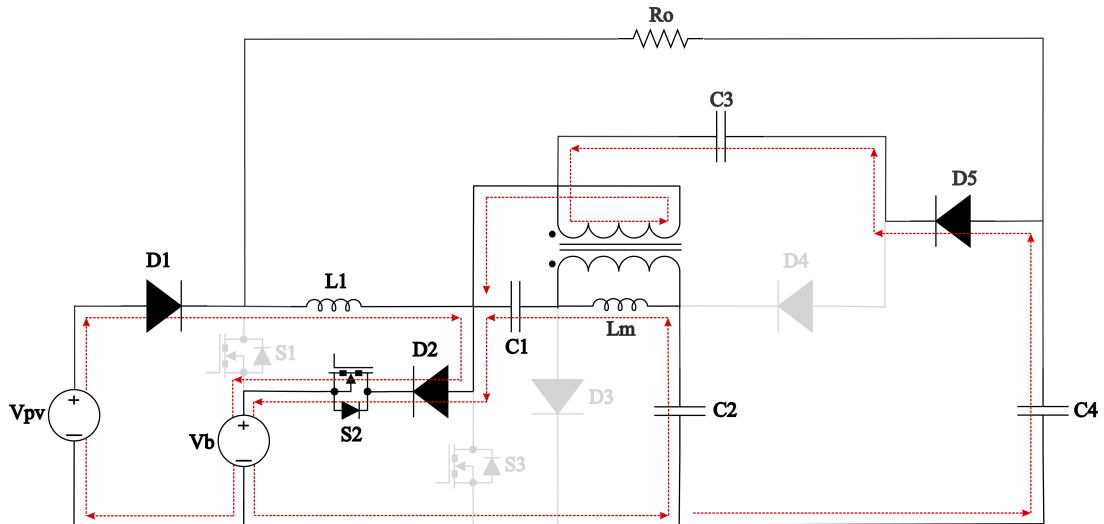
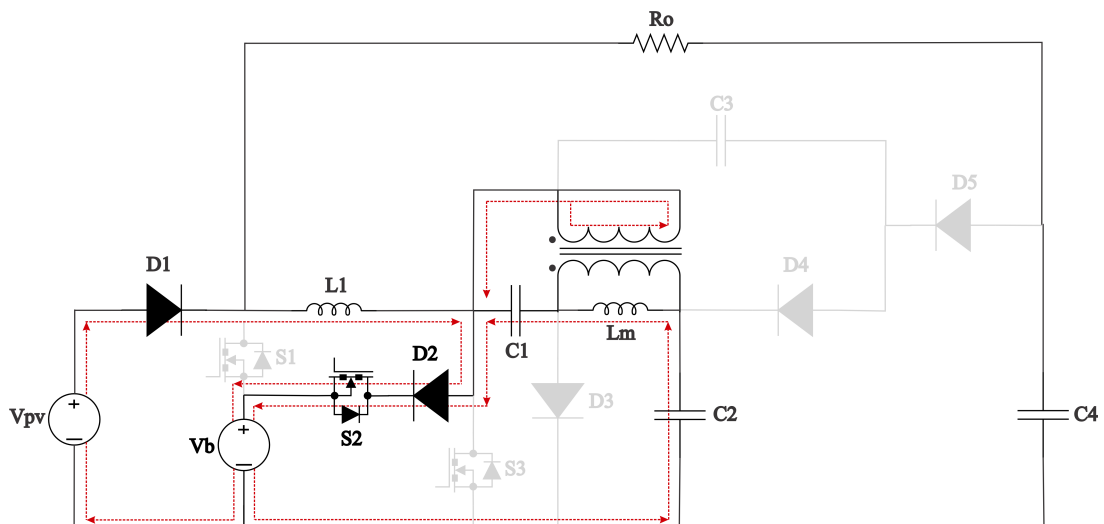


Figura 3.19 – Circuito equivalente da etapa 2 de operação no modo SIDO.

Fonte: Autoria própria.

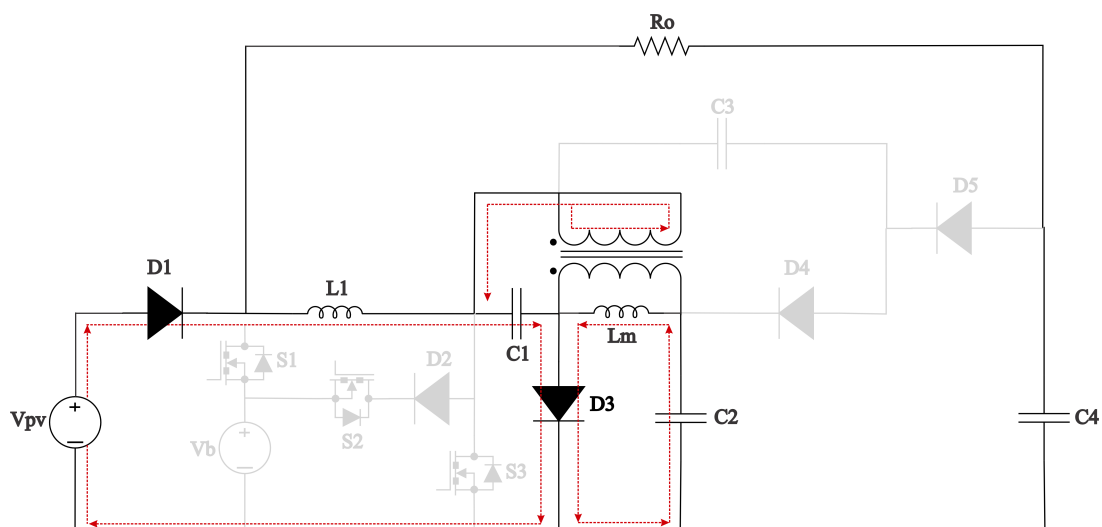
Na etapa 3 ($t_2 < t < t_3$) do modo SIDO, mantém o carregamento da bateria V_b em paralelo ao atendimento da carga pelo módulo fotovoltaico V_{pv} . Diferentemente da etapa 2, o capacitor C_3 deixa de ser energizado, pois o diodo D_5 entra em bloqueio. Nesse intervalo, S_2 e D_2 permanecem ligados, estabelecendo o caminho de carregamento da bateria. Enquanto D_3 e D_4 seguem bloqueados, D_1 mantém a condução a partir de V_{pv} . O circuito equivalente é apresentado na Figura 3.20. A etapa se encerra quando S_2 e o diodo D_2 passam para o estado de bloqueio.

Figura 3.20 – Circuito equivalente da etapa 3 de operação no modo SIDO.



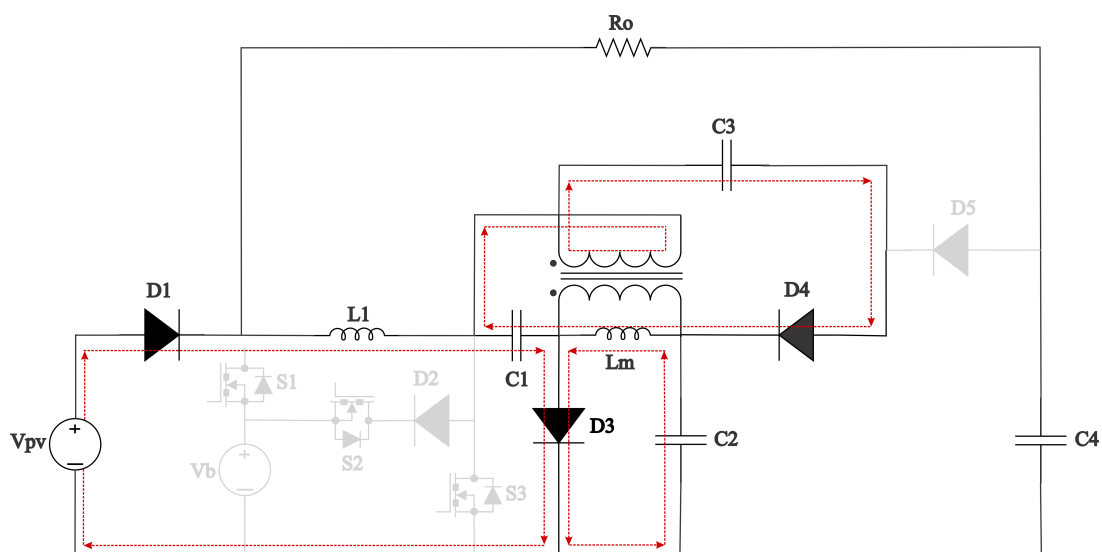
Fonte: Autoria própria.

Figura 3.21 – Circuito equivalente da etapa 4 de operação no modo SIDO.

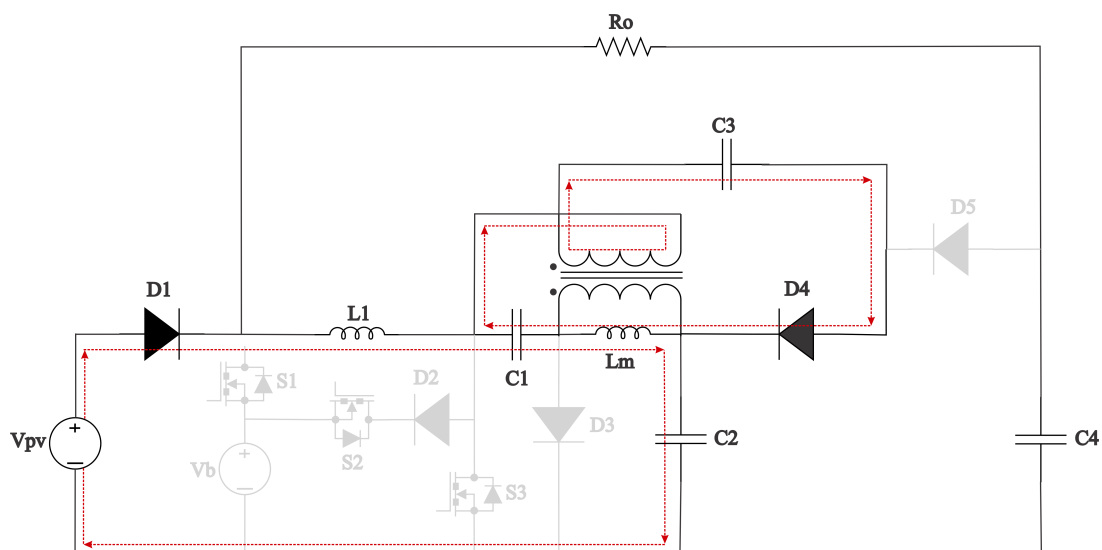


Fonte: Autoria própria.

Figura 3.22 – Circuito equivalente da etapa 5 de operação no modo SIDO.



Fonte: Autoria própria.

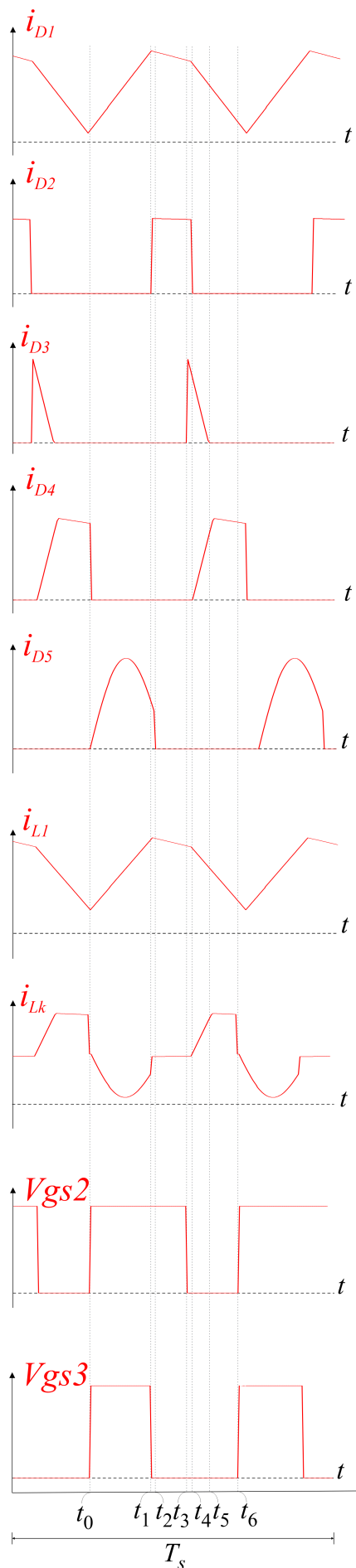
Figura 3.23 – Circuito equivalente da etapa 6 de operação no modo SIDO.

Fonte: Autoria própria.

Em síntese, o modo SIDO se destaca por permitir que a fonte fotovoltaica V_{pv} atue de forma dual, suprindo energia simultaneamente à carga e à bateria. A etapa 2 e 3 constituem a fase específica dessa operação, caracterizando a funcionalidade diferenciada deste modo em relação ao SISO 1.

Na Figura 3.24 são apresentadas as formas de onda do modo de operação SIDO.

Figura 3.24 – Formas de onda da operação no modo SIDO.



Fonte: Autoria própria

3.3 ANÁLISE DO CONVERTOR

Nesta seção, apresenta-se a análise matemática do conversor operando em modo de condução contínua, considerando hipóteses de funcionamento ideal e ausência de perdas. Algumas etapas de operação foram desconsideradas por não exercerem influência significativa no desempenho global do conversor.

Para os modos SISO 1 e SISO 2, são analisadas duas etapas de operação, em função do número de interruptores ativos nesses modos, com apenas um em cada modo, sendo o seu funcionamento caracterizado pelos estados de condução e bloqueio. Já para os modos DISO e SIDO, a análise abrange três etapas de operação, correspondentes ao acionamento de dois interruptores em cada modo. Cabe destacar que essas etapas não correspondem necessariamente ao mesmo intervalo de tempo em todos os modos de operação.

Além disso, será determinado o ganho estático referente a cada modo, o qual estabelece a relação entre as tensões de entrada e saída e define o comportamento do conversor em regime permanente.

3.3.1 Ganho estático

Analisando inicialmente o modo SISO 1 e as respectivas formas de onda apresentadas na Figura 3.6, observa-se que este modo opera nos intervalos de tempo $(t_0 < t < t_2)$ e $(t_2 < t < t_4)$. Dessa forma, os tempos de condução e bloqueio do interruptor S3 são dados, respectivamente, por:

$$D_3 T_S \approx t_2 - t_0, \quad (3.1)$$

$$(1 - D_3) T_S \approx t_4 - t_2. \quad (3.2)$$

Aplicando a segunda Lei de Kirchhoff às malhas do circuito, obtêm-se as equações que descrevem a etapa 1:

$$\begin{cases} -V_{pv} + v_{L1} = 0 \\ V_{C1} + v_{Lm} - V_{C2} = 0 \\ -n \cdot v_{Lm} + V_{C3} - V_{C4} = 0 \end{cases}$$

Na etapa 3, também utilizando a segunda Lei de Kirchhoff, resultam as seguintes equações:

$$\begin{cases} -V_{pv} + v_{L1} + V_{C1} = 0 \\ v_{Lm} - V_{C2} = 0 \\ -V_{C1} - n \cdot v_{Lm} + V_{C3} - V_{C2} = 0 \end{cases}$$

Aplicando o princípio do balanço de volt-segundo ao indutor de entrada e ao indutor acoplado, e considerando que os valores médios das tensões sobre os indutores são nulos em regime permanente, escrevem-se as seguintes expressões:

$$\langle v_{L1} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_3 T_S} V_{pv} dt + \int_{D_3 T_S}^{T_S} (V_{pv} - V_{C1}) dt \right] = 0, \quad (3.3)$$

$$\langle v_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_3 T_S} (V_{C2} - V_{C1}) dt + \int_{D_3 T_S}^{T_S} V_{C2} dt \right] = 0, \quad (3.4)$$

$$\langle n v_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_3 T_S} (V_{C3} - V_{C4}) dt + \int_{D_3 T_S}^{T_S} (V_{C3} - V_{C2} - V_{C1}) dt \right] = 0. \quad (3.5)$$

Pode-se encontrar, também, a equação (3.6) a partir da etapa 3 de operação:

$$V_{C3} = (n + 1)V_{C2} + V_{C1} \quad (3.6)$$

Além da equação que relaciona a entrada e saída com a carga:

$$V_O = V_{pv} + V_{C4} \quad (3.7)$$

A partir das equações (3.3) - (3.7), pode-se obter o valor médio da tensão sobre os capacitores $C1$, $C2$, $C3$ e $C4$, e o ganho estático M_{SISO1} do conversor proposto operando no modo SISO 1:

$$V_{C1} = \frac{V_{pv}}{1 - D_3}, \quad (3.8)$$

$$V_{C2} = \frac{D_3 \cdot V_{pv}}{1 - D_3}, \quad (3.9)$$

$$V_{C3} = \frac{V_{pv} \cdot (D_3 \cdot n + D_3 + 1)}{1 - D_3}, \quad (3.10)$$

$$V_{C4} = \frac{V_{pv} \cdot (d_3 + n + 1)}{1 - d_3}, \quad (3.11)$$

$$M_{SISO1} = \frac{2 + n}{1 - D_3}. \quad (3.12)$$

Para o modo de operação SISO 2, a análise foi feita a partir das etapas 1 e 3 nos intervalos de tempo ($t_0 < t < t_2$) e ($t_2 < t < t_4$). Dessa forma, os tempos de condução e bloqueio do interruptor S3 são dados pelas Equações (3.1) e (3.2).

Aplicando a segunda Lei de Kirchhoff às malhas do circuito, obtêm-se as equações que descrevem a etapa 1:

$$\begin{cases} -V_b + v_{L1} = 0 \\ V_{C1} + v_{Lm} - V_{C2} = 0 \\ -n \cdot v_{Lm} + V_{C3} - V_{C4} = 0 \end{cases}$$

Na etapa 3, também utilizando a segunda Lei de Kirchhoff, resultam as seguintes equações:

$$\begin{cases} -V_b + v_{L1} + V_{C1} = 0 \\ v_{Lm} - V_{C2} = 0 \\ -V_{C1} - n \cdot v_{Lm} + V_{C3} - V_{C4} = 0 \end{cases}$$

Aplicando o princípio do balanço de volt-segundo ao indutor de entrada e ao indutor acoplado, e considerando que os valores médios das tensões sobre os indutores são nulos em regime permanente, escrevem-se as seguintes expressões:

$$\langle v_{L1} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_3 T_S} V_b dt + \int_{D_3 T_S}^{T_S} (V_b - V_{C1}) dt \right] = 0, \quad (3.13)$$

$$\langle v_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_3 T_S} (V_{C2} - V_{C1}) dt + \int_{D_3 T_S}^{T_S} V_{C2} dt \right] = 0, \quad (3.14)$$

$$\langle n v_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_3 T_S} (V_{C3} - V_{C4}) dt + \int_{D_3 T_S}^{T_S} (V_{C3} - V_{C2} - V_{C1}) dt \right] = 0. \quad (3.15)$$

Utilizando as equações (3.6) e (3.7), pode-se encontrar o valor médio da tensão sobre os capacitores $C1$, $C2$, $C3$ e $C4$, e o ganho estático M_{SISOII} do conversor proposto operando no modo SISO 2:

$$V_{C1} = \frac{V_b}{1 - D_3}, \quad (3.16)$$

$$V_{C2} = \frac{D_3 \cdot V_b}{1 - D_3}, \quad (3.17)$$

$$V_{C3} = \frac{V_b \cdot (D_3 \cdot n + D_3 + 1)}{1 - D_3}, \quad (3.18)$$

$$V_{C4} = \frac{V_b \cdot (D_3 + n + 1)}{1 - D_3}, \quad (3.19)$$

$$M_{SISOII} = \frac{2 + n}{1 - D_3}. \quad (3.20)$$

Pelo mesmo processo apresentado nos dois modos anteriores, o modo DISO pode ser analisado a partir das etapas 1, 2 e 4, referentes aos intervalos de tempo ($t_0 < t < t_1$), ($t_1 < t < t_2$) e ($t_3 < t < t_4$), com base na forma de onda apresentada na Figura 3.17. Os tempos de condução e bloqueio dos interruptores $S1$ e $S2$ são apresentados nas equações de (3.21) a (3.23):

$$D_1 T_S \approx t_1 - t_0, \quad (3.21)$$

$$(D_3 - D_1) T_S \approx t_2 - t_1, \quad (3.22)$$

$$(1 - D_3) T_S \approx t_4 - t_3. \quad (3.23)$$

Utilizando a segunda Lei de Kirchhoff, obtêm-se as equações que descrevem as etapas 1, 2 e 4 consecutivamente abaixo:

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_b + v_{L1} = 0 \\ V_{C1} + v_{Lm} - V_{C2} = 0 \\ -n \cdot v_{Lm} + V_{C3} - V_{C4} = 0 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{pv} + v_{L1} = 0 \\ V_{C1} + v_{Lm} - V_{C2} = 0 \\ -n \cdot v_{Lm} + V_{C3} - V_{C4} = 0 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} -V_{pv} + v_{L1} + V_{C1} = 0 \\ v_{Lm} - V_{C2} = 0 \\ -V_{C1} - n \cdot v_{Lm} + V_{C3} - V_{C2} = 0 \end{array} \right.$$

Aplicando o princípio do balanço de volt-segundo ao indutor de entrada e ao indutor acoplado e considerando que os valores médios das tensões sobre os indutores são nulos em regime permanente, chega-se às equações abaixo:

$$\langle v_{L1} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_1 T_S} V_b dt + \int_{D_3 T_S}^{D_1 T_S} V_{pv} dt + \int_{T_S}^{D_3 T_S} (V_{pv} - V_{C1}) dt \right] = 0, \quad (3.24)$$

$$\langle v_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_1 T_S} (V_{C2} - V_{C1}) dt + \int_{D_3 T_S}^{D_1 T_S} (V_{C2} - V_{C1}) dt + \int_{T_S}^{D_3 T_S} V_{C2} dt \right] = 0, \quad (3.25)$$

$$\langle n v_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_1 T_S} (V_{C3} - V_{C4}) dt + \int_{D_3 T_S}^{D_1 T_S} (V_{C3} - V_{C4}) dt + \int_{T_S}^{D_3 T_S} (V_{C3} - V_{C2} - V_{C1}) dt \right] = 0, \quad (3.26)$$

Utilizando as equações (3.6) e (3.7) com as encontradas em (3.24) a (3.26) podemos encontrar o valor médio da tensão sobre os capacitores $C1$, $C2$, $C3$ e $C4$, e a tensão de saída do conversor proposto operando no modo DISO:

$$V_{C1} = \frac{V_{pv} \cdot (D_1 - 1) - V_b \cdot D_1}{1 - D_3}, \quad (3.27)$$

$$V_{C2} = \frac{(V_b \cdot D_1 - D_1 \cdot V_{pv} + V_{pv}) \cdot D_3}{1 - D_3}, \quad (3.28)$$

$$V_{C3} = \frac{(D_3 \cdot n + D_3 + 1) \cdot (V_b \cdot D_1 - V_{pv} \cdot D_1 + V_{pv})}{1 - D_3}, \quad (3.29)$$

$$V_{C4} = \frac{(n + D_3 + 1) (V_b \cdot D_1 - V_{pv} \cdot D_1 + V_{pv})}{1 - D_3}, \quad (3.30)$$

$$V_{oDISO} = \frac{(V_b - V_{pv})(n + D_3 + 1) \cdot D_1 - V_{pv}(n + 2)}{1 - D_3}. \quad (3.31)$$

Por último, a análise do modo SIDO será feita pelas etapas 1, 3 e 5 referentes aos intervalos de tempo $(t_0 < t < t_1)$, $(t_2 < t < t_3)$ e $(t_4 < t < t_5)$, com base na forma de onda apresentada na Figura 4.15. Os tempos de condução e bloqueio dos interruptores $S2$ e $S3$ são apresentados nas equações (3.32) a (3.34):

$$D_3 T_S \approx t_1 - t_0, \quad (3.32)$$

$$(D_2 - D_3) T_S \approx t_2 - t_1, \quad (3.33)$$

$$(1 - D_2) T_S \approx t_5 - t_4. \quad (3.34)$$

As equações que descrevem essas etapas são:

$$\begin{cases} -V_{pv} + v_{L1} = 0 \\ V_{C1} + v_{Lm} - V_{C2} = 0 \\ n \cdot v_{Lm} + V_{C3} - V_{C4} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} -V_{pv} + v_{L1} + V_b = 0 \\ V_b + V_{C2} - v_{Lm} - V_{C1} = 0 \\ (V_b + V_{C2} - v_{Lm} - V_{C1}) \cdot n = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} -V_{pv} + v_{L1} + V_{C1} = 0 \\ v_{Lm} - V_{C2} = 0 \\ -V_{C1} - n \cdot v_{Lm} + V_{C3} - V_{C2} = 0 \end{cases}$$

Aplicando o princípio do balanço de volt-segundo tem-se:

$$\langle v_{L1} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_3 T_S} V_{pv} dt + \int_{D_2 T_S}^{D_3 T_S} (V_{pv} - V_b) dt + \int_{T_S}^{D_2 T_S} (V_{pv} - V_{C1}) dt \right] = 0, \quad (3.35)$$

$$\langle v_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_3 T_S} (V_{C2} - V_{C1}) dt + \int_{D_2 T_S}^{D_3 T_S} (V_b + V_{C2} - V_{C1}) dt + \int_{T_S}^{D_2 T_S} V_{C2} dt \right] = 0, \quad (3.36)$$

$$\langle n \cdot v_{Lm} \rangle = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{D_1 T_S} (V_{C3} - V_{C4}) dt + \int_{D_2 T_S}^{D_3 T_S} ((V_b + V_{C2} - V_{C1}) \cdot n) dt + \int_{D_3 T_S}^{T_S} (V_{C3} - V_{C2} - V_{C1}) dt \right] = 0 \quad (3.37)$$

Utilizando as equações (3.6) e (3.7) com as encontradas de (3.35) a (3.37) pode-se encontrar o valor médio da tensão sobre os capacitores $C1$, $C2$, $C3$ e $C4$, e a tensão de saída do conversor proposto operando no modo SIDO:

$$V_{C1} = \frac{(D_3 - D_2) \cdot V_b + V_{pv}}{1 - D_2}, \quad (3.38)$$

$$V_{C2} = \frac{(-V_b + V_{pv}) \cdot D_2 + V_b \cdot D_3}{1 - D_2}, \quad (3.39)$$

$$V_{C3} = \frac{[(n+2) \cdot V_b - V_{pv}(n+1)] \cdot D_2 - D_3(n+2)(V_b - V_{pv})}{1 - D_2}, \quad (3.40)$$

$$V_{C4} = \frac{(D_3 - D_2)(n+2)(V_b - V_{pv})(n + D_2 + 1)}{1 - D_2}, \quad (3.41)$$

$$V_o SIDO = \frac{(n+2)[(D_3 - D_2)V_b + V_{pv}]}{1 - D_2}. \quad (3.42)$$

3.3.2 Esforços nos componentes

Os esforços sobre os diodos do conversor proposto, $D1$, $D2$, $D3$, $D4$ e $D5$, e os interruptores $S1$, $S2$ e $S3$, foram determinados por meio de simulações realizadas no *software PSIM*, utilizando os parâmetros especificados nas Tabelas 3.1 e 3.2.

Tabela 3.1 – Parâmetros do Circuito de Simulação Inicial.

Parâmetro	Valor
V_b	48 V
V_{pv}	40 V
V_o	400 V
P_o	400 W
f_{sw}	100 kHz
n	3
L_1	144 μ H
L_m	240,45 μ H
L_k	0,1 μ F
C_1	50 μ F
C_2, C_3	100 μ F
C_4	5 μ F

Fonte: Autoria própria.

Tabela 3.2 – Níveis de referência (em V) aplicados aos comparadores para cada estágio de operação.

Modo de Operação	Referência $S1$ (V)	Referência $S2$ (V)	Referência $S3$ (V)
SISO 1	0	0	0,5
SISO 2	1	0	0,41
DISO	0,4	0	0,5
SIDO	0	0,6	0,4

Fonte: Autoria própria.

O controle dos interruptores do conversor é realizado por meio de modulação por largura de pulso (*PWM*), utilizando circuitos comparadores dedicados para cada interruptor presente no circuito. Cada comparador recebe, em seu terminal não inversor, uma tensão de referência contínua (V_{ref}), e no terminal inversor, um sinal triangular responsável por definir a frequência de comutação. A saída do comparador é um sinal digital que permanece em nível lógico alto enquanto $V_{ref} > V_{tri}$, resultando em um pulso com largura proporcional à tensão de referência. Esse sinal *PWM* é então utilizado diretamente para acionar cada

interruptor de forma independente. Para viabilizar os diferentes modos de operação do conversor, são empregados três circuitos de modulação idênticos, um para cada interruptor, diferenciando apenas no valor atribuído à fonte de referência contínua. A escolha desses valores define o instante e a duração de condução de cada interruptor, controlando, assim, a sequência de comutação adequada para cada modo. A Tabela 3.2 apresenta os valores de referência utilizados para cada interruptor nos diferentes estágios de operação.

Para cada componente, foram extraídos os valores de corrente média, corrente *RMS* e tensão máxima, considerando os diferentes modos de operação do conversor. Os resultados obtidos são apresentados nas Tabelas 3.3 e 3.4, permitindo uma avaliação dos esforços em cada condição simulada. Com base nesses dados, os componentes semicondutores foram especificados considerando o pior caso observado para cada parâmetro, de modo a garantir operação segura e confiável em todas as condições de funcionamento.

Tabela 3.3 – Esforços nos diodos de D_1 a D_5 para os diferentes modos de operação.

Diodo	Variável	<i>SISO 1</i>	<i>SISO 2</i>	<i>DISO</i>	<i>SIDO</i>
D_1	$I_{\text{médio}}$	9,971 A	0 A	4,939 A	9,971 A
	I_{RMS}	9,979 A	0 A	6,985 A	9,979 A
	Tensão máx.	0 V	-7,96 V	0 V	0 V
D_2	$I_{\text{médio}}$	0 A	0 A	1,652 A	10 A
	I_{RMS}	0 A	0 A	0 A	0 A
	Tensão máx.	-49,5 V	-3,30E-11 V	-3,30E-11 V	-48,48 V
D_3	$I_{\text{médio}}$	1,064 A	1,062 A	1,578 A	1,064 A
	I_{RMS}	2,833 A	2,708 A	2,382 A	2,833 A
	Tensão máx.	-79,9 V	9,97E-5 V	1,04E-4 V	-79,9 V
D_4	$I_{\text{médio}}$	0,986 A	1,004 A	1,186 A	0,986 A
	I_{RMS}	1,487 A	1,397 A	1,689 A	1,487 A
	Tensão máx.	-319 V	-93,2 V	2,40E-5 V	-319 V
D_5	$I_{\text{médio}}$	0,987 A	1,008 A	1,749 A	0,987 A
	I_{RMS}	1,656 A	1,722 A	2,486 A	1,656 A
	Tensão máx.	3,82E-5 V	-2,86E-2 V	3,54E-5 V	3,82E-5 V

Fonte: Autoria própria.

Tabela 3.4 – Esforços nos interruptores $S1$ a $S3$ para os diferentes modos de operação.

Interruptor	Variável	SISO 1	SISO 2	DISO	SIDO
$S1$	$I_{\text{médio}}$	0 A	8,589 A	4,985 A	0 A
	I_{RMS}	0 A	8,598 A	7,050 A	0 A
	Tensão máx.	8 V	3,81E-2 V	4,07E-2 V	8 V
$S2$	$I_{\text{médio}}$	-2,10E-6 A	-1,7184 A	-2,10E-6 A	-2,10E-6 A
	I_{RMS}	2,96E-6 A	2,68 A	2,97E-6 A	2,96E-6 A
	Tensão máx.	32,23 V	33,57 V	33,01 V	32,23 V
$S3$	$I_{\text{médio}}$	8,964 A	7,542 A	11,609 A	8,964 A
	I_{RMS}	13,132 A	12,153 A	16,464 A	13,132 A
	Tensão máx.	80,23 V	81,57 V	81,01 V	80,23 V

Fonte: Autoria própria

3.4 PROJETO DO CONVERSOR

Nesta seção, são apresentados os equacionamentos utilizados no projeto do conversor, abrangendo o dimensionamento do indutor de entrada, do indutor acoplado e dos capacitores. Também são descritos os cálculos das perdas por condução e por chaveamento nos dispositivos semicondutores, os quais subsidiam a seleção adequada dos componentes. Por fim, é realizado o cálculo do rendimento do conversor, considerando as perdas totais estimadas.

3.4.1 Dimensionamento dos Indutores

O cálculo dos indutores foi realizado para todos os quatro modos de operação, considerando a operação em MCC. As equações foram derivadas da representação gráfica da corrente no indutor em cada modo de operação vista no capítulo 3.

3.4.1.1 Indutor de entrada

A equação diferencial que rege o comportamento de um indutor em regime permanente durante o intervalo de comutação é dada por:

$$i_L(t) = \frac{v_L}{L} \cdot \Delta t + i_L(t_0). \quad (3.43)$$

Sendo que:

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}. \quad (3.44)$$

a) Indutância de Entrada no modo SISO 1:

Durante o tempo $D_3 \cdot T_s$, a fonte fotovoltaica aplica V_{pv} sobre a indutância. A corrente cresce linearmente. Sabendo que a corrente em L_1 nesse instante é I_o :

$$I_{L1} = \frac{P_o}{V_o} \cdot \frac{M-1}{M}, \quad (3.45)$$

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L1\%} \cdot I_{L1}, \quad (3.46)$$

$$L_{SISO1} = \frac{V_{pv} \cdot D_3}{\Delta i_{L1} \cdot f_s}. \quad (3.47)$$

b) Indutância de Entrada no modo SISO 2:

Utilizando o mesmo princípio visto anteriormente:

$$L_{SISO2} = \frac{V_b \cdot D_3}{\Delta i_{L1} \cdot f_s}. \quad (3.48)$$

c) Indutância de Entrada no modo DISO:

$$I_{L1-DISO} = \frac{P_o}{V_o} \cdot \left(\frac{1 - D_3}{V_b} + \frac{1 - D_3}{V_{pv}} \right), \quad (3.49)$$

$$\Delta i_{L1-DISO} = \Delta i_{L1\%} \cdot I_{L1-DISO}, \quad (3.50)$$

$$L_{DISO} = \frac{V_b \cdot D_1}{\Delta i_{L1-DISO} \cdot f_s}. \quad (3.51)$$

d) Indutância de Entrada no modo SIDO:

$$I_{L1-SIDO} = \frac{P_o + P_b}{V_{pv}} - \frac{P_o + P_b}{V_o}, \quad (3.52)$$

$$\Delta i_{L1-SIDO} = \Delta i_{L1\%} \cdot I_{L1-SIDO}, \quad (3.53)$$

$$L_{SIDO} = \frac{V_{pv} \cdot D_3}{\Delta i_{L1-SIDO} \cdot f_s}. \quad (3.54)$$

As expressões de indutância foram deduzidas com base nas etapas de operação de cada estágio e nas especificações do projeto. Com base nas equações obtidas para os quatro modos de operação e nos cálculos detalhados no Apêndice A, verifica-se que o pior caso ocorre no modo SISO 2. Dessa forma, este valor de indutância encontrado nesse modo será adotado no projeto do conversor.

3.4.1.2 Indutor acoplado

Utilizando a Lei das Malhas de Kirchhoff para definir a tensão ao longo do caminho da corrente e, sabendo que a tensão sobre um indutor é proporcional à taxa de variação da

corrente que o atravessa, pode-se encontrar a variação da corrente em regime estacionário e a equação que define a indutância magnetizante.

a) Indutância de Magnetização no modo SISO 1:

$$\Delta i_{Lm} = \Delta i_{Lm\%} \cdot I_o, \quad (3.55)$$

$$L_{m-SISO1} = \frac{V_{pv} \cdot D_3}{\Delta i_{Lm} \cdot f_s}. \quad (3.56)$$

Pode-se, assim, escrever os valores máximo e mínimo da corrente no indutor L_m

$$I_{Lm_{max}} = I_o + \frac{\Delta i_{Lm}}{2}, \quad (3.57)$$

$$I_{Lm_{min}} = I_o - \frac{\Delta i_{Lm}}{2}. \quad (3.58)$$

b) Indutância de Magnetização no modo SISO 2:

$$L_{m-SISO2} = \frac{V_b \cdot D_3}{\Delta i_{Lm} \cdot f_s}. \quad (3.59)$$

c) Indutância de Magnetização no modo DISO:

$$L_{m-DISO} = \frac{V_b \cdot D_3}{\Delta i_{Lm} \cdot f_s}. \quad (3.60)$$

d) Indutância de Magnetização no modo SIDO:

$$V_{C2} = D_3 \cdot V_{pv}, \quad (3.61)$$

$$L_{m-SIDO} = \frac{D_3 \cdot V_{pv} \cdot (1 - D_3)}{\Delta i_{Lm} \cdot f_s}. \quad (3.62)$$

De forma análoga ao procedimento adotado para o indutor de entrada, as expressões da indutância magnetizante foram deduzidas com base nas etapas de operação e nas especificações do projeto. A partir das equações obtidas para os quatro modos de operação e dos cálculos apresentados no Apêndice A, identifica-se que o pior caso ocorre no modo DISO.

3.4.2 Dimensionamento dos Capacitores

Para o dimensionamento dos capacitores do conversor, adota-se a relação volt-ampère representada na equação (3.63), a qual estabelece a dependência entre a corrente que atravessa o capacitor, o intervalo de tempo de condução e a ondulação de tensão admissível em seus terminais. Com o objetivo de padronizar e simplificar os cálculos, considera-se o modo de operação SISO 2 como base para o dimensionamento, o mesmo utilizado na definição dos indutores de entrada e do indutor acoplado do conversor. A seguir, são apresentadas as equações empregadas no cálculo dos respectivos capacitores.

$$\dot{i}_C = C \cdot \frac{\Delta v_C}{\Delta t}. \quad (3.63)$$

Analisando a etapa 1 de operação do modo SISO 2, pode-se definir que a corrente no capacitor $C1$ é dada por:

$$\dot{i}_{C1} = i_{L1} - i_2, \quad (3.64)$$

em que i_2 representa a corrente no enrolamento secundário do indutor acoplado. Sabendo-se que:

$$\dot{i}_{L1} = (M_{\text{SISO2}} - 1) \cdot I_o, \quad (3.65)$$

e com base na forma de onda da corrente do diodo D_4 , tem-se:

$$i_2 = \frac{I_o}{1 - D_3}, \quad (3.66)$$

Manipulando algebricamente as equações anteriores e considerando o ganho estático do conversor no modo SISO 2, obtém-se a expressão geral para o dimensionamento do capacitor:

$$C1 \geq \frac{(1 + n) \cdot I_o \cdot (1 - D_3)}{f_s \cdot \Delta v_{C1} \cdot V_b}. \quad (3.67)$$

Para definir a capacitância em $C2$, tem-se que a corrente no nó de $C2$ na etapa 3 é:

$$\dot{i}_{C2} = -i_{L1}, \quad (3.68)$$

Onde que i_{L1} corresponde a sua corrente máxima menos o ripple, ou seja:

$$i_{C2} = - \left[\left(\frac{P_o}{V_b} - I_o \right) + \frac{V_b \cdot D_3}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} - \frac{V_{L1}}{L_1} \right], \quad (3.69)$$

Substituindo a equação (3.69) na equação (3.63) e manipulando algébricamente as equações, encontramos que a equação que define a capacitância $C2$ é:

$$C2 \geq \frac{\left(\frac{P_o}{V_b} - I_o\right) \cdot (1 - D_3) - \frac{(1+D_3) \cdot D_3 \cdot V_b}{4 \cdot L_1 \cdot f_s}}{f_s \cdot \Delta v_{C2}}. \quad (3.70)$$

A corrente no nó de $C3$ pela etapa 4 corresponde à:

$$i_{C3} = \frac{i_{L1}}{n}, \quad (3.71)$$

Substituindo as equações correspondentes e manipulando algebricamente, chegamos na equação que define o capacitor $C3$ como:

$$C3 \geq \frac{\left(\frac{P_o}{V_b} - I_o\right) (1 - d_3) - \frac{V_b d_3 (1 + d_3)}{4 L_1 f_s}}{f_s \Delta v_{C3} \cdot n}. \quad (3.72)$$

Para $C4$, deve-se considerar que a corrente que atravessa o capacitor é igual a $-I_o$, chegando à seguinte equação:

$$C4 \geq \frac{I_o \cdot D_3 \cdot (1 - D_3)}{f_s \cdot \Delta v_{C4} \cdot V_b (D_3 + n + 1)} \quad (3.73)$$

3.4.3 Seleção dos semicondutores

Com o objetivo de simplificar o projeto, reduzir custos e facilitar a logística de aquisição e substituição de componentes, optou-se pela utilização de um único *part number* para todas as chaves ativas e um único PN para todos os diodos do conversor. Essa abordagem é particularmente adequada em conversores multipontos, nos quais, embora os dispositivos estejam sujeitos a diferentes regimes de condução ao longo dos modos de operação, os esforços elétricos permanecem dentro de limites compatíveis com componentes de mesma especificação quando corretamente dimensionados.

Com base nos resultados apresentados nas Tabelas 3.4 e 3.3, foram selecionados o *MOSFET IPB039N10N3GATMA1* para as chaves semicondutoras e o diodo *YQ15RSM10SDTL1* para os dispositivos de condução unidirecional.

O *MOSFET* é um dispositivo de canal N, fabricado com tecnologia OptiMOS™, apresentando tensão máxima dreno-fonte de 100V e corrente contínua nominal superior a 100A, a depender das condições térmicas de operação. O dispositivo apresenta resistência de condução $R_{DS(on)}$ típica da ordem de 3,90 mΩ a 25,00 °C, mantendo valores adequados mesmo em temperaturas elevadas, o que contribui diretamente para a redução das perdas por condução nos modos de operação em que a corrente é significativa.

A carga total de gate do dispositivo é inferior a 100nC, favorecendo a redução das perdas associadas ao acionamento e permitindo operação eficiente em frequências de comutação elevadas. O *MOSFET* é encapsulado no formato *D²PAK (TO-263)*, encapsulamento amplamente empregado em aplicações de potência devido à sua baixa resistência térmica junção-case, da ordem de 0,40 °C W⁻¹. Esse encapsulamento possibilita dissipação

eficiente do calor por meio de áreas de cobre na placa de circuito impresso ou pelo uso de dissipadores, garantindo operação térmica segura do dispositivo.

No contexto do conversor multiponto analisado, os *MOSFETs* atuam como elementos ativos de comutação, sendo responsáveis pelo controle do fluxo de potência entre as diferentes portas e pela modulação dos modos de operação. Dessa forma, a combinação entre baixa resistência de condução, capacidade adequada de bloqueio em tensão, bom desempenho dinâmico e robustez térmica torna o dispositivo adequado à aplicação proposta.

Para os dispositivos de condução unidirecional, o diodo classificado como um diodo *Schottky* de carbeto de silício (SiC), com tensão reversa máxima de 1000V e corrente direta nominal de 15A. A escolha desse tipo de diodo está associada, principalmente, à ausência de carga de recuperação reversa, característica intrínseca aos diodos Schottky de SiC, que resulta em redução significativa das perdas de comutação e dos picos de corrente durante as transições entre estados de condução e bloqueio.

O diodo apresenta queda de tensão direta típica entre 1,5V a 1,7V, praticamente independente da temperatura de operação, além de elevada robustez térmica, com temperatura máxima de junção superior a 175,00 °C. O encapsulamento adotado é do tipo *DPAK (TO-252)*, que oferece boa dissipação térmica e compatibilidade com montagem em superfície, favorecendo a integração em conversores compactos e de alta densidade de potência.

No conversor proposto, os diodos atuam como caminhos passivos de condução em determinados intervalos do ciclo de comutação e modos de operação. A utilização de diodos de SiC contribui para a redução das perdas totais do sistema, melhora o comportamento dinâmico e reduz os esforços eletromagnéticos, aspectos particularmente relevantes em conversores multipontos operando em frequências elevadas.

De forma geral, a combinação do *MOSFET IPB039N10N3GATMA1* com o diodo *YQ15RSM10SDTL1* resulta em um conjunto de semicondutores robusto, eficiente e tecnicamente adequado às exigências do conversor multiponto analisado. A adoção de um único PN para cada tipo de dispositivo contribui para a padronização do projeto, redução de custos e facilidade de implementação prática, além de favorecer a replicabilidade do sistema em futuras aplicações e estudos experimentais.

3.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a análise qualitativa e quantitativa do conversor CC–CC de três portas não isolado proposto, estabelecendo os fundamentos teóricos necessários para sua compreensão e projeto. Foram descritos os modos de operação do conversor, bem como as etapas de condução associadas, permitindo a identificação dos caminhos de fluxo de potência entre as portas.

A análise quantitativa possibilitou a obtenção das principais relações matemáticas

do conversor, incluindo as expressões de ganho estático e as correntes médias nos componentes, fornecendo subsídios para o dimensionamento do circuito. Os esforços elétricos nos dispositivos semicondutores não foram determinados de forma analítica, sendo avaliados por meio de simulações, em função das limitações de tempo associadas à finalização da dissertação.

Adicionalmente, foi apresentada a metodologia de projeto adotada, explicitando os critérios utilizados na seleção e no dimensionamento dos componentes ativos e passivos, de modo a permitir a reprodução do conversor por outros pesquisadores.

Dessa forma, o capítulo consolida a base analítica e metodológica necessária para as etapas de simulação e validação apresentadas nos capítulos subsequentes.

RESULTADOS E DISCURSÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos, visando validar o estudo teórico do conversor Ćuk de três portas com alto ganho desenvolvido neste trabalho. Para isso, um protótipo foi construído considerando as especificações técnicas estabelecidas nos capítulos anteriores e detalhadas no Apêndice A. Os testes experimentais foram conduzidos em malha aberta, com variação de carga e de tensão, e incluem o registro das principais formas de onda e a avaliação do rendimento. Os resultados são apresentados e discutidos nas seções seguintes.

4.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Inicialmente, os testes foram realizados por meio de simulações computacionais e, posteriormente, implementados em um protótipo experimental de bancada. As especificações técnicas adotadas tanto para a simulação quanto para a construção do protótipo do conversor estão detalhadas na Tabela 4.1.

4.1.1 Protótipo e Setup

O indutor acoplado foi construído conforme o projeto apresentado no Apêndice A, tomando como referência as indutâncias estabelecidas para o modo SISO 2. Utilizou-se um núcleo RM12, material N87, da *TDK Electronics*, com fio *Litz 180×AWG38* no primário e *84×AWG41* no secundário. Com o objetivo de elevar a indutância de dispersão nas etapas transitórias e atenuar picos de corrente e esforço de comutação, adotou-se um arranjo de enrolamento não intercalado.

Por sua vez, o indutor de entrada L_1 foi construído com base no valor obtido também no modo SISO 2, conforme detalhado no Apêndice A. Utilizou-se o núcleo APH33P60, da *AMOGREENTECH*, e fio *Litz 133×AWG36*. Ambas as indutâncias foram analisadas utilizando o analisador de impedância de alta precisão *Agilent 4294A*.

Conforme descrito no capítulo anterior, as simulações foram conduzidas no *software PSIM*, considerando-se semicondutores ideais, elementos indutivos lineares e ideais,

frequência de comutação constante e operação do conversor em regime permanente. Os parâmetros adotados estão apresentados na Tabela 4.1, enquanto o diagrama do circuito modelado é ilustrado na Figura 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros do Circuito de Simulação Final.

Parâmetro	Valor
V_b	48 V
V_{pv}	40 V
V_o	400 V
P_{o_max}	400 W
f_s	100 kHz
n	3
L_1	142,428 μ H
L_m	79,2241 μ H
L_k	775,418 nH
C_1, C_2	22 μ F
C_3	10 μ F
C_4	5 μ F

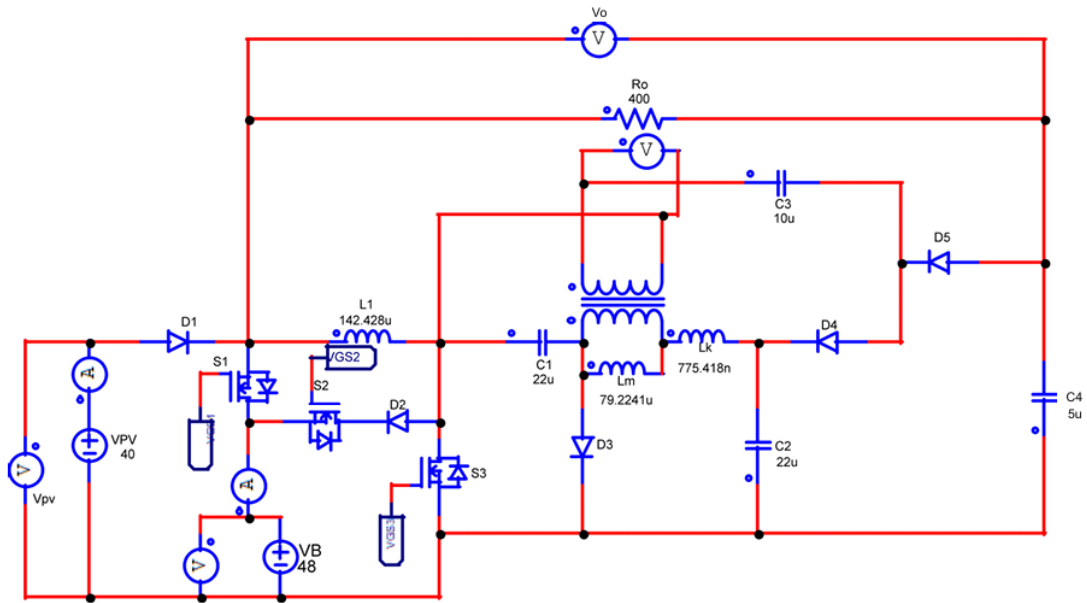
Fonte: Autoria própria.

Para a representação das fontes de energia no modelo de simulação, tanto o módulo fotovoltaico quanto a bateria foram considerados como fontes ideais de tensão contínua, não sendo realizada a modelagem detalhada de seus comportamentos dinâmicos ou eletroquímicos. Essa abordagem foi adotada com o objetivo de concentrar a análise no desempenho do conversor e em seus modos de operação.

No cenário correspondente ao modo de operação SIDO, foi conectado um resistor de 5,7 Ω em paralelo à fonte V_b , de forma a possibilitar a absorção de potência pela porta da bateria e, conseqüentemente, a transferência de energia para essa interface durante a simulação.

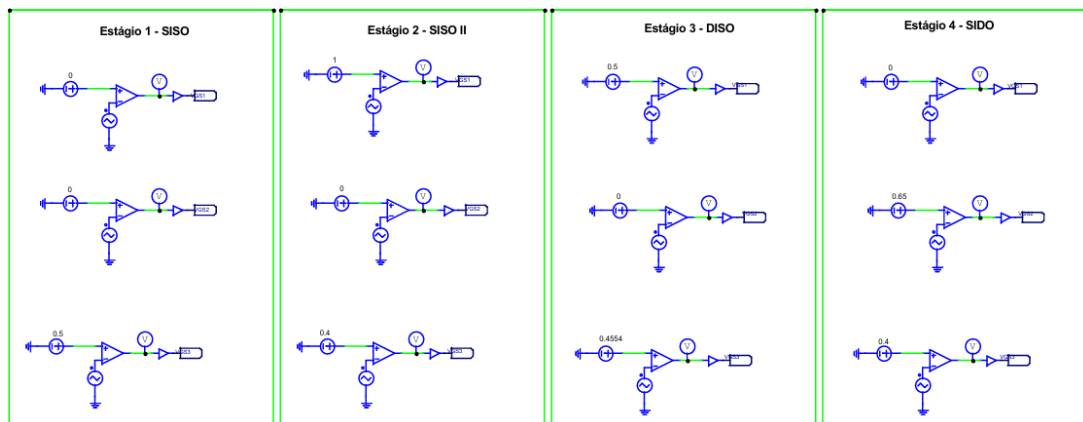
O acionamento dos interruptores foi realizado individualmente por modulação PWM, conforme ilustrado na Figura 4.2. O passo de cálculo empregado na simulação foi de 100 ns, e a onda triangular utilizada pelo comparador apresentou amplitude de 1 V_{pp} e f_s de 100 kHz.

Figura 4.1 – Circuito de simulação do conversor proposto.



Fonte: Autoria própria.

Figura 4.2 – Modulação do conversor proposto.



Fonte: Autoria própria.

A placa de circuito impresso (PCI) foi desenvolvida no *software Altium Designer*, em conformidade com as normas da IPC. Para simular a tensão proveniente do módulo fotovoltaico, utilizou-se uma fonte de alimentação CC programável, modelo Magna-Power XR600-16.5/380+HS+LXI. A simulação da tensão da bateria foi realizada por meio de uma fonte de alimentação CC modelo Regatron AG TC.P.10.600.400.PV.HMI.

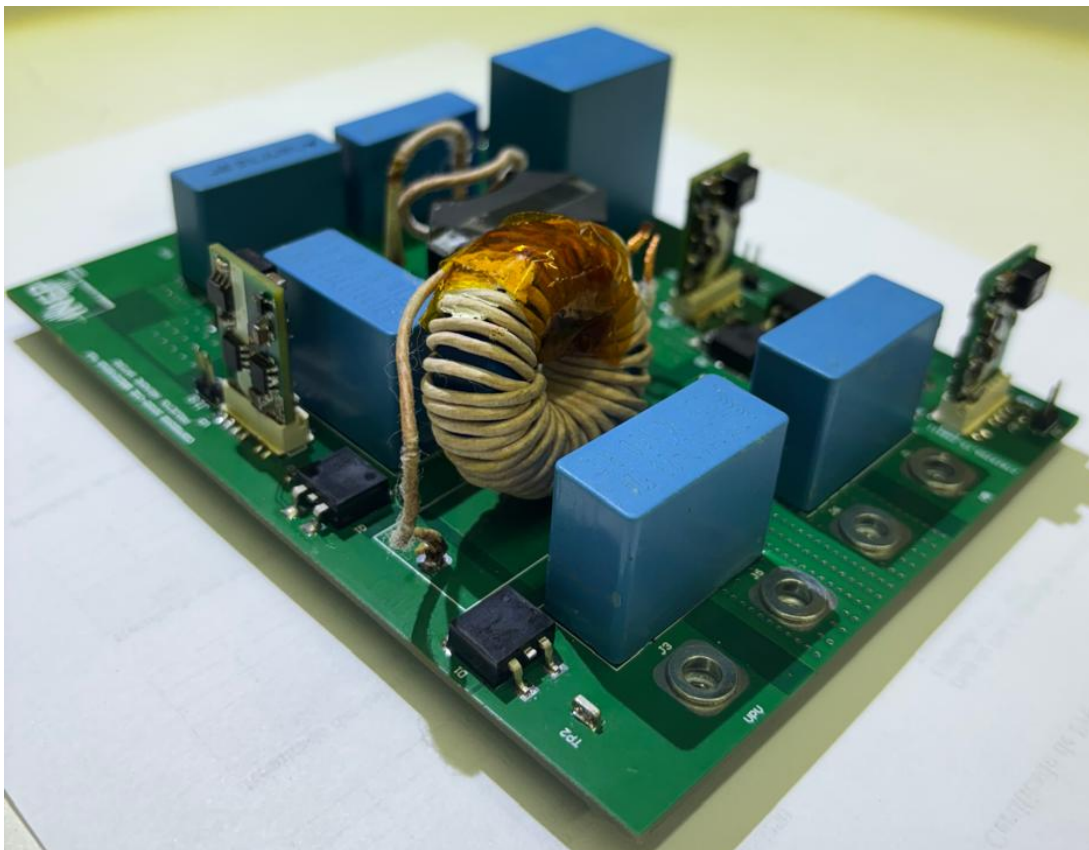
Durante os ensaios, empregaram-se duas cargas resistivas: uma conectada à saída do conversor e outra disposta em paralelo com a fonte que simula a bateria, a fim de reproduzir sua característica de bidirecionalidade. As formas de onda de tensão e corrente foram registradas com um osciloscópio digital, modelo Agilent DSOX4054A. Para a medição da

tensão de saída, utilizou-se uma ponta diferencial conectada entre o terminal de saída do diodo D_1 e o capacitor C_4 .

Com o objetivo de evitar a transferência de energia entre as fontes, foi implementado um diodo em série com a fonte que simula a bateria. No caso da fonte que representa o módulo fotovoltaico, tal implementação não foi necessária, visto que esta já incorpora o diodo D_1 em série no circuito.

O sinal do PWM foi gerado e enviado ao circuito de acionamento dos interruptores por meio do módulo ADALM1000, fabricado pela *Analog Devices*. O esquemático e o *layout* da PCI encontram-se no Apêndice A deste trabalho. A fabricação da placa foi realizada pela JLC PCB e a montagem em laboratório. A Figura 4.3 apresenta o protótipo do conversor montado para a realização dos testes experimentais.

Figura 4.3 – Protótipo do conversor proposto.



Fonte: Autoria própria.

4.1.2 Discussão dos Resultados

Nos ensaios realizados, observou-se que os valores experimentais obtidos no protótipo estão em boa concordância com os resultados de simulação, validando os cálculos empregados no projeto do conversor. Tal comportamento já foi relatado em (28, 30), que destacam a possibilidade de se utilizar o mesmo procedimento de dimensionamento para conversores de topologias semelhantes, mesmo com especificações de entrada distintas.

No caso do conversor proposto, verificou-se que a relação de ganho projetada foi mantida apenas com a utilização de um indutor acoplado com razão de espiras de 1:3, sem a necessidade de estágios multiplicadores ou outros elementos auxiliares.

As formas de onda experimentais aproximaram-se progressivamente das simuladas à medida que o conversor atingiu a condição nominal de operação. Entretanto, a corrente do indutor acoplado apresentou características adicionais, tais como picos observáveis durante as comutações dos interruptores e degraus nos intervalos em que estas permanecem abertas. Esses fenômenos decorrem da liberação de energia armazenada no indutor de dispersão e do tempo de recuperação dos diodos, conforme relatado em (34, 37). Adicionalmente, a simulação considerou elementos ideais, o que difere do comportamento real do indutor acoplado. Dessa forma, a divergência entre os resultados simulados e experimentais está em conformidade com a literatura e não compromete a análise da topologia.

Outro aspecto relevante diz respeito aos esforços nos semicondutores. Enquanto trabalhos como (30, 31) empregam circuitos *active-clamp* e técnicas de comutação suave para mitigar perdas e sobretensões, no conversor proposto observaram-se regimes mistos: em determinadas etapas e faixas de carga, alguns interruptores comutam com tensão zero (*Zero-Voltage Switching - ZVS*), ao passo que os demais operam em *hard switching*. Ainda assim, as tensões e correntes medidas permaneceram dentro das especificações dos dispositivos, com picos transitórios compatíveis com a dinâmica do circuito. Esses resultados confirmam a viabilidade da operação em malha aberta e apontam espaço para aprimoramentos mediante a ampliação das condições de comutação suave.

Tabela 4.2 – Comparação entre resultados simulados, experimentais e observações da literatura.

Aspecto analisado	Simulação	Protótipo	Literatura
Relação de ganho	Condizente com o cálculo teórico	Mantida conforme especificado (indutor acoplado com $n = 3$)	Resultados compatíveis em topologias correlatas (28, 30)
Corrente no indutor acoplado	Forma triangular ideal, sem distorções	Forma triangular com degraus e picos nas transições	Degraus/picos associados à dispersão e à recuperação de diodos (34, 37)
Efeito da indutância de dispersão	Não considerado no modelo ideal	Evidente: degraus e ondulações nas formas de onda	Fenômeno recorrente reportado na literatura (37)
Esforços nos semicondutores	Níveis previstos pelo modelo ideal de ganho	Picos transitórios durante as comutações, porém dentro dos limites dos dispositivos	Reduções com <i>active-clamp</i> e comutação suave (ZVS) (30, 31)
Modos de operação (SISO, SIDO, DISO)	Diferenciação clara entre os modos	Assinaturas distintas de corrente no indutor acoplado conforme o modo	Comportamento também relatado em (29, 37)

Fonte: Autoria própria.

Por fim, observa-se que os diferentes modos de operação (SISO 1, SISO 2, SIDO e DISO) apresentam assinaturas distintas nas formas de onda da corrente do indutor acoplado, em concordância com (29, 37). Essa constatação confirma que, mesmo sem a implementação de malha de controle, o conversor é capaz de reproduzir coerentemente

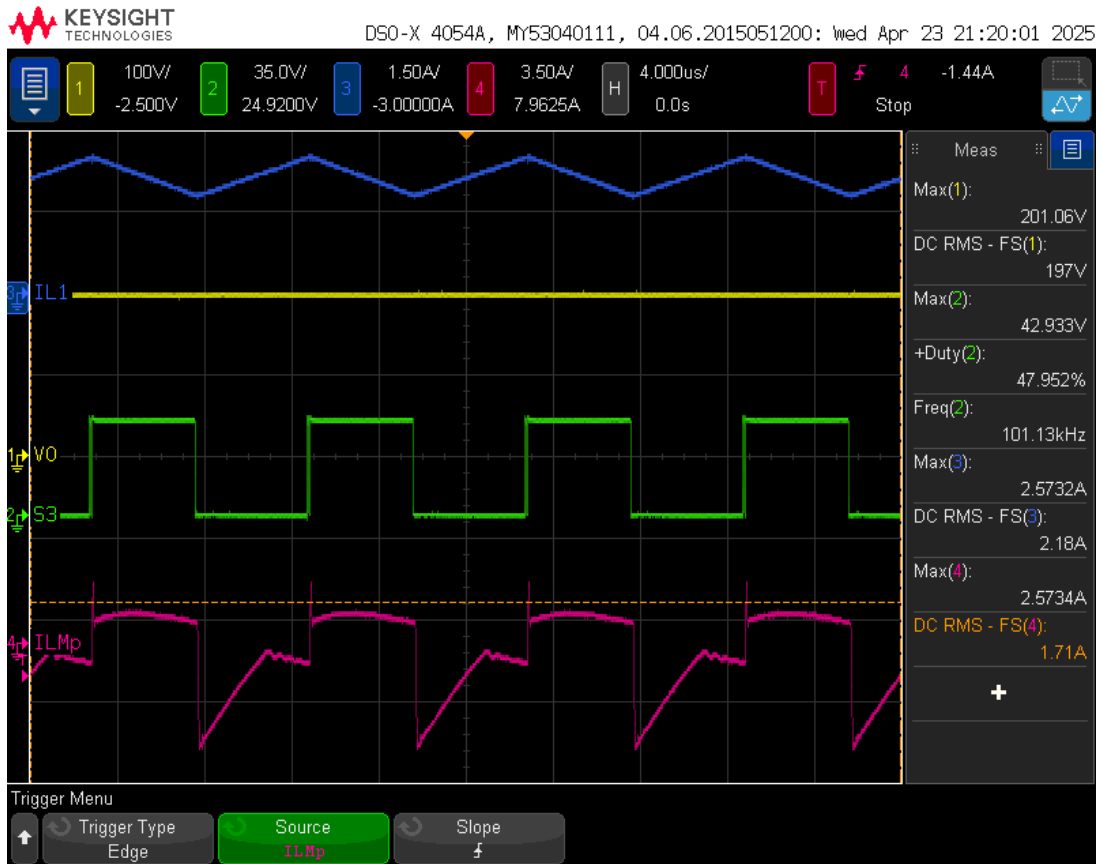
os princípios teóricos de cada modo de operação, evidenciando a robustez da topologia analisada. Na Tabela 4.2 apresenta-se uma comparação entre os resultados simulados, experimentais e observações da literatura.

4.1.2.1 Modo SISO 1

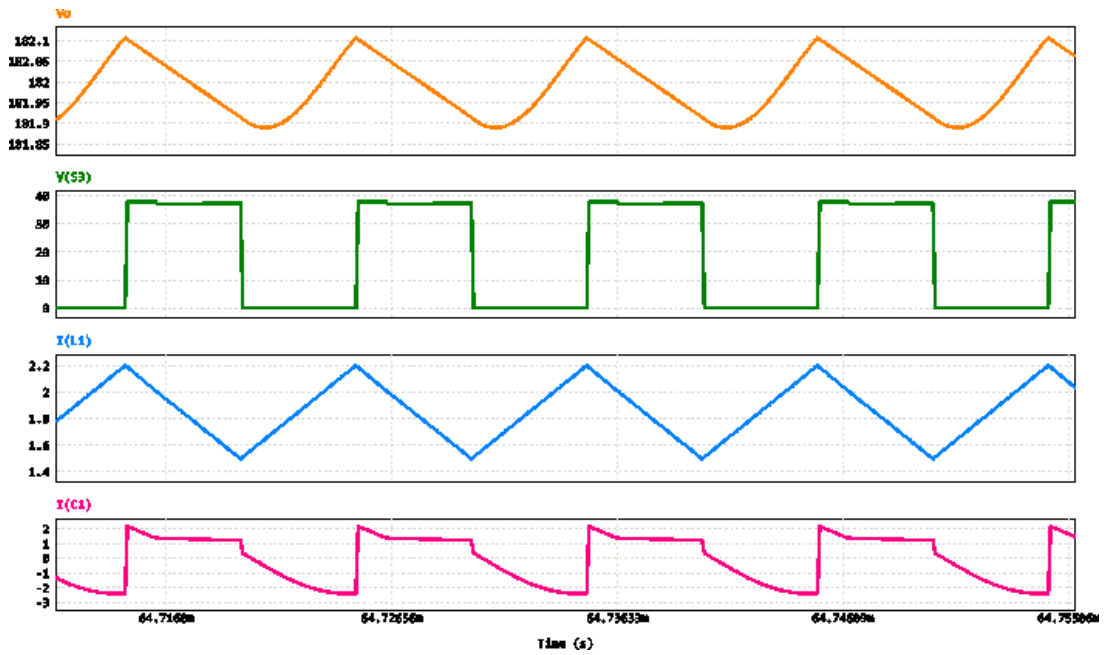
As condições de teste no modo *SISO 1* foram definidas considerando apenas uma fonte de entrada, V_{pv} , com o acionamento exclusivo do interruptor S_3 e razão cíclica fixa de 50%. Os ensaios experimentais foram realizados variando-se a tensão de entrada em 15 V, 20 V, 25 V, 30 V, 35 V e 40 V, associada a diferentes condições de carga equivalentes a 1466 Ω , 886 Ω , 588 Ω e 436 Ω . Todas as combinações de tensões foram avaliadas para cada carga considerada.

Os resultados apresentados nas Figuras (4.4a)–(4.7a) correspondem às condições de 50% e 100% da potência nominal do conversor, uma vez que os demais casos não são aqui detalhados. Essa escolha foi adotada para simplificação da análise, visto que as formas de onda obtidas apresentam o mesmo comportamento qualitativo, diferenciando-se apenas nos valores de saída do conversor em função das especificações definidas.

Figura 4.4 – Modo SISO 1: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.



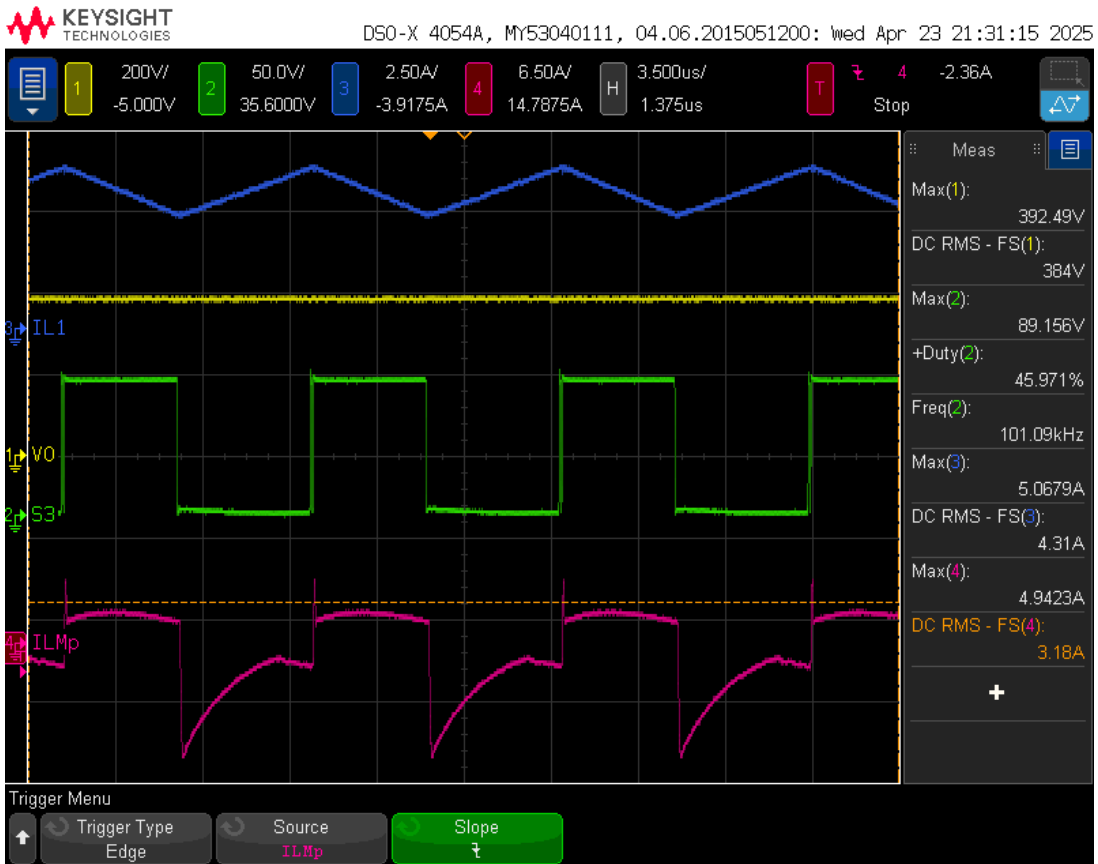
(a) SISO 1 - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$.



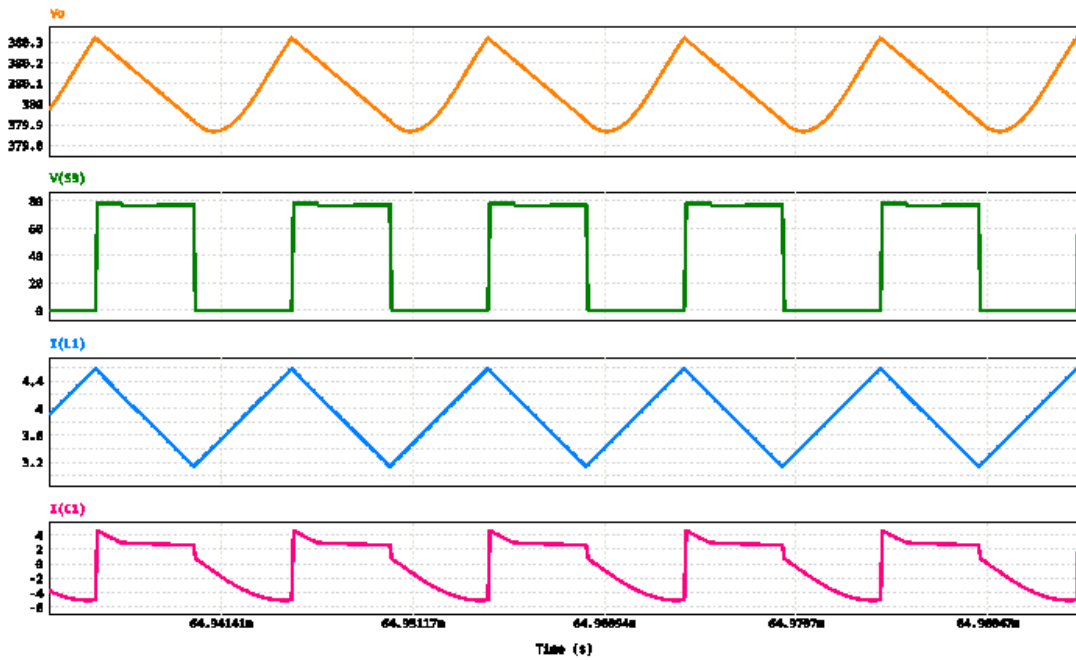
(b) SISO 1 - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.5 – Modo SISO 1: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.



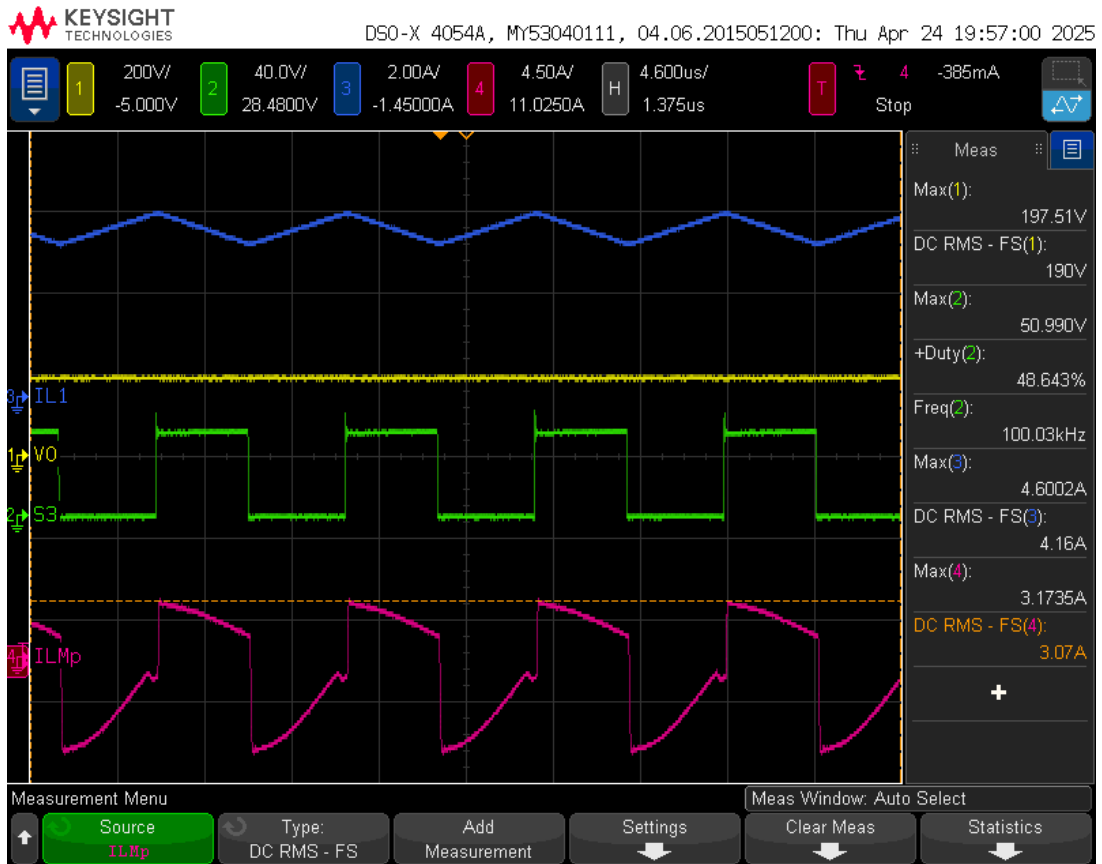
(a) SISO 1 - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$.



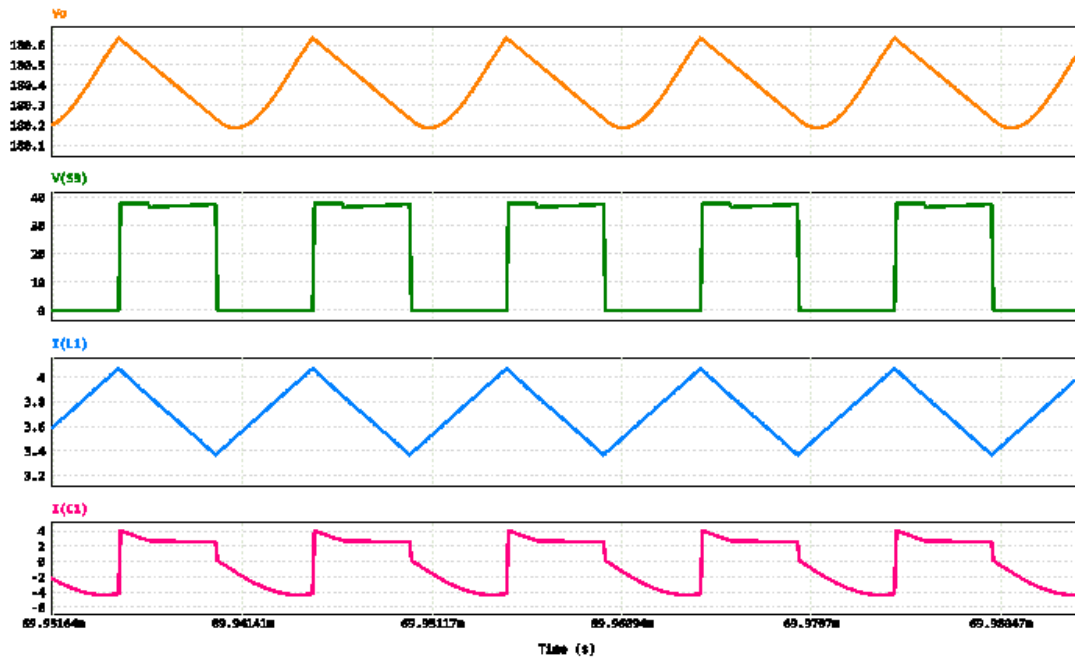
(b) SISO 1 - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.6 – Modo SISO 1: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.



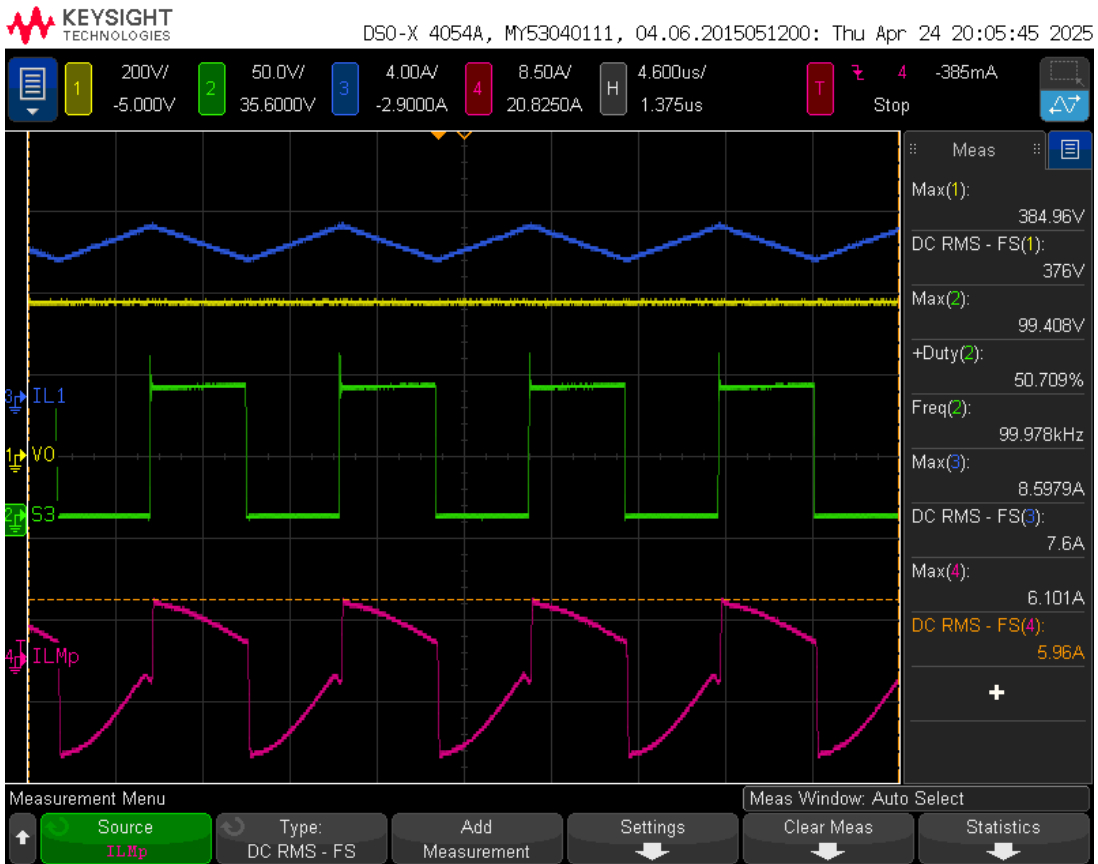
(a) SISO 1 - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$.



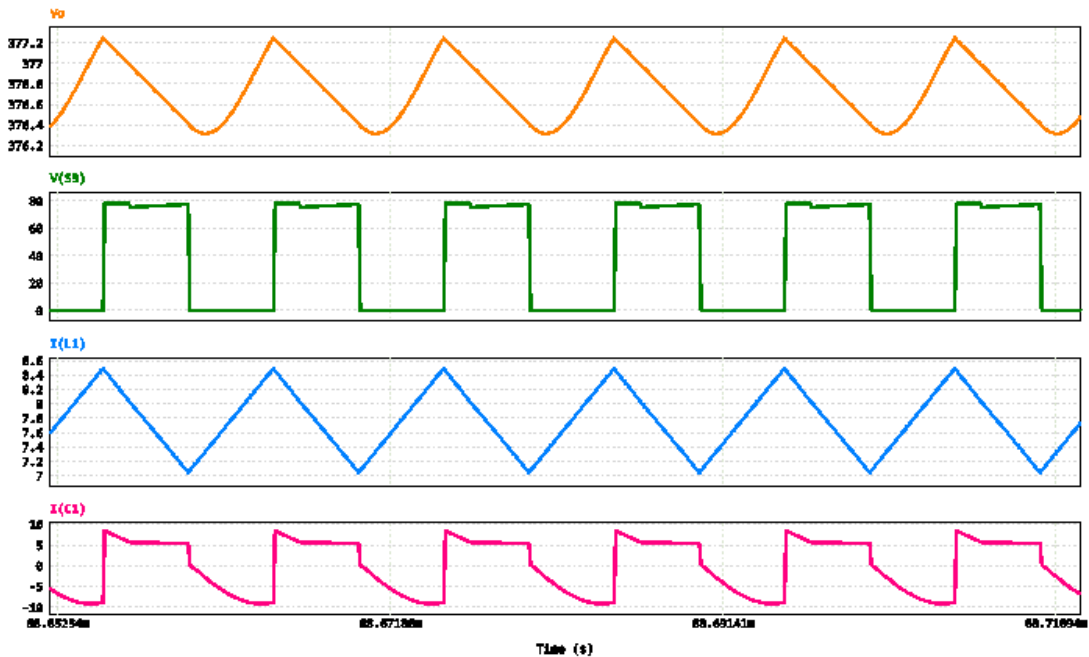
(b) SISO 1 - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.7 – Modo SISO 1: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.



(a) SISO 1 - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$.



(b) SISO 1 - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

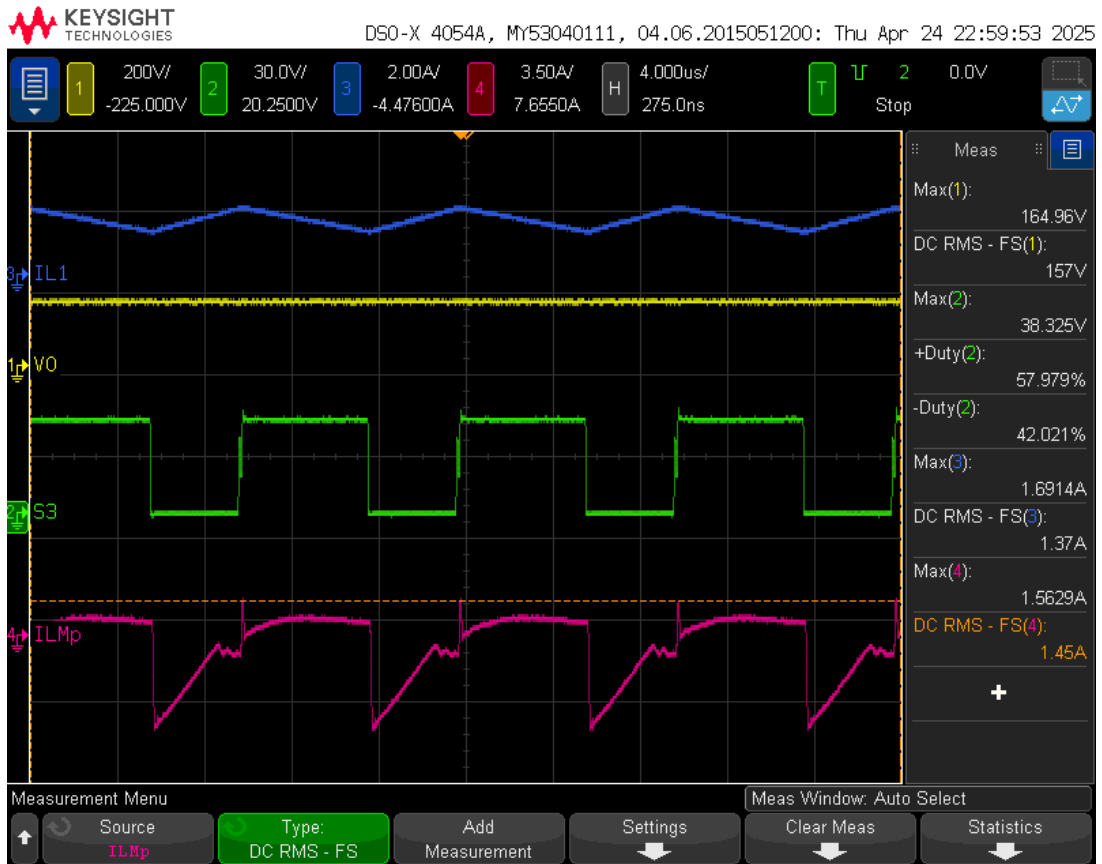
4.1.2.2 Modo SISO 2

No caso dos testes realizados no modo *SISO*, as condições foram definidas considerando apenas uma fonte de entrada, V_b , com o acionamento do interruptor S_3 e razão cíclica fixa de 41%. Nesse modo específico, o interruptor S_1 permanece em condução contínua, operando com razão cíclica de 100%, de forma a garantir que a fonte V_b alimente o sistema ininterruptamente.

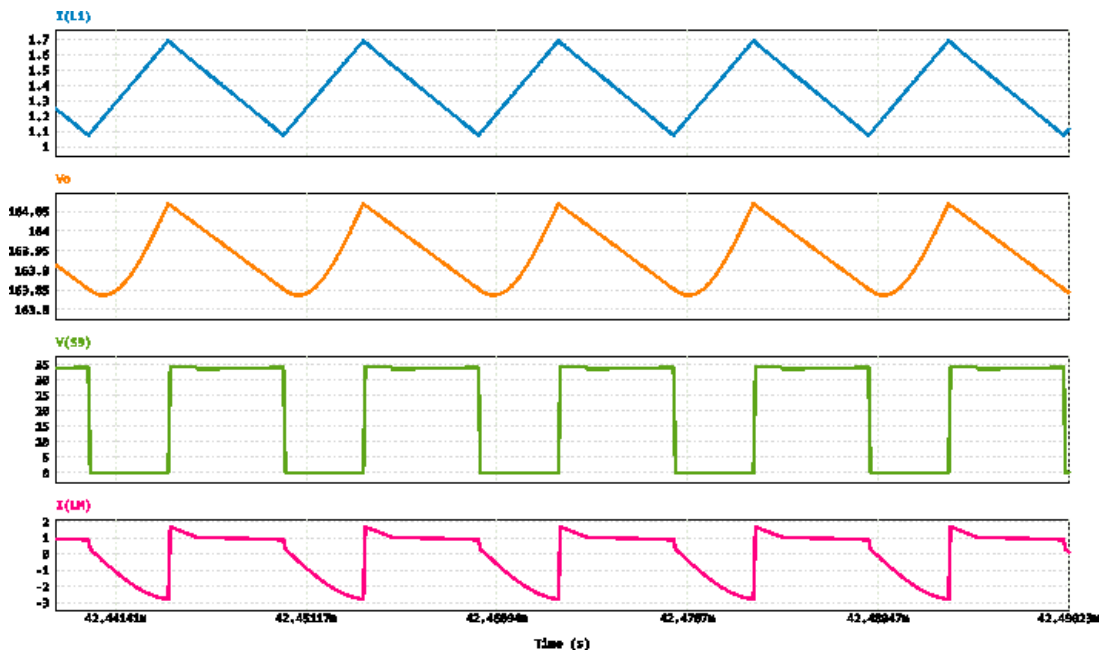
Os ensaios experimentais foram conduzidos variando-se a tensão de entrada em 15 V, 20 V, 25 V, 30 V, 35 V e 48 V, associada a diferentes condições de carga equivalentes a 1466 Ω , 886 Ω , 588 Ω e 436 Ω . Todas as combinações de tensões foram avaliadas para cada carga considerada.

Os resultados apresentados nas Figuras (4.8a)–(4.7a) correspondem às condições de 50% e 100% da potência nominal do conversor, sendo que os demais casos não são aqui detalhados. Tal escolha foi adotada para simplificação da análise, uma vez que as formas de onda obtidas apresentam comportamento qualitativo semelhante, diferenciando-se apenas nos valores de saída do conversor em função das especificações estabelecidas.

Figura 4.8 – Modo SISO 2: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.



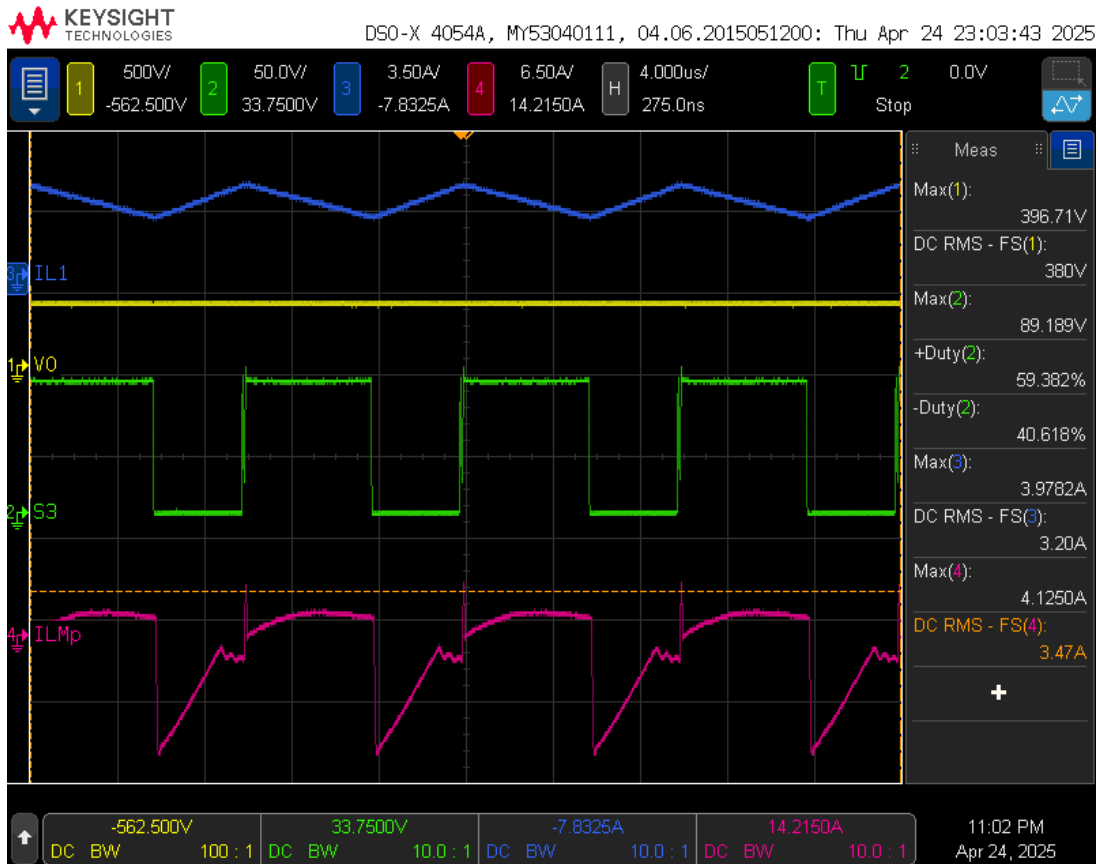
(a) SISO 2 - $R_o = 886 \Omega$; $V_b = 20$ V.



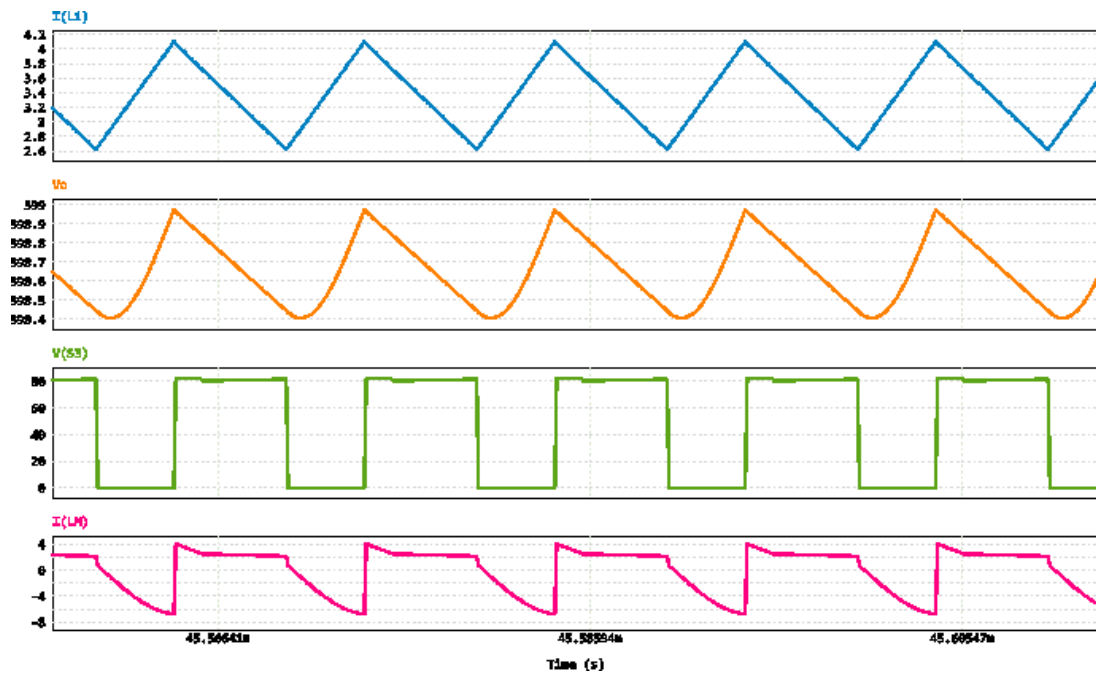
(b) SISO 2 - $R_o = 886 \Omega$; $V_b = 20$ V - simulado..

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.9 – Modo SISO 2: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.



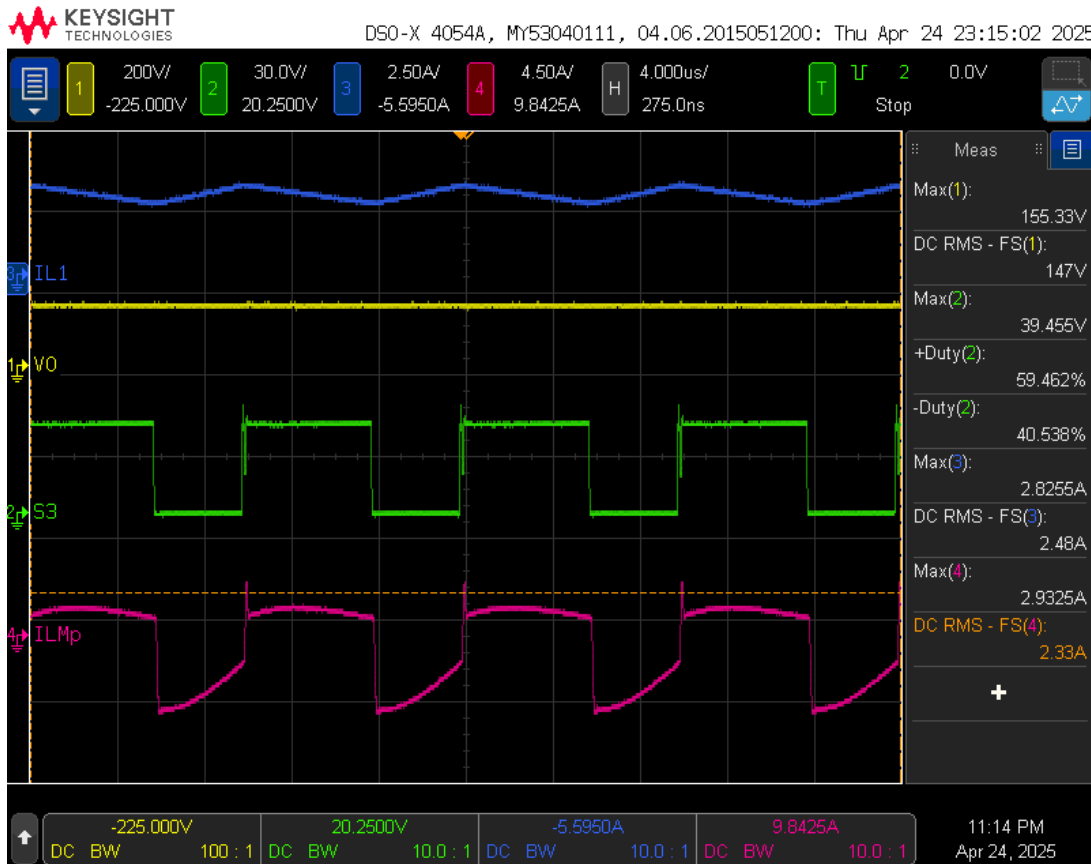
(a) SISO 2 - $R_o = 886 \Omega$; $V_b = 40$ V.



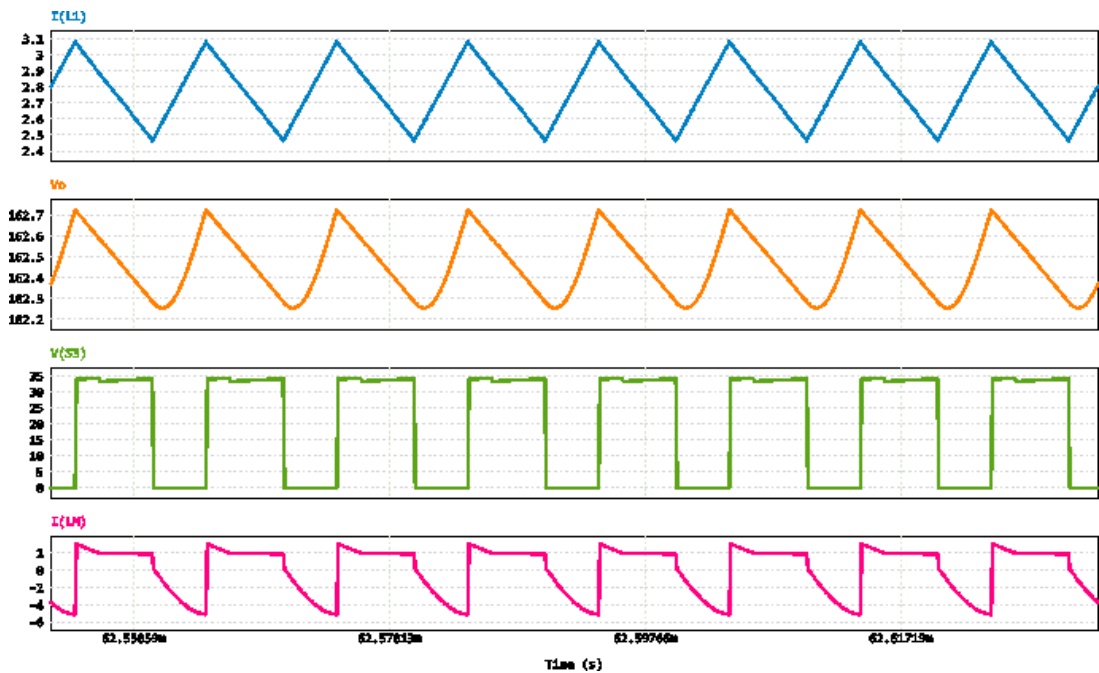
(b) SISO 2 - $R_o = 886 \Omega$; $V_b = 40$ V - simulado.

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.10 – Modo SISO 2: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.



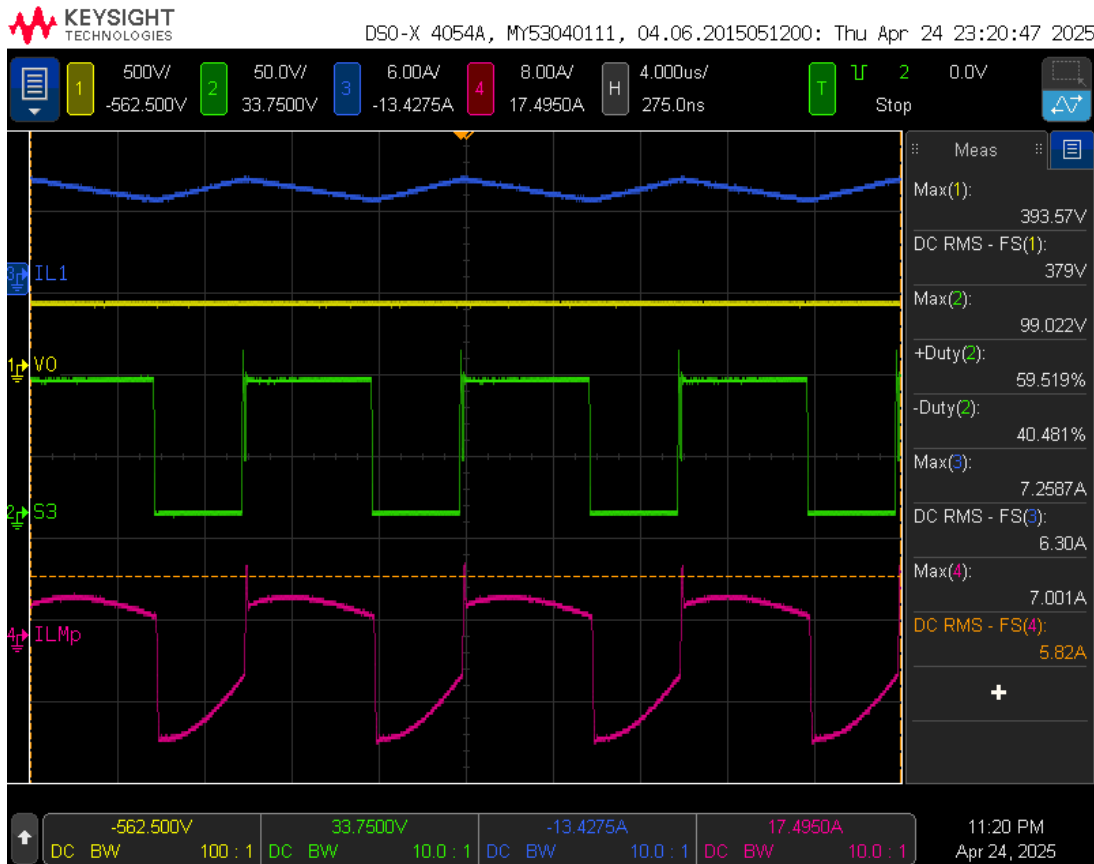
(a) SISO 2 - $R_o = 436 \Omega$; $V_b = 20$ V.



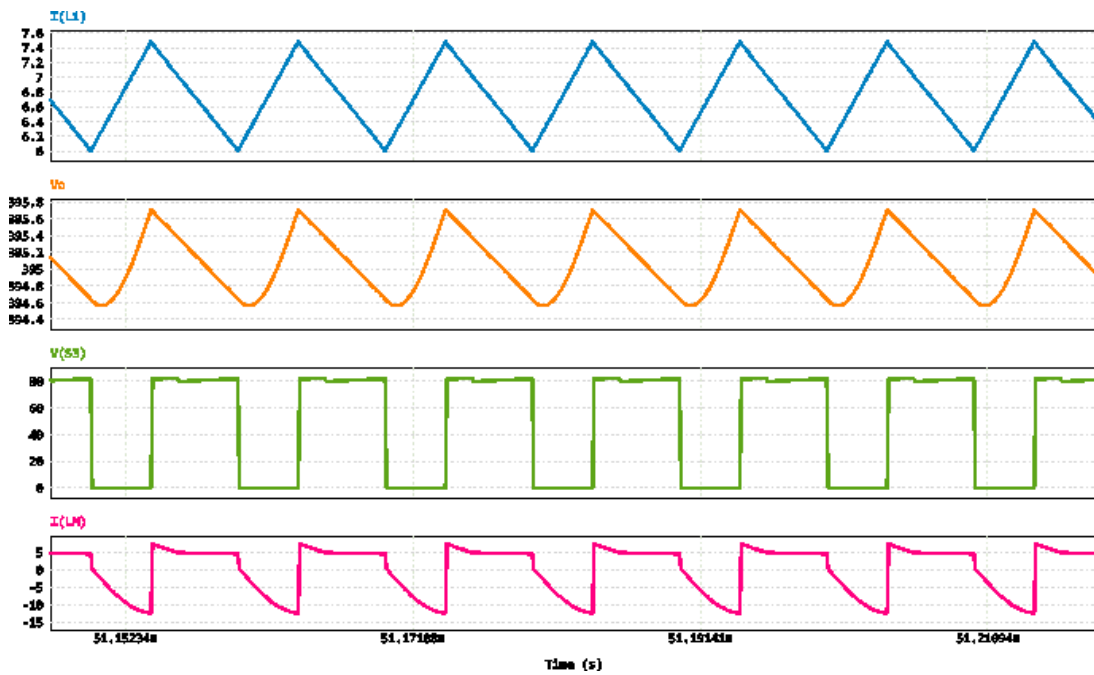
(b) SISO 2 - $R_o = 436 \Omega$; $V_b = 20$ V - simulado.

Fonte: Autoria própria.

Figura 4.11 – Modo SISO 2: (a) resultados experimentais e (b) resultados simulados.



(a) SISO 2 - $R_o = 436 \Omega$; $V_b = 40$ V.



(b) SISO 2 - $R_o = 436 \Omega$; $V_b = 40$ V - simulado.

Fonte: Autoria própria.

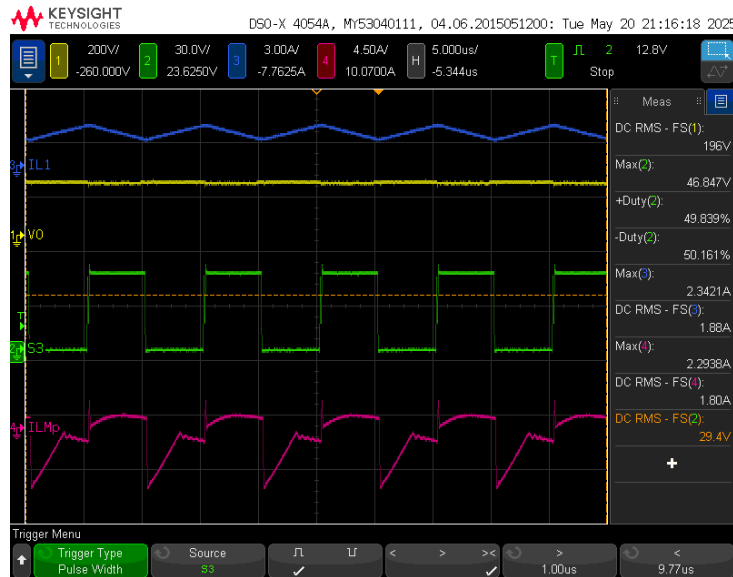
4.1.2.3 Modo DISO

No modo *DISO*, o conversor opera com ambas as entradas alimentadas por fontes de bancada. Nesse arranjo, o interruptor S_1 atua com razão cíclica de 50%, enquanto o interruptor S_3 permanece com razão cíclica fixa em 45,5%. Conforme descrito na seção referente ao protótipo e ao *setup*, um diodo foi inserido em série com a fonte de bancada representando V_b , de modo a limitar a corrente, garantindo a proteção da fonte.

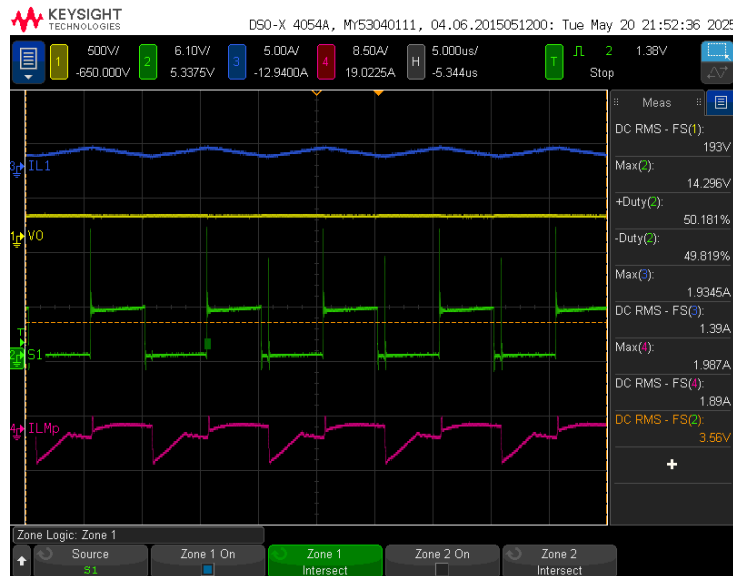
Considerando que as tensões nominais das fontes V_{pv} e V_b são 40 V e 48 V, respectivamente, é possível definir os valores de V_b como sendo 1,2 vezes a tensão aplicada em V_{pv} . Dessa forma, os ensaios experimentais foram conduzidos variando-se as tensões de ambas as fontes em 15 V, 20 V, 25 V, 30 V, 35 V e 40 V para V_{pv} e 18 V, 24 V, 30 V, 36 V, 42 V e 48 V para V_b , associadas a diferentes condições de carga equivalentes a 1466 Ω , 886 Ω , 588 Ω e 436 Ω . Todas as combinações de tensões foram avaliadas para cada carga considerada.

Os resultados apresentados nas Figuras (4.12)–(4.15) referem-se às condições de 50% e 100% da potência nominal do conversor, uma vez que os demais casos não são detalhados neste trabalho. Essa escolha visa simplificar a análise, considerando que as formas de onda obtidas apresentam comportamento qualitativo semelhante, diferenciando-se apenas pelos valores de saída do conversor em função das especificações estabelecidas.

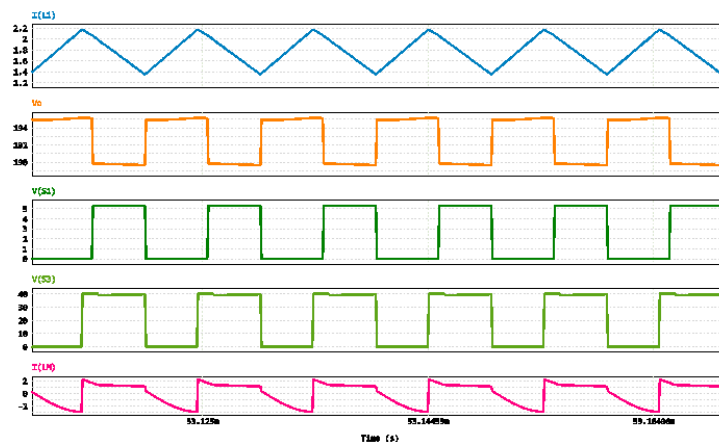
Figura 4.12 – Modo DISO: (a) resultados experimentais, (b) resultados experimentais com S_1 e (c) resultados simulados.



(a) DISO - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$.



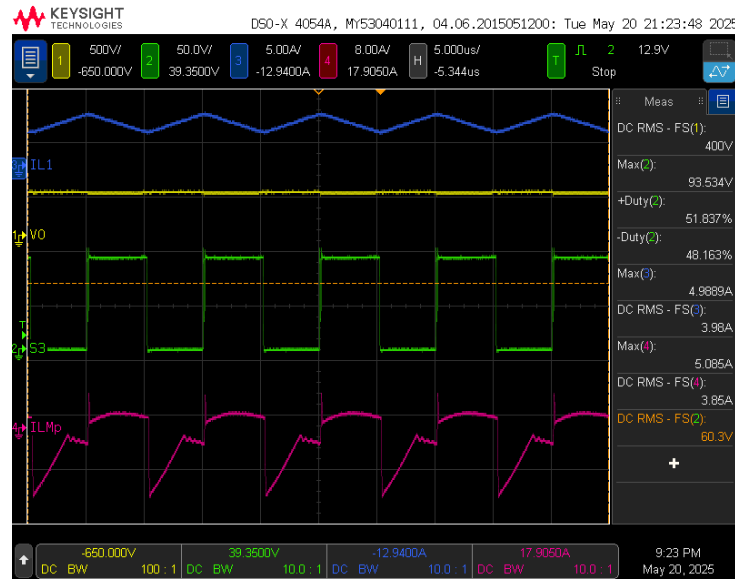
(b) DISO (com S_1) - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$.



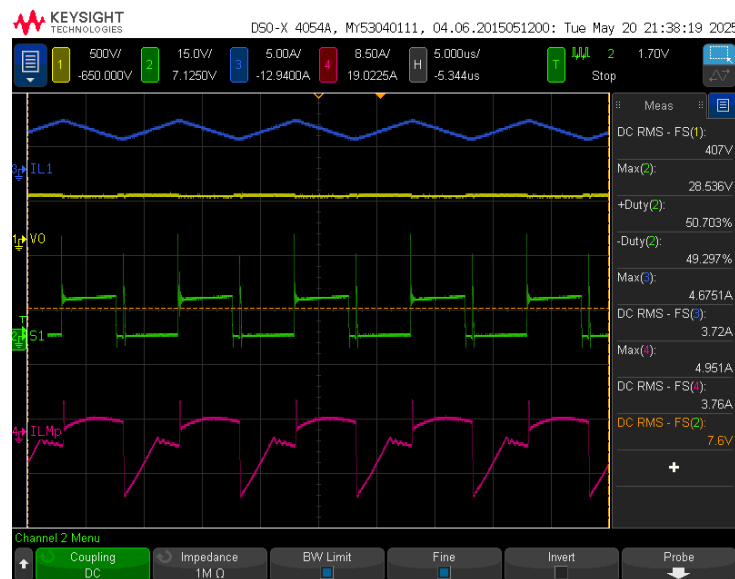
(c) DISO - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

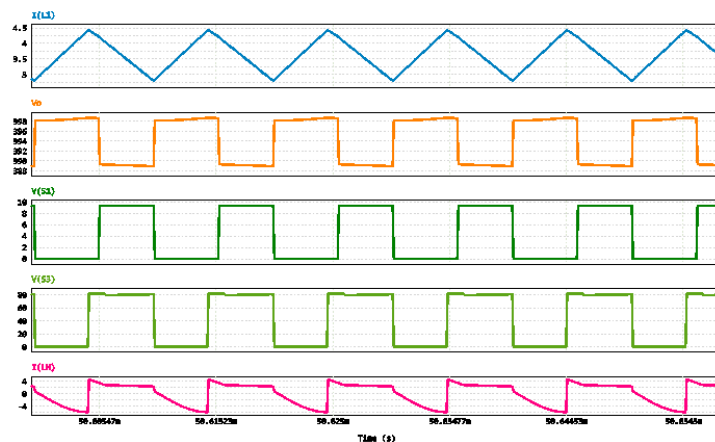
Figura 4.13 – Modo DISO: (a) resultados experimentais, (b) resultados experimentais com S_1 e (c) resultados simulados.



(a) DISO - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$.



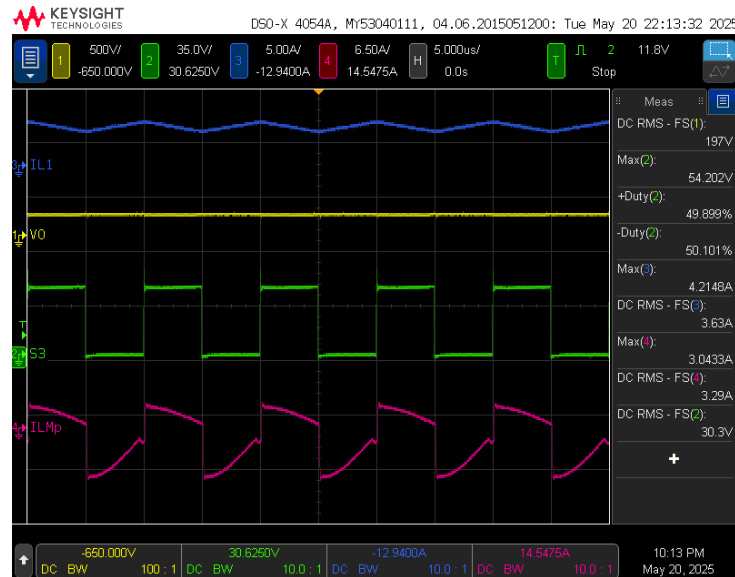
(b) DISO (com S_1) - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$.



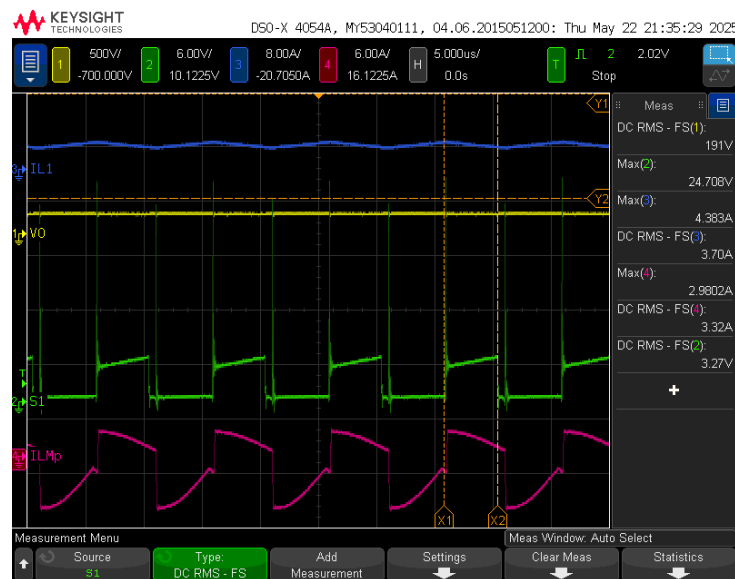
(c) DISO - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

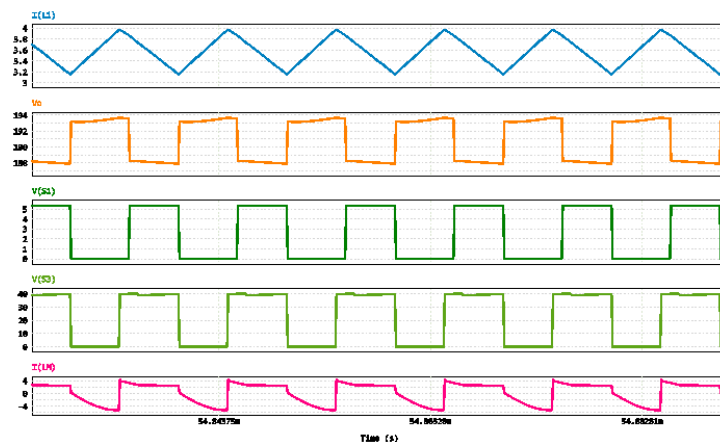
Figura 4.14 – Modo DISO: (a) resultados experimentais, (b) resultados experimentais com S_1 e (c) resultados simulados.



(a) DISO - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$.



(b) DISO (com S_1) - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$.



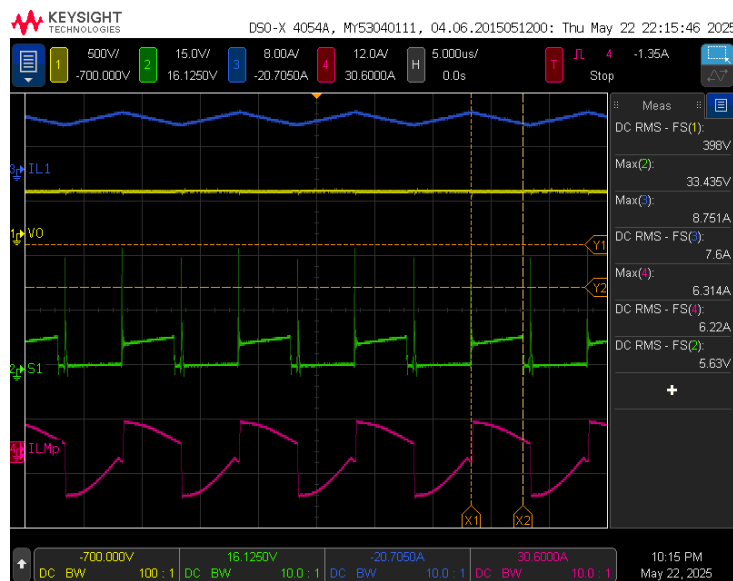
(c) DISO - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

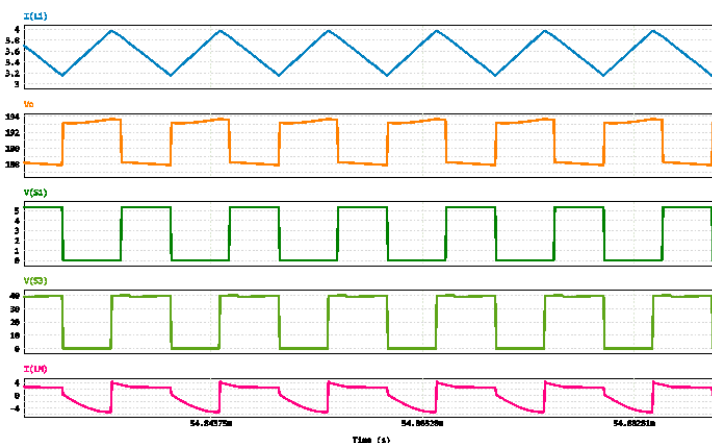
Figura 4.15 – Modo DISO: (a) resultados experimentais, (b) resultados experimentais com S_1 e (c) resultados simulados.



(a) DISO - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$.



(b) DISO (com S_1) - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$.



(c) DISO - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$ - simulado.

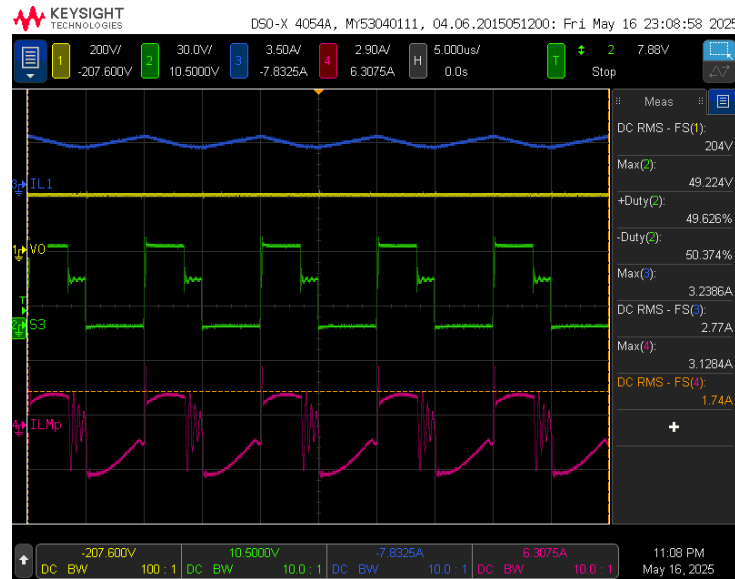
4.1.2.4 Modo SIDO

No modo *SIDO*, o conversor opera com ambas as entradas, V_{pv} e V_b , sendo que, nesta configuração, V_b atua como uma segunda saída. Para simular uma bateria, foi utilizada uma carga de $5,7\ \Omega$ em paralelo, conforme descrito anteriormente na seção referente ao protótipo e ao *setup*. Nesse modo, o interruptor S_2 opera com razão cíclica de 60%, enquanto o interruptor S_3 permanece com razão cíclica fixa em 40%.

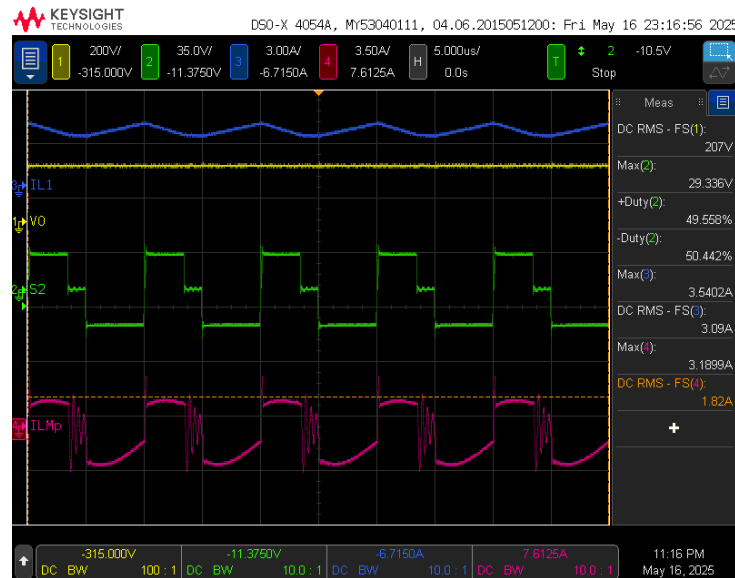
Considerando que as tensões nominais das fontes V_{pv} e V_b são 40 V e 48 V, respectivamente, os valores de V_b podem ser definidos como 1, 2 vezes a tensão aplicada em V_{pv} . Dessa forma, os ensaios experimentais foram conduzidos variando-se as tensões de ambas as fontes em 15 V, 20 V, 25 V, 30 V, 35 V e 40 V para V_{pv} , e 18 V, 24 V, 30 V, 36 V, 42 V e 48 V para V_b , associadas a diferentes condições de carga equivalentes a $1466\ \Omega$, $886\ \Omega$, $588\ \Omega$ e $436\ \Omega$. Todas as combinações de tensões foram avaliadas para cada carga considerada.

Os resultados apresentados nas Figuras (4.16)–(4.19) correspondem às condições de 50% e 100% da potência nominal do conversor, uma vez que os demais casos não são detalhados neste trabalho. Essa escolha visa simplificar a análise, uma vez que as formas de onda obtidas apresentam comportamento qualitativo semelhante, diferenciando-se apenas pelos valores de saída do conversor em função das especificações estabelecidas.

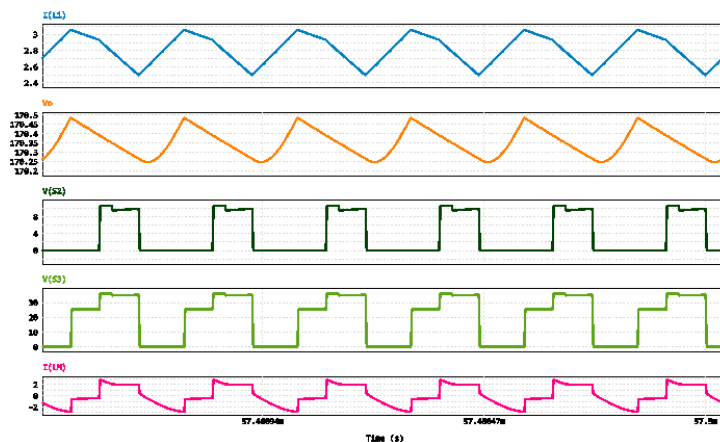
Figura 4.16 – Resultados do Modo SIDO: (a) protótipo, (b) protótipo com S_2 e (c) simulado.



(a) SIDO - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$.



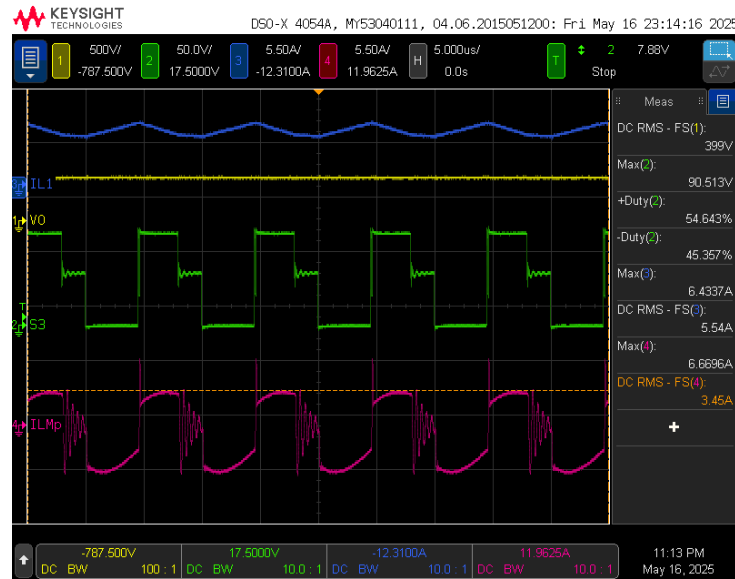
(b) SIDO (com S_2) - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$.



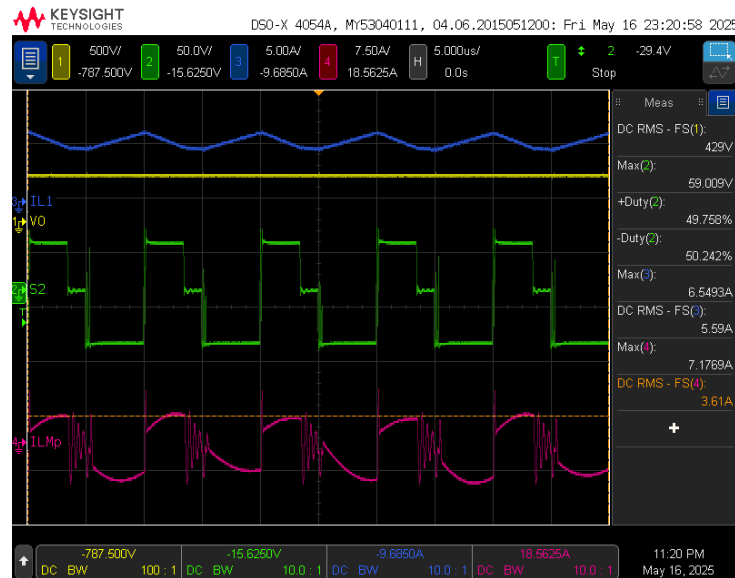
(c) SIDO - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

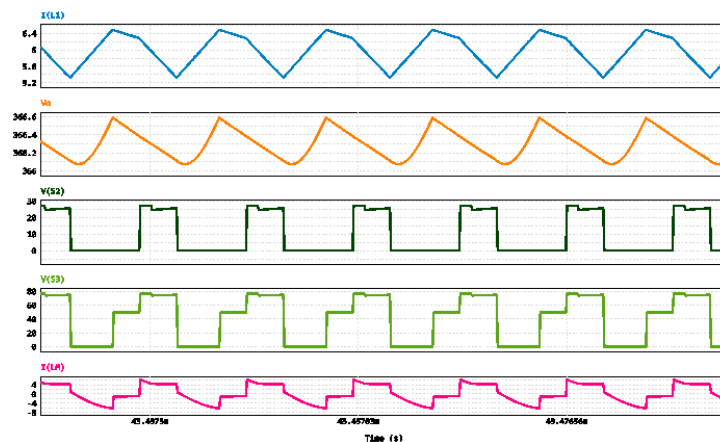
Figura 4.17 – Resultados do Modo SIDO: (a) protótipo, (b) protótipo com S_2 e (c) simulado.



(a) SIDO - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$.



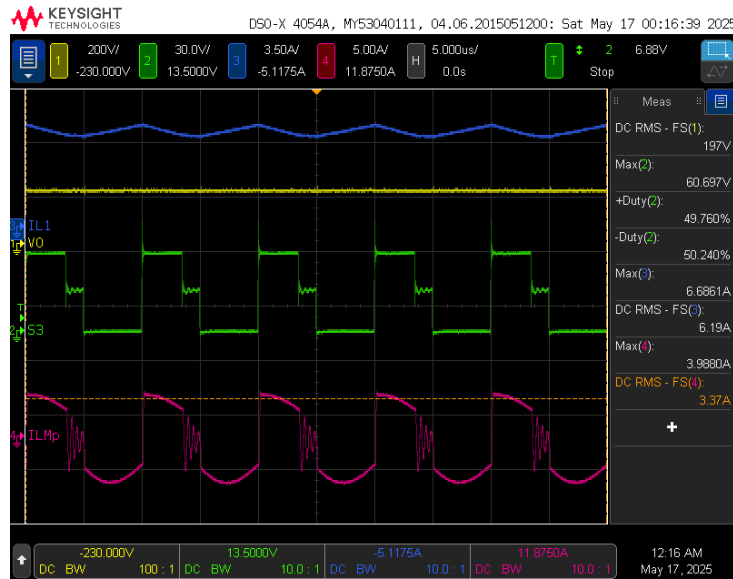
(b) SIDO (com S_2) - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$.



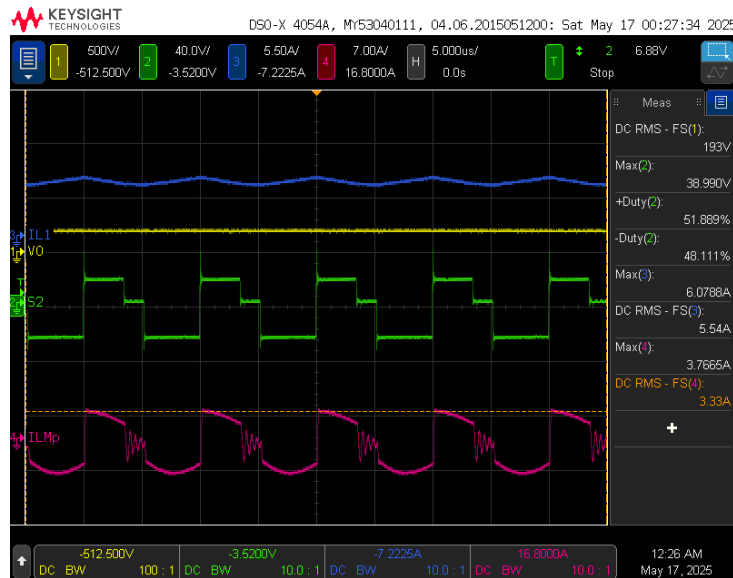
(c) SIDO - $R_o = 886 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

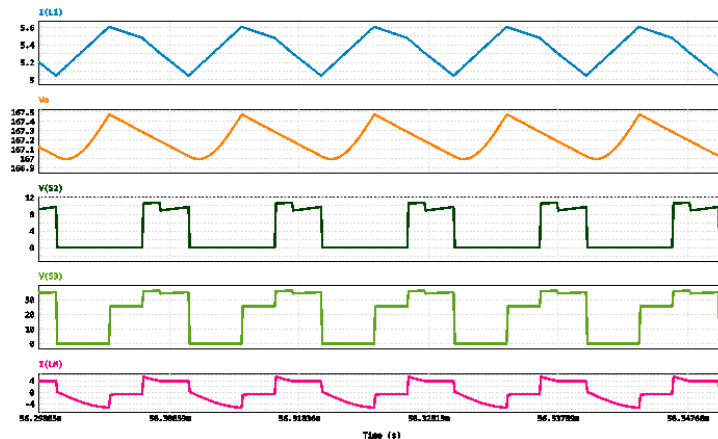
Figura 4.18 – Resultados do Modo SIDO: (a) protótipo, (b) protótipo com S_2 e (c) simulado.



(a) SIDO - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$.



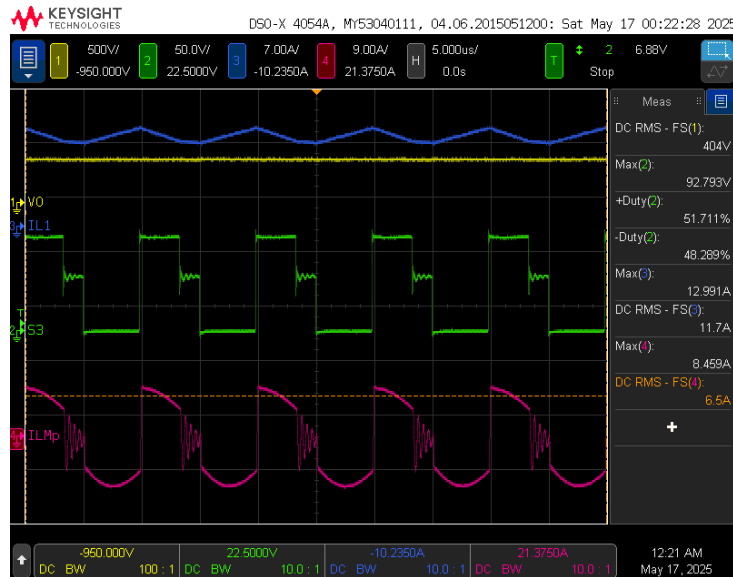
(b) SIDO (com S_2) - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$.



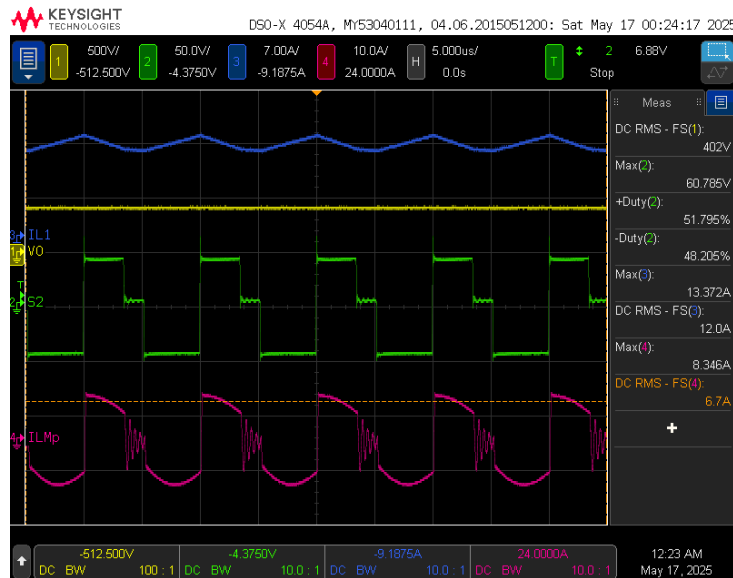
(c) SIDO - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 20 \text{ V}$, $V_b = 24 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

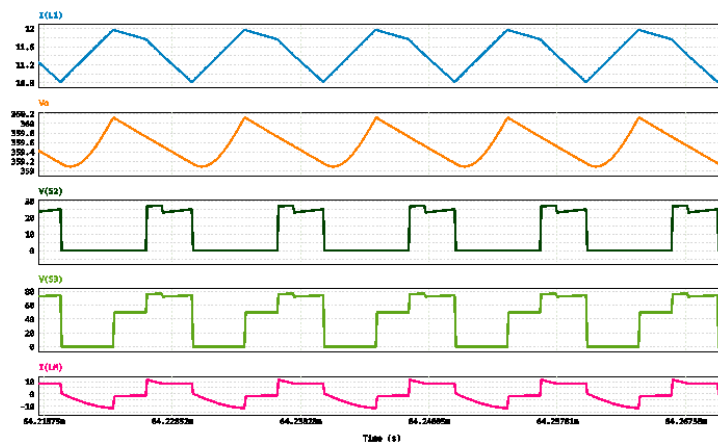
Figura 4.19 – Resultados do Modo SIDO: (a) protótipo, (b) protótipo com S_2 e (c) simulado.



(a) SIDO - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$.



(b) SIDO (com S_2) - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$.



(c) SIDO - $R_o = 436 \Omega$; $V_{pv} = 40 \text{ V}$, $V_b = 48 \text{ V}$ - simulado.

Fonte: Autoria própria.

4.2 ANÁLISE DE EFICIÊNCIA

O rendimento do conversor pode ser definido como a razão entre a potência de saída e a soma das potências fornecidas pelas fontes, conforme a equação:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} = \frac{\sum P_{saídas}}{\sum P_{entradas}}. \quad (4.1)$$

Considerando o conversor de três portas desenvolvido, o cálculo de rendimento é obtido de acordo com o modo de operação:

- **SISO-1:** operação PV \rightarrow Carga

$$\eta_{SISO1} = \frac{P_{carga}}{P_{pv}} \quad (4.2)$$

- **SISO-2:** operação Bateria \rightarrow Carga

$$\eta_{SISO2} = \frac{P_{carga}}{P_b} \quad (4.3)$$

- **DISO:** operação PV + Bateria \rightarrow Carga

$$\eta_{DISO} = \frac{P_{carga}}{P_{pv} + P_b} \quad (4.4)$$

- **SIDO:** operação PV \rightarrow (carga + carga da bateria)

$$\eta_{SIDO} = \frac{P_{carga} + P_b}{P_{pv}} \quad (4.5)$$

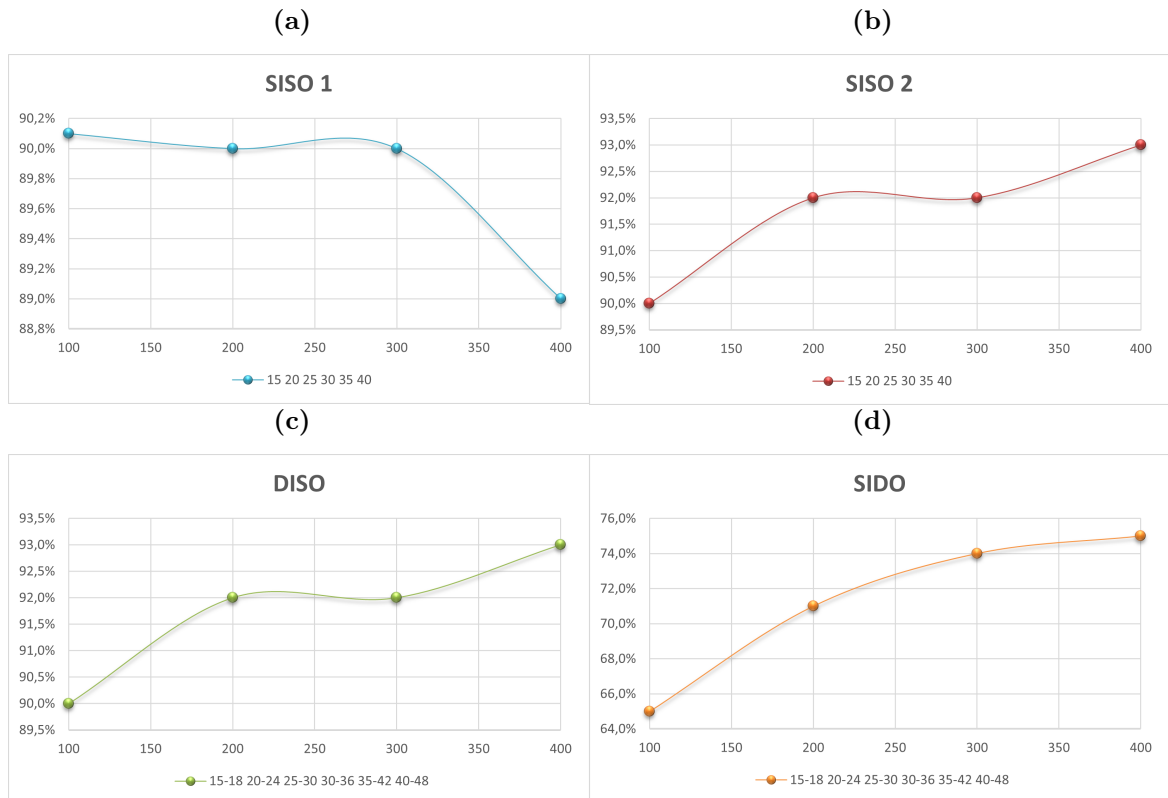
Os resultados experimentais vistos na Figura 4.20 evidenciam que o pior rendimento foi observado no modo SIDO, visto que atingiu aproximadamente 75%. Esse comportamento decorre do fluxo simultâneo de energia para a carga e para o carregamento da bateria, o que aumenta as perdas por condução e comutação nos dispositivos semicondutores.

O modo SISO 1, em que a energia do módulo fotovoltaico é transferida diretamente para a carga, apresentou rendimentos em torno de 90%. Apesar de satisfatório, esse valor foi inferior aos melhores cenários, refletindo maiores perdas de condução em função da faixa de operação.

Os melhores resultados foram obtidos nos modos SISO 2 e DISO, que alcançaram rendimentos próximos de 93%. No caso do SISO 2, em que a bateria alimenta a carga, o desempenho superior está associado aos níveis de tensão de operação mais adequados e às menores perdas resistivas. Já no modo DISO, a operação com duas fontes em paralelo permite um regime mais equilibrado, resultando também em elevadas eficiências.

De modo geral, observa-se que a eficiência aumenta com base na potência de saída. Nos modos SISO 2, DISO e SIDO, as curvas são ascendentes e, em SISO 2 e DISO, tendem a se estabilizar a partir de cerca de metade da potência nominal. Já em SISO 1 observa-se um leve recuo próximo à potência máxima, comportamento compatível com o acréscimo das perdas de condução nos enrolamentos e nos dispositivos, das perdas de comutação e dos efeitos de recuperação e de dispersão sob correntes mais elevadas.

Figura 4.20 – Curvas de rendimento do conversor proposto em cada modo de operação.



Fonte: Autoria própria.

Comparando-se os resultados obtidos com topologias análogas reportadas na literatura (32, 31, 38, 37, 39, 40, 41, 42, 43, 44), verifica-se que o conversor desenvolvido atinge rendimentos próximos aos melhores valores já publicados para estruturas não isoladas de três portas. A análise de eficiência demonstrou rendimentos satisfatórios em todos os modos de operação, atingindo valores próximos de 90% no modo SISO I e máximos de aproximadamente 93% nos modos SISO II e DISO. Esses resultados posicionam a topologia proposta em patamar competitivo em relação a outras soluções já apresentadas.

Trabalhos clássicos, como o de (32), apresentaram a derivação sistemática de conversores com duas entradas (*Dual-Input Converter - DIC*) e com duas saídas (*Dual-Output Converter - DOC*), registrando rendimento máximo em torno de 95%, enquanto (38) e (31) reportaram valores próximos de 94% para topologias híbridas não isoladas. Mais recentemente, (41) propuseram um conversor híbrido *Boost-Ćuk* com snubber passivo sem perdas, alcançando rendimento máximo de 97,5%, resultado que reflete um esforço

adicional de otimização das perdas por comutação.

Por outro lado, estruturas de maior simplicidade, como a apresentada em (37), que integra diretamente fonte fotovoltaica e bateria, obtiveram valores ligeiramente inferiores, na ordem de 92%. Situação semelhante foi observada em (42), no qual um conversor bidirecional de alto ganho alcançou eficiência acima de 90% no modo descarga, mas apresentou limitações em carga de aproximadamente 80%. Já (39) e (40), ao investigarem topologias *Boost-Ćuk* e famílias de conversores não isolados (incluindo *Ćuk*, SEPIC e *Zeta*), destacaram a possibilidade de alcançar entre 94% e 95% de rendimento com arquiteturas de maior complexidade e número ampliado de componentes magnéticos.

O desempenho obtido neste trabalho, com rendimento máximo de 93%, mostra-se consistente com as principais referências, considerando que a topologia proposta prioriza a redução do número de componentes e a simplicidade construtiva. Essa escolha contribui para menor volume físico, maior compactidade e menores custos de implementação, ainda que implique certo sacrifício em termos de eficiência em condições específicas, como no modo SIDO. Assim, o conversor desenvolvido evidencia um equilíbrio entre eficiência energética, simplicidade e viabilidade prática, características essenciais para aplicações em sistemas fotovoltaicos autônomos e microrredes em corrente contínua.

Tabela 4.3 – Comparação do rendimento obtido com topologias análogas da literatura.

Referência	Topologia	Rendimento máx.
(38)	Não isolado de três portas	94%
(32)	Derivação sistemática (DIC/DOC)	95%
(37)	Não isolado PV-bateria	92%
(31)	Topologia híbrida não isolada	94%
(39)	<i>Boost-Ćuk</i> integrado de 3 portas	94%
(40)	Família não isolados (<i>Boost/Ćuk</i> /SEPIC)	95%
(41)	Híbrido <i>boost-Ćuk</i> com snubber sem perdas	97,5%
(42)	Bidirecional alto ganho	90%
(43)	Multiportas bidirecional <i>buck-boost</i>	93%
(44)	Integrado multiporta renováveis	94%
Este trabalho	Três portas baseado em <i>Ćuk</i> com célula de ganho	93%

4.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados de simulação do conversor CC–CC de três portas proposto, considerando seus diferentes modos de operação. As simulações permitiram analisar o comportamento das principais variáveis elétricas e verificar a coerência dos resultados com as relações analíticas obtidas no capítulo anterior.

Durante a análise das formas de onda, observou-se que a captura dos resultados

por meio do osciloscópio de simulação pode apresentar pequenas divergências em relação aos instantes teóricos de comutação, decorrentes de defasagens introduzidas pelo processo de medição. Essas variações estão associadas às mudanças de fase entre os sinais medidos e não comprometem a interpretação dos resultados obtidos.

Adicionalmente, foi apresentada uma análise de eficiência, a partir dos resultados de simulação, evidenciando o impacto das perdas associadas aos dispositivos semicondutores e aos componentes passivos. Também foi realizada uma análise comparativa entre o conversor proposto e topologias reportadas na literatura, permitindo avaliar suas características em termos de ganho, número de componentes e complexidade estrutural.

Dessa forma, o capítulo valida, em nível de simulação, o desempenho do conversor proposto e estabelece uma base consistente na etapa de validação experimental.

CONCLUSÃO

Esta dissertação apresentou o desenvolvimento de um conversor CC-CC de três portas não isolado baseado na topologia Ćuk, concebido para integrar, em um único estágio de conversão, um módulo fotovoltaico, um banco de baterias e a carga. A proposta incorporou uma célula de ganho e uma célula bidirecional de comutação, possibilitando a operação nos quatro modos clássicos (SISO I, SISO II, DISO e SIDO) e viabilizando o gerenciamento do fluxo de potência entre as portas com correntes de baixo *ripple* e esforços reduzidos sobre os interruptores. Essa integração em estágio único responde às limitações das arquiteturas multiestágio, promovendo a redução do número de componentes, do volume físico e do custo, ao mesmo tempo em que favorece o desempenho energético do sistema.

A pesquisa detalhou a estrutura e o princípio de operação da topologia proposta, descrevendo o papel de cada elemento magnético e capacitivo nos diferentes modos de funcionamento. Além da análise teórica e das relações estáticas, foram consolidadas diretrizes de projeto que contemplam o dimensionamento de indutores e capacitores, bem como critérios de seleção de semicondutores, fornecendo subsídios para a replicação e adaptação da solução a distintas especificações.

A validação foi conduzida em malha aberta por meio de simulações e de resultados experimentais em protótipo. Os ensaios, organizados por modo de operação, evidenciaram consistência entre as formas de onda simuladas e medidas, confirmando o correto funcionamento dos caminhos de transferência de energia. A análise de eficiência demonstrou rendimentos satisfatórios em todos os modos, com valores próximos de 90% no modo SISO I e máximos de aproximadamente 93% nos modos SISO II e DISO. Esses resultados se mostraram compatíveis com os melhores valores reportados na literatura para estruturas não isoladas de três portas, ainda que em alguns cenários, como no modo SIDO, o desempenho tenha sido ligeiramente inferior devido à simplicidade arquitetural priorizada nesta proposta.

As principais contribuições deste trabalho concentram-se na concepção e descrição de um conversor Ćuk de três portas com célula de ganho, capaz de fornecer elevado

ganho estático com correntes contínuas nas portas, na integração em um único estágio de potência das funções de condicionamento entre módulo fotovoltaico, bateria e carga, e na apresentação de um conjunto de diretrizes de projeto e validação experimental que podem servir de base para futuras adaptações em sistemas de geração distribuída e microrredes em corrente contínua.

Reconhecem-se ainda algumas limitações e perspectivas de continuidade, como a implementação de estratégias de controle em malha fechada, a integração de algoritmos MPPT, análise de perdas, bem como a investigação da compatibilidade eletromagnética e de proteções adicionais. Esses desdobramentos poderão ampliar a robustez e o escopo de aplicação da topologia proposta, especialmente em cenários com maior variação dinâmica de potência e requisitos regulatórios mais rigorosos.

REFERÊNCIAS

- [1]KARTHIKEYAN, M. et al. A hybridization of cuk and boost converter using single switch with higher voltage gain compatibility. *Energies*, v. 13, n. 9, 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/13/9/2312>>.
- [2]CHANDRASEKAR, B.; NALLAPERUMAL, C.; DASH, S. S. A nonisolated three-port dc–dc converter with continuous input and output currents based on cuk topology for pv/fuel cell applications. *Electronics*, v. 8, n. 2, 2019. ISSN 2079-9292. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2079-9292/8/2/214>>.
- [3]CHANDRASEKAR, B. et al. Non-isolated high-gain triple port dc–dc buck-boost converter with positive output voltage for photovoltaic applications. *IEEE Access*, v. 8, p. 113649–113666, 2020.
- [4]CHENG, T. *Topology Derivation and Development of Non-Isolated Three-port Converters for DC Microgrids*. Dissertação (Mestrado) — Faculty of Engineering and Information Technologies, School of Electrical and Information Engineering, 2017.
- [5]TOMAS-MANEZ, K. et al. High efficiency non-isolated three port dc-dc converter for pv-battery systems. In: *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1806–1812.
- [6]BAPTISTA, F. R. d. *Conversor boost/cuk de único semicondutor totalmente comandado para aplicação em sistemas fotovoltaicos*. Dissertação (Mestrado), nov. 2013.
- [7]ARUN, S.; Imthias Ahamed, T.; LAKAPARAMPIL, Z. A sepic-based three-port converter system using a mode-specific power flow management control for solar energy harvesting. *Renewable Energy Focus*, v. 44, p. 56–74, 2023. ISSN 1755-0084. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1755008422000874>>.
- [8]TSENG, S.-Y.; FAN, J.-H.; HUANG, H.-K. Hybrid converter with multiple sources for lithium battery charger applications. *Electronics*, v. 11, n. 4, 2022. ISSN 2079-9292. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2079-9292/11/4/616>>.
- [9]TIAN, Q. et al. Topology synthesis of a family of integrated three-port converters for renewable energy system applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 7, p. 5833–5846, 2021.

- [10] MOHAMMADI, K.; ABBASI, V.; TANHA, K. M. Three-port dc-dc converter for stand-alone pv/battery systems with four operation modes. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, v. 50, n. 7, p. 2584–2614, 2022. Disponível em: <<https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/cta.3273>>.
- [11] SATHISH, R. et al. Integrated pv-based boost-Ćuk converter for ev charging station applications. In: *2023 International Conference on Intelligent Technologies for Sustainable Electric and Communications Systems (iTech SECOM)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 213–218.
- [12] ZHANG, N.; SUTANTO, D.; MUTTAQI, K. M. A review of topologies of three-port dc-dc converters for the integration of renewable energy and energy storage system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 56, p. 388–401, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115013465>>.
- [13] PIRES, V. F. et al. A photovoltaic generator system with a dc/dc converter based on an integrated boost-Ćuk topology. *Solar Energy*, v. 136, p. 1–9, 2016. ISSN 0038-092X. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038092X16302444>>.
- [14] GEVORKOV, L.; DOMÍNGUEZ-GARCÍA, J. L.; MARTÍNEZ, À. F. Modern trends in multiport converters: Isolated, non-isolated, and partially isolated. In: *2022 IEEE 63rd International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.
- [15] CHANDRASEKAR, B.; CHELLAMMAL, N.; NALLAMOTHU, B. Non-isolated unidirectional three-port cuk-cuk converter for fuel cell/solar pv systems. *Journal of Power Electronics*, v. 19, n. 5, p. 1278–1288, 2019. ISSN 1598-2092.
- [16] MORAIS, J. L. dos Santos de. *Desenvolvimento de um conversor CC-CC de três portas parcialmente isolado baseado na integração dos conversores CUK bidirecional e LC série ressonante*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2017.
- [17] BISWAS, S.; DHOPLÉ, S.; MOHAN, N. A three-port bidirectional dc-dc converter with zero-ripple terminal currents for pv/microgrid applications. In: IEEE. *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2013. p. 340–345.
- [18] WANG, F. et al. Flyback-based three-port topologies for electrolytic capacitor-less led drivers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 7, p. 5818–5827, 2017.
- [19] TAO, H. et al. Triple-half-bridge bidirectional converter controlled by phase shift and pwm. In: IEEE. *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06*. [S.l.], 2006. p. 7–pp.

- [20]AL-ATRASH, H.; TIAN, F.; BATARSEH, I. Tri-modal half-bridge converter topology for three-port interface. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 22, n. 1, p. 341–345, 2007.
- [21]ZHAO, C.; ROUND, S. D.; KOLAR, J. W. An isolated three-port bidirectional dc-dc converter with decoupled power flow management. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 23, n. 5, p. 2443–2453, 2008.
- [22]WU, H. et al. Full-bridge three-port converters with wide input voltage range for renewable power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, n. 9, p. 3965–3974, 2012.
- [23]KRISHNASWAMI, H.; MOHAN, N. Three-port series-resonant dc–dc converter to interface renewable energy sources with bidirectional load and energy storage ports. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 24, n. 10, p. 2289–2297, 2009.
- [24]TAO, H. et al. Multi-input bidirectional dc-dc converter combining dc-link and magnetic-coupling for fuel cell systems. In: IEEE. *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*. [S.l.], 2005. v. 3, p. 2021–2028.
- [25]CHAUDHURY, T.; KASTHA, D. A high gain multiport dc–dc converter for integrating energy storage devices to dc microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 35, n. 10, p. 10501–10514, 2020.
- [26]QIAN, Z. *Modeling And Design Of Multi-port Dc/dc Converters*. Dissertação (Mestrado) — University of Central Florida, 2010.
- [27]ZHANG, J. et al. Pwm plus secondary-side phase-shift controlled soft-switching full-bridge three-port converter for renewable power systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 62, n. 11, p. 7061–7072, 2015.
- [28]CHEN, Y.-M.; HUANG, A. Q.; YU, X. A high step-up three-port dc–dc converter for stand-alone pv/battery power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 11, p. 5049–5062, 2013.
- [29]AL-SOEIDAT, M. R. et al. A reconfigurable three-port dc–dc converter for integrated pv-battery system. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 8, n. 4, p. 3423–3433, 2020.
- [30]FARAJI, R.; FARZANEHFARD, H. Soft-switched nonisolated high step-up three-port dc–dc converter for hybrid energy systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 12, p. 10101–10111, 2018.

- [31] SAADATIZADEH, Z. et al. Three-port high step-up and high step-down dc-dc converter with zero input current ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 36, n. 2, p. 1804–1813, 2021.
- [32] WU, H. et al. Topology derivation of nonisolated three-port dc-dc converters from dic and doc. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 7, p. 3297–3307, 2013.
- [33] CHIEN, L.-J. et al. Novel three-port converter with high-voltage gain. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 9, p. 4693–4703, 2014.
- [34] LUO, P. et al. Analysis and design of a new non-isolated three-port converter with high voltage gain for renewable energy applications. *IEEE Access*, v. 9, p. 115909–115921, 2021.
- [35] SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. Three-terminal gain cells based on coupled inductor and voltage multipliers for high step-up conversion. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, IEEE, v. 70, n. 1, p. 236–240, 2023.
- [36] SCHMITZ, L. et al. High step-up non-isolated zvs-zcs dc-dc cuk-based converter. *IET Power Electronics*, v. 13, n. 7, p. 1343–1352, 2020.
- [37] LIANG, T.-J. et al. Three-port converter with single coupled inductor for high step-up applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 8, p. 9840–9849, 2022.
- [38] ALVES, D. B. S. *Conversor Boost de alto ganho baseado na versão bidirecional da célula de comutação de três estados*. 2014.
- [39] KUMAR, M. et al. A high voltage gain non-isolated modified three-port dc/dc converter based on integrated boost-cuk topology. In: *2017 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- [40] CHENG, T.; LU, D. Three-port converters with a flexible power flow for integrating pv and energy storage into a dc bus. *Journal of Power Electronics*, v. 17, p. 1433–1444, 11 2017.
- [41] HEIDARI, R. et al. Soft-switched boost-cuk-type high step-up converter for grid-tied with half-bridge inverter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 11, n. 1, p. 786–795, 2023.
- [42] HONG, C.-M. et al. Novel bidirectional dc-dc converter with high step-up/down voltage gain. In: *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 60–66.
- [43] KHARE DEEPAK AGRAWAL, A. S. N. K. Multi-port dc-dc converter for simultaneous buck and boost operation. *International Journal of Engineering Research and Applications*, v. 12, p. 66–71, 2022. ISSN 2248-9622.

[44] SENAPATI, L. et al. Topology synthesis and control of integrated three-port converter for renewable energy system. *Computers and Electrical Engineering*, v. 101, p. 107996, 2022. ISSN 0045-7906. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0045790622002646>>.

Apêndices

APÊNDICE

A

Neste apêndice são apresentados os arquivos complementares que documentam de forma detalhada os cálculos e projetos dos elementos fundamentais utilizados no desenvolvimento do conversor proposto. O objetivo é fornecer maior transparência metodológica, possibilitando a reprodutibilidade dos resultados obtidos e a validação das etapas de dimensionamento.

O primeiro arquivo reúne os cálculos referentes ao indutor de entrada (L_1), contemplando aspectos como corrente eficaz, número de espiras, escolha do condutor e perdas associadas. Em seguida, é apresentado o arquivo com o projeto do conversor, que inclui as condições de operação nos diferentes modos (SISO, DISO e SIDO), bem como os dimensionamentos de indutores, capacitores e relações de espiras. Por fim, o terceiro arquivo contém o projeto do elemento magnético principal (L_m), em que estão descritos os parâmetros do núcleo, densidade de corrente, perdas no cobre e no ferrite, além da avaliação térmica.

A inclusão desses documentos busca complementar o corpo principal da dissertação, registrando os detalhes de cálculo e dimensionamento que fundamentam as análises desenvolvidas nos capítulos anteriores. Dessa forma, este material serve tanto como referência técnica quanto como subsídio para futuras pesquisas relacionadas ao tema.



Projeto do indutor de entrada - L1

Tensão na bateria	$V_b := 48V$
Tensão no módulo fotovoltaico	$V_{pv} := 40V$
Tensão de Saída	$V_o := 400V$
Potência de Saída	$P_o := 400W$
Frequência de Comutação	$f_s := 100kHz$
Indutância de entrada L1:	$L_1 := 133.087\mu H$
Relação de espiras:	$n := 3$
Duty cycle:	$d_3 := 0.4$
Ganho do conversor:	$M := \frac{2 + n}{1 - d_3}$
Valor máximo da corrente em L1:	$I_M := 9.6431A$
Corrente eficaz de L1:	$I_{ef} := 7.54718A$
Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 1A$

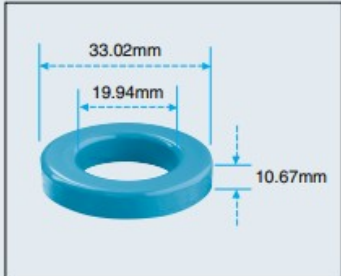
Corrente de Entrada: $I_b := \frac{P_o}{V_b} = 8.333 A$ $I_{pv} := \frac{P_o}{V_{pv}} = 10 A$

Resistência da carga: $R_o := \frac{V_o}{I_o} = 400 \Omega$

Permeabilidade do vácuo: $\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$

AMOGREENTECH APH™

APH33PXX



Core Dimensions

Cross Section	OD(max)	ID(min)	HT(max)
Bare Core(mm)	33.02	19.94	10.67
Coating Core(epoxy)	33.83	19.30	11.52

Magnetic Dimensions

Cross Section (A)	Path Length (L)	Window Area (Wa)	Volume (V)
0.672cm ²	8.15cm	2.93cm ²	5.4768cm ³

Available Cores

Part No.	AL (nH/N ²)	Perm. (μ)
APH33P26	28	26
APH33P60	61	60
APH33P75	76	75
APH33P90	91	90

Winding Information

AWG Wire No.	Dia(cm)	Single Layer Turns	Rdc, Ω	AWG Wire No.	Dia(cm)	Single Layer Turns	Rdc, Ω
12	0.2130	23	0.00517	21	0.0785	66	0.1050
13	0.1900	26	0.00722	22	0.0701	74	0.1480
14	0.1710	29	0.01000	23	0.0632	82	0.2060
15	0.1530	32	0.01400	24	0.0566	92	0.2890
16	0.1370	37	0.01970	25	0.0505	103	0.4060
17	0.1220	41	0.02740	26	0.0452	115	0.5720
18	0.1090	46	0.03840	27	0.0409	128	0.7940
19	0.0980	52	0.05380	28	0.0366	143	1.1200
20	0.0879	58	0.07500	29	0.0330	159	1.5400

Permeabilidade relativa: $\mu := 60$

fator de relação: $Al := 61 \cdot 10^{-9} H$

diâmetro externo do núcleo: $D_{nucleo} := 33.02mm$

diâmetro interno do núcleo:

$$d := 19.94 \text{ mm}$$

altura do núcleo:

$$h := 10.67 \text{ mm}$$

raio médio do núcleo:

$$r_m := \frac{D_{nucleo} + d}{4} = 0.01324 \text{ m}$$

Resistividade do material do fio à temperatura de 100 °C

$$\rho := 2.21 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

máxima densidade de corrente:

$$J_{max} := 550 \cdot \frac{A}{\text{cm}^2}$$

Cálculo do número de espiras:

$$N_n := \text{ceil} \left(\sqrt{\frac{L_I}{Al}} \right) = 47$$

Cálculo da área do núcleo:

$$A_{nucleo} := \frac{\pi \cdot d^2}{4} = 3.123 \cdot \text{cm}^2$$

Escolha do condutor:

$$A_{condutor} := \frac{I_{ef}}{J_{max}} = 0.014 \cdot \text{cm}^2$$

Cálculo da área do condutor e quantidade de condutores necessários:

$$d_{fio} := 0.127 \text{ mm}$$

$$n_{fios} := 133$$

$$A_{fio_36AWG} := \frac{\pi \cdot d_{fio}^2}{4} = 1.267 \times 10^{-8} \cdot \text{m}^2$$

A área total do fio litz é:

$$A_{litz} := n_{fios} \cdot A_{fio_36AWG} = 1.685 \times 10^{-6} \cdot m^2$$

A quantidade de condutores necessários, considerando a área necessária do condutor é:

$$N_{condutores} := \text{ceil}\left(\frac{A_{condutor}}{A_{litz}}\right) = 1$$

Área ocupada pelas espiras:

$$A_{enrolamento} := A_{litz} \cdot N_n = 7.919 \times 10^{-5} \cdot m^2$$

Fator de ocupação:

$$F_o := \frac{A_{enrolamento}}{A_{nucleo}} = 0.254$$

Cálculo do comprimento do fio:

$$l_{fio} := N_n \cdot [2 \cdot (D_{nucleo} - d) + 2 \cdot h] = 2.232 \text{ m}$$

$$l_{espiras} := 2 \cdot \pi \cdot r_m = 0.083 \text{ m}$$

$$l_{fio} := N_n \cdot l_{espiras} = 3.91 \text{ m}$$

Cálculo da resistência do fio:

$$R_{fio} := \rho \cdot l_{fio} = 4.934 \times 10^{-6} \cdot \Omega$$

Potência dissipada no enrolamento:

$$P_{fio} := R_{fio} \cdot I_{ef}^2 = 281.03 \times 10^{-6} \text{ W}$$



Projeto do indutor Lm

Tensão na bateria	$V_b := 48V$
Tensão no módulo fotovoltaico	$V_{pv} := 40V$
Tensão de Saída	$V_o := 400V$
Potência de Saída	$P_o := 400W$
Frequência de Comutação	$f_s := 100kHz$
Indutância magnetizante	$L_m := 80\mu H$
Relação de espiras:	$n := 3$
Duty cycle:	$d3 := 0.41$
Ganho do conversor:	$M := \frac{2 + n}{1 - d3}$
Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 1A$
Ondulação de corrente no Indutor Lm:	$\Delta_{iLm_bat} := 2.4A$
Valor máximo da corrente em Lm:	$I_M := I_o + \frac{\Delta_{iLm_bat}}{2} = 2.2A$
Valor eficaz da corrente no primário:	$I_p := 6.82447A$
Valor eficaz da corrente no secundário:	$I_s := \frac{I_p}{n} = 2.2748A$
Corrente de Entrada:	$I_b := \frac{P_o}{V_b} = 8.333A$ $I_{pv} := \frac{P_o}{V_{pv}} = 10A$

Resistência da carga:

$$R_o := \frac{V_o}{I_o} = 400 \Omega$$

Densidade de corrente:

$$J_{max} := 550 \frac{A}{cm^2}$$

Fluxo magnético máximo:

$$B_{max} := 0.2T$$

Fator de enrolamento:

$$k_w := 0.4$$

Fator de utilização do primário:

$$k_{u1} := 0.65$$

Potência de entrada:

$$P_{in} := \frac{P_o}{n} = 133.333 W$$

Energia processada:

$$\Delta_w := \frac{P_o}{f_s} = 4 \times 10^{-3} J$$

Determinação do núcleo:

$$AeAw := \frac{(L_m \cdot I_M \cdot I_s)}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_{u1} \cdot k_w} = 1399.891 \cdot mm^4$$

$$Ae := 146 mm^2$$

$$Aw := 73 mm^2$$

$$l_e := 57 mm$$

$$l_t := 61 mm$$

$$V_e := 8320 mm^3$$

$$A_p := 10658 mm^4$$

$$\mu_e := 1640$$

$$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

Cálculo do número de espiras:

$$N1 := \text{ceil} \left(\frac{L_m \cdot I_M}{Ae \cdot B_{max}} \right) = 7$$

$$N2 := n \cdot N1 = 21$$

Cálculo do entreferro:

$$\delta_{L2} := \frac{NI^2 \cdot \mu_o \cdot Ae}{L_m} = 0.112 \cdot mm$$

Escolha do condutor:

$$d_{fio_max} := \frac{15cm}{\sqrt{\frac{f_s}{Hz}}} = 0.047 \cdot cm$$

O fio escolhido foi o AWG 41 com 84 fios em paralelo e o AWG 38 com 180 fios em paralelo:

$$D_{fio_awg_41} := 0.007cm \quad D_{fio_awg_38} := 0.010cm$$

$$A_{fio_41} := 0.000040cm^2 \quad A_{fio_38} := 0.00008cm^2$$

$$D_{fio_isol41} := 0.009cm \quad D_{fio_isol38} := 0.013cm$$

Área de cobre necessária:

$$S1 := \frac{I_p}{J_{max}} = 0.01241 \cdot cm^2$$

$$S2 := \frac{I_s}{J_{max}} = 0.00414 \cdot cm^2$$

Número de condutores em cada enrolamento:

$$ncond1 := \text{ceil}\left(\frac{S1}{A_{fio_38}}\right) = 156$$

$$ncond2 := \text{ceil}\left(\frac{S2}{A_{fio_41}}\right) = 104$$

Possibilidade de execução:

$$A_{pri} := N1 \cdot ncond1 \cdot A_{fio_38} = 8.736 \cdot mm^2$$

$$A_{sec} := N2 \cdot ncond2 \cdot A_{fio_41} = 8.736 \cdot mm^2$$

$$A_{total} := \frac{(A_{pri} + A_{sec})}{k_{u1}} = 0.000027 m^2$$

$$k_u := \frac{A_{total}}{A_w} = 0.368$$

Comprimento dos chicotes:

$$l_{chicote1} := N1 \cdot l_t = 0.427 m$$

$$l_{chicote2} := N2 \cdot l_t = 1.281 m$$

Perdas no cobre:

$$\rho_{fio} := 0.000561 \cdot \frac{\Omega}{cm}$$

$$R1 := \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicote1}}{ncond1} = 153.556 \times 10^{-6} \Omega \quad R2 := \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicote2}}{ncond2} = 691.001 \times 10^{-6} \Omega$$

$$P_{cobre1} := R1 \cdot I_p^2 = 7.152 \times 10^{-3} W \quad P_{cobre2} := R2 \cdot I_s^2 = 3.576 \times 10^{-3} W$$

Perda no núcleo:

$$\alpha := 1.369 \quad \beta := 2.661 \quad kc := 8.9907$$

$$\Delta B_{max} := \frac{V_{bat}}{N1 \cdot Ae \cdot f_s} = 0.47 T$$

$$P_{ferrite} := \frac{V_e}{10^6 cm^3} \cdot kc \cdot \left(\frac{f_s}{Hz} \right)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B_{max}}{2T} \right)^\beta \cdot W = 11.079 W$$

Varição da temperatura:

$$Perdas := P_{ferrite} + P_{cobre1} + P_{cobre2} = 11.09 W$$

$$R_{núcleo} := 23 \cdot \left(\frac{A_p}{cm^4} \right)^{-0.37} = 22.464$$

$$\Delta T := Perdas \cdot R_{núcleo} \cdot \frac{K}{W} = 249.126 K$$

Cálculo da indutância de dispersão:

$$bf := 16 mm$$

$$h1 := \sqrt{\frac{4 \cdot n_{cond1} \cdot A_{fio_38}}{\pi}} = 0.001261 m$$

$$h2 := 2 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot n_{cond2} \cdot A_{fio_41}}{\pi}} = 0.001456 m$$

$$L_k := \frac{1}{3} \cdot \mu_0 \cdot NI^2 \cdot \frac{h1 + h2}{bf} \cdot l_t = 212.542 \times 10^{-9} H$$



Projeto do conversor Cuk de três portas com célula de ganho

Tensão na bateria	$V_b := 48V$
Tensão no módulo fotovoltaico	$V_{pv} := 40V$
Tensão de Saída	$V_o := 400V$
Potência de Saída	$P_o := 400W$
Frequência de Comutação	$f_s := 100kHz$
Máxima ondulação % de corrente de entrada (20%):	$\Delta_{iL\%} := 0.2$
Máxima ondulação % de corrente de entrada (30%):	$\Delta_{iLm\%} := 2.4$
Máxima ondulação % de tensão dos capacitores (1%):	$\Delta_{vC\%} := 0.01$
Máxima ondulação % de tensão do capacitor C4 (0,05%):	$\Delta_{vC4\%} := 0.0005$
Relação de espiras:	$n := 3$
Corrente de Saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 1A$
Corrente de Entrada:	$I_{bat} := \frac{P_o}{V_b} = 8.333A$ $I_{pv} := \frac{P_o}{V_{pv}} = 10A$
Resistência da carga:	$R_o := \frac{V_o}{I_o} = 400\Omega$
Duty cycle:	$d3 := 0.5$

SISO I:

Ondulação de corrente no Indutor L_i: $\Delta_{iL1} := \Delta_{iL\%} \cdot I_{pv} = 2 A$

Ondulação de corrente no Indutor L_m: $\Delta_{iLm} := \Delta_{iLm\%} \cdot I_{pv} = 24 A$

Ondulação de tensão nos Capacitores 1,2 e 3: $\Delta_{vC} := \Delta_{vC\%} \cdot V_o = 4 V$

Ondulação de tensão no Capacitor 4: $\Delta_{vC4} := \Delta_{vC4\%} \cdot V_o = 0.2 V$

Cálculo do ganho estático: $M := \frac{2+n}{1-d3} = 10$

1. Indutor

a) L₁

Para a etapa 1:

$$v_{L1} = V_{in}$$

$$L_1 \cdot \frac{d_{iL1}}{d_t} = V_{in}$$

$$\frac{d_{iL1}}{d_t} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

$$\frac{\Delta_{iL1}}{\Delta_t} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

$$\Delta_t = d \cdot T_s \qquad T_s = \frac{1}{f_s}$$

$$\frac{\Delta_{iL1} \cdot f_s}{d} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

$$L_{SISO1} := \frac{V_{pv} \cdot d^3}{\Delta_{iL1} \cdot f_s} = 100 \times 10^{-6} H$$

b) L_m

Para a etapa 1:

$$V_{c2} - V_{c1} = v_{Lm}$$

$$V_{c2} - V_{c1} = -L_m \cdot \frac{\Delta_{iLm}}{\Delta_t}$$

$$V_{c2} - V_{c1} = -L_m \cdot \frac{\Delta_{iLm}}{d \cdot T_s}$$

$$L_m = \frac{(V_{c2} - V_{c1}) \cdot d \cdot T_s}{\Delta_{iLm}}$$

substituindo V_{c1} e V_{c2} do SISO 1, temos:

$$L_{m_SISO1} := \frac{V_{pv} \cdot d^3}{\Delta_{iLm} \cdot f_s} = 8.333 \times 10^{-6} H$$

SISO II:

$$d_3 := 0.41$$

Ondulação de corrente no Indutor Li:

$$\Delta_{iL_b} := \Delta_{iL\%} \cdot I_b = 1.667A$$

Ondulação de corrente no Indutor Lm:

$$\Delta_{iLm_b} := \Delta_{iLm\%} \cdot I_b = 20A$$

Cálculo do ganho estático:

$$M2 := \frac{2 + n}{1 - d_3} = 8.475 \quad \frac{V_o}{V_b} = 8.333$$

$$\alpha_2 := \frac{V_b}{V_o} = 0.12$$

1. Indutor

a) L1

Para a etapa 1:

$$V_b = v_{L1}$$

$$L1 \cdot \frac{d_{iL1}}{d_t} = V_b$$

$$\frac{d_{iL1}}{d_t} = \frac{V_b}{L1}$$

$$\frac{\Delta_{iL1}}{\Delta_t} = \frac{V_b}{L1}$$

$$\Delta_t = d \cdot T_s \qquad T_s = \frac{1}{f_s}$$

$$\frac{\Delta_{iL1} \cdot f_s}{d} = \frac{V_b}{L_1}$$

$$L_{SISO2} := \frac{V_b \cdot d_3}{\Delta_{iL_b} \cdot f_s} = 118.08 \times 10^{-6} H$$

b) L.m

Para a etapa 1:

$$V_{c2} - V_{c1} = v_{Lm}$$

$$V_{c2} - V_{c1} = -L_m \cdot \frac{\Delta_{iLm}}{\Delta_t}$$

$$V_{c2} - V_{c1} = -L_m \cdot \frac{\Delta_{iLm}}{d \cdot T_s}$$

$$L_m = \frac{(V_{c2} - V_{c1}) \cdot d \cdot T_s}{\Delta_{iLm}}$$

substituindo Vc1 e Vc2 do SISO II, temos:

$$L_{m_SISO2} := \frac{V_b \cdot d_3}{\Delta_{iLm_b} \cdot f_s} = 9.84 \times 10^{-6} H$$

DISO:

$$d1 := 0.4 \quad d_3 := 0.5$$

1. Indutor

a) L1

$$IL3med := P_o \cdot \left(\frac{d_3}{V_b} + \frac{1 - d_3}{V_{pv}} - \frac{1}{V_o} \right) = 8.167 A$$

Para a etapa 1:

$$v_{L1} = V_b$$

$$L1 \cdot \frac{d_{iL1_b}}{d_t} = V_b$$

$$\frac{d_{iL1_b}}{d_t} = \frac{V_b}{L1}$$

$$\frac{\Delta_{iL1_b}}{\Delta_t} = \frac{V_b}{L1}$$

$$L1 = \frac{V_b \cdot d}{\Delta_{iL1_b} \cdot f_s}$$

$$L_{DISO} := \frac{V_b \cdot d1}{\Delta_{iLm\%} \cdot IL3med \cdot f_s} = 9.796 \times 10^{-6} H$$

b) L_m

Para a etapa 2:

$$V_{c2} = v_{Lm}$$

$$V_{c2} = -L_m \cdot \frac{\Delta_{iLm}}{\Delta_t}$$

$$V_{c2} = -L_m \cdot \frac{\Delta_{iLm}}{(1 - d_3) \cdot T_s}$$

$$L_m = \frac{V_{c2} \cdot (1 - d_3)}{\Delta_{iLm} \cdot f_s}$$

substituindo V_{c2} do DISO na equação, temos:

$$I_{Lm3med} := 1A$$

$$L_{m_DISO} := \frac{d_3 \cdot V_b}{\Delta_{iLm\%} \cdot I_{Lm3med} \cdot f_s} = 100 \times 10^{-6} H$$

SIDO:

1. Indutor

a) L_1

Para a etapa 1:

$$v_{L1} = V_{in}$$

$$L_1 \cdot \frac{d_{iL1}}{d_t} = V_{in}$$

$$\frac{d_{iL1}}{d_t} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

$$\frac{\Delta_{iL1}}{\Delta_t} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

$$\Delta_t = d_3 \cdot T_s \qquad T_s = \frac{1}{f_s}$$

$$\frac{\Delta_{iL1} \cdot f_s}{d_3} = \frac{V_{in}}{L_1}$$

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot d_3}{\Delta_{iL1} \cdot f_s}$$

$$L_{SIDO} := \frac{V_{pv} \cdot d_3}{\Delta_{iL1} \cdot f_s} = 100 \times 10^{-6} H$$

b) Lm

Para a etapa 5:

$$v_{Lm} = V_{c2}$$

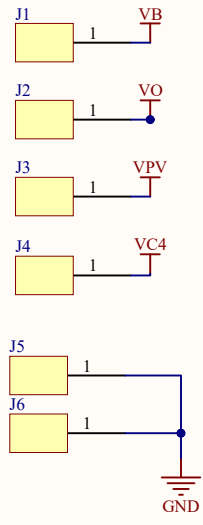
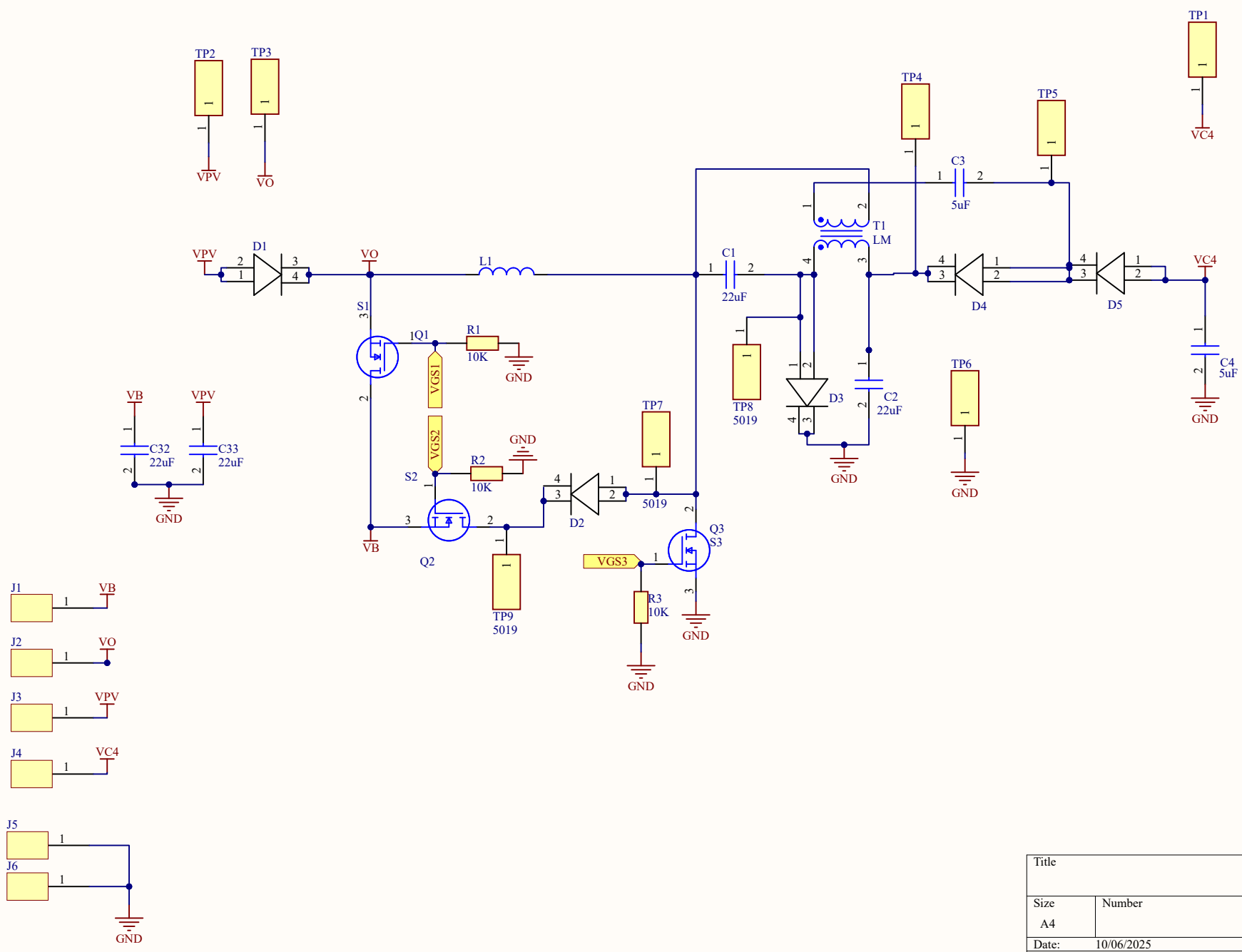
$$V_{c2} = -L_m \cdot \frac{\Delta_{iLm}}{\Delta_t}$$

$$V_{c2} = -L_m \cdot \frac{\Delta_{iLm}}{(1 - d3) \cdot T_s}$$

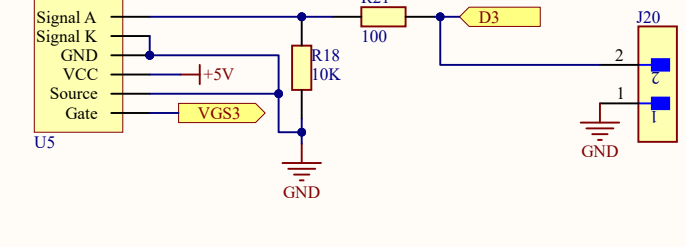
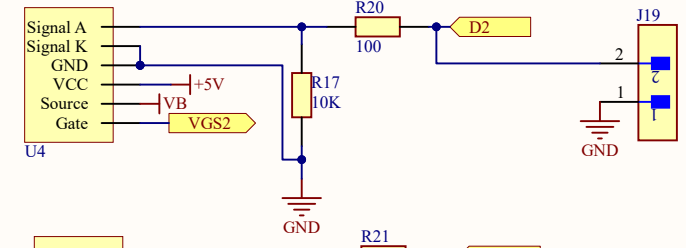
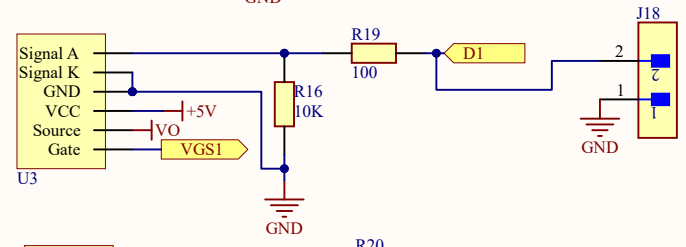
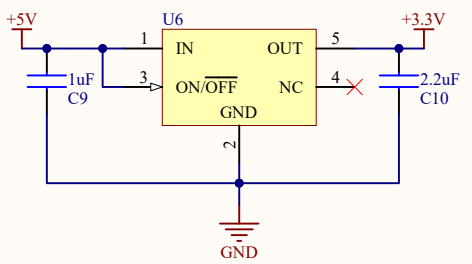
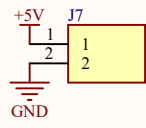
$$L_m = \frac{V_{c2} \cdot (1 - d3)}{\Delta_{iLm} \cdot f_s}$$

substituindo V_{c2} do SIDO na equação, temos:

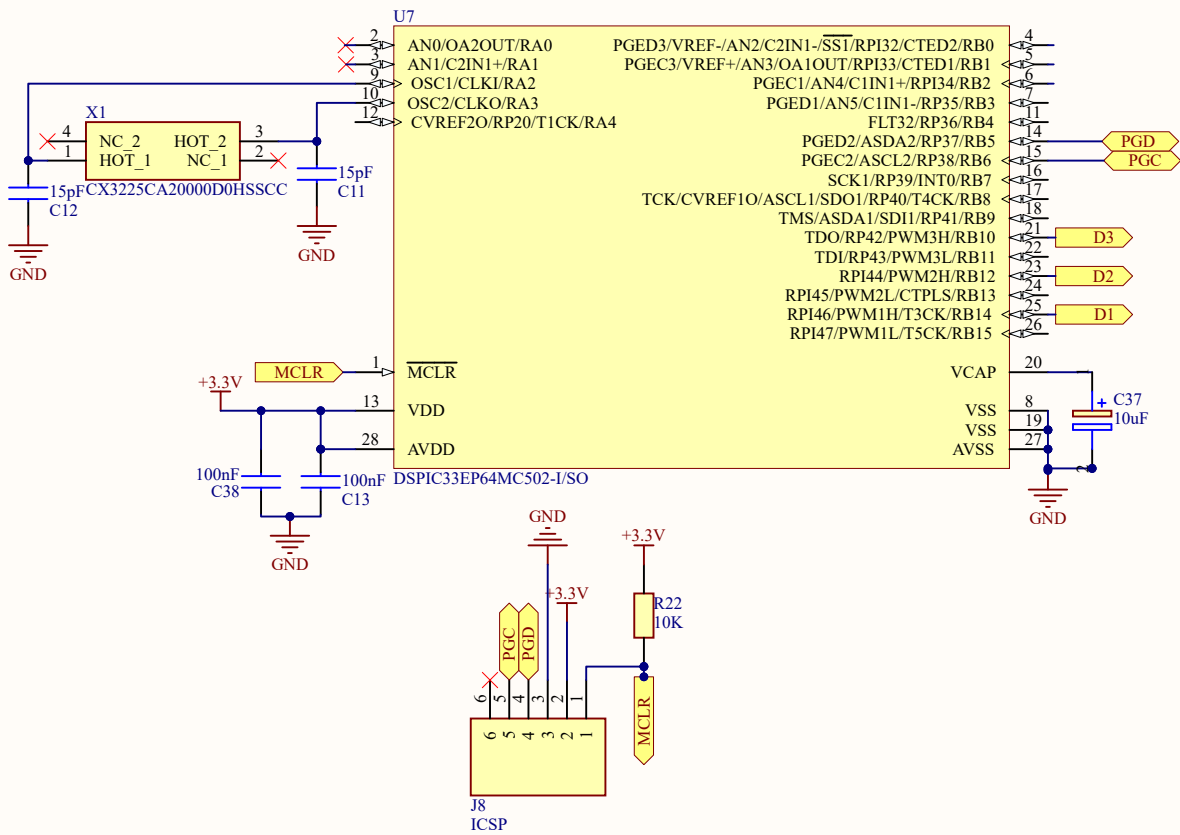
$$L_{m_SIDO} := \frac{d3 \cdot V_{pv}}{(\Delta_{iLm} \cdot f_s)} = 8.333 \times 10^{-6} H$$



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	10/06/2025	Sheet of
File:	C:\Users\...\Sheet1.SchDoc	Drawn By:



Title		
Size A4	Number	Revision
Date:	10/06/2025	Sheet of
File:	C:\Users\...\Sheet2.SchDoc	Drawn By:



Title		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	10/06/2025	Sheet of
File:	C:\Users\...\Sheet3.SchDoc	Drawn By:

