



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO HERYSSON ALMEIDA DA SILVA

PROJETO E ANÁLISE DE UM CONVERSOR CC-CC BUCK NÃO-ISOLADO
BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS COM AMPLA
TAXA DE CONVERSÃO

FORTALEZA

2026

PEDRO HERYSSON ALMEIDA DA SILVA

PROJETO E ANÁLISE DE UM CONVERSOR CC-CC BUCK NÃO-ISOLADO BASEADO
NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS COM AMPLA TAXA DE
CONVERSÃO

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica . Área de Concentração: Sistemas de Energia

Orientador: Prof. Dr. Dalton de Araujo Honório

FORTALEZA

2026

PEDRO HERYSSON ALMEIDA DA SILVA

PROJETO E ANÁLISE DE UM CONVERSOR CC-CC BUCK NÃO-ISOLADO BASEADO
NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE QUATRO ESTADOS COM AMPLA TAXA DE
CONVERSÃO

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica . Área de Concentração: Sistemas de Energia

Aprovada em: 24/02/2026

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Dalton de Araujo Honório (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Menaouar Berrehil El Kattel
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Ernande Eugenio Campelo Moraes
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Dr. Ronny Glauber de Almeida Cacau
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Aos meus avós, por toda dedicação e investimento. Aos meus pais, por sempre acreditarem em mim. Minha vitória é, acima de tudo, a vitória de todos vocês.

AGRADECIMENTOS

Agradeço de forma especial ao meu avô, Francisco Carmem, minha avó, Lucimar Barboza, que sempre me apoiaram e me motivaram para nunca desanimar do caminho que escolhi, por todos os ensinamentos que me propiciaram sobre trabalho e sobre a vida. Meu avô que não se encontra mais entre nós, mas sempre foi minha maior inspiração, meu maior exemplo, e que sempre acreditou que eu conseguiria chegar onde almejasse, todo o empenho, disciplina e força de vontade é graças a você, muito obrigado por ter existido em minha vida.

Por seguinte, agradeço aos meus pais e aos meus irmãos, por sempre acreditarem em mim. Vocês me mostraram que não posso desistir dos meus sonhos.

Ao Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório , pela excelente orientação e as oportunidades a mim concedidas, você tornou minha caminhada acadêmica extremamente satisfatória. Aos demais professores que colaboraram e aos funcionários do departamento que auxiliaram no desenvolvimento deste trabalho.

Ao Laboratório de Condicionadores de Energia (LCE) e ao Grupo de Processamento em Energia e Controle (GPEC) pelo acolhimento e suporte ao projeto, aos amigos e colegas da universidade pelo compartilhamento de informações técnicas e aos momentos de descontração. Em especial aos colegas de laboratório, Silvestre, Amanda e Gabriel pelo apoio direto ao trabalho e aos demais colegas de laboratório que também foram importantes. Aos meus grandes amigos que torcem por mim, Luan Rocha, Kayque Bezerra, Rhuan Mendes, Emanuel Lucas e David Camurça. E aos demais que posso não estar me lembrando agora, mas que contribuíram de alguma forma e deveriam ser citados.

Aos professores Dr. Menaouar Berrehil El Kattel, Dr. Ernande Eugenio Campelo Moraes e Dr. Ronny Glauber de Almeida Cacao pelo tempo dedicado e sugestões para a melhoria deste trabalho.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES). Sou grato pelo apoio e oportunidade que me foram dados.

“Depois que me cansei de procurar, aprendi a encontrar. Depois que um vento me opôs resistência, velejo com todos os ventos.”

(Friedrich Nietzsche)

RESUMO

Em sistemas *off-grid*, sistemas de armazenamento de energia em baterias ou em carregadores *off-board* de veículos elétricos é necessário um estágio de conversão com um conversor CC-CC para ajustar níveis de tensão e corrente de forma adequada ao carregamento das baterias. Neste contexto, este trabalho apresenta a análise qualitativa e quantitativa de um conversor CC-CC *Buck* baseado na célula de comutação de quatro estados (CCQE) com ampla taxa de conversão (Wide Conversion Range - WCR). A modulação empregada aciona 12 chaves, e todas as seis etapas de operação são descritas, incluindo as equações de projeto para os componentes do conversor. Por fim, os resultados incluem uma comparação do ganho de tensão CC obtido por simulação e valores analíticos, e uma análise do comportamento da ondulação (*ripple*) da corrente do indutor em função da razão cíclica (*duty cycle*) e da relação de espiras do transformador. Além disso, o estresse de tensão/corrente das chaves é determinado. O conversor apresenta como vantagens a redução dos esforços de tensão e corrente nas chaves e a diminuição do filtro LC, como consequência da operação com três vezes a frequência de chaveamento. Como desvantagens, destacam-se a elevada quantidade de chaves empregadas no conversor e a necessidade de fontes auxiliares para a polarização das chaves. Para verificar o princípio de operação do conversor, um exemplo de projeto é desenvolvido com resultados de simulação e experimentais para os seguintes valores nominais: potência de saída $P_o = 5$ kW, tensão de entrada $V_i = 800$ V, tensão de saída $V_o = 108$ V e frequência de comutação $f_s = 30$ kHz. O conversor opera na região R2 ($1/3 < D < 2/3$), e o transformador trifásico possui uma relação de espiras de 1,8 ($n = 1,8$).

Palavras-chave: conversor CC-CC; célula de comutação de quatro estados; ampla taxa de conversão.

ABSTRACT

In off-grid systems, battery energy storage systems, or off-board electric vehicle chargers, a conversion stage with a DC-DC converter is required to adjust voltage and current levels appropriately for battery charging. In this context, this work presents a qualitative and quantitative analysis of a Wide Conversion Range (WCR) Buck DC-DC converter based on the Four-State Switching Cell (4SSC). The employed modulation drives 12 switches, and all six operating stages are described, including the design equations for the converter components. Finally, the results include a comparison of the DC voltage gain obtained through simulation and analytical values, and an analysis of the inductor current ripple behavior as a function of the duty cycle and the transformer turns ratio. Furthermore, the voltage and current stress on the switches is determined. The converter features advantages such as reduced voltage and current efforts on the switches and a reduction of the LC filter, resulting from operation at three times the switching frequency. As disadvantages, the high number of switches and the need for auxiliary power supplies for switch biasing are highlighted. To verify the operating principle, a design example is developed with simulation and experimental results for the following nominal values: output power $P_o = 5$ kW, input voltage $V_i = 800$ V, output voltage $V_o = 108$ V, and switching frequency $f_s = 30$ kHz. The converter operates in region R2 ($1/3 < D < 2/3$), and the three-phase transformer has a turns ratio of 1.8 ($n = 1.8$).

Keywords: DC-DC converter; four-state switching cell; wide conversion range.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de SIGFI com geração solar	20
Figura 2 – Bateria de chumbo-ácido	21
Figura 3 – Bateria de íon-lítio	22
Figura 4 – Carregamento de bateria em tensão constante (CV)	23
Figura 5 – Carregamento de bateria em corrente constante (CC)	24
Figura 6 – Carregamento de bateria em corrente constante e tensão constante (CCCV)	25
Figura 7 – Conversor bidirecional não isolado baseado no conversor Boost/Buck CC-CC	26
Figura 8 – Conversor CC-CC bidirecional de três portas para aplicação em sistemas de energia renovável	27
Figura 9 – Conversor CC-CC abaixador intercalado de quatro fases utilizando indutor acoplado para aplicações de alta potência	27
Figura 10 – Conversor <i>buck</i> trifásico intercalado	28
Figura 11 – Conversor <i>buck</i> intercalado modificado multifásico	29
Figura 12 – Conversor CC-CC Buck com célula de comutação de quatro estados (CCQE)	30
Figura 13 – Conversor CC-CC Buck baseado na CCQE	32
Figura 14 – Primeira etapa de operação	33
Figura 15 – Segunda etapa de operação	34
Figura 16 – Terceira etapa de operação	35
Figura 17 – Quarta etapa de operação	35
Figura 18 – Quinta etapa de operação	36
Figura 19 – Sexta etapa de operação	36
Figura 20 – Formas de onda teóricas na região R2 em MCC	37
Figura 21 – Ganho Estático do conversor na região R2 em MCC	38
Figura 22 – Ondulação de corrente parametrizada do indutor LO	40
Figura 23 – Célula de comutação de quatro estados com tensões e correntes terminais	47
Figura 24 – (a)Configuração 1 (b) Configuração 2	48
Figura 25 – Razão cíclica equivalente considerando duas etapas	49
Figura 26 – Resumo das perdas totais no conversor	57
Figura 27 – Diagrama de blocos da estratégia de controle adotada	58
Figura 28 – Diagrama de bode $FTLA_{sci}$	60
Figura 29 – Diagrama de bode da $FTLA_{cci}$	62

Figura 30 – Distorção do método <i>tustin</i>	63
Figura 31 – Diagrama de bode do compensador contínuo e discreto	64
Figura 32 – Diagrama de bode $FTLA_{scv}$	65
Figura 33 – Diagrama de bode da $FTLA_{ccv}$	66
Figura 34 – Diagrama de bode do compensador contínuo e discreto	67
Figura 35 – Modulação PWM para as chaves S1 a S12	68
Figura 36 – Conversor buck baseado na ccqe no PSIM	69
Figura 37 – Geração dos sinais PWM no PSIM	69
Figura 38 – Cblock responsável pelo controle no PSIM	69
Figura 39 – Sinais PWM nas chaves e corrente através do indutor L_o	70
Figura 40 – Tensão e corrente de saída do conversor	71
Figura 41 – Tensão e corrente no indutor L_o	71
Figura 42 – Corrente no capacitor C_o	72
Figura 43 – Corrente nos enrolamentos primário e secundário do transformador	73
Figura 44 – Tensões no enrolamento primário e secundário do transformador	73
Figura 45 – Tensão e corrente na chave S2	74
Figura 46 – Tensão e corrente na chave S1	74
Figura 47 – Tensão e corrente na chave S8	75
Figura 48 – Tensão e corrente na chave S7	75
Figura 49 – Tensão e corrente na carga no teste do degrau de carga	76
Figura 50 – Tensão na carga e corrente no indutor	77
Figura 51 – Tensão e corrente na bateria	78
Figura 52 – Protótipo montado em laboratório com elementos descritos	79
Figura 53 – Tensão de entrada no CH3 e tensão de saída no CH1	80
Figura 54 – Tensão de dreno-fonte no CH3 e corrente no indutor no CH2	81
Figura 55 – Tensão dreno-fonte nas chaves superiores da ponte superior no CH3	81
Figura 56 – Tensão dreno-fonte nas chaves inferiores da ponte superior no CH3	82
Figura 57 – Tensão dreno-fonte nas chaves superiores da ponte inferior no CH3	82
Figura 58 – Tensão dreno-fonte nas chaves inferiores da ponte inferior no CH3	83
Figura 59 – Tensão dreno-fonte nas chaves inferiores da ponte inferior no CH3 e corrente no primário do transformador no CH2	83

Figura 60 – Tensão dreno-fonte nas chaves inferiores da ponte superior no CH3 e corrente no secundário do transformador no CH2	84
Figura 61 – Tensão no primário do transformador no CH3 e corrente no primário do transformador no CH2	85
Figura 62 – Tensão no secundário do transformador no CH3 e corrente no secundário do transformador no CH2	85
Figura 63 – Tensão de saída no CH1 e corrente de saída no CH2	86

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros selecionados do <i>Buck</i>	50
Tabela 2 – Especificações de projeto	51
Tabela 3 – Considerações de projeto	51

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CCQE	Célula de Comutação de Quatro Estados
MCC	Modo de Condução Contínua
ODS 7	Objetivo de Desenvolvimento Sustentável 7
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> / Modulação por largura de pulso
SIGFI	Sistema Individual de Geração de Energia Elétrica com Fonte Intermitente
SIN	Sistema Interligado Nacional
VLA	<i>Vented Lead-Acid</i>
VRLA	<i>Valve-Regulated Lead-Acid</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_c	Área efetiva do núcleo magnético
A_w	Área da janela do núcleo magnético
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máxima
C_o	Capacitância do capacitor de saída
D	Razão cíclica (<i>Duty cycle</i>)
d^*	Razão cíclica equivalente para modelagem
f_s	Frequência de chaveamento/comutação
f_{w0}	Frequência natural do sistema
$G_{vd}(s)$	Função de transferência tensão de saída por razão cíclica
$G_{id}(s)$	Função de transferência corrente no indutor por razão cíclica
i_L	Corrente instantânea no indutor L_o
I_o	Corrente média de saída (na carga)
$I_{p,ef}$	Corrente eficaz no primário do transformador
$I_{s,ef}$	Corrente eficaz no secundário do transformador
$I_{S,ef}$	Corrente eficaz nas chaves semicondutoras
J	Densidade de corrente nos condutores
K_{adc}	Ganho do conversor analógico-digital
K_u	Fator de utilização da janela do núcleo
L_o	Indutância do indutor de saída
MLT	Comprimento médio de uma espira (<i>Mean Length Turn</i>)
n	Relação de transformação do transformador
N_p, N_s	Número de espiras do primário e secundário
P_{cond}	Perdas por condução nos semicondutores
P_{cu}	Perdas no cobre (enrolamentos)
P_f	Perdas no núcleo magnético
P_o	Potência de saída nominal

P_{sw}	Perdas por comutação (<i>switching</i>)
$R_{DS(on)}$	Resistência dreno-fonte do MOSFET em condução
R_o	Resistência de carga nominal
T_s	Período de chaveamento / Tempo de amostragem
V_f	Queda de tensão direta no diodo
V_i	Tensão CC de entrada nominal
V_o	Tensão CC de saída nominal
V_{DS}	Tensão dreno-fonte nos MOSFETs
Δi_L	Ondulação (<i>ripple</i>) de corrente no indutor
ΔV_o	Ondulação (<i>ripple</i>) de tensão na saída
η	Rendimento / Eficiência do conversor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Contextualização do Tema	18
1.2	Composição de um Sistema SIGFI com Geração Solar	19
1.3	Acumuladores de Energia	20
1.3.1	<i>Baterias de Chumbo-Ácido</i>	20
1.3.2	<i>Baterias de Íon-Lítio</i>	22
1.4	Métodos de Carregamento de Baterias	23
1.5	Revisão de Topologias de Conversores CC-CC Não-Isolados no Contexto de Energias Renováveis	25
1.5.1	<i>Conversor Bidirecional Não Isolado Baseado no Conversor Boost/Buck CC-CC</i>	25
1.5.2	<i>Conversor CC-CC Bidirecional de Três Portas para Aplicação em Sistemas de Energia Renovável</i>	26
1.5.3	<i>Conversor CC-CC Abaixador Intercalado de Quatro Fases Utilizando Indutor Acoplado para Aplicações de Alta Potência</i>	27
1.5.4	<i>Conversor Buck Trifásico Intercalado</i>	28
1.5.5	<i>Conversor Buck Intercalado Modificado Multifásico</i>	28
1.6	Conversor CC-CC Sob Estudo	29
1.7	Considerações Finais	30
2	ANÁLISE DO CONVERSOR SOB ESTUDO	31
2.1	Introdução	31
2.1.1	<i>Considerações Sobre as Etapas de Operação do Conversor</i>	31
2.2	Topologia do Conversor CC-CC Sob Estudo	31
2.3	Análise Qualitativa	32
2.3.1	<i>Etapas de Operação do Conversor na Região R2</i>	32
2.4	Análise Quantitativa do Conversor em MCC	39
2.4.1	<i>Determinação da Indutância do Indutor LO</i>	39
2.4.2	<i>Determinação da Capacitância do Capacitor CO</i>	40
2.4.3	<i>Determinação dos Esforços de Tensão e Corrente nos Semicondutores do Conversor</i>	42

2.4.4	<i>Transformador Y-Y</i>	45
2.5	Modelagem do Conversor por Espaço de Estados Médio	46
2.6	Considerações Finais	50
3	EXEMPLO DE PROJETO	51
3.1	Introdução	51
3.2	Especificações e Considerações de Projeto	51
3.3	Parâmetros Preliminares para Projeto	52
3.4	Estudos Teóricos de Perdas	54
3.4.1	<i>Perdas nas Chaves</i>	54
3.4.2	<i>Perdas no Indutor</i>	55
3.4.3	<i>Perdas no Transformador Trifásico</i>	56
3.4.4	<i>Perdas Totais</i>	57
3.5	Projeto do Circuito de Controle	57
3.5.1	<i>Malha de Corrente</i>	58
3.5.2	<i>Malha de Tensão</i>	64
3.6	Considerações Finais	67
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	68
4.1	Introdução	68
4.2	Resultados de Simulação	68
4.2.1	<i>Circuito de Simulação</i>	68
4.2.2	<i>Formas de Onda em Regime Permanente</i>	70
4.2.3	<i>Formas de Onda em Regime Dinâmico</i>	76
4.2.3.1	<i>Degrau de Carga</i>	76
4.2.3.2	<i>Curto-circuito</i>	77
4.2.3.3	<i>Recarga da Bateria</i>	78
4.3	Resultados Experimentais	79
4.3.1	<i>Protótipo</i>	79
4.3.2	<i>Formas de Onda em Regime Permanente</i>	80
4.4	Considerações Finais	86
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	87
	REFERÊNCIAS	88
	APÊNDICES	91

APÊNDICE A – Projeto do Transformador Y-Y de Alta Frequência	91
APÊNDICE B – Projeto do Indutor de Alta Frequência	97
APÊNDICE C – Código-fonte do controle digital (PSIM C-Block)	102
ANEXOS	104
ANEXO A – Características dos condutores elétricos - AWG	105

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização do Tema

Ainda nos dias atuais, há um número elevado de famílias sem acesso à energia elétrica, o que impacta diretamente na qualidade de vida dessas pessoas. Segundo a BRASIL, Ministério de Minas e Energia (2024), o programa Luz para Todos, implementado no Brasil, tem buscado levar eletricidade a milhões de pessoas, sendo que, até 2024, cerca de 17,5 milhões de pessoas foram atendidas entre 2003 e 2024. No entanto, a expectativa para este programa é atender mais 327 mil famílias.

Ainda assim restam inúmeras famílias que não possuem acesso a energia elétrica, principalmente em áreas onde a expansão da rede elétrica convencional é inviável economicamente. De acordo com o Planejamento do Atendimento aos Sistemas Isolados - Ciclo 2024 (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA, 2024), o Brasil ainda possui 175 localidades não conectadas ao Sistema Interligado Nacional (SIN).

O Objetivo de Desenvolvimento Sustentável 7 (ODS 7), parte da Agenda 2030, tem como foco assegurar energia limpa e acessível para todos (ORGANIZAÇÃO DAS NAÇÕES UNIDAS, s.d.). Uma das formas de assegurar acesso a energia elétrica em comunidades que estão isoladas da rede elétrica nacional, é através de sistemas de geração distribuída, como os sistemas *off-grid*, que utilizam fontes de energia renovável, como a energia solar.

Nos tempos atuais, há ainda maior motivação para o desenvolvimento de alternativas de geração de energia elétrica de forma limpa, especialmente em localidades isoladas do SIN. Nessas regiões, pode-se recorrer ao uso de geração de energia através de termoeletricas movidas a combustíveis fósseis, como diesel ou o carvão. Porém, o uso dessas fontes de energia não renováveis contribui para o aumento da emissão de gases de efeito estufa, agravando o problema das mudanças climáticas. Portanto, a adoção de fontes de energia renovável, como a solar e a eólica, é essencial para mitigar os impactos ambientais e promover a sustentabilidade (Polito, 2025).

Uma das formas de atender à demanda por energia elétrica em localidades isoladas do SIN, como na Amazônia Legal, é recorrer ao uso de Sistema Individual de Geração de Energia Elétrica com Fonte Intermitente (SIGFI). De acordo com INSTITUTO DE ENERGIA E MEIO AMBIENTE (IEMA) (2023), seriam necessários mais três milhões de sistemas SIGFI de 45kWh/mês com bateria de íon-lítio e de 12 milhões de sistemas SIGFI de 180kWh/mês com

bateria de chumbo-ácido para atender a demanda de energia elétrica na Amazônia Legal.

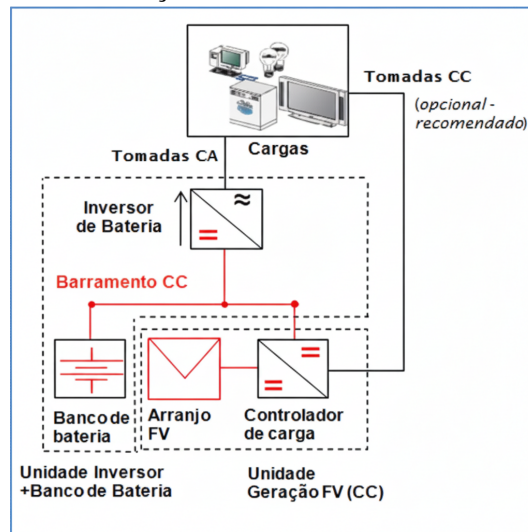
1.2 Composição de um Sistema SIGFI com Geração Solar

Em conformidade com BRASIL. Ministério de Minas e Energia (2022), um sistema do tipo SIGFI com geração solar é composto pelos seguintes componentes:

- **Painel Solar Fotovoltaico:** Responsável pela conversão da luz solar em energia elétrica. Os painéis solares são instalados em locais com boa incidência solar.
- **Controlador de Carga:** Dispositivo responsável por garantir o método de carregamento mais adequado aos acumuladores de energia do sistema.
- **Acumuladores de Energia:** Armazenam a energia elétrica gerada pelos painéis solares para uso posterior. As baterias podem ser de diferentes tipos, como íon-lítio ou chumbo-ácido, e devem ser dimensionadas de acordo com a demanda energética do sistema.
- **Inversor:** Converte a energia elétrica armazenada nas baterias, que é em corrente contínua (CC), para corrente alternada (CA), que é a forma de energia utilizada pela maioria dos eletrodomésticos.
- **Sistema de Monitoramento:** Permite acompanhar o desempenho do sistema, incluindo a geração de energia, o estado de carga das baterias e o consumo de energia.

A integração desses componentes, como mostrado na Figura 1, permite que um sistema *off-grid* com geração solar forneça energia elétrica de forma confiável e sustentável, contribuindo para a redução da dependência de fontes de energia não renováveis e promovendo o acesso à energia em localidades isoladas.

Figura 1 – Diagrama de SIGFI com geração solar



Fonte: Adaptado de BRASIL. Ministério de Minas e Energia (2022).

1.3 Acumuladores de Energia

Os acumuladores de energia, ou baterias, são componentes essenciais em sistemas SIGFI com geração solar, devido à natureza intermitente dessa fonte de energia, pois permitem o armazenamento da energia gerada durante o dia para uso durante a noite ou em períodos nublados. Nesta seção, são discutidas as principais tecnologias de baterias utilizadas em sistemas *off-grid*: baterias de chumbo-ácido e baterias de íon-lítio.

1.3.1 Baterias de Chumbo-Ácido

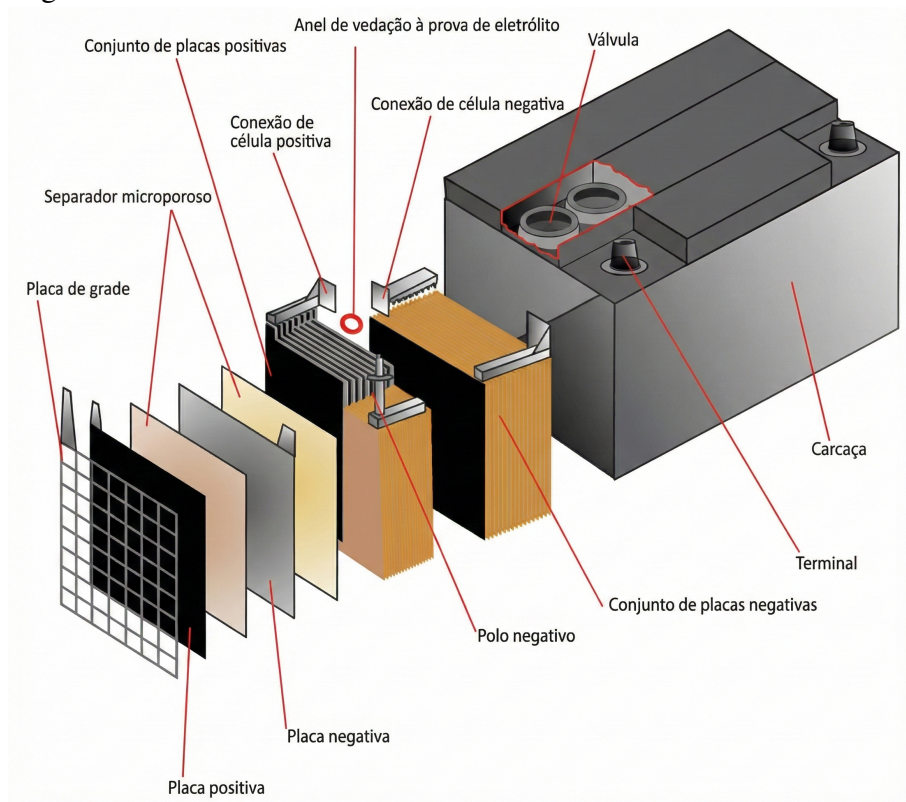
As baterias de chumbo-ácido são os dispositivos eletroquímicos recarregáveis mais antigos e amplamente utilizados em sistemas de armazenamento de energia. Elas são compostas (quando carregadas) por eletrodos de chumbo metálico (eletrodo positivo) e óxido de chumbo (eletrodo negativo) em um eletrólito com 37% de ácido sulfúrico. No estado descarregado, ambos os eletrodos são convertidos em sulfato de chumbo e o eletrólito perde o ácido sulfúrico dissolvido e se torna água (Chen *et al.*, 2009).

Dentre as principais características das baterias de chumbo-ácido, destacam-se, o baixo custo (US\$ 300-600/kWh), além da facilidade de fabricação e da facilidade de reciclagem dos componentes. Cada célula apresenta tensão aproximada de 2V. Apresentam baixa densidade de energia (30-50 Wh/kg) e uma eficiência de 75-80%. Além disso, apresenta uma vida útil

relativamente curta (500-1000 ciclos), dependendo das condições de uso (Fan *et al.*, 2020).

As baterias de chumbo-ácido, de acordo com INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS; AMERICAN SOCIETY OF HEATING, REFRIGERATING AND AIR-CONDITIONING ENGINEERS (2022), podem ser classificadas em dois tipos principais: *Vented Lead-Acid* (VLA) e *Valve-Regulated Lead-Acid* (VRLA). As baterias VLA, também conhecidas como baterias inundadas, possuem tampas removíveis que permitem a liberação de gases durante a carga e necessitam de manutenção regular para verificar e repor água. Já as baterias VRLA são seladas e possuem válvulas de segurança para liberar gases em caso de pressão excessiva, sendo mais seguras e exigindo menos manutenção. A recombinação interna dos gases produzidos reflete na redução de perda de água. As baterias VRLA ainda possuem um eletrólito baseado em AGM ou gel de sílica (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS; AMERICAN SOCIETY OF HEATING, REFRIGERATING AND AIR-CONDITIONING ENGINEERS, 2022). A Figura 2 apresenta os aspectos construtivos de uma bateria de chumbo-ácido do tipo VRLA.

Figura 2 – Bateria de chumbo-ácido



Fonte: Adaptado de Sheikh (2023).

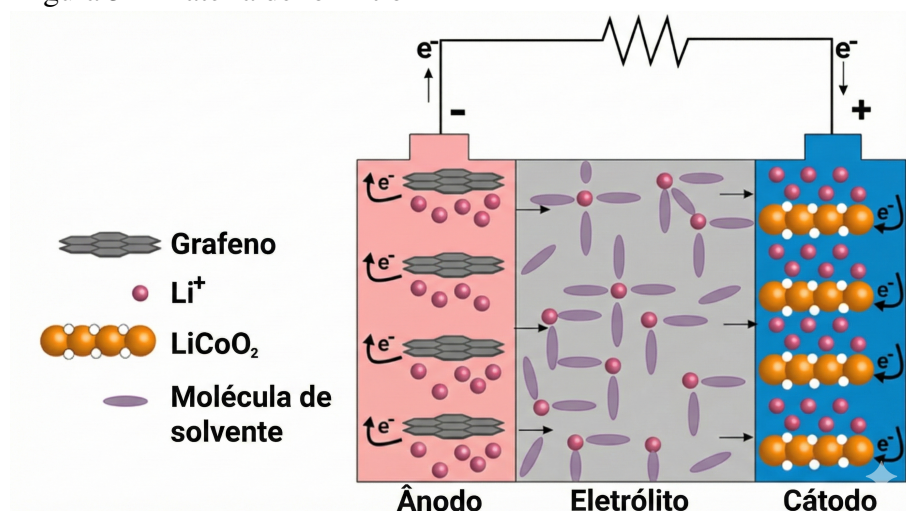
1.3.2 Baterias de Íon-Lítio

Funciona a partir do movimento dos íons de lítio entre dois eletrodos nos momentos de carga e descarga. São compostas por eletrodos positivos e negativos e eletrólitos condutores de lítio. Geralmente os materiais do eletrodo positivo são compostos por óxidos metálicos e o eletrodo negativo é composto por carbono grafítico. Os eletrólitos podem ser líquidos ou semissólidos/sólidos (Fan *et al.*, 2020).

Em Fan *et al.* (2020) e Chen *et al.* (2009) é apresentado que as baterias de íon-lítio têm características como: uma longa vida útil (maior que 1000 ciclos), eficiência alta (quase 100%), ampla faixa de temperatura de operação (opera de 0-45°C no momento de carga e -40-65°C na descarga), taxa de autodescarga baixa (em torno de 2-8%). No entanto, possuem desvantagens, como: baixa densidade de energia (240Wh/kg, 640 Wh/L), risco de segurança quando sobrecarregadas e possível degradação quando operam abaixo de 2V em temperaturas elevadas. A Figura 3 mostra os aspectos construtivos de uma bateria de íon-lítio.

No caso do uso de baterias de íon-lítio, faz-se necessário o uso de um sistema de gerenciamento de bateria, que é conhecido como BMS (*Battery Management System*). A função do BMS é monitorar as células de bateria, podendo prevenir danos causados por fatores externos, como um sistema de carregamento com defeito, mas não consegue evitar danos causados por fatores internos, como um curto-circuito interno (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS; AMERICAN SOCIETY OF HEATING, REFRIGERATING AND AIR-CONDITIONING ENGINEERS, 2022).

Figura 3 – Bateria de íon-lítio



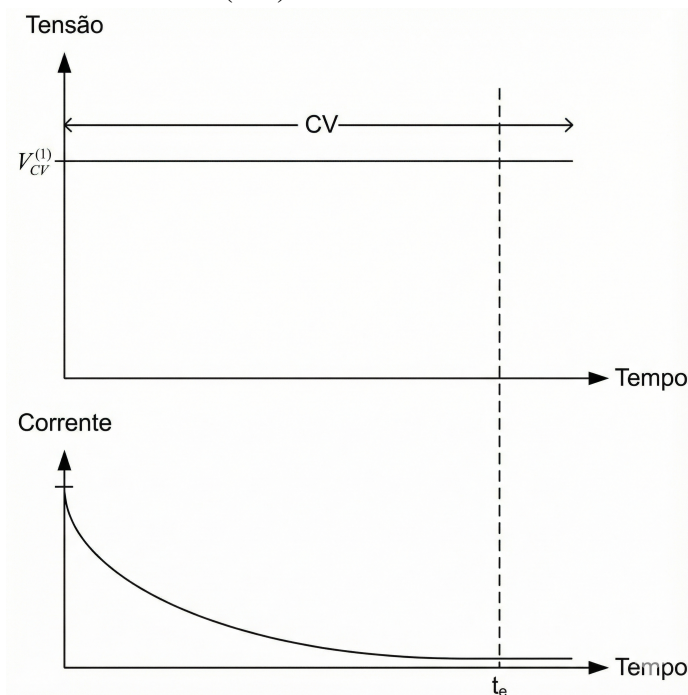
Fonte: Adaptado de Fan *et al.* (2020).

1.4 Métodos de Carregamento de Baterias

O carregamento adequado de baterias garante que haja prolongamento da vida útil e o desempenho eficiente dos acumuladores de energia. Dentre os principais métodos de carregamento de baterias, destacam-se o carregamento em corrente constante (*constant current* - CC), tensão constante (*constant voltage* - CV) e o método corrente constante-tensão constante (*constant current constant voltage* - CCCV).

O método de tensão constante (CV) consiste em aplicar uma tensão fixa na bateria durante o processo de carregamento. A corrente de carga é regulada pela resistência interna da bateria e não pelo carregador. Assim, a bateria é carregada por uma corrente que no início da carga apresenta um valor de pico muito alto, podendo ser mais de 10 vezes a capacidade nominal da bateria e a corrente decresce até a carga total da bateria (Wong *et al.*, 2008). A Figura 4 mostra a tensão e a corrente de recarga da bateria no caso de tensão constante.

Figura 4 – Carregamento de bateria em tensão constante (CV)

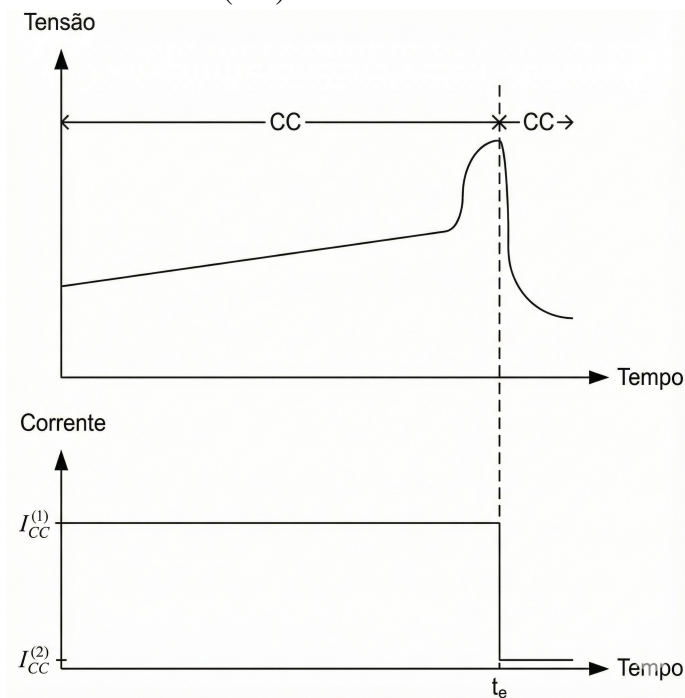


Fonte: Adaptado de Wong *et al.* (2008).

O método de corrente constante (CC) consiste em aplicar uma corrente fixa na bateria durante o processo de carregamento, sendo essa corrente fixa imposta pelo carregador e mantida até o estado totalmente carregado. Após isso, a bateria é mantida em sobrecarga com uma pequena corrente controlada. Neste método, não há regulação de tensão durante o

carregamento. A corrente fixa de carga é limitada a, no máximo, 0,4 vezes a capacidade nominal da bateria. Neste método de recarga, é de suma importância a detecção de carga total da bateria, para que danos à bateria sejam evitados. Esse método de detecção pode variar de temporizadores à medição de tensão na bateria(Wong *et al.*, 2008). A Figura 5 mostra a tensão e a corrente de recarga da bateria no caso de corrente constante.

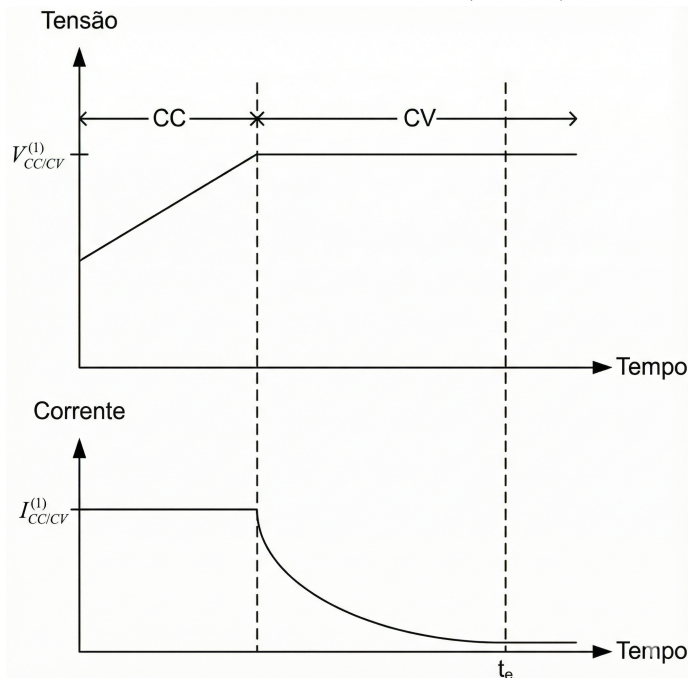
Figura 5 – Carregamento de bateria em corrente constante (CC)



Fonte: Adaptado de Wong *et al.* (2008).

O método de corrente constante e tensão constante (CCCV) é o método mais utilizado para baterias do tipo VRLA. Este método consiste em duas fases de carregamento: a primeira fase em corrente constante e a segunda fase em tensão constante. A bateria é carregada por uma corrente constante até atingir a tensão de flutuação determinada pelo fabricante da bateria. Após isso, a tensão é mantida constante e a corrente de carga decresce até a carga total da bateria. No regime de corrente constante a corrente de carga é limitada a 0,4 vezes a capacidade nominal da bateria, a fim de evitar temperaturas excessivas no acumulador (Wong *et al.*, 2008). A Figura 6 mostra a tensão e a corrente de recarga da bateria no caso de corrente constante e tensão constante.

Figura 6 – Carregamento de bateria em corrente constante e tensão constante (CCCV)



Fonte: Adaptado de Wong *et al.* (2008).

1.5 Revisão de Topologias de Conversores CC-CC Não-Isolados no Contexto de Energias Renováveis

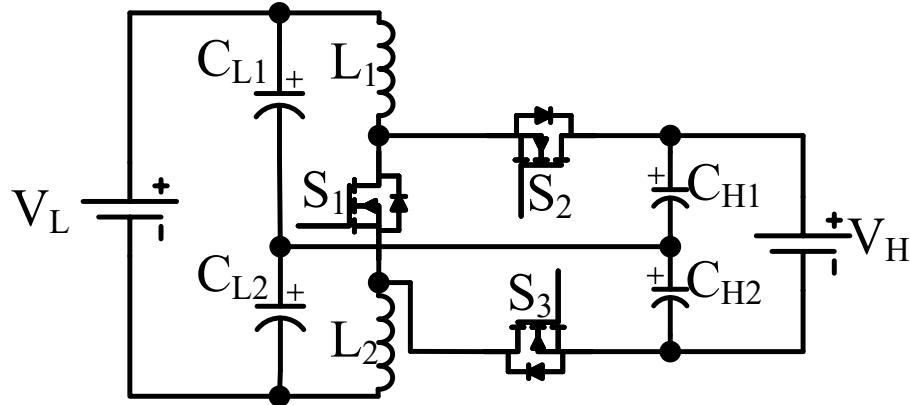
Nesta seção, são apresentadas algumas topologias de conversores CC-CC não isoladas com o intuito de realizar uma revisão bibliográfica de conversores abaixadores de tensão.

1.5.1 Conversor Bidirecional Não Isolado Baseado no Conversor Boost/Buck CC-CC

Segundo Nimitti e Andrade (2022), o conversor bidirecional não isolado baseado no conversor CC-CC boost/buck, mostrado na Figura 7, é uma nova topologia de conversor que pode operar tanto como elevador quanto como abaixador e tem como principais características: reduzidos esforços de tensão e corrente nos componentes, simplicidade de operação e diferentes modos de operação, como: síncrono e assíncrono.

Este conversor possui aplicações onde haja a necessidade de algum dispositivo de interface entre os barramentos devido à diferença de tensão entre os barramentos de alta e baixa tensão. Como exemplos, este conversor pode ser aplicado em microrredes CC, superbaterias e supercapacitores, fontes ininterruptas de energia e inversores CC-CA (Nimitti e Andrade, 2022).

Figura 7 – Conversor bidirecional não isolado baseado no conversor Boost/Buck CC-CC



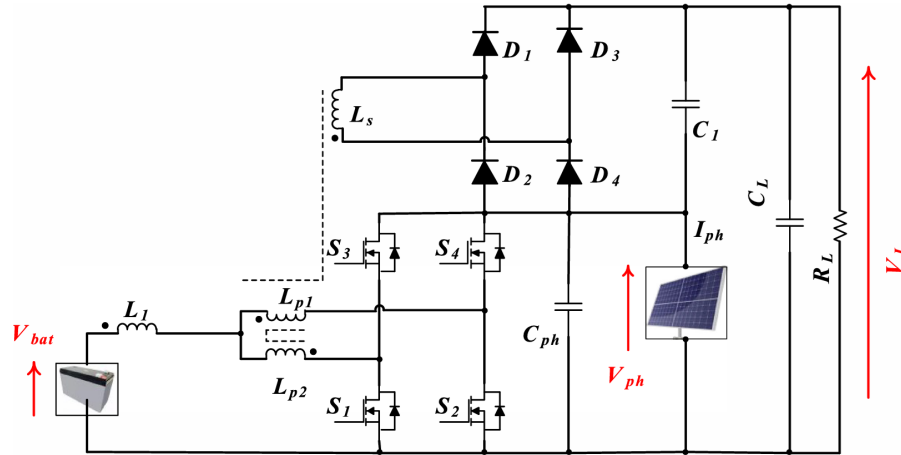
Fonte: Adaptado de Nimitti e Andrade (2022).

1.5.2 Conversor CC-CC Bidirecional de Três Portas para Aplicação em Sistemas de Energia Renovável

Em Alencar *et al.* (2025), é apresentado um conversor CC-CC bidirecional de três portas, mostrado na Figura 8, que tem como objetivo a aplicação em sistemas de energias renováveis. Nesta topologia, há duas portas para alimentação (uma alimentada por baterias e outra por painéis fotovoltaicos) e uma terceira porta para a carga. Devido à característica bidirecional, esse conversor opera tanto com as baterias e/ou os painéis fotovoltaicos alimentando a carga, quanto com os painéis fotovoltaicos carregando as baterias.

A principal vantagem deste conversor é a operação do indutor com o dobro da frequência de comutação, o que reduz o tamanho do indutor. Além disso, este conversor apresenta ondulação de corrente praticamente zero quando a razão cíclica está próxima de 50%, tornando-o, portanto, adequado para aplicações de carregamento de baterias (Alencar *et al.*, 2025).

Figura 8 – Conversor CC-CC bidirecional de três portas para aplicação em sistemas de energia renovável



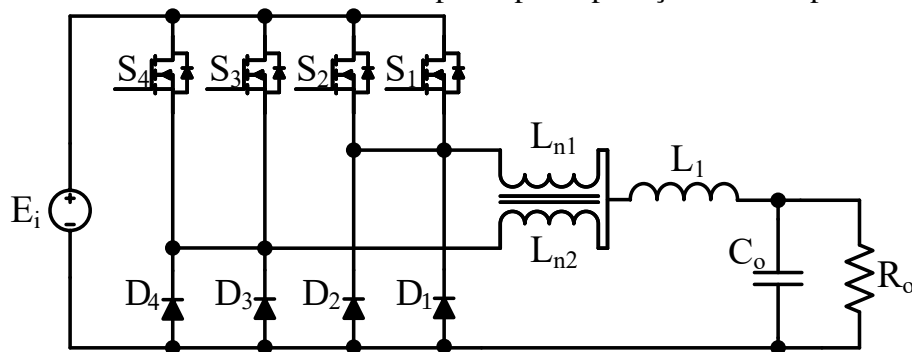
Fonte: Alencar *et al.* (2025).

1.5.3 Conversor CC-CC Abaixador Intercalado de Quatro Fases Utilizando Indutor Aco- plado para Aplicações de Alta Potência

O conversor proposto em Kattel *et al.* (2020), mostrado na Figura 9, consiste em filtros reduzidos, poucos componentes e baixa ondulação de tensão e corrente. O filtro reduzido decorre do fato de a frequência da ondulação de corrente no indutor ser quatro vezes superior à frequência de comutação. Esse conversor foi proposto como uma alternativa aos conversores CC-CC abaixadores de tensão convencionais, com o objetivo de reduzir o número de indutores.

Esse conversor apresenta as seguintes características: tensões nos diodos e nas chaves iguais à tensão de entrada, ondulação de corrente minimizada, atinge o valor máximo de ganho de tensão sem operar com razão cíclica elevada ($D < 0,5$) e a topologia é capaz de atingir alta eficiência (Kattel *et al.*, 2020).

Figura 9 – Conversor CC-CC abaixador intercalado de quatro fases utilizando indutor acoplado para aplicações de alta potência



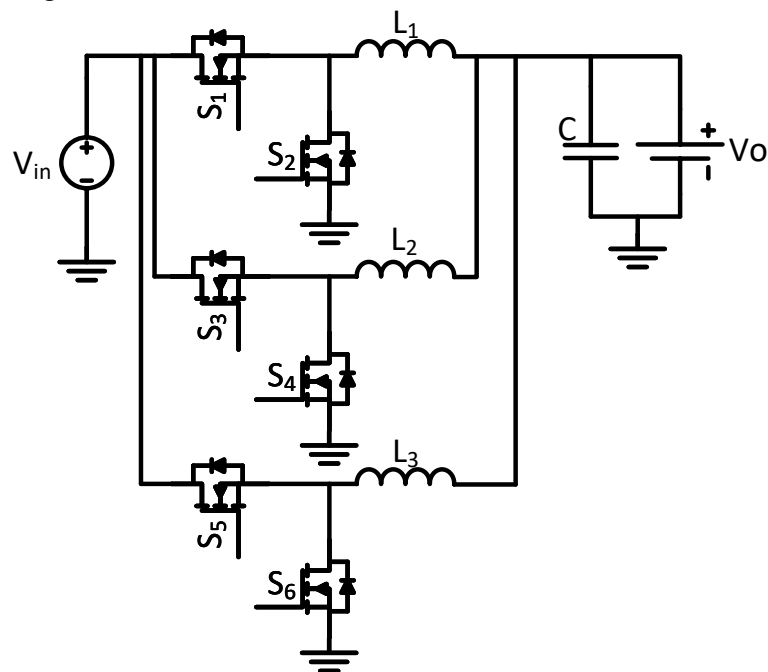
Fonte: Adaptado de Kattel *et al.* (2020).

1.5.4 Conversor Buck Trifásico Intercalado

Em Garg e Das (2021) é apresentado um conversor *Buck* trifásico intercalado aplicado a carregamento de baterias. O autor cita que a principal vantagem deste conversor é a baixa ondulação de corrente na saída, o que o torna ideal para a saúde das baterias.

Mas uma clara desvantagem, é a preocupação no balanceamento das correntes nos indutores de saída, logo, uma estratégia de controle deve ser adotada para que haja compartilhamento de potência de forma igualitária entre os conversores em paralelo. Entretanto, caso haja falha em uma das fases, isso não representa a falha do sistema completo.

Figura 10 – Conversor *buck* trifásico intercalado



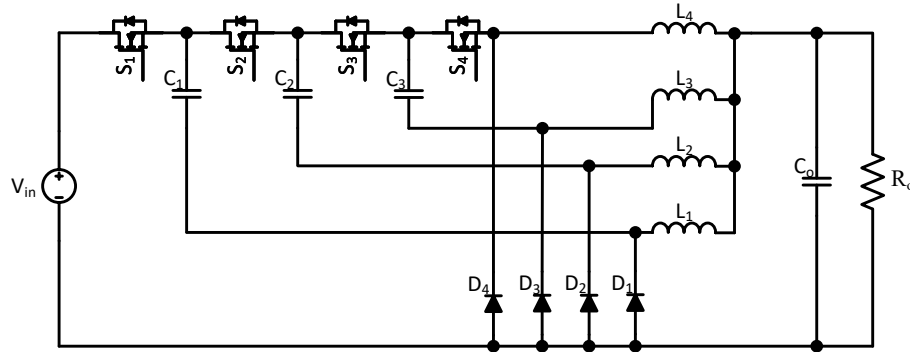
Fonte: Adaptado de Garg e Das (2021).

1.5.5 Conversor Buck Intercalado Modificado Multifásico

Em Ishwarya e Dhanalakshmi (2017) é realizada uma comparação entre conversores *Buck* intercalados de duas e três fases convencionais, com o conversor *Buck* intercalado modificado de quatro fases (Modified Interleaved Buck Converter - MIBC). A aplicação deste conversor é ideal quando é necessário um baixo ganho entre a tensão entrada e a tensão saída. Esse conversor também apresenta uma ondulação de corrente na saída menor, se comparado com os conversores intercalados convencionais. O fato das chaves serem conectadas em série, junto a capacitores de acoplamento, reduz os esforços de tensão em comparação a chaves conectadas em

paralelo. Novamente, é encontrado a desvantagem onde faz-se necessário uma estratégia para compartilhamento de potência entre os conversores em paralelo.

Figura 11 – Conversor *buck* intercalado modificado multifásico



Fonte: Adaptado de Ishwarya e Dhanalakshmi (2017).

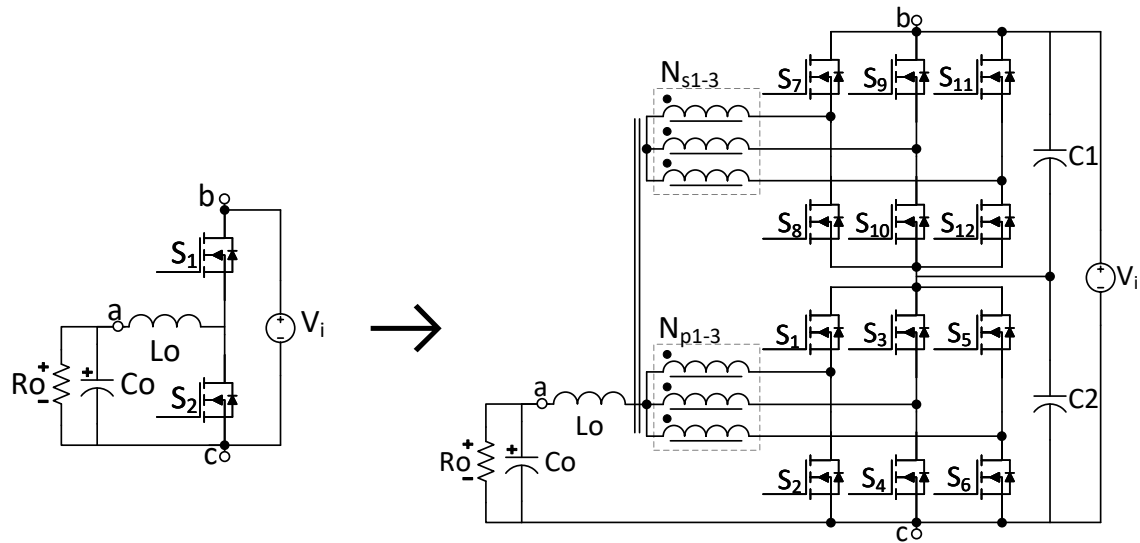
1.6 Conversor CC-CC Sob Estudo

A topologia estudada neste trabalho é um conversor CC-CC *Buck* com a célula de comutação de quatro estados (CCQE) com ampla taxa de conversão (Bastos *et al.*, 2020), que pode ser utilizada no desenvolvimento do estágio de controlador de carga para as baterias de um sistema *off-grid* com energia solar, empregando o método de carregamento CCCV, com característica unidirecional. Entretanto, essa topologia também pode ser adaptada para operação bidirecional, ou seja, pode ser aplicada como um estágio de carregamento das baterias quanto, ao inverter o fluxo de potência, operar como um estágio de alto ganho para alimentar a entrada de um conversor CC-CA, por exemplo.

A Figura 12 mostra o conversor CC-CC em questão sendo derivado do conversor *Buck* clássico, onde a célula de dois estados é substituída pela célula de quatro estados. Além disso, as principais características deste conversor são: um filtro LC reduzido e uma malha de corrente rápida devido à operação com uma frequência no indutor três vezes maior; o transformador estrela-estrela garante uma boa distribuição de corrente entre as chaves, o que permite menor estresse nas chaves e, conseqüentemente, melhora o rendimento global. Todas essas características tornam o conversor capaz de processar altos níveis de potência.

O conversor sob estudo pode carregar baterias tanto de íon-lítio quanto de chumbo-ácido, já que o método de carregamento e os níveis de corrente e tensão são determinados pelo controle implementado no conversor.

Figura 12 – Conversor CC-CC Buck com célula de comutação de quatro estados (CCQE)



Fonte: Adaptado de Bastos *et al.* (2020).

1.7 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizado uma revisão bibliográfica sobre o estágio de conversão de energia CC-CC para carregamento de baterias, com foco em sistemas autônomos e sistema de armazenamento de energia em baterias. O principal foco foi a revisão de topologias voltadas à adequação de tensão e corrente para carregamento de baterias.

Com base na revisão bibliográfica, é estudado um conversor CC-CC *Buck* baseado na célula de comutação de quatro estados (CCQE) com ampla taxa de conversão. Esse tipo de estrutura permite a adequação dos níveis de tensão e corrente, mesmo em barramentos de alta tensão, devido à característica de ampla taxa de conversão.

2 ANÁLISE DO CONVERSOR SOB ESTUDO

2.1 Introdução

Neste capítulo, é apresentada a fundamentação teórica necessária para compreender o funcionamento do conversor estudado, através das análises qualitativas e quantitativas. A partir dessas duas análises são mostradas as etapas de operação, formas de ondas teóricas, o ganho estático e as equações dos principais componentes passivos do conversor, além dos esforços nas chaves. Para facilitar as análises são considerados componentes ideais e os capacitores filtro de saída com característica de fonte de tensão. A Figura 13 mostra o conversor CC-CC estudado.

2.1.1 Considerações Sobre as Etapas de Operação do Conversor

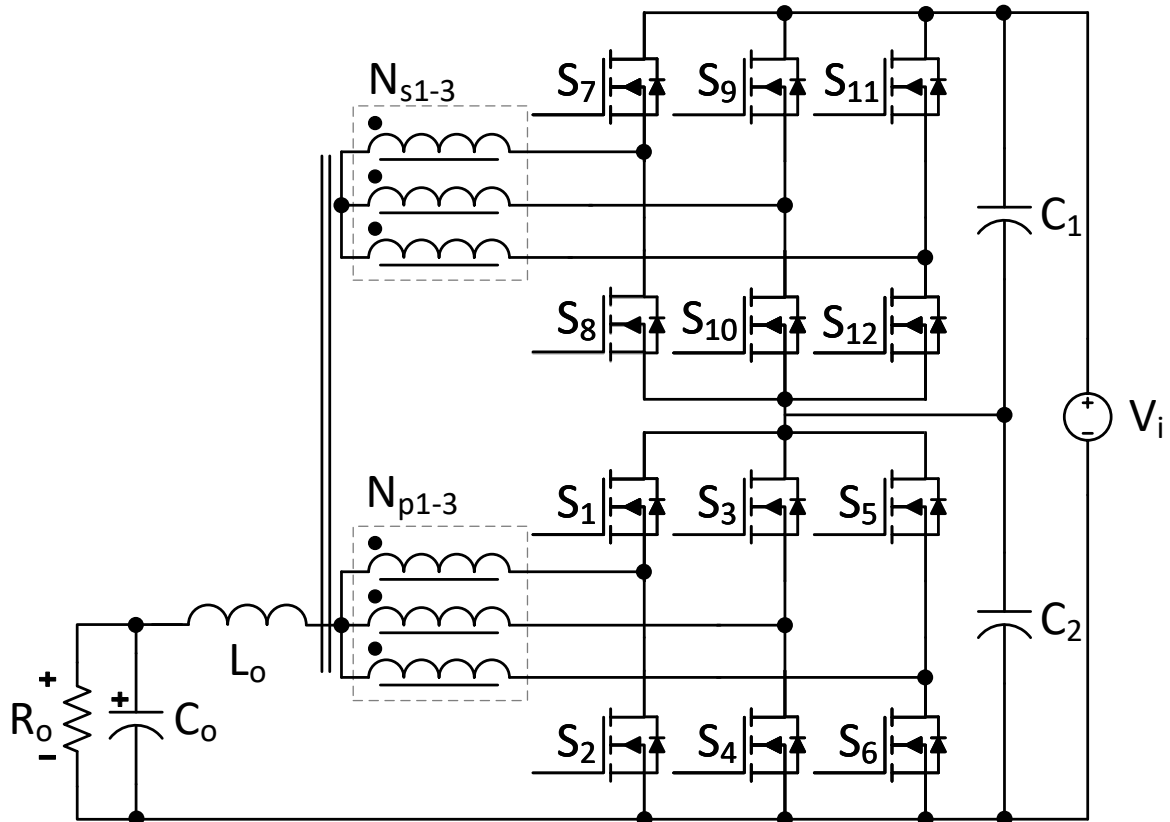
São feitas as seguintes considerações para a análise qualitativa do conversor estudado:

- A análise é feita em regime permanente;
- É usada *Pulse Width Modulation* / Modulação por largura de pulso (PWM) com frequência constante para acionar as chaves;
- Os pulsos de comando das chaves dos braços são defasados em 120° e para um mesmo braço, a chave superior recebe o pulso de comando complementar da chave inferior;
- O transformador trifásico Y-Y apresenta relação de transformação $n = \frac{N_s}{N_p}$;
- A corrente magnetizante do transformador é desprezada;
- As chaves e demais componentes são considerados ideais;
- O conversor opera em Modo de Condução Contínua (MCC);
- O conversor opera na região R2 com $1/3 < D < 2/3$;
- A indutância de dispersão e seus efeitos são desprezados nessa análise;

2.2 Topologia do Conversor CC-CC Sob Estudo

A topologia do conversor está mostrada na Figura 13, onde o conversor é composto por uma fonte de entrada CC, 12 chaves (S1-S12), apresenta um filtro LC e um transformador trifásico Y-Y conectado aos braços de chaves, que é responsável por distribuir a corrente entre as chaves.

Figura 13 – Conversor CC-CC Buck baseado na CCQE



Fonte: Adaptado de Bastos *et al.* (2020).

2.3 Análise Qualitativa

O conversor CC-CC Buck baseado na Célula de Comutação de Quatro Estados (CCQE) pode operar em três regiões, sendo a primeira chamada de R1 que acontece quando $0 < D < 1/3$, a segunda chamada de R2 quando $1/3 < D < 2/3$ e a terceira chamada de R3 quando $2/3 < D < 1$, onde D é razão cíclica do conversor.

2.3.1 Etapas de Operação do Conversor na Região R2

A. Primeira Etapa com $t_0 < t < t_1$

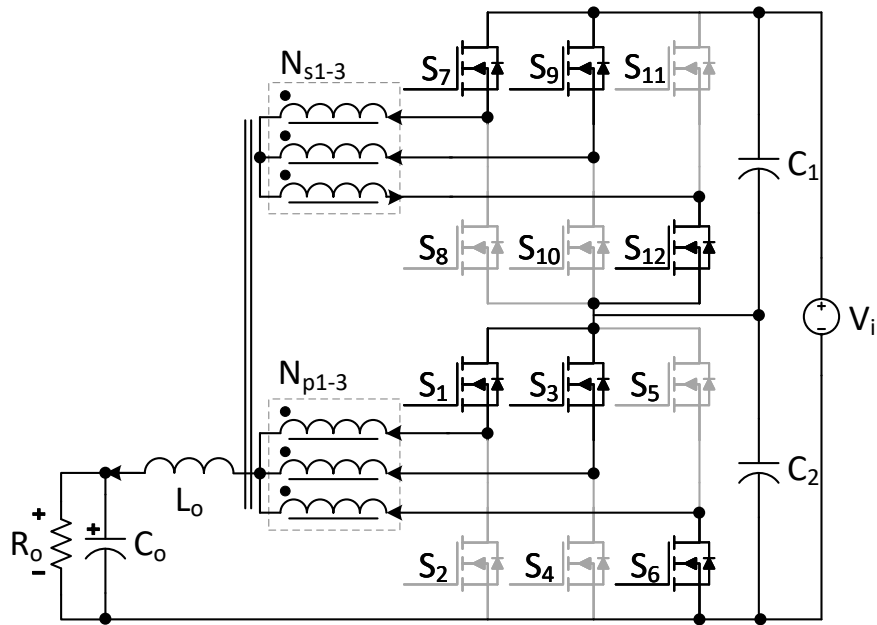
Apresentada na Figura 14, os interruptores S_1 , S_3 , S_6 , S_7 , S_9 e S_{12} estão em condução e os demais encontram-se em estado de bloqueio. A corrente através do indutor L_o cresce de forma linear, armazenando energia na forma de campo magnético. A corrente proveniente da fonte de alimentação de entrada V_{in} passa pelos enrolamentos primários e secundários do transformador. O capacitor C_o fornece energia para a carga. Esta etapa de operação é encerrada quando o interruptor S_2 entra em condução. A tensão no indutor L_o é dada pela Equação 2.1.

$$v_L = V_o - \frac{2V_i}{3(1+n)} \quad (2.1)$$

O intervalo de tempo que define esta etapa, em função da razão cíclica D e do período de chaveamento T é dado pela Equação 2.2

$$t_1 - t_0 = T \left(\frac{2}{3} - D \right) \quad (2.2)$$

Figura 14 – Primeira etapa de operação



Fonte: Próprio autor (2025).

B. Segunda Etapa com $t_1 < t < t_2$

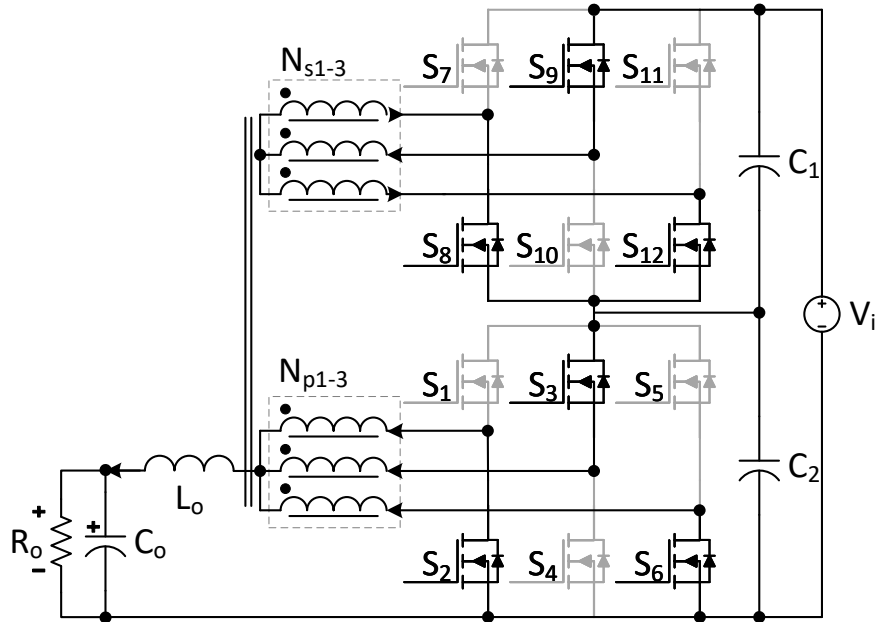
Apresentada na Figura 15, os interruptores S_2 , S_3 , S_6 , S_8 , S_9 e S_{12} estão em condução e os demais encontram-se em estado de bloqueio. A corrente através do indutor L_o decresce de forma linear, transferindo a energia de seu campo magnético para a carga. A corrente provinda da fonte de alimentação de entrada V_{in} passa pelos enrolamentos primários e secundários do transformador. Esta etapa de operação é encerrada quando o interruptor S_6 entra em bloqueio. A tensão no indutor L_o é dada pela Equação 2.3

$$v_L = V_o - \frac{V_i}{3(1+n)} \quad (2.3)$$

O intervalo de tempo que define esta etapa é dado pela Equação 2.4

$$t_2 - t_1 = T \left(D - \frac{1}{3} \right) \quad (2.4)$$

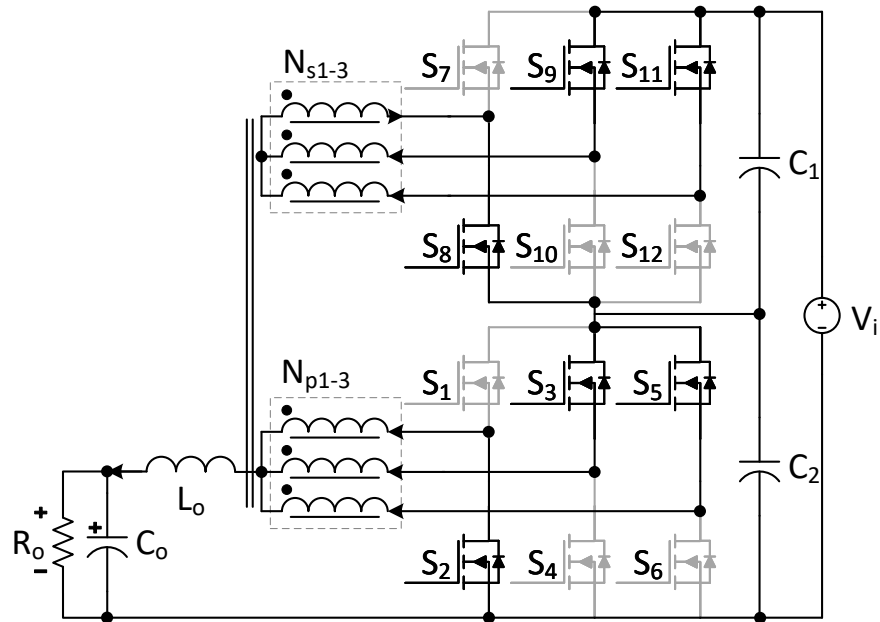
Figura 15 – Segunda etapa de operação



Fonte: Próprio autor (2025).

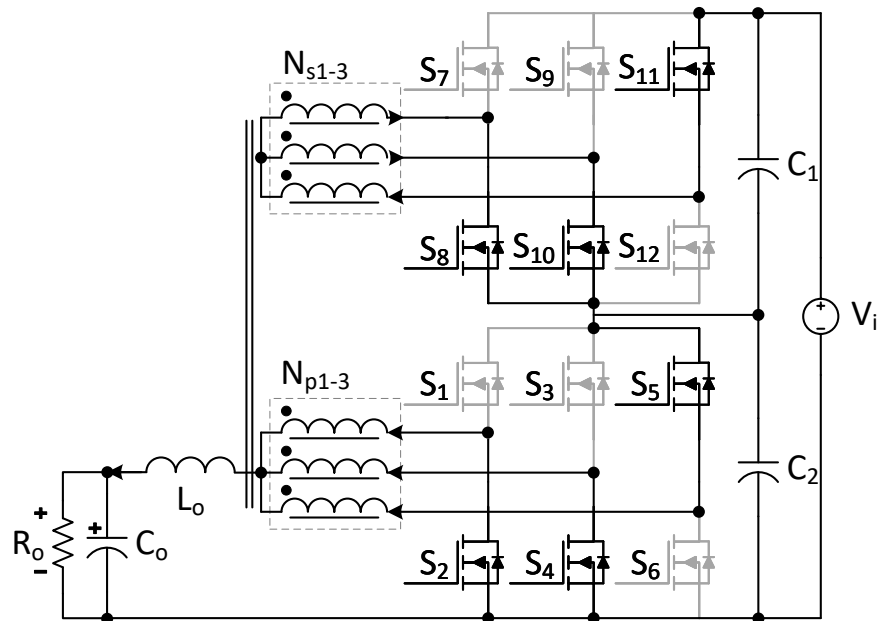
A terceira e quinta etapas de operação são similares à primeira, apenas alterando as chaves que são acionadas, essas etapas são mostradas nas Figuras 16 e 18, respectivamente. Enquanto a quarta e sexta etapas de operação são similares à segunda, apenas alterando as chaves que são acionadas, essas etapas são mostradas nas Figuras 17 e 19, respectivamente.

Figura 16 – Terceira etapa de operação



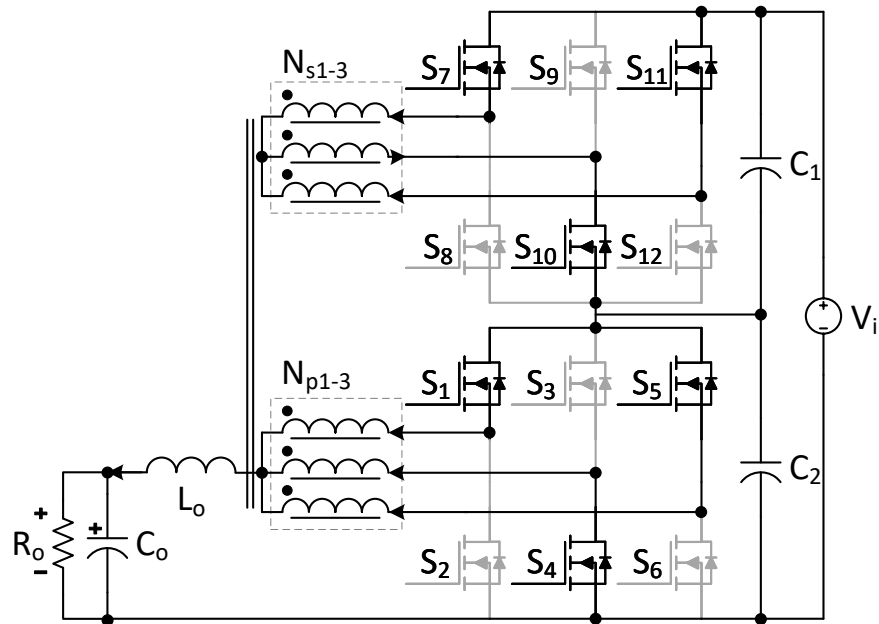
Fonte: Próprio autor (2025).

Figura 17 – Quarta etapa de operação



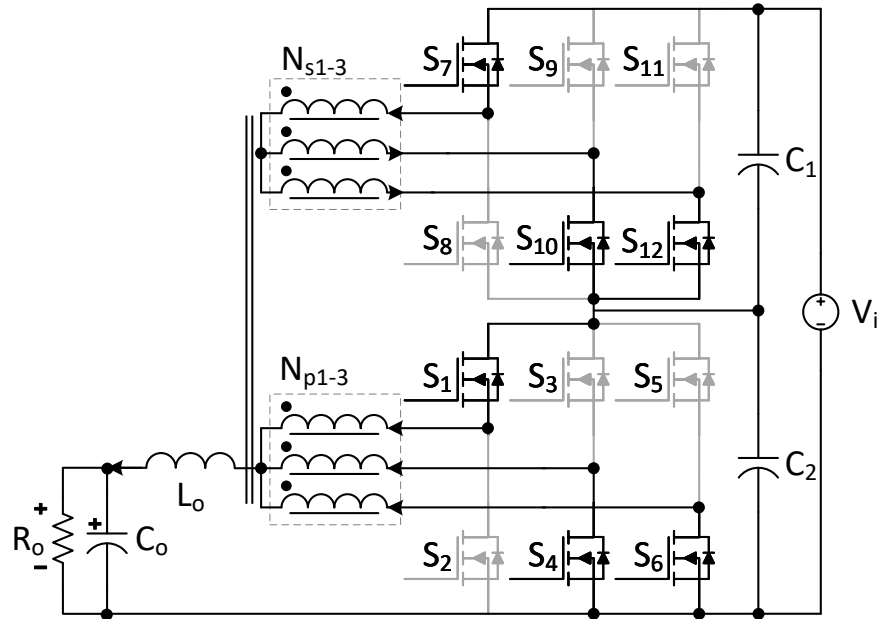
Fonte: Próprio autor (2025).

Figura 18 – Quinta etapa de operação



Fonte: Próprio autor (2025).

Figura 19 – Sexta etapa de operação

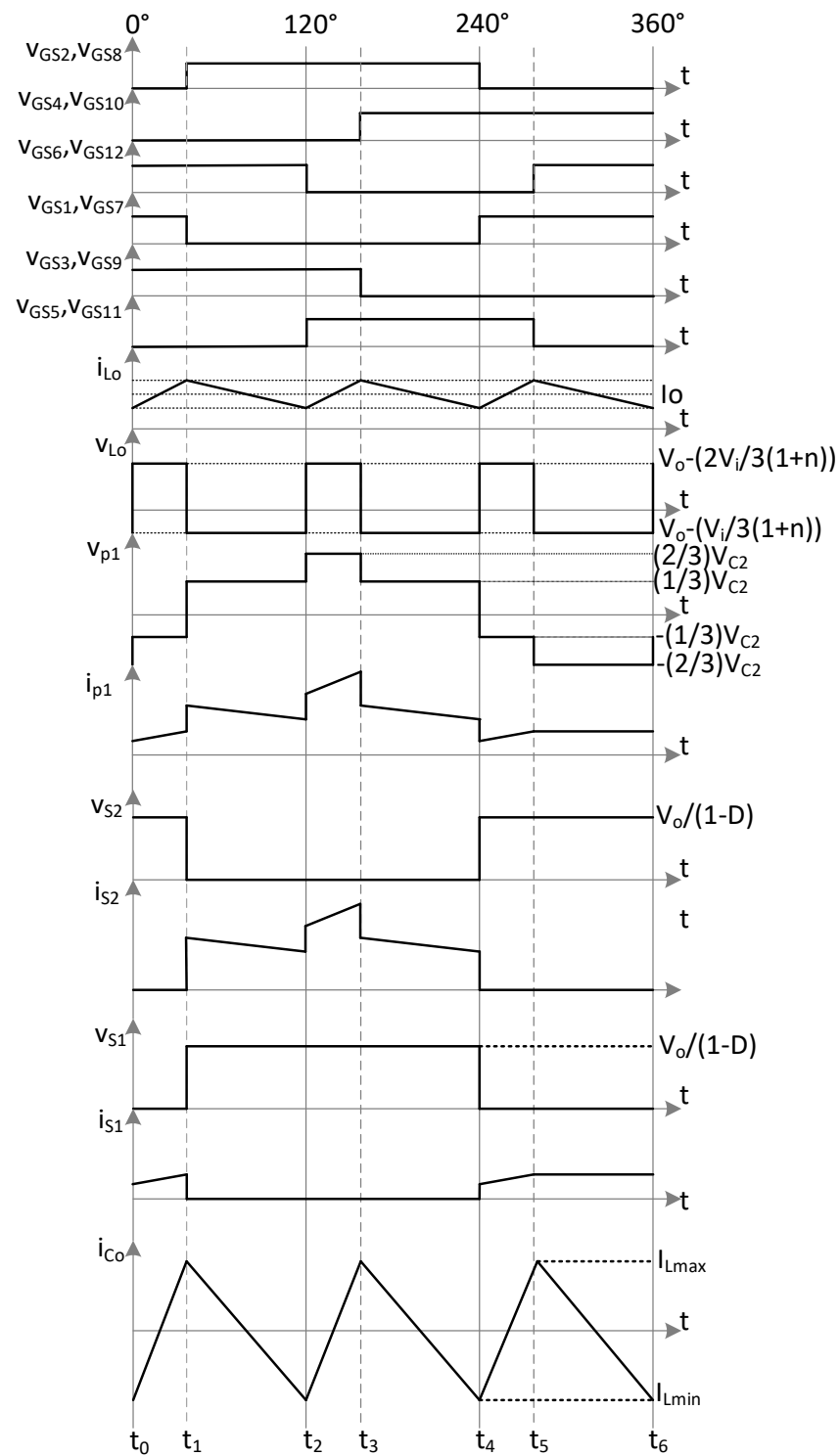


Fonte: Próprio autor (2025).

C. Formas de Ondas Teóricas na Região R2 Operando em MCC

As formas de onda teóricas do conversor operando na Região R2 e em modo de condução contínua (MCC) são mostradas na Figura 20.

Figura 20 – Formas de onda teóricas na região R2 em MCC



Fonte: Próprio autor (2025).

D. Ganho Estático na Região R2 Operando em MCC

O ganho estático do conversor na região R2 pode ser encontrado através da tensão no indutor, considerando a tensão média no indutor é nula. Desta forma, basta igualar as áreas da forma de onda da tensão no indutor que está descrito na Figura 20, para os tempos $t_0 < t < t_1$ e $t_2 < t < t_3$, como descrito pela Equação 2.5.

$$V_{L2} \cdot \Delta t_{(t_1 < t < t_2)} = V_{L1} \cdot \Delta t_{(t_0 < t < t_1)} \quad (2.5)$$

De acordo com as equações 2.1, 2.2, 2.3 e 2.4, pode-se expandir a Equação 2.5 e obter 2.6.

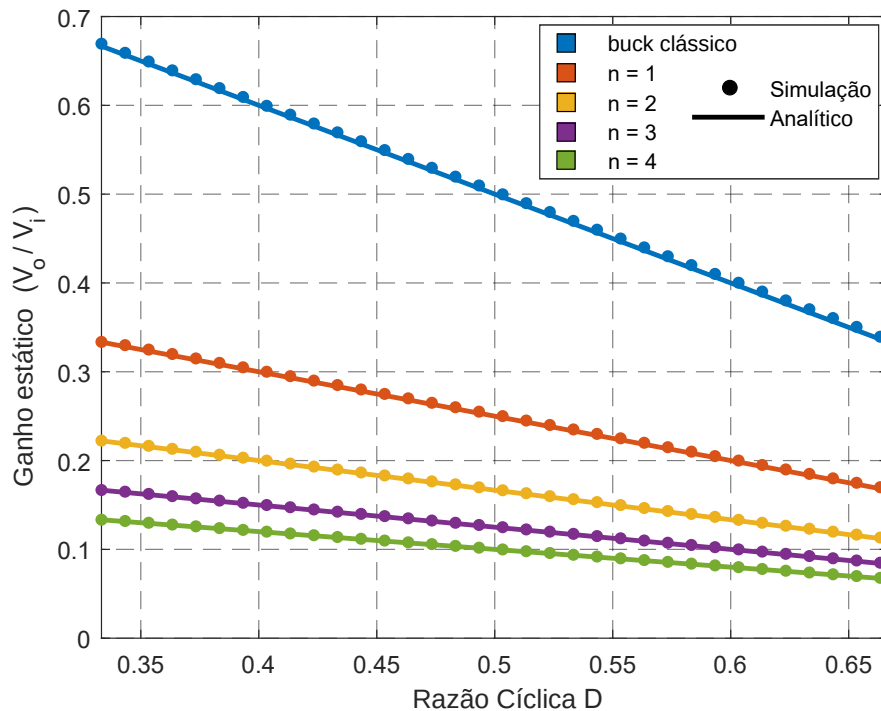
$$\left(V_o - \frac{V_i}{3(1+n)}\right) \cdot T \left(D - \frac{1}{3}\right) = \left(V_o - \frac{2V_i}{3(1+n)}\right) \cdot T \left(\frac{2}{3} - D\right) \quad (2.6)$$

Finalmente, ao desenvolver a Equação 2.6 obtém-se a Equação 2.7.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1-D}{1+n} \quad (2.7)$$

O ganho estático do conversor na região R2 em MCC dado pela equação 2.7, é traçado na Figura 21 para diferentes relações de transformação.

Figura 21 – Ganho Estático do conversor na região R2 em MCC



Fonte: Próprio autor (2025).

A curva em azul representada no gráfico do ganho estático na Figura 21, representa o ganho estático do conversor *buck* clássico, e essa curva está no gráfico apenas para fins comparativos com a topologia estudada, para demonstrar a ampla taxa de conversão.

2.4 Análise Quantitativa do Conversor em MCC

A análise quantitativa em MCC, consiste na determinação das equações matemáticas para os componentes envolvidos no conversor, que pode ser realizada com o auxílio das formas de ondas teóricas apresentadas na Figura 20.

2.4.1 Determinação da Indutância do Indutor L_O

Para determinar o valor da indutância do indutor L_O , é necessário utilizar a equação da tensão no indutor, dada pela equação 2.8.

$$V_L = L_o \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.8)$$

Agora, basta utilizar a equação da tensão no indutor na segunda etapa de operação, dada pela equação 2.3, o intervalo de tempo dado pela equação 2.2 e substituir na equação 2.8, e obter a equação 2.9.

$$\left(V_o - \frac{V_i}{3(1+n)} \right) \cdot T \left(D - \frac{1}{3} \right) = L_o \cdot \Delta i_L \quad (2.9)$$

Com o ganho dado pela equação 2.7, é possível substituir a tensão de entrada na equação 2.9 e obter a equação 2.10. Que representa o valor do indutor L_o .

$$L_o = \frac{V_o \cdot (2 - 3D) \cdot (3D - 1)}{9 \cdot (1 - D) \cdot f_s \cdot \Delta i_L} \quad (2.10)$$

Ou substituir a tensão de saída com 2.7 e obter a equação 2.11.

$$L_o = \frac{V_i \cdot (2 - 3D) \cdot (3D - 1)}{9 \cdot (1 + n) \cdot f_s \cdot \Delta i_L} \quad (2.11)$$

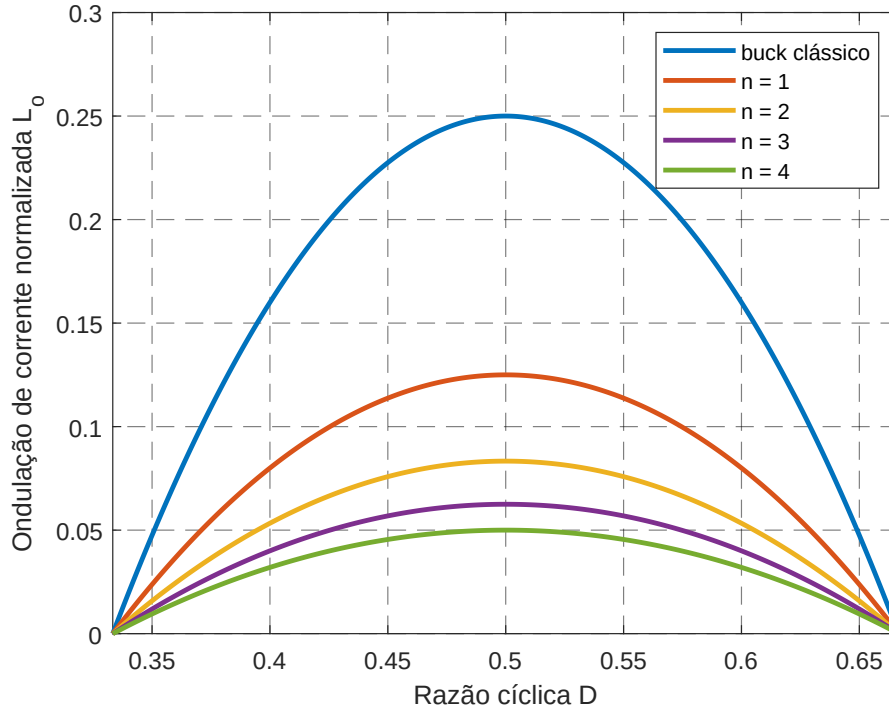
Normalizando a equação 2.12 em relação aos parâmetros V_i , f_s e L_o , obtém-se a ondulação de corrente normalizada expressa na equação 2.13.

$$\Delta i_L = \frac{V_i \cdot (2 - 3D) \cdot (3D - 1)}{9 \cdot (1 + n) \cdot f_s \cdot L_o} \quad (2.12)$$

$$\overline{\Delta i_L} = \frac{(2 - 3D) \cdot (3D - 1)}{1 + n} \quad (2.13)$$

Com a equação 2.13, é possível traçar a ondulação de corrente do indutor LO, em função da razão cíclica (D) e da relação de transformação n, como mostrado na Figura 22. Quando $D = 1/3$ e $D = 2/3$, a ondulação de corrente do indutor é nula. A ondulação de corrente do indutor LO é máxima quando $D = 0,5$. Para chegar a este resultado, basta diferenciar a equação 2.13 em relação a D e igualar a zero.

Figura 22 – Ondulação de corrente parametrizada do indutor LO



Fonte: Próprio autor (2025).

A corrente eficaz do indutor LO pode ser aproximada pela corrente média que passa pela carga (I_o):

$$I_{Lmed} = I_{Lef} = I_o \quad (2.14)$$

De acordo com a Figura 20, e considerado o resultado de 2.14, a corrente de pico do indutor Lo é dada por:

$$I_{Lmax} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.15)$$

2.4.2 Determinação da Capacitância do Capacitor CO

De acordo com Hart (2016), a capacitância do capacitor de saída pode ser determinada a partir da variação de carga em função da variação de tensão no capacitor. A resistência

série equivalente (ESR) do capacitor é pequena se comparada à resistência de carga. Desta forma, toda a ondulação de corrente de alta frequência presente no indutor, circula através do capacitor. Como pode ser visto na Figura 20, na corrente que passa pelo capacitor, a área positiva é igual a variação de carga no capacitor. A partir de Hart (2016), a equação que descreve a variação de carga no capacitor é dada por 2.16

$$\Delta Q = C_o \cdot \Delta V_o \quad (2.16)$$

Onde a área positiva da corrente do capacitor que corresponde a carga, pode ser expressa por 2.17

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \left(\frac{T}{2} \cdot (D - \frac{1}{3}) + \frac{T}{2} \cdot (\frac{2}{3} - D) \right) \quad (2.17)$$

Substituindo 2.17 em 2.16, obtém-se a equação 2.18

$$C_o = \frac{\Delta i_L}{24 f_s \Delta V_o} \quad (2.18)$$

Com a equação 2.12, pode-se reescrever a equação 2.18 e obter o seguinte resultado 2.19

$$C_o = \frac{V_o \cdot (2 - 3D) \cdot (3D - 1)}{216 \cdot (1 - D) \cdot f_s^2 \cdot L_o \cdot \Delta V_o} \quad (2.19)$$

Para determinar a corrente eficaz no capacitor, é necessário considerar a corrente de ondulação do indutor LO, que circula através do capacitor. Como mostrado na Figura 20, basta descobrir as equações das retas para os intervalos $t_0 - t_1$ e $t_1 - t_2$. As equações das retas são dadas por 2.20 e 2.21.

$$i_{Co<\Delta t1>}(t) = \frac{\Delta i_L}{T(\frac{2}{3} - D)} \cdot t - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.20)$$

$$i_{Co<\Delta t2>}(t) = \frac{-\Delta i_L}{T(D - \frac{1}{3})} \cdot (t - T(\frac{2}{3} - D)) + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.21)$$

A corrente eficaz no capacitor é dada por 2.22

$$I_{Coef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} i_{Co<\Delta t1>}^2(t) dt + \int_{T(\frac{2}{3}-D)}^{\frac{T}{3}} i_{Co<\Delta t2>}^2(t) dt \right)} \quad (2.22)$$

Ao resolver 2.22, a corrente eficaz no capacitor é expressa em 2.23.

$$I_{Coef} = \frac{\Delta i_L}{2 \cdot \sqrt{3}} \quad (2.23)$$

E a tensão máxima no capacitor é dada por 2.24

$$V_{Comax} = V_o \quad (2.24)$$

2.4.3 Determinação dos Esforços de Tensão e Corrente nos Semicondutores do Conversor

Neste tópico são determinados os esforços de tensão e correntes nas chaves do conversor. O conversor a ser analisado é um *Buck*, desta forma, as correntes quando a relação de transformação forem diferentes de $n=1$, são maiores na ponte inferior. E as tensões são maiores na ponte superior. Quando a relação de transformação for $n=1$, os esforços de tensão e corrente são iguais entre as duas pontes. A análise é feita para a região R2, onde $1/3 < D < 2/3$. A análise considera a corrente média e eficaz nas chaves da ponte inferior e a tensão máxima nas chaves da ponte superior.

A. Corrente nas Chaves S1, S3 e S5

Como mostra as formas de onda teóricas presentes na Figura 20, as chaves S1, S3 e S5 conduzem por três intervalos de tempo que são $0 < t < T(\frac{2}{3} - D)$, $T(0 < t < T(D - \frac{1}{3}))$ e $0 < t < T(\frac{2}{3} - D)$. Com isto, pode-se descrever as três equações que descrevem a corrente para os intervalos de tempo mencionados, como mostra a equação 2.25.

$$I_{S1}(t) = \begin{cases} \frac{i_{Lo}}{3} - n i_i, & t_4 < t < t_5 \\ i_i, & t_5 < t < t_6 \\ \frac{i_{Lo}}{3} - n i_i, & t_0 < t < t_1 \end{cases} \quad (2.25)$$

Agora, pode-se aproximar a corrente i_{Lo} pela corrente de saída e aproximar a corrente i_i pela corrente média de entrada, agora basta utilizar essas aproximações para determinar a corrente média e eficaz nas chaves S1, S3 e S5. A corrente média é dada por 2.26.

$$I_{S1med} = \frac{1}{T} \left(2 \cdot \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} I_{S1<\Delta t1>} dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S1<\Delta t2>} dt \right) \quad (2.26)$$

A resolução da equação 2.26 resulta em 2.27.

$$I_{S1med} = \frac{I_o}{9 \cdot (1+n)} \cdot [1 + 2 \cdot (2 - 3 \cdot D) - (2 \cdot n + 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)^2] \quad (2.27)$$

E a corrente eficaz é dada por 2.28.

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(2 \cdot \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} I_{S1<\Delta t1>}^2 dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S1<\Delta t2>}^2 dt \right)} \quad (2.28)$$

A resolução da equação 2.28 resulta em 2.29.

$$I_{S1ef} = \frac{I_o}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot (1+n)} \cdot \sqrt{(2 \cdot n^2 - 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)^3 - (4 \cdot n + 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)^2 + 3 \cdot (2 - 3 \cdot D) + 1}$$

$$(2.29)$$

B. Corrente nas Chaves S2, S4 e S6

De acordo com a Figura 20, as chaves S2, S4 e S6 conduzem por três intervalos de tempo que são $0 < t < T(D - \frac{1}{3})$, $T(0 < t < T(\frac{2}{3} - D))$ e $0 < t < T(D - \frac{1}{3})$. Com isto, pode-se descrever as três equações que descrevem a corrente para os intervalos de tempo mencionados, como mostra a equação 2.30.

$$I_{S2}(t) = \begin{cases} \frac{i_{Lo}}{3} + \frac{n}{2} i_i, & t_1 < t < t_2 \\ \frac{i_{Lo}}{3} + n i_i, & t_2 < t < t_3 \\ \frac{i_{Lo}}{3} + \frac{n}{2} i_i, & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (2.30)$$

Agora, pode-se aproximar a corrente i_{Lo} pela corrente de saída e aproximar a corrente i_i pela corrente média de entrada, agora basta utilizar essas aproximações para determinar a corrente média e eficaz nas chaves S2, S4 e S6. A corrente média é dada por 2.31.

$$I_{S2med} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S2<\Delta t2>} dt + \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} I_{S2<\Delta t1>} dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S2<\Delta t2>} dt \right) \quad (2.31)$$

A resolução da equação 2.31 resulta em 2.32.

$$I_{S2med} = \frac{I_o \cdot (D + n)}{3 \cdot (1 + n)} \quad (2.32)$$

E a corrente eficaz é dada por 2.33.

$$I_{S2ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S2<\Delta t2>}^2 dt + \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} I_{S2<\Delta t1>}^2 dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S2<\Delta t2>}^2 dt \right)} \quad (2.33)$$

A resolução da equação 2.33 resulta em 2.34.

$$I_{S2ef} = \frac{I_o}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + n)} \cdot \sqrt{2 \cdot (1 + n)^2 + 2 \cdot (n^2 - 1) \cdot (1 - D) + 9 \cdot n^2 \cdot (1 - D)^3} \quad (2.34)$$

C. Tensão nas Chaves S1-S6

A partir das formas de onda teóricas mostradas na Figura 20, pode-se observar que as chaves S1-S6 estão sujeitas a tensão máxima descrita pela equação 2.35.

$$V_{S1-S6} = \frac{V_i}{1 + n} \quad (2.35)$$

D. Corrente nas Chaves S7, S9 e S11

De acordo com a Figura 20, as chaves S7, S9 e S11 conduzem nos mesmos intervalos que S1, S3 e S5. Com isto, pode-se descrever as três equações que descrevem a corrente para os intervalos de tempo mencionados, como mostra a equação 2.36.

$$I_{S7}(t) = \begin{cases} \frac{i_i}{2}, & t_4 < t < t_5 \\ i_i, & t_5 < t < t_6 \\ \frac{i_i}{2}, & t_0 < t < t_1 \end{cases} \quad (2.36)$$

Agora, pode-se aproximar a corrente i_i pela corrente média de entrada, agora basta utilizar essas aproximações para determinar a corrente média e eficaz nas chaves S7, S9 e S11. A corrente média é dada por 2.37.

$$I_{S7med} = \frac{1}{T} \left(2 \cdot \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} I_{S7<\Delta t1>} dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S7<\Delta t2>} dt \right) \quad (2.37)$$

A resolução da equação 2.37 resulta em 2.38.

$$I_{S7med} = \frac{I_o \cdot (1-D)}{3 \cdot (1+n)} \quad (2.38)$$

E a corrente eficaz é dada por 2.39.

$$I_{S7ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(2 \cdot \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} I_{S7<\Delta t1>}^2 dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S7<\Delta t2>}^2 dt \right)} \quad (2.39)$$

A resolução da equação 2.39 resulta em 2.40.

$$I_{S7ef} = \frac{I_o \cdot (1-D)}{1+n} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (2.40)$$

D. Corrente nas Chaves S8, S10 e S12

De acordo com a Figura 20, as chaves S8, S10 e S12 conduzem nos mesmos intervalos que S2, S4 e S6. Com isto, pode-se descrever as três equações que descrevem a corrente para os intervalos de tempo mencionados, como mostra a equação 2.41.

$$I_{S8}(t) = \begin{cases} \frac{i_i}{2}, & t_1 < t < t_2 \\ i_i, & t_2 < t < t_3 \\ \frac{i_i}{2}, & t_3 < t < t_4 \end{cases} \quad (2.41)$$

Agora, pode-se aproximar a corrente i_i pela corrente média de entrada, agora basta utilizar essas aproximações para determinar a corrente média e eficaz nas chaves S8, S10 e S12. A corrente média é dada por 2.42.

$$I_{S8med} = \frac{1}{T} \left(2 \cdot \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S8<\Delta t2>} dt + \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} I_{S8<\Delta t1>} dt \right) \quad (2.42)$$

A resolução da equação 2.42 resulta em 2.43.

$$I_{S8med} = \frac{I_o \cdot (1-D)}{3 \cdot (1+n)} \quad (2.43)$$

E a corrente eficaz é dada por 2.44.

$$I_{S8ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(2 \cdot \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} I_{S8<\Delta t2>}^2 dt + \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} I_{S8<\Delta t1>}^2 dt \right)} \quad (2.44)$$

A resolução da equação 2.44 resulta em 2.45.

$$I_{S8ef} = \frac{I_o \cdot (1-D)}{1+n} \cdot \sqrt{\frac{1-D}{2}} \quad (2.45)$$

F. Tensão nas Chaves S7-S12

Para determinar a tensão nas chaves S7-S12, basta refletir a tensão máxima presente nas chaves S1-S6 através da relação de transformação, como mostra a equação 2.46.

$$V_{S7-S12} = \frac{n \cdot V_i}{(1+n)} \quad (2.46)$$

2.4.4 Transformador Y-Y

Para o transformador Y-Y utilizado no conversor sob estudo, é analisado os enrolamentos primário e secundário de forma isolada, desta forma.

A. Enrolamento Primário

A corrente que passa pelo enrolamento primário do transformador são as correntes que passam pelas chaves S1 e S2 nos seus devidos intervalos de tempo, com isso, pode-se montar a equação 2.47 para determinar a corrente eficaz.

$$I_{Tef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[2 \cdot \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} \left(\frac{i_{Lo}}{3} - n \cdot i_i \right)^2 dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} i_i^2 dt \right.} \quad (2.47)$$

$$\left. + 2 \cdot \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} \left(\frac{i_{Lo}}{3} + \frac{n}{2} \cdot i_i \right)^2 dt + \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} \left(\frac{i_{Lo}}{3} + n \cdot i_i \right)^2 dt \right]$$

Resolvendo a equação 2.47, obtém-se a equação 2.48.

$$I_{Tef} = \frac{I_o}{3 \cdot \sqrt{6 \cdot (1+n)}} \cdot \sqrt{2 \cdot [(2 \cdot n^2 - 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)^3 - (4 \cdot n + 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)^2 + 3 \cdot (2 - 3 \cdot D) + 1] + 3 \cdot [2 \cdot (1+n)^2 + 2 \cdot (n^2 - 1) \cdot (1 - D) + 9 \cdot n^2 \cdot (1 - D)^3]} \quad (2.48)$$

A tensão máxima que o enrolamento primário é submetida é dada pela equação 2.49.

$$V_{T1max} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_o}{(1 - D)} \quad (2.49)$$

B. Enrolamento Secundário

A corrente que passa pelo enrolamento secundário do transformador são as correntes que passam pelas chaves S7 e S8 nos seus devidos intervalos de tempo, com isso, pode-se montar a equação 2.50 para determinar a corrente eficaz.

$$I_{Tef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} \left(\frac{i_i}{2}\right)^2 dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} i_i^2 dt + \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} \left(\frac{i_i}{2}\right)^2 dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} \left(\frac{i_i}{2}\right)^2 dt + \int_0^{T(\frac{2}{3}-D)} i_i^2 dt + \int_0^{T(D-\frac{1}{3})} \left(\frac{i_i}{2}\right)^2 dt \right]} \quad (2.50)$$

Resolvendo a equação 2.50, obtém-se a equação 2.51.

$$I_{T2ef} = \frac{I_o \cdot (1 - D)}{\sqrt{2} \cdot (1 + n)} \quad (2.51)$$

A tensão máxima que o enrolamento secundário é submetida é dada pela equação 2.52.

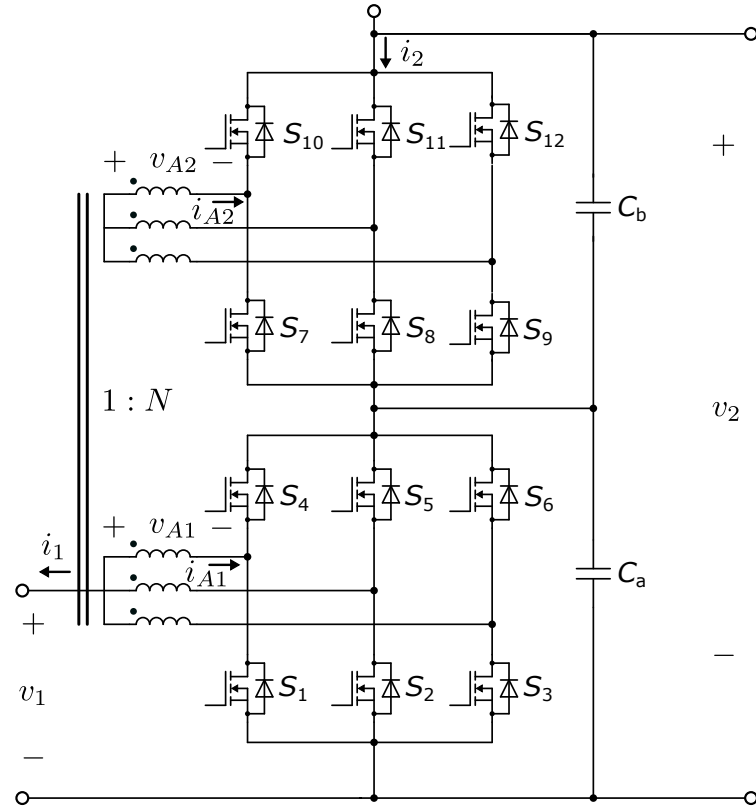
$$V_{T2max} = \frac{2n}{3} \cdot \frac{V_o}{(1 - D)} \quad (2.52)$$

2.5 Modelagem do Conversor por Espaço de Estados Médio

Para realizar a modelagem de pequenos sinais de qualquer conversor e determinar as funções de transferência com as determinadas variáveis de controle, existem algumas estratégias presentes na literatura, em Honório *et al.* (2023) é utilizado uma estratégia onde o conversor original é representado por um conversor equivalente clássico e usa-se o modelo da chave PWM de Vorperian (1990). Em Silva *et al.* (2024) também é utilizado uma estratégia onde o conversor original é representado por um conversor equivalente clássico, mas neste caso, é usado a técnica do espaço de estados médio de Middlebrook e Čuk (1976).

Neste trabalho, será utilizado uma estratégia que foi apresentada em Oliveira e Honório (2025), onde é modelado a CCQE. Desta forma, esse tipo de abordagem pode ser aplicado a todos os conversores que utilizam a CCQE. A Figura 23 mostra a CCQE com as devidas tensões e correntes terminais.

Figura 23 – Célula de comutação de quatro estados com tensões e correntes terminais



Fonte: Adaptado de Oliveira e Honório (2025).

Como mostrado na Figura 23, as equações v_1 , v_2 , i_1 e i_2 são intrínsecas a CCQE, logo, essas relações se mantêm para qualquer conversor. Para o caso deste trabalho, será modelado o conversor *buck* a partir dessa metodologia e usando o modelo de espaço de estados médio. Adiante, será mostrado duas funções de transferência, $\frac{v_2}{d}$ e $\frac{i_L}{d}$.

A metodologia discutida em Oliveira e Honório (2025) pode ser aplicada nas três regiões de operação do conversor, mas como este trabalho tem como ponto de operação a região R2, será mostrado apenas as funções de transferência da região R2. O conversor estudado neste trabalho possui seis etapas de operação, porém, para o levantamento das funções de transferência é possível considerar apenas duas etapas e ajustar a razão cíclica para um valor equivalente, que depende da região de operação do conversor.

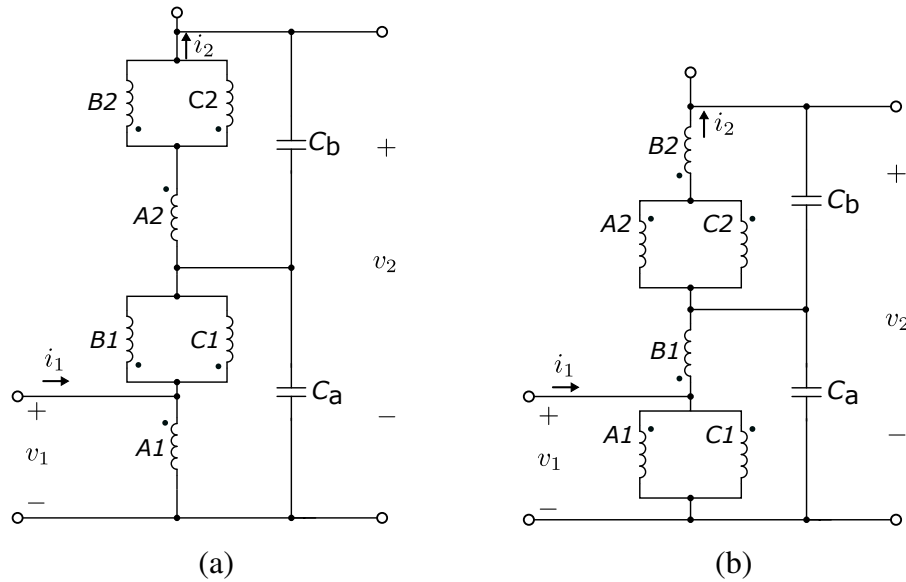
Para o conversor *buck* as seguintes equações são mostradas:

$$\dot{i}_1 = \frac{1}{L_O} \cdot v_1 - \frac{1}{L_O} \cdot v_{Co} \quad (2.53)$$

$$v_{Co} = \frac{1}{C_O} \cdot i_{Lo} - \frac{1}{R_O \cdot C_O} \cdot v_o \quad (2.54)$$

A Figura 24 mostra as possíveis configurações da CCQE para as duas etapas equivalentes que são analisadas na modelagem do conversor. Onde na Figura 24(a) temos a primeira etapa onde o indutor está carregando e a Figura 24(b) temos a segunda etapa onde o indutor está descarregando.

Figura 24 – (a) Configuração 1 (b) Configuração 2



Fonte: Adaptado de Oliveira e Honório (2025).

Para a configuração 1 é obtido as seguintes equações:

$$v_1 = \frac{2}{3 \cdot (1 + N)} \cdot v_2 \quad (2.55)$$

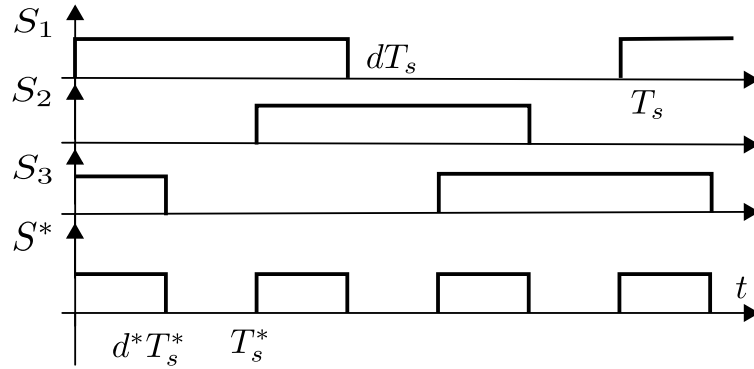
$$i_2 = \frac{2}{3 \cdot (1 + N)} \cdot i_1 \quad (2.56)$$

Para a configuração 2 é obtido as seguintes equações:

$$v_1 = \frac{1}{3 \cdot (1 + N)} \cdot v_2 \quad (2.57)$$

$$i_2 = \frac{1}{3 \cdot (1 + N)} \cdot i_1 \quad (2.58)$$

Figura 25 – Razão cíclica equivalente considerando duas etapas



Fonte: Adaptado de Oliveira e Honório (2025).

A Figura 25 mostra a razão cíclica equivalente para a modelagem abordada nesta seção, considerando apenas duas etapas, a razão cíclica pode ser escrita de acordo com a equação 2.59 e 2.60.

$$d^* = 3 \cdot \hat{d} \quad (2.59)$$

$$D^* = 3D - 1 \quad (2.60)$$

Substituindo 2.55 e 2.56 e de 2.57 e 2.58 em 2.53 e 2.54, resultado em dois conjuntos de equações, para os estágios equivalentes. Agora, basta utilizar a técnica de espaço de estados médio com a razão cíclica equivalente d^* , com isso é possível obter todas as funções de transferência para o projeto do controle. E para expressar as funções de transferência em relação a razão cíclica real d , basta utilizar as equações 2.59 e 2.60. Portanto, as funções de transferência que são utilizadas nesse trabalho são descritas a seguir.

$$G_{vd}(s) = \frac{3 \cdot \hat{v}_o(s)}{\hat{d}^*(s)} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{G_{vd0} \cdot \left(1 - \frac{s}{w_{z1}}\right)}{1 + \frac{s}{Qw_0} + \left(\frac{s}{w_0}\right)^2} \quad (2.61)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = G_{id0} \cdot \frac{1 - \frac{s}{w_{z2}}}{1 + \frac{s}{Qw_0} + \left(\frac{s}{w_0}\right)^2} \quad (2.62)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = R_o \cdot \frac{1}{1 + sR_oC_o} \quad (2.63)$$

A Tabela 1 mostra os ganhos, frequência dos polos e zeros das funções de transferência mostradas nas equações 2.61 e 2.62. A validação das funções de transferência foram mostradas em Oliveira e Honório (2025).

Tabela 1 – Parâmetros selecionados do *Buck*

Símbolo	Equação
G_{vd0}	$\frac{1}{N+1} \cdot V_i$
G_{id0}	$\frac{1}{N+1} \cdot \frac{V_i}{R_o}$
Q	$R_o \sqrt{\frac{C_o}{L_o}}$
ω_0	$\frac{1}{\sqrt{L_o \cdot C_o}}$
ω_{z1}	∞
ω_{z2}	$\frac{-1}{R_o C_o}$

Fonte: Próprio Autor (2026).

2.6 Considerações Finais

Neste capítulo foi realizada a análise qualitativa e quantitativa na região R2 do conversor proposto, este com operação no modo de condução contínua (MCC). A análise qualitativa consistiu em descrever todas as etapas de operação do conversor e as formas de onda teóricas associadas aos componentes do conversor. Na análise quantitativa, a partir das formas de onda teóricas, é possível descrever as equações de projeto para todos os componentes envolvidos no conversor, além dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores. E finalizou com uma estratégia de modelagem do conversor, onde a CCQE é modelada para obter as equações de tensão e corrente terminal, onde posteriormente foi aplicada no circuito do conversor buck, onde obteve-se as principais funções de transferência para o projeto do controle.

3 EXEMPLO DE PROJETO

3.1 Introdução

Neste exemplo de projeto, será apresentado uma aplicação prática do conversor CC-CC Buck baseado na CCQE. Para isso, são mostradas as especificações e considerações para um determinado ponto de operação. É apresentado todo o dimensionamento dos componentes do conversor, para o circuito de potência, baseado nas análises realizadas no capítulo dois. Vale ressaltar que o conversor opera na região R2 ($1/3 < D < 2/3$) e em modo de condução contínua (MCC).

3.2 Especificações e Considerações de Projeto

As Tabelas que descrevem as especificações e considerações do conversor são apresentadas a seguir:

Tabela 2 – Especificações de projeto

Grandeza	Parâmetro	Valor
Potência	P_o	5000 W
Tensão de Entrada Nominal	V_i	800 V
Tensão de Entrada Mínima	V_{imin}	650 V
Tensão de Entrada Máxima	V_{imax}	850 V
Tensão de Saída Nominal	V_o	96 V
Tensão de Saída Mínima	V_{omin}	84 V
Tensão de Saída Máxima	V_{omax}	108 V

Fonte: elaborado pelo autor (2025).

Tabela 3 – Considerações de projeto

Grandeza	Parâmetro	Valor
Frequência de Chaveamento	f_s	30 kHz
Ondulação de Corrente Máxima	Δi_{Lo}	9,26 A
Ondulação de Tensão Máxima	ΔV_o	1,08 V
Rendimento	η	95 %
Relação de Transformação do Transformador	$n = \frac{N_s}{N_p}$	1,8

Fonte: elaborado pelo autor (2025).

3.3 Parâmetros Preliminares para Projeto

Com base nas especificações e considerações de projeto, são determinados os parâmetros preliminares do conversor.

A. Razão Cíclica

Como a tensão de entrada do conversor opera em uma faixa de valores, a razão cíclica também irá variar, caso a tensão de entrada altere do valor nominal. Assim, a razão cíclica mínima e máxima são calculadas pelas equações 3.1 e 3.2, respectivamente.

$$D_{min} = \frac{V_{imin} - V_{omax} - (n \cdot V_{omax})}{V_{imin}} = \frac{650 - 108 - (1,8 \cdot 108)}{650} = 0,535 \quad (3.1)$$

$$D_{max} = \frac{V_{imax} - V_{omax} - (n \cdot V_{omax})}{V_{imax}} = \frac{850 - 108 - (1,8 \cdot 108)}{850} = 0,644 \quad (3.2)$$

B. Potência de Entrada

A potência de entrada do conversor é dada pela equação 3.3.

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{5000}{0,95} = 5,263 \text{ kW} \quad (3.3)$$

C. Corrente Média de Entrada

A corrente média máxima e mínima de entrada do conversor é dada pelas equações 3.4 e 3.5.

$$I_{imin} = \frac{P_i}{V_{imax}} = \frac{5555,56}{850} = 6,2 \text{ A} \quad (3.4)$$

$$I_{imax} = \frac{P_i}{V_{imin}} = \frac{5555,56}{650} = 8,1 \text{ A} \quad (3.5)$$

D. Corrente Média de Saída

A corrente média de saída do conversor é dada pela equação 3.6.

$$I_o = \frac{P_o}{V_{omax}} = \frac{5000}{108} = 46,30 \text{ A} \quad (3.6)$$

E. Indutância do Indutor de Saída

A indutância do indutor de saída é calculada pela equação 2.11. Sabe-se pela Tabela 3 que a ondulação de corrente é de 20%, ou seja, $\Delta i_{Lo} = 0,2 \cdot I_o = 0,2 \cdot 46,3 = 9,26$ A. Assim, a indutância do indutor de saída é calculada pela equação 2.11.

$$L_o = \frac{650 \cdot (2 - 3 \cdot 0,535)(3 \cdot 0,535 - 1)}{9 \cdot (1 + 1,8) \cdot 30000 \cdot 9,26} = 22,19 \mu H \quad (3.7)$$

F. Capacitância do Capacitor de Saída

A capacitância do capacitor de saída é calculada pela equação 2.19. Sabe-se pela Tabela 3 que a ondulação de tensão é de 1%, ou seja, $\Delta V_o = 0,01 \cdot V_{omax} = 0,01 \cdot 108 = 1,08$ V. Assim, a capacitância do capacitor de saída é calculada pela equação 2.19.

$$C_o = \frac{108 \cdot (2 - 3 \cdot 0,535) \cdot (3 \cdot 0,535 - 1)}{216 \cdot (1 - 0,535) \cdot 30000^2 \cdot 22,19 \cdot 10^{-6} \cdot 1,08} = 11,91 \mu F \quad (3.8)$$

Agora, é necessário determinar também a resistência série equivalente (R_{SE}) do capacitor de saída, que de acordo com Hart (2016) é calculada pela equação 3.9.

$$R_{SE} = \frac{\Delta V_o}{\Delta i_{Lo}} = \frac{1,08}{9,26} = 0,116 \Omega \quad (3.9)$$

Para a montagem do conversor, é adotado um capacitor comercial de $50 \mu F$ com *part number* MKP1848C da fabricante VISHAY, são colocados dois capacitores em série para atingir uma capacitância de $25 \mu F$. Cada capacitor possui uma resistência série de $4 m\Omega$, onde a resistência série equivalente fica $8 m\Omega$.

G. Resistência do Resistor de Carga

A tensão de saída do conversor é um nível de tensão usual de barramento de baterias, mas apesar desta ser a finalidade do conversor, para fins de simulação e testes experimentais, será utilizado um resistor de carga. Assim, a resistência do resistor de carga é calculada pela equação 3.10.

$$R_{carga} = \frac{V_{omax}^2}{P_o} = \frac{108^2}{5000} = 2,33 \Omega \quad (3.10)$$

H. Dimensionamento das Chaves para o Protótipo

Como foi visto no capítulo 2 deste trabalho, onde analisou-se os esforços de tensão e corrente nas chaves do conversor, para o ponto de operação escolhido as chaves ficam submetidas a máxima tensão quando a tensão de entrada é de 850 V, mas para o caso da corrente, o pior caso ocorre quando a tensão de entrada é 650 V, logo, obteve-se os seguintes valores:

$$V_{smax} = 546,07 \text{ V} \quad (3.11)$$

$$I_{sef} = 20,73 \text{ A} \quad (3.12)$$

A máxima corrente acontece nas chaves inferiores da ponte inferior e a máxima tensão ocorre nas chaves da ponte superior. A partir desses dados, foi escolhido um módulo de SiC MOSFET's que possui *part number* CCS050M12CM2 da fabricante Wolfspeed, esse módulo atende aos requisitos de corrente e tensão para a montagem do conversor em bancada.

3.4 Estudos Teóricos de Perdas

Nesta seção, é apresentado as perdas nos principais componentes do conversor, sendo esses: chaves, indutor e transformador.

3.4.1 Perdas nas Chaves

Para o cálculo das perdas nas chaves, é necessário fazer a escolha do MOSFET para conhecer a resistência do canal dreno-fonte (R_{DS}), para determinar as perdas em condução e as perdas na comutação. Para este projeto, foi escolhido um módulo de MOSFET's de Silicon Carbide (SiC) da Wolfspeed, com *part number* CCS050M12CM2. De acordo com o datasheet do fabricante, através da curva de R_{DS} versus temperatura de junção, em 100°C a resistência dreno-fonte é de $R_{DS} = 32,5 \text{ m}\Omega$.

A. Perdas em Condução na Ponte Inferior

As perdas em condução na chave inferior da ponte inferior são calculadas pela equação 3.13.

$$P_{cond_inf} = 3 \cdot R_{DS} \cdot I_{S2ef}^2 = 3 \cdot 0,0325 \cdot 20,73^2 = 41,9 \text{ W} \quad (3.13)$$

As perdas em condução na chave superior da ponte inferior são calculadas pela equação 3.14.

$$P_{cond_sup} = 3 \cdot R_{DS} \cdot I_{S1ef}^2 = 3 \cdot 0,0325 \cdot 5,66^2 = 3,12 \text{ W} \quad (3.14)$$

B. Perdas em Condução na Ponte Superior

As perdas em condução na chave inferior da ponte superior são calculadas pela equação 3.15.

$$P_{cond_inf_sup} = 3 \cdot R_{DS} \cdot I_{S8_{ef}}^2 = 3 \cdot 0,0325 \cdot 3,9^2 = 1,48 \text{ W} \quad (3.15)$$

As perdas em condução na chave superior da ponte superior são calculadas pela equação 3.16.

$$P_{cond_sup_sup} = 3 \cdot R_{DS} \cdot I_{S7_{ef}}^2 = 3 \cdot 0,0325 \cdot 5,4^2 = 2,85 \text{ W} \quad (3.16)$$

C. Perdas em Comutação na Ponte Inferior

De acordo com a seguinte nota de aplicação (ROHM SEMICONDUCTOR, 2016), é necessário considerar apenas as perdas por comutação nas chaves superiores, pois as perdas por comutação nas chaves inferiores são mínimas, que podem ser desprezadas. Com isso, a equação 3.17 é utilizada para calcular as perdas por comutação nas chaves superiores da ponte inferior.

$$P_{sw_inf} = 3 \cdot \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_s = 3 \cdot \frac{1}{2} \cdot 285,7 \cdot 5,66 \cdot (30 \cdot 10^{-9} + 19 \cdot 10^{-9}) \cdot 30000 = 3,566 \text{ W} \quad (3.17)$$

D. Perdas em Comutação na Ponte Superior

As perdas por comutação nas chaves superiores da ponte superior são calculadas pela equação 3.18.

$$P_{sw_sup} = 3 \cdot \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_s = 3 \cdot \frac{1}{2} \cdot 514,29 \cdot 5,4 \cdot (30 \cdot 10^{-9} + 19 \cdot 10^{-9}) \cdot 30000 = 6,124 \text{ W} \quad (3.18)$$

3.4.2 Perdas no Indutor

Para as perdas no indutor, é considerado as perdas no cobre e as perdas no núcleo magnético. O núcleo que foi utilizado para o indutor foi o núcleo NEE 65/33/26 da THORNTON. Nesse núcleo, o caminho médio da espira é de 14,7 cm aproximadamente, e o indutor possui 9 espiras e 80 fios 26 AWG em paralelo.

Comprimento do fio:

$$L_{fio} = N_{ind} \cdot MLT = 7 \cdot 14,7 = 102,9 \text{ cm} \quad (3.19)$$

No anexo B deste documento, está disponível a resistência do fio 26 AWG, que é de $0,001339\Omega/cm$. Com isso, é possível calcular a resistência do fio como na equação 3.20.

$$R_{fio} = \frac{0,001339 \cdot L_{fio}}{N_{fiosp}} = \frac{0,001339 \cdot 102,9}{80} = 1,72 \text{ m}\Omega \quad (3.20)$$

A corrente considerada para o cálculo das perdas no indutor, é a corrente eficaz no indutor, que é aproximada pela corrente na carga I_o . Na equação 3.21, é possível calcular as perdas no indutor.

$$P_L = I_o^2 \cdot R_{fio} = 46,3^2 \cdot 1,72 \cdot 10^{-3} = 3,69 \text{ W} \quad (3.21)$$

As perdas no núcleo do indutor são mostradas em detalhes no apêndice B deste trabalho, foi encontrado um valor de:

$$P_{nucleoi} = 0,497 \text{ W} \quad (3.22)$$

3.4.3 Perdas no Transformador Trifásico

O projeto do transformador encontra-se no apêndice A deste trabalho, para o cálculo das perdas no transformador trifásico, será considerado as perdas no cobre e as perdas no núcleo magnético. O transformador trifásico possui nove espiras no secundário e cinco espiras no primário, com fio 23 AWG. O primário possui 20 fios em paralelo e o secundário possui 7 fios em paralelo. De acordo com a tabela no anexo B, a resistência do fio 22 AWG é de $0,069\Omega/m$. O comprimento médio da espira neste transformador é de 12,4 cm para o primário e 16cm para o secundário. Agora é possível calcular a resistência do primário e secundário, como nas equações 3.23 e 3.24.

$$R_{primario} = \frac{0,00069 \cdot MLT_{primario}}{N_{fiosp_{primario}}} = \frac{0,00069 \cdot 12,4 \cdot 21}{19} = 0,009457 \Omega \quad (3.23)$$

$$R_{secundario} = \frac{0,00069 \cdot MLT_{secundario}}{N_{fiosp_{secundario}}} = \frac{0,00069 \cdot 16 \cdot 38}{5} = 0,08390 \Omega \quad (3.24)$$

Agora é possível calcular as perdas no cobre no primário e secundário do transformador trifásico, como nas equações 3.25 e 3.26.

$$P_{primario} = 3 \cdot I_{php}^2 \cdot R_{primario} = 3 \cdot 17,81^2 \cdot 0,009457 = 9 \text{ W} \quad (3.25)$$

$$P_{secundario} = 3 \cdot I_{phs}^2 \cdot R_{secundario} = 3 \cdot 4,64^2 \cdot 0,08390 = 5,42 \text{ W} \quad (3.26)$$

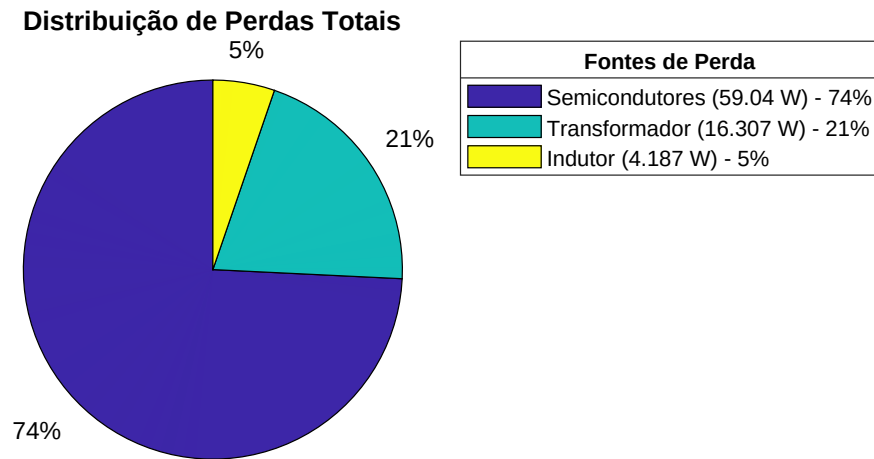
As perdas no núcleo do transformador são mostradas em detalhes no apêndice A deste trabalho, e foi encontrado um valor de:

$$P_{nucleot} = 1,887 \text{ W} \quad (3.27)$$

3.4.4 Perdas Totais

A Figura 26 apresenta um resumo das perdas totais no conversor, considerando as perdas nos principais componentes do conversor.

Figura 26 – Resumo das perdas totais no conversor



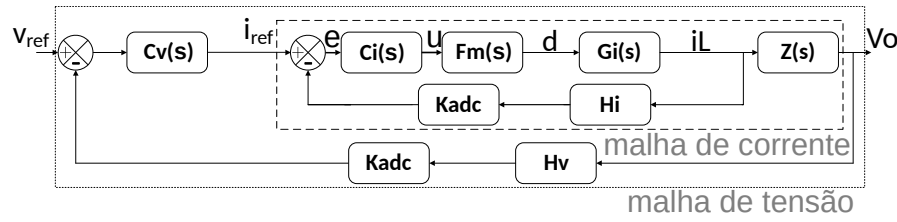
Fonte: Próprio autor (2025).

3.5 Projeto do Circuito de Controle

Nesta seção, é abordado a estratégia de controle que é usada no conversor estudado. Inicialmente os projetos da malha de corrente e tensão são realizados por meio de alocação de polos usando as funções de transferência em Laplace. Após o projeto dos dois compensadores, estes são discretizados através do método de *tustin*, como mostrado em Aguirre (2019) para que seja implementado em um microcontrolador.

A Figura 27 mostra a estratégia de controle adotada, onde tem-se o controle em cascata, com uma malha de corrente interna e uma malha de tensão externa. O único pré-requisito para o projeto da malha de tensão externa é que a frequência de cruzamento esteja uma década a baixo da frequência de cruzamento da malha interna de corrente, para que a malha de tensão "enxergue" a malha de corrente como um ganho.

Figura 27 – Diagrama de blocos da estratégia de controle adotada



Fonte: Próprio autor (2026).

3.5.1 Malha de Corrente

Para o projeto da malha de corrente, é necessário definir as funções de transferência $F_m(s)$, $H_i(s)$, K_{adc} . A função de transferência da planta de $G_{id}(s)$ já foi modelada no capítulo 2 deste trabalho. Adiante, com todas essas informações, é possível projetar o compensador através da alocação de polos.

A. Função de Transferência da Planta

Para o projeto da malha de corrente, é utilizada a função de transferência da corrente no indutor pela razão cíclica, como foi apresentado em 2.62, agora substituindo os valores mostrados neste capítulo, tem-se:

$$G_{id}(s) = \frac{0.007143 \cdot s + 122.48}{5.548 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 9.512 \cdot 10^{-6} \cdot s + 1} \quad (3.28)$$

B. Função de Transferência do Elemento de Medição de Corrente

O elemento de medição de corrente é um sensor Hall, onde a sensibilidade em mV/A é determinada pelo fabricante, o sensor escolhido é o HO 25-NP/SP33 da LEM, que tem uma sensibilidade de 18,4 mV/A. Logo, a função de transferência do elemento de medição é dada por:

$$H_i(s) = 18,4 \cdot 10^{-3} \quad (3.29)$$

C. Função de Transferência do Modulador Discreto

A função de transferência do modulador tem como função gerar um PWM com razão cíclica D , a partir da comparação de uma tensão de controle que provém da saída do compensador e de uma onda triangular ou dente de serra. A função do modulador no contexto analógico é dada por:

$$F_{ma}(s) = \frac{1}{V_D} \quad (3.30)$$

Para a implementação do controle digital, apenas a função do modulador descrito em 3.30 não é o suficiente. Em Corradini *et al.* (2015) mostra que é necessário considerar o atraso introduzido pelo modulador PWM discreto, definido por $T_{DPWM} = \frac{T_s}{2}$. Onde T_s é o tempo de amostragem do sistema discreto, desta forma, este atraso pode ser representado pela aproximação de Padé e na frequência é definido por:

$$DPWM(s) = e^{-s \frac{T_s}{2}} \approx \frac{1 - s \cdot \frac{T_s}{4}}{1 + s \cdot \frac{T_s}{4}} \quad (3.31)$$

Mas no caso do modulador discreto, o pico da portadora não é uma tensão igual no caso analógico, mas sim um valor máximo de um contador definido pelo periférico do PWM, desta forma, a função do modulador discreto é ajustado para uma variável N_r no lugar de V_D , que é definida por

$$F_{md}(s) = F_m(s) \cdot DPWM(s) = \frac{1}{N_r} \cdot \frac{1 - s \cdot \frac{T_s}{4}}{1 + s \cdot \frac{T_s}{4}} \quad (3.32)$$

Na implementação do controle digital, este N_r é definido pelo microcontrolador a ser utilizado, no caso deste trabalho é usado o TMS320F28379D, e para uma frequência de chaveamento de 30KHz e uma portadora triangular, tem-se $N_r = 1666$ e o tempo de amostragem é o inverso da frequência de chaveamento, ou seja, $T_s = 33,33 \mu s$.

D. Ganho do Conversor Analógico-Digital

O ganho do conversor analógico-digital é dado pela equação 3.33. Onde n é a quantidade de bits do ADC e V_{FAD} a tensão de fundo de escala do periférico ADC do microcontrolador.

$$K_{ADC} = \frac{2^m - 1}{V_{FAD}} \quad (3.33)$$

Para o TMS320F28379D o número de bits do conversor analógico-digital é $m = 12$ e a tensão de fundo de escala é $V_{FAD} = 3 V$.

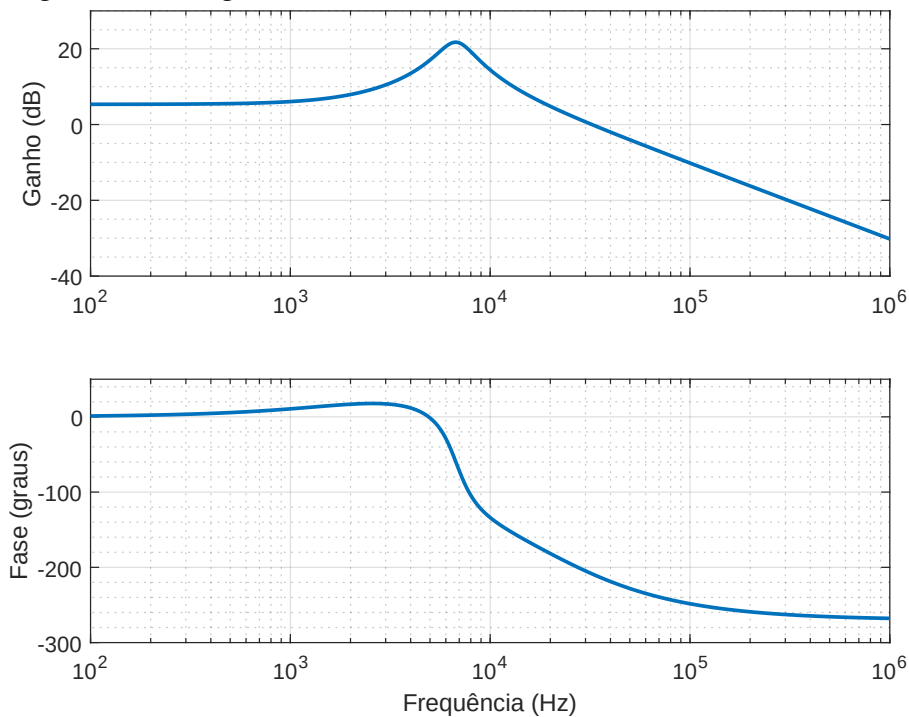
E. Projeto do Compensador de Corrente

Para o projeto do compensador de corrente, é necessário definir a função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente, que é definida pela equação 3.34.

$$FTLA_{sci} = G_{id}(s) \cdot H_i(s) \cdot K_{adc} \cdot F_{md}(s) \quad (3.34)$$

A Figura 28 mostra o diagrama de bode da função de transferência de laço aberto sem compensador de corrente. Onde é possível notar que a frequência natural do sistema ocorre em uma frequência elevada, de maneira precisa $f_{w0} = 6,76 \text{ KHz}$. Deste modo, evita-se o cruzamento da malha fechada em torno dessa frequência. E como o sistema de controle é implementado de forma digital, o diagrama de bode tem como limite a frequência de nyquist ($\frac{f_s}{2}$), ou seja, 15 KHz. Isso implica que, acima da frequência natural, devido a implementação digital, o sistema de malha fechada quanto mais se aproxima da frequência de nyquist mais a fase da malha fechada é degradada. Logo, o cruzamento deve acontecer antes da frequência natural.

Figura 28 – Diagrama de bode $FTLA_{sci}$



Fonte: Próprio autor (2026).

É bastante usual em projetos de compensadores contínuos, como o compensador tipo 2, o uso de um polo de alta frequência para atenuar harmônicos de comutação, porém, é mostrado em Corradini *et al.* (2015) que para o caso de compensadores digitais, esse polo de alta frequência pode ser desconsiderado, pois ao garantir que a frequência de amostragem seja igual a frequência de chaveamento e esta ocorra no pico da portadora, os harmônicos de comutação são removidos apenas com essa medida adotada. Portanto, para o projeto do controlador discreto será considerado apenas um PI simples com um polo e um zero.

Logo, o polo do compensador é alocado na origem, para garantir um erro de regime permanente zero. E o zero do compensador é alocado próximo a frequência natural da planta.

Como mostrado nas equações:

$$f_{pi} = 0 \text{ Hz} \quad (3.35)$$

$$f_{zi} = 6,626 \text{ KHz} \quad (3.36)$$

O compensador do tipo PI assume a seguinte estrutura mostrada na equação 3.37.

$$C_i(s) = K_p \cdot \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \quad (3.37)$$

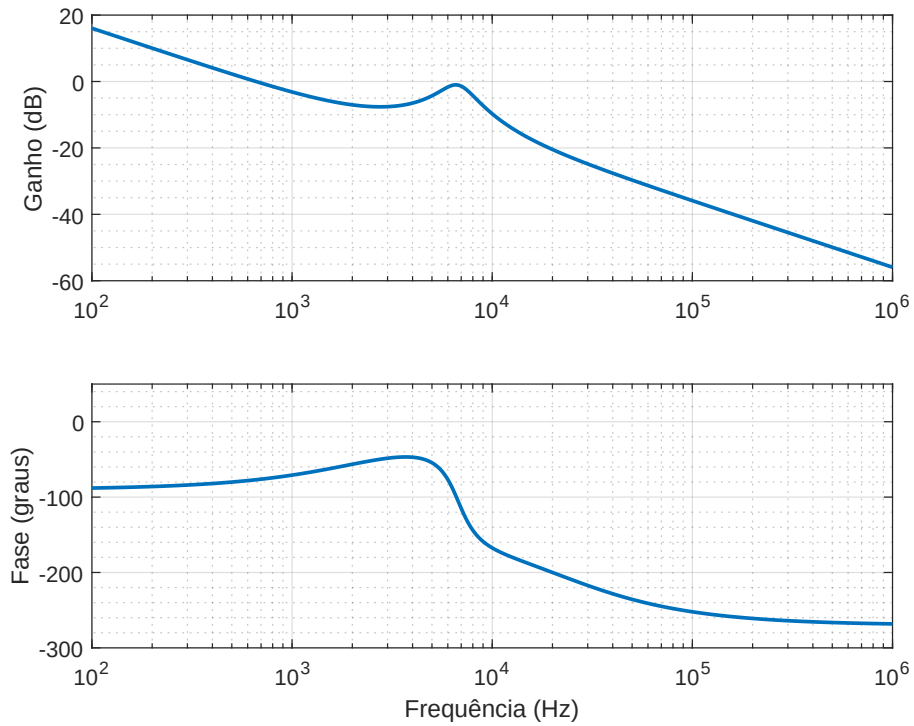
Desta forma, com o auxílio da ferramenta MATLAB foi estipulado um ganho K_p para este compensador que resultasse na maior frequência de cruzamento possível. Desta forma, chegou-se a valores de $K_p = 0,0517$ e $K_i = 2,15 \cdot 10^3$ para uma frequência de cruzamento de 666 Hz. Esta frequência de cruzamento aparenta ser bem conservadora, devido ao que foi discutido sobre a frequência natural do sistema e a degradação de fase devido a proximidade da frequência de nyquist, e para valores de frequência menores que a frequência natural, a planta assume valores de fase positiva, inviabilizando um projeto com compensadores por avanço de fase, por exemplo.

Logo, o compensador PI em laplace é definido pela equação 3.38.

$$C_i(s) = \frac{0,0517 \cdot (s + 4,163 \cdot 10^4)}{s} \quad (3.38)$$

O diagrama de bode da função de transferência de laço aberto com compensador de corrente é mostrado na Figura 29, onde é possível ver a frequência de cruzamento esperada da malha fechada.

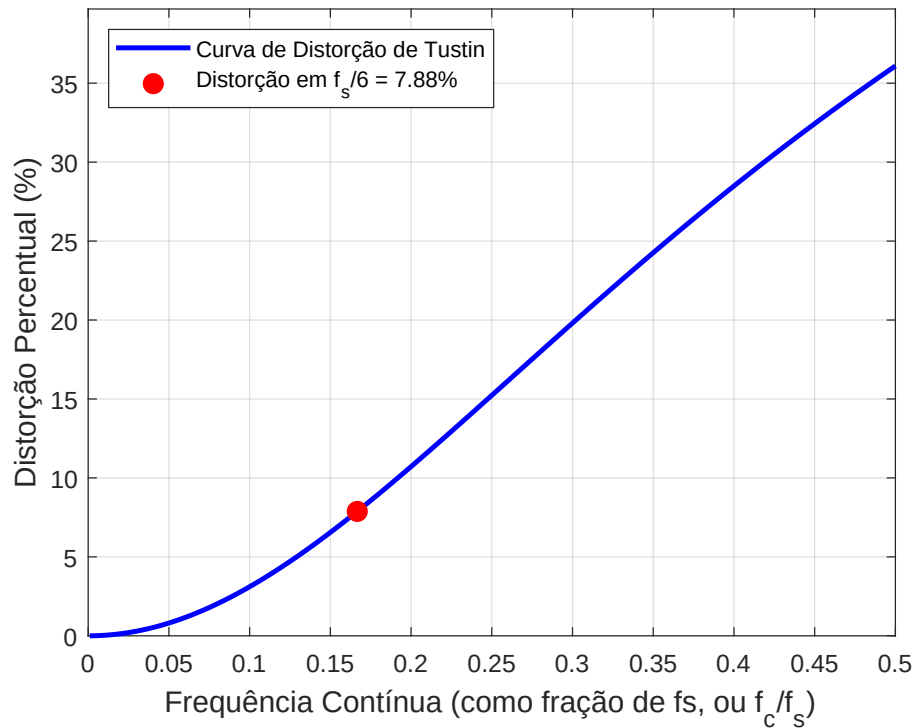
Figura 29 – Diagrama de bode da $FTLA_{cci}$



Fonte: Próprio autor (2026).

Agora basta discretizar esse controlador através do método de *tustin*. Porém, é mostrado em Corradini *et al.* (2015) que o método de discretização por *tustin* acaba inserindo uma degradação de fase que se torna impactante quanto maior for a frequência de cruzamento do sistema. Como é mostrado na Figura 30, para a frequência de cruzamento de $f_s/6$ é introduzida uma distorção na fase de 7,88 %. Logo, no projeto de compensadores discretos este é outro fator que deve ser levado em consideração, por isso é usual que em compensadores discretos a frequência de cruzamento escolhida sempre seja menor se comparados com compensadores contínuos. A equação que descreve o comportamento mostrado na Figura 30 é a equação 3.39.

$$\text{Distorção (\%)} = \left(1 - \frac{\arctan\left(\pi \frac{f_c}{f_s}\right)}{\pi \frac{f_c}{f_s}} \right) \cdot 100 \quad (3.39)$$

Figura 30 – Distorção do método *tustin*

Fonte: Próprio autor (2026).

Discretizando 3.38 chega-se ao resultado mostrado em 3.40.

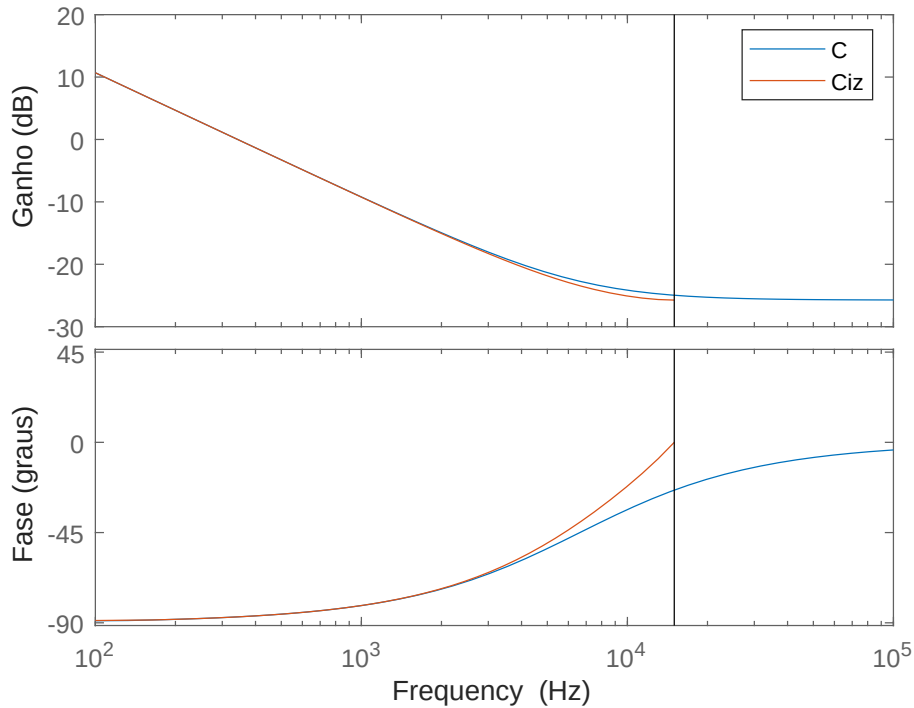
$$C_i(z) = \frac{0,087518 \cdot (z - 0,1808)}{z - 1} \quad (3.40)$$

Com a função de transferência em Z, é possível obter a equação a diferenças para ser implementada no microcontrolador. Que está descrita em 3.41.

$$u(k) = u(k - 1) + 0,087518 \cdot e(k) - 0,01582 \cdot e(k - 1) \quad (3.41)$$

A Figura 31 mostra a comparação dos diagramas de bode do compensador em laplace (em azul) e do compensador em Z (em laranja), como mencionado anteriormente, quanto maior a frequência, maior a distorção entre o compensador contínuo e discreto. Na frequência de cruzamento escolhida é nítido ver que o compensador discreto representa o compensador contínuo de forma fiel.

Figura 31 – Diagrama de bode do compensador contínuo e discreto



Fonte: Próprio autor (2026).

3.5.2 Malha de Tensão

Para o projeto da malha de tensão, a malha interna de corrente é vista como um ganho e será definida por $H_{vi}(s)$ e também determinaremos a função de transferência do elemento de medição de tensão $H_v(s)$. A função de transferência da planta de $G_{vi}(s)$ já foi modelada no capítulo 2 deste trabalho. Adiante, com todas essas informações, é possível projetar o compensador através da alocação de polos.

A. Função de Transferência da Planta

Para o projeto da malha de tensão, é utilizada a função de transferência da tensão de saída pela corrente no indutor, como foi apresentado em 2.63, agora substituindo os valores mostrados neste capítulo, tem-se:

$$G_{vi}(s) = \frac{2,33}{5,825 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1} \quad (3.42)$$

B. Função de Transferência do Elemento de Medição de Tensão

O elemento de medição de tensão será dado por um divisor resistivo, onde o ganho depende do valor de resistência dos resistores escolhidos, portanto, para uma tensão de entrada no conversor analógico-digital do TMS320F28379D de 0 - 3 V, é medido uma tensão de saída de 0 - 650 V. Logo, a função de transferência do elemento de medição é dada por:

$$H_v(s) = \frac{V_{Ref}}{V_{max}} = \frac{3}{650} = 4,6154 \cdot 10^{-3} \quad (3.43)$$

C. Malha Interna de Corrente

Para projeto do compensador de tensão, a malha interna de corrente é vista de acordo com a equação 3.44.

$$H_{vi}(s) = \frac{1}{H_i(s) \cdot K_{adc}} \quad (3.44)$$

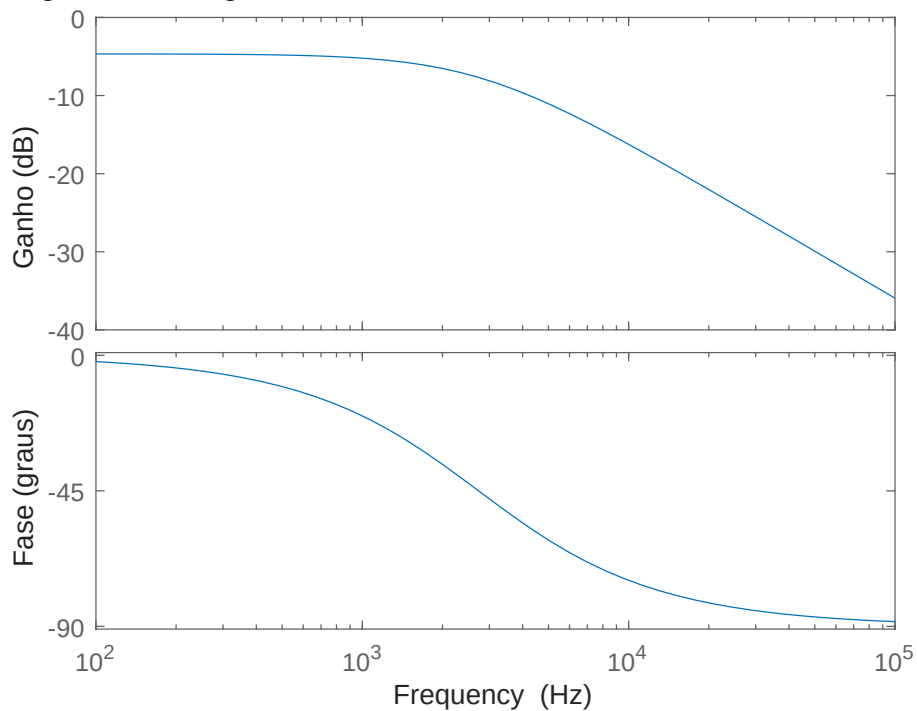
D. Projeto do Compensador de Tensão

Para o projeto do compensador de tensão, é necessário definir a função de transferência de laço aberto sem compensador de tensão, que é definida pela equação 3.45.

$$FTLA_{scv} = G_{vi}(s) \cdot H_{vi}(s) \cdot H_v(s) \cdot K_{adc} \quad (3.45)$$

A Figura 32 mostra o diagrama de bode de laço aberto sem compensador de tensão, a vantagem dessa estratégia de controle é que a função de transferência referente ao controle da tensão se torna de primeira ordem, ou seja, é fácil projetar um compensador para funções de transferência de primeira ordem.

Figura 32 – Diagrama de bode $FTLA_{scv}$



Fonte: Próprio autor (2026).

Logo, a estratégia de alocação de polos para esse compensador é, adicionar um integrador e cancelar o polo da planta com o zero do compensador. Desta forma, temos:

$$f_{pv} = 0 \text{ Hz} \quad (3.46)$$

$$f_{zv} = 2,769 \text{ KHz} \quad (3.47)$$

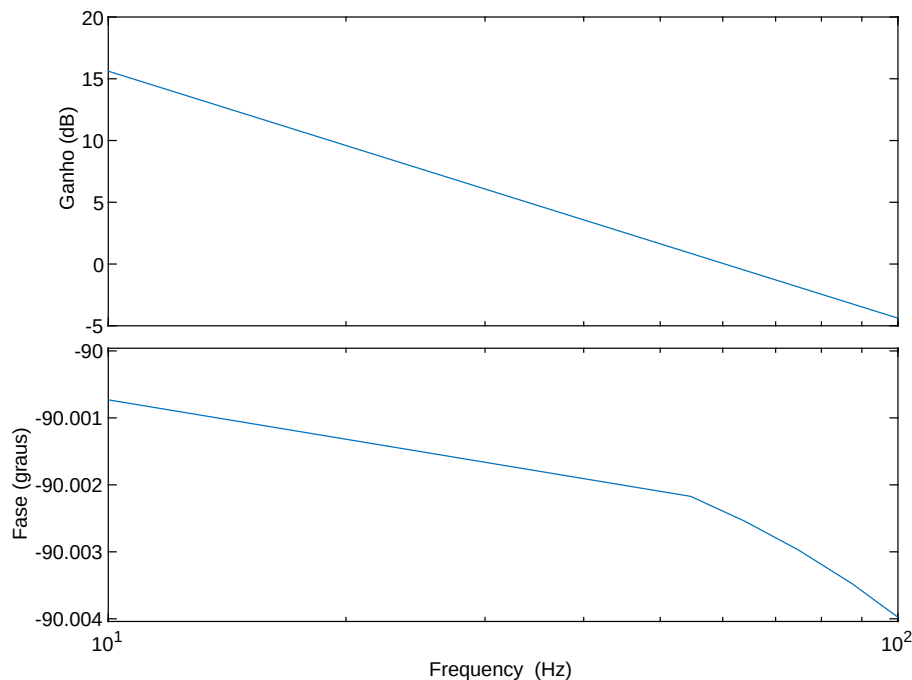
Com isso, a frequência de cruzamento da função de laço aberto com compensador de tensão deve estar uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de tensão, logo, o cruzamento deve ocorrer em torno de 60 Hz. Para que isso ocorra, temos $K_p = 0,0377$ e $K_i = 649$.

O compensador PI em laplace é dada pela equação 3.48.

$$C_v(s) = \frac{0,0377 \cdot (s + 1,72 \cdot 10^4)}{s} \quad (3.48)$$

O diagrama de bode da função de transferência de laço aberto com compensador de tensão é mostrado na Figura 33, onde é possível ver a frequência de cruzamento esperada da malha fechada.

Figura 33 – Diagrama de bode da $FTLA_{ccv}$



Fonte: Próprio autor (2026).

Discretizando 3.48 chega-se ao resultado mostrado em 3.49.

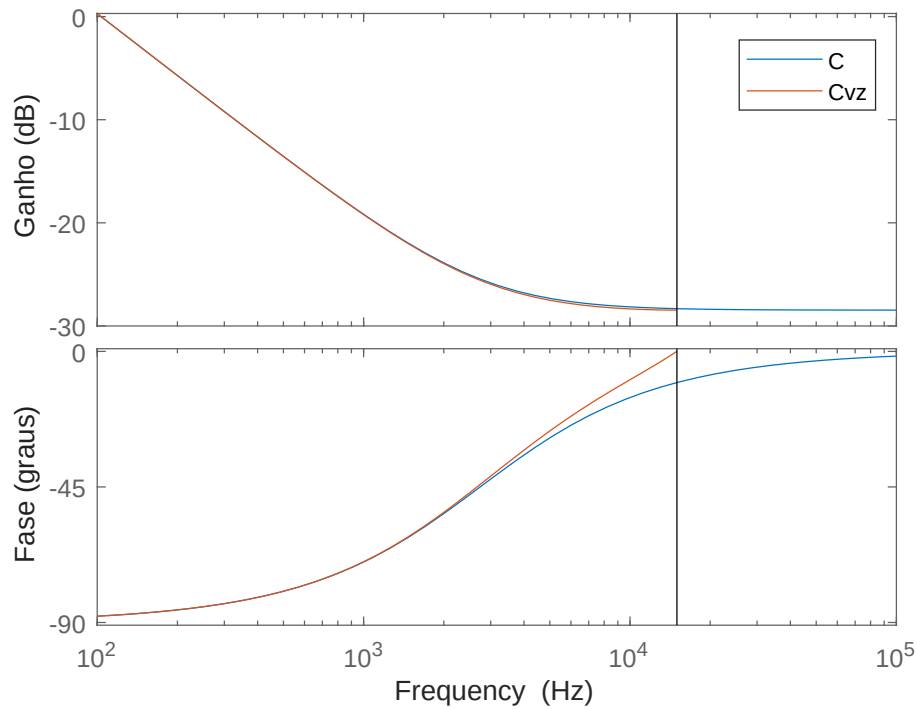
$$C_v(z) = \frac{0,048551 \cdot (z - 0,5544)}{z - 1} \quad (3.49)$$

Com a função de transferência em Z, é possível obter a equação a diferenças para ser implementada no microcontrolador. Que está descrita em 3.50.

$$u(k) = u(k - 1) + 0,048551 \cdot e(k) - 0,026917 \cdot e(k - 1) \quad (3.50)$$

A Figura 34 mostra a comparação dos diagramas de bode do compensador em laplace (em azul) e do compensador em Z (em laranja). Na frequência de cruzamento escolhida é nítido ver que o compensador discreto representa o compensador contínuo de forma fiel.

Figura 34 – Diagrama de bode do compensador contínuo e discreto



Fonte: Próprio autor (2026).

3.6 Considerações Finais

Neste capítulo, foi apresentado um exemplo de projeto, onde todos os componentes foram projetados de acordo com a análise realizada no capítulo dois deste documento. Também foi realizado um estudo de perdas teóricas, além do projeto dos compensadores de tensão e corrente para a operação do conversor em malha fechada.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

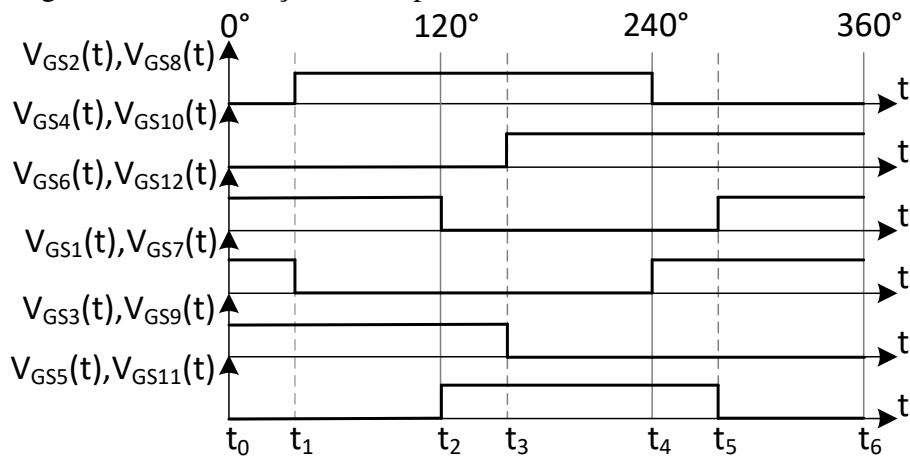
4.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados os resultados obtidos a partir das simulações para uma potência de saída $P_o = 5000W$. Com as devidas formas de onda correspondente a operação do conversor em regime permanente e em condições transitórias. Além disso, para verificar o funcionamento do conversor, foi montado um protótipo com a mesma potência de saída da simulação, e são apresentados os resultados experimentais obtidos, em regime permanente e em condições transitórias.

4.2 Resultados de Simulação

As principais formas de onda foram obtidas para uma carga resistiva, com o conversor operando em malha aberta. As modulações PWM das chaves seguem o padrão apresentado na Figura 35.

Figura 35 – Modulação PWM para as chaves S1 a S12

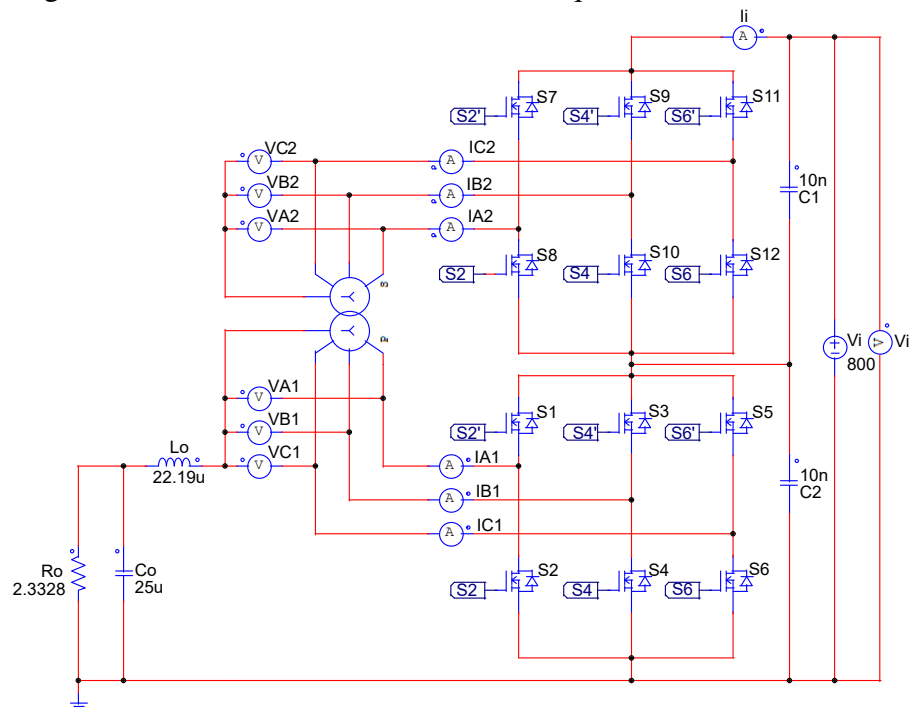


Fonte: Próprio autor (2025).

4.2.1 Circuito de Simulação

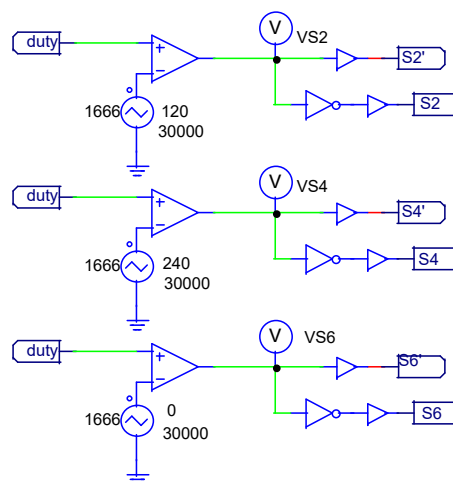
O circuito de simulação foi desenvolvido na ferramenta PSIM, e é apresentado na Figura 36. O circuito responsável pela geração dos sinais PWM está representado na Figura 37. A Figura 38 mostra o Cblock no PSIM responsável por implementar a lei de controle discreta e gerar o sinal de controle do modulador, o código na linguagem de programação C está presente no apêndice C deste trabalho.

Figura 36 – Conversor buck baseado na ccqe no PSIM



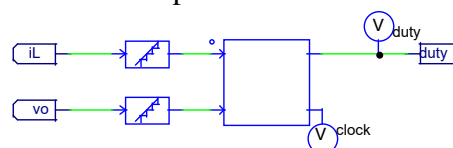
Fonte: Próprio autor (2025).

Figura 37 – Geração dos sinais PWM no PSIM



Fonte: Próprio autor (2025).

Figura 38 – Cblock responsável pelo controle no PSIM

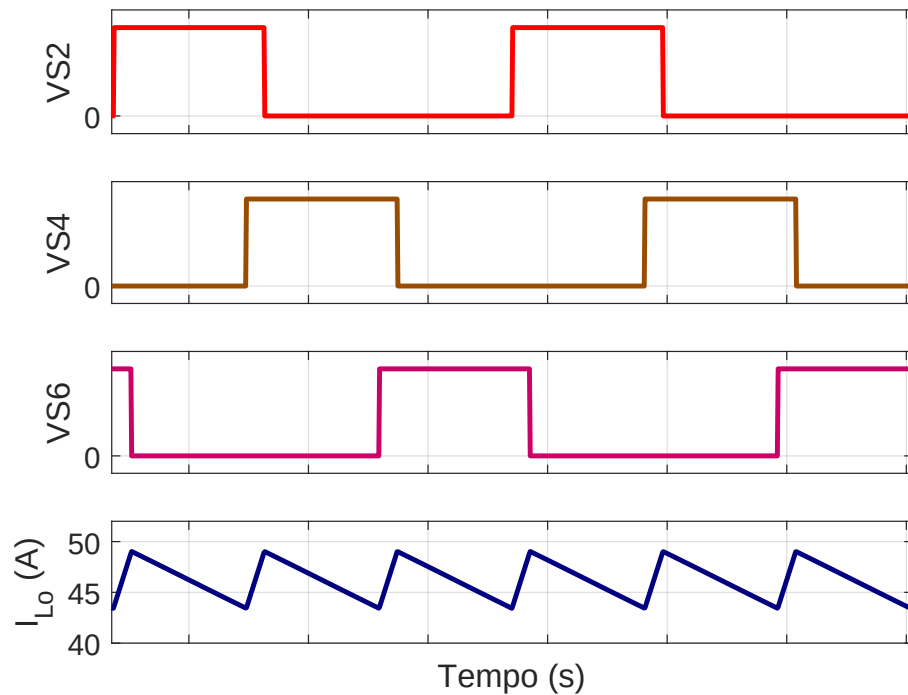


Fonte: Próprio autor (2025).

4.2.2 Formas de Onda em Regime Permanente

A Figura 39 apresenta os sinais PWM aplicados nas chaves S2, S4 e S6 e a corrente através do indutor de saída L_o . Os sinais das chaves S1, S3 e S5 são complementares aos apresentados, respectivamente. A Figura 39 mostra que a corrente no indutor é três vezes a frequência de chaveamento, conforme esperado.

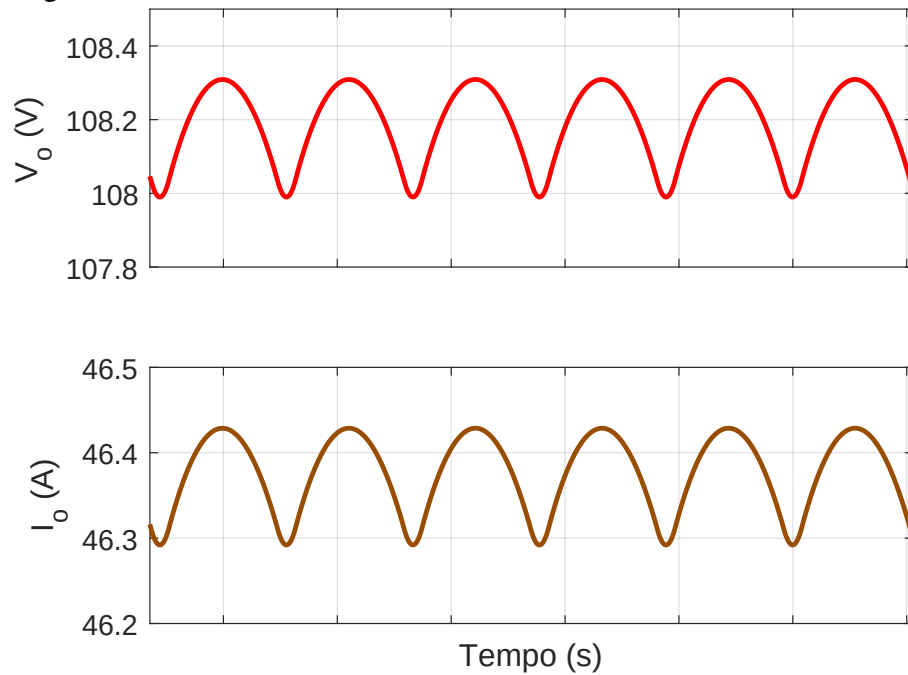
Figura 39 – Sinais PWM nas chaves e corrente através do indutor L_o



Fonte: Próprio autor (2025).

A Figura 40 apresenta a tensão e corrente de saída do conversor, onde é possível observar que a tensão de saída é aproximadamente $V_o = 108V$ e a corrente de saída é $I_o = 46,35A$.

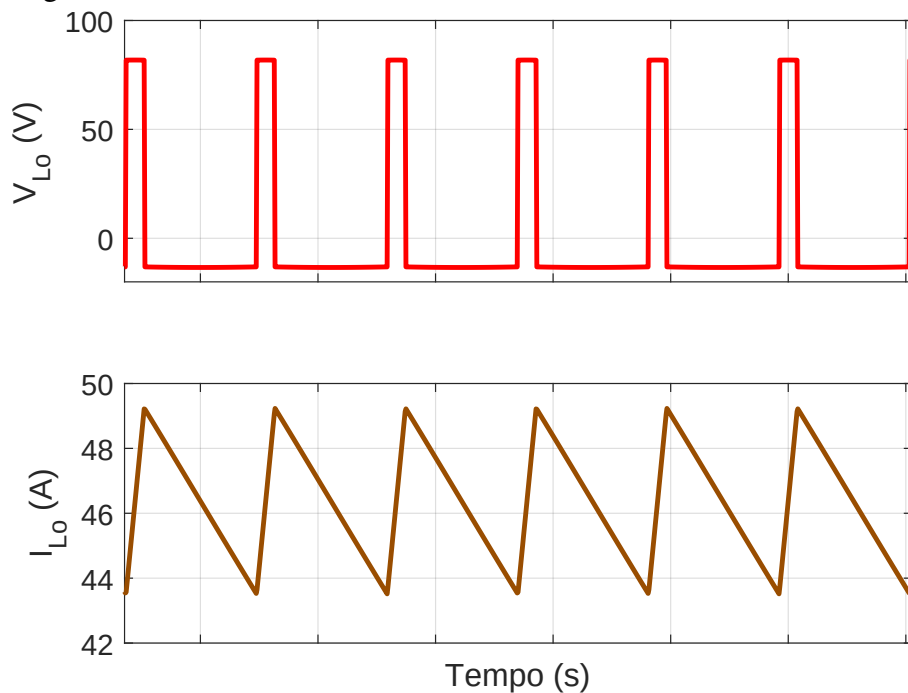
Figura 40 – Tensão e corrente de saída do conversor



Fonte: Próprio autor (2025).

A Figura 41 mostra a tensão e corrente no indutor L_o , onde é possível observar que a corrente máxima no indutor é de 49,23 A e a corrente mínima no indutor é de 43,52 A, ou seja, a ondulação de corrente no indutor ficou em aproximadamente 5,71 A, o que representa uma ondulação de 12,33 %.

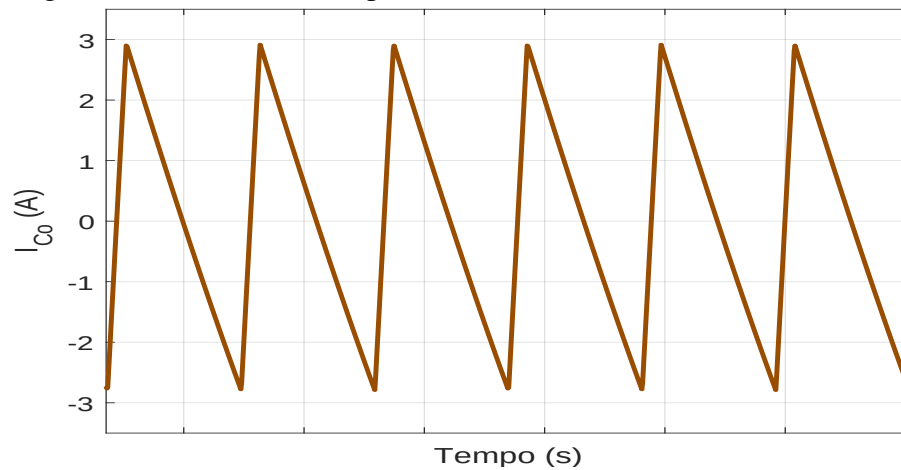
Figura 41 – Tensão e corrente no indutor L_o



Fonte: Próprio autor (2025).

A tensão no capacitor é igual a tensão de saída que está representada na Figura 40, onde há uma ondulação de tensão de 0,319 V. E a corrente que passa pelo capacitor é apresentada na Figura 42. Onde é possível observar que a corrente pelo capacitor é a ondulação de corrente no indutor.

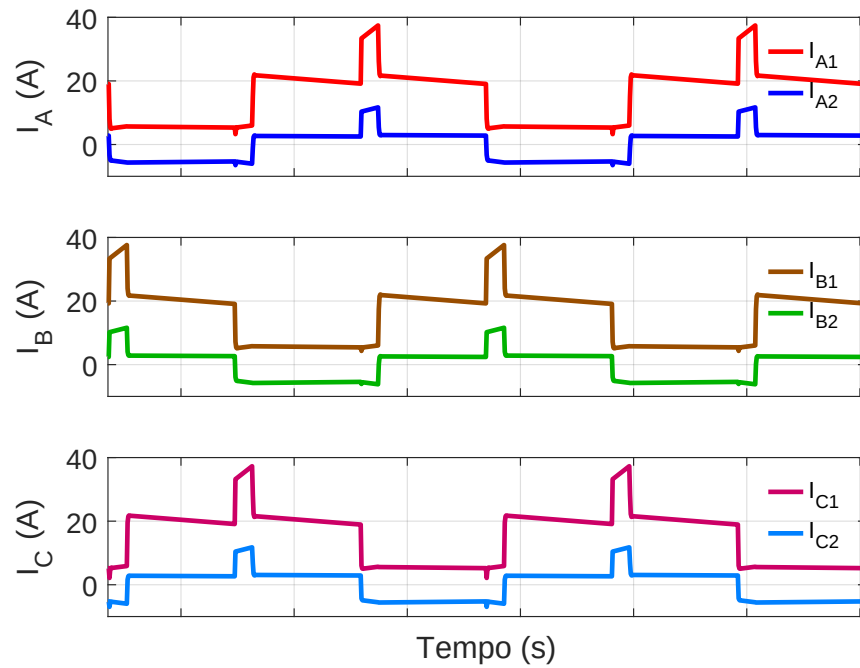
Figura 42 – Corrente no capacitor C_0



Fonte: Próprio autor (2025).

A Figura 43 apresenta a corrente nos enrolamentos primário e secundário do transformador com relação de transformação $n = 1,8$. É possível notar que a corrente no primário apresenta valores maiores, este fenômeno foi explicado no capítulo dois desse trabalho, onde a corrente no enrolamento primário do transformador é composta por uma fração da corrente no indutor mais uma parcela da corrente de entrada que depende diretamente da relação de transformação.

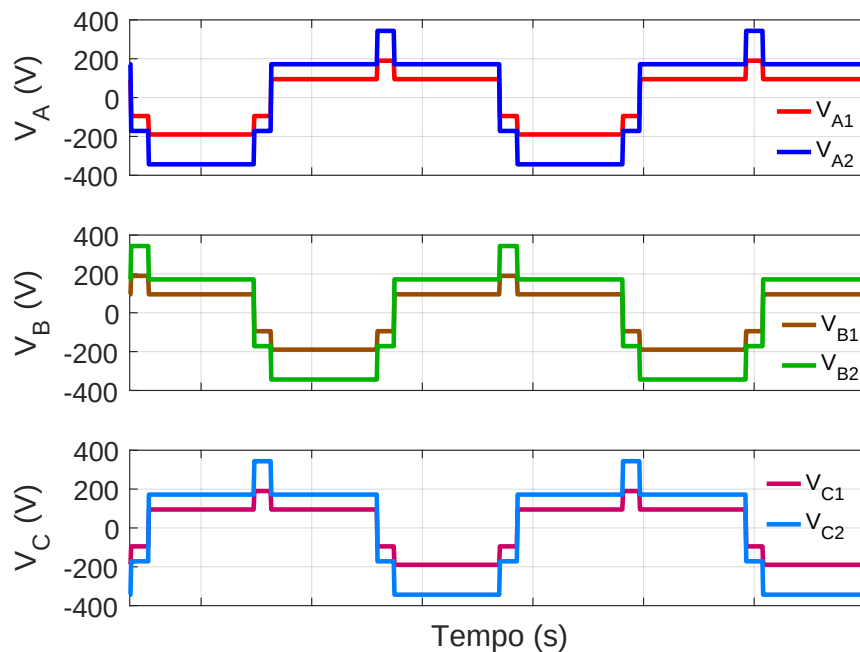
Figura 43 – Corrente nos enrolamentos primário e secundário do transformador



Fonte: Próprio autor (2025).

A Figura 44 apresenta a tensão nos enrolamentos primário e secundário do transformador com relação de transformação $n = 1,8$. E como foi analisado no capítulo dois, é possível notar os níveis de tensão que geram a tensão média nula no transformador, tanto para o primário quanto para o secundário.

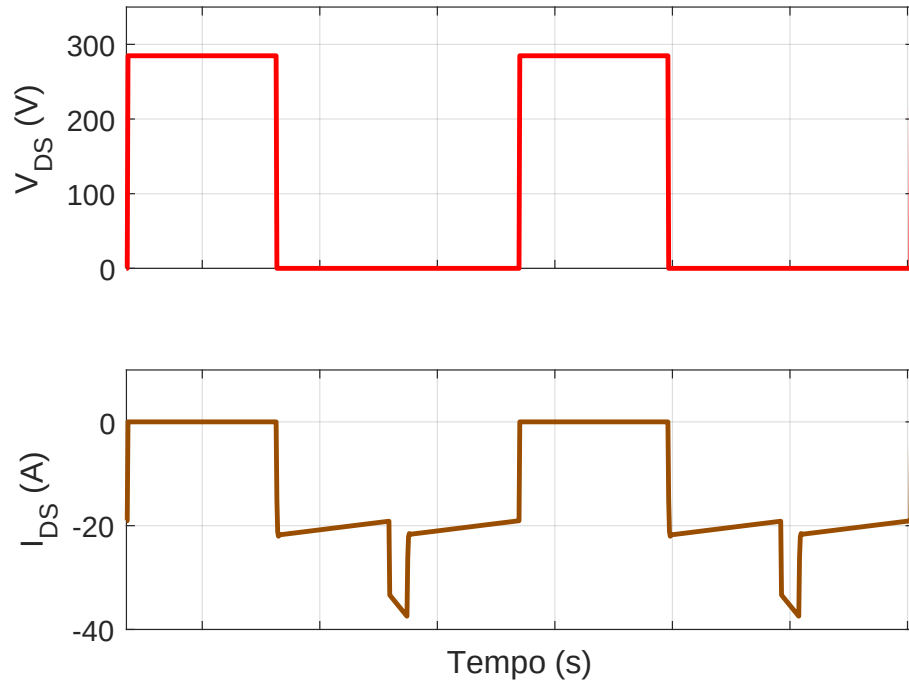
Figura 44 – Tensões no enrolamento primário e secundário do transformador



Fonte: Próprio autor (2025).

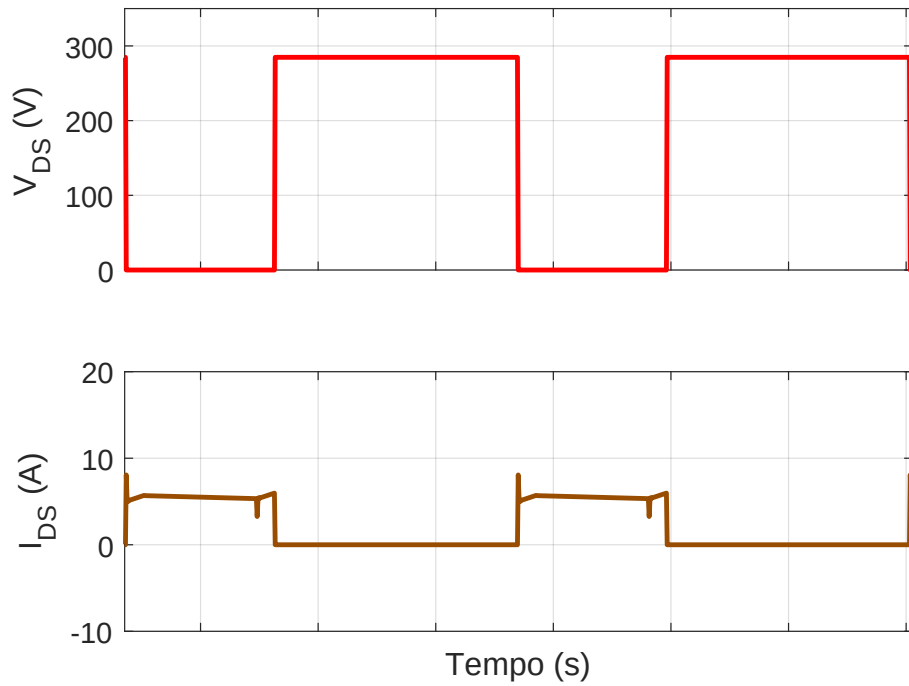
As Figuras 45 e 46 mostram as formas de onda de tensão dreno-fonte e corrente no dreno nas chaves S2 e S1, presentes na ponte inferior do conversor.

Figura 45 – Tensão e corrente na chave S2



Fonte: Próprio autor (2025).

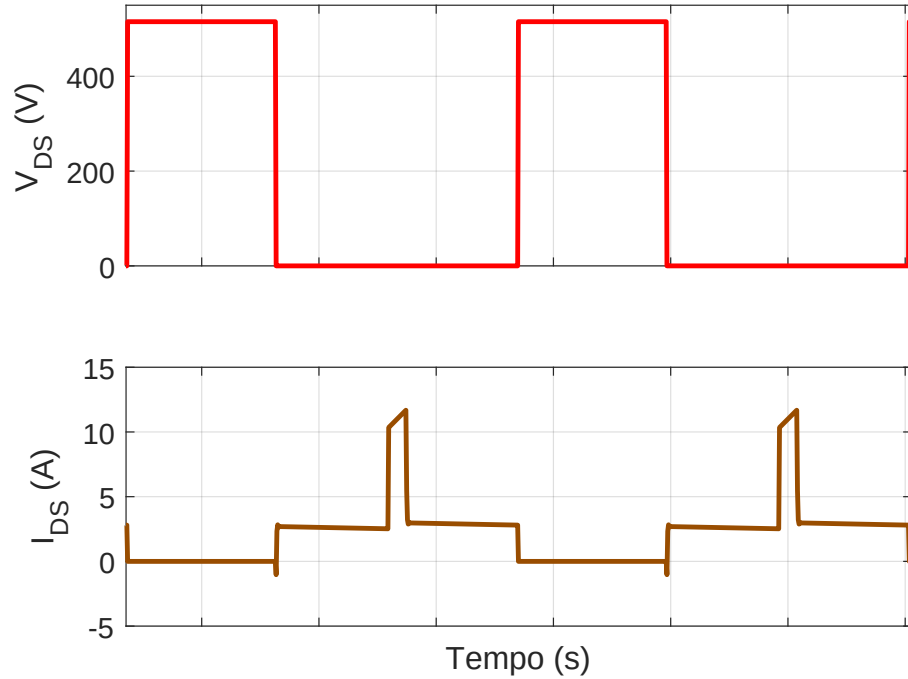
Figura 46 – Tensão e corrente na chave S1



Fonte: Próprio autor (2025).

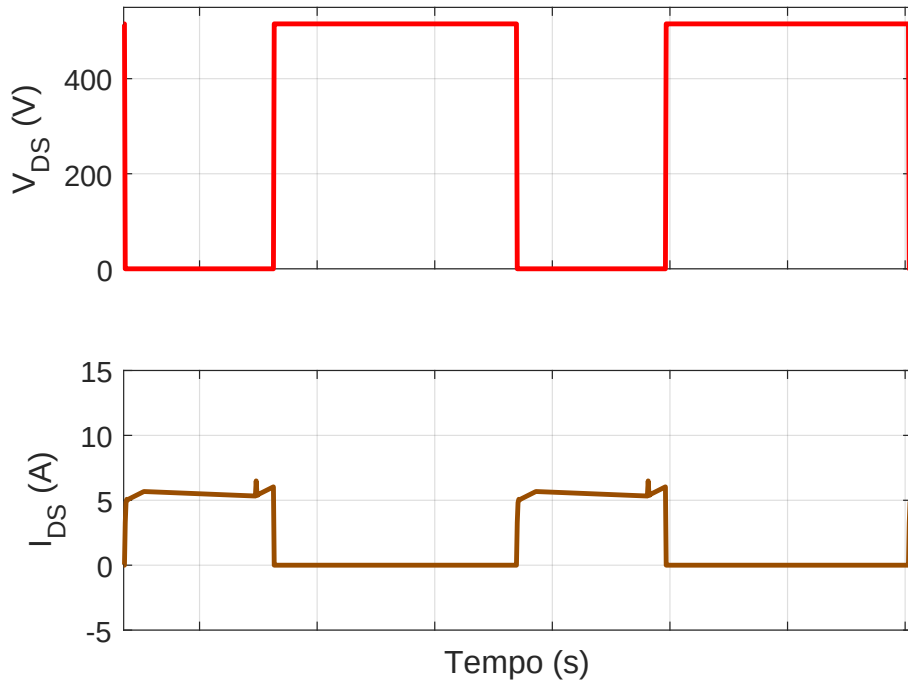
As Figuras 47 e 48 mostram as formas de onda de tensão dreno-fonte e corrente no dreno nas chaves S8 e S7, presentes na ponte superior do conversor.

Figura 47 – Tensão e corrente na chave S8



Fonte: Próprio autor (2025).

Figura 48 – Tensão e corrente na chave S7



Fonte: Próprio autor (2025).

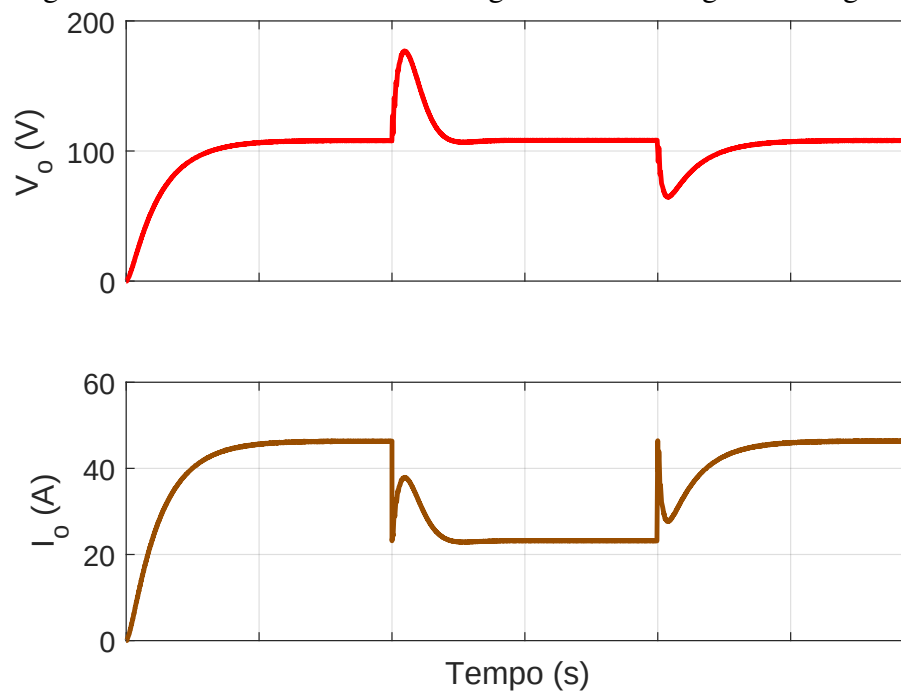
4.2.3 Formas de Onda em Regime Dinâmico

Esta subseção tem como objetivo mostrar como o conversor em malha fechada opera quando sujeito a perturbações na carga. Além disso, é mostrado um teste adicional com um modelo de bateria, para simular a curva de recarga de uma bateria.

4.2.3.1 Degrau de Carga

O objetivo desse teste, é variar a carga de 100% para 50% de forma abrupta e de 50% para 100% também de forma abrupta, para verificar o comportamento do controlador e do conversor. Com isso, a Figura 49 mostra a tensão e corrente de saída quando sujeita a essas duas variações de carga. Quando $t = 20\text{ ms}$ a carga foi da potência nominal para metade da potência e em $t = 40\text{ ms}$ a carga foi de metade da potência para a potência nominal.

Figura 49 – Tensão e corrente na carga no teste do degrau de carga



Fonte: Próprio autor (2026).

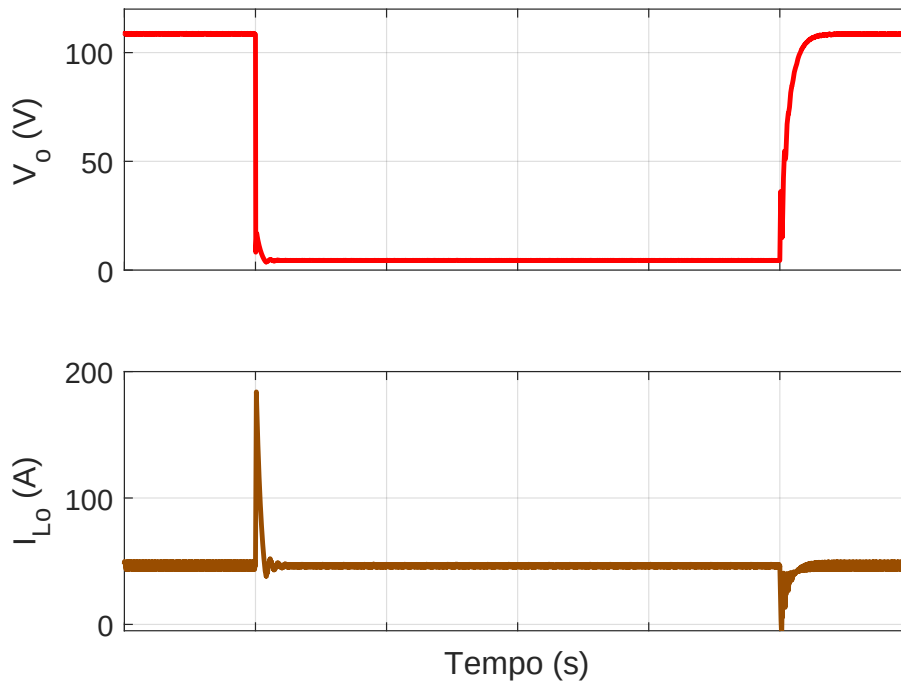
No momento da primeira variação de carga, a tensão de saída chega a um valor máximo de 175V, e na segunda variação de carga a tensão de saída atinge um valor mínimo de 65V. Mas vale ressaltar que isto ocorre por um curto período de tempo, e o controle consegue corrigir a tensão de saída para o valor de referência de forma satisfatória. A malha de corrente é rápida o suficiente, mas devido a estratégia de controle ser em cascata, a malha externa de tensão cruza em uma frequência baixa, o que acaba impactando na velocidade que a tensão retorna ao

valor de referência.

4.2.3.2 Curto-circuito

O objetivo desse teste, é simular um curto-circuito na saída do conversor, para verificar se a malha de corrente consegue manter o valor da corrente de saída nominal, para que seja mantida a potência nominal do conversor. Para esse teste, será utilizado em paralelo com a carga nominal, um resistor de $100\text{ m}\Omega$ e em $t = 20\text{ ms}$ esses dois resistores são colocados em paralelo, forçando um curto-circuito. Em $t = 40\text{ ms}$ o curto é retirado, para verificar se o controle consegue novamente manter a referência de corrente na saída. A Figura 50 mostra o resultado do teste de curto-circuito.

Figura 50 – Tensão na carga e corrente no indutor



Fonte: Próprio autor (2026).

A Figura 50 mostra um pico de corrente no indutor, este pico de corrente ocorre devido ao modulador discreto que possui um atraso de pelo menos $T_s/2$. Desta forma, a lei de controle é calculada no instante $t = k$, mas o curto ocorre após esse instante, logo, o controle manda um valor de razão cíclica para o modulador discreto, e o controlador só "enxerga" o curto-circuito no instante $t = k + 1$. Portanto, a única forma de atenuar este pico de corrente, seria uma estratégia de enable/disable no PWM. Mas o que é válido ressaltar é que apesar do pico de corrente, o controle consegue trazer o valor de corrente para a referência, basta visualizar

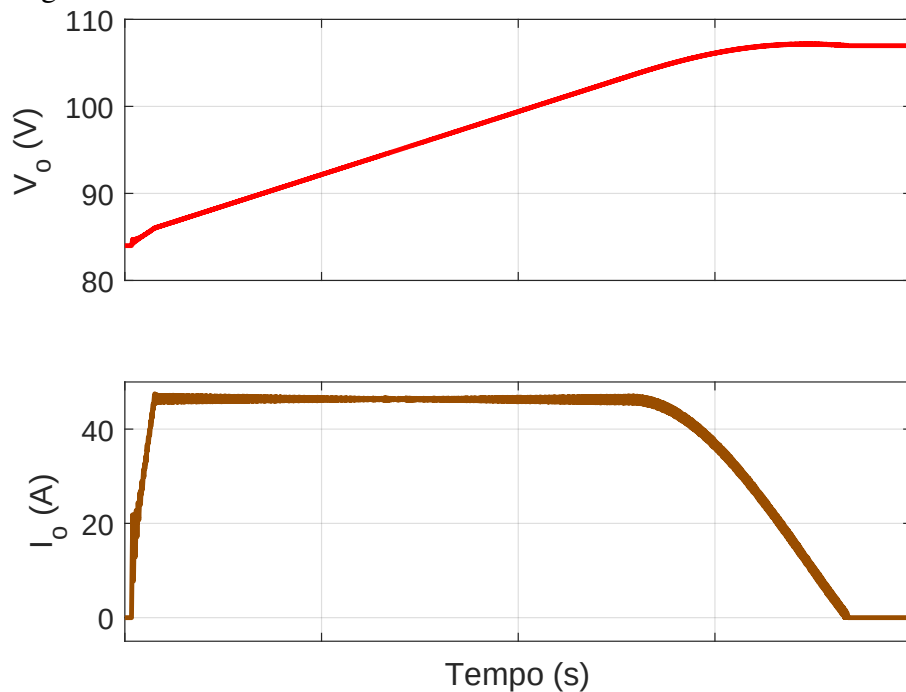
a tensão de saída na Figura 50, e após a retirada do curto, o controle também leva o valor de corrente para a referência, e a tensão de saída retorna para 108V.

4.2.3.3 Recarga da Bateria

A intenção desse teste, é checar se o controle implementado atende aos requisitos de carregamento adequado de baterias, onde a recarga consiste em um primeiro estágio de corrente constante, que funcionará até que seja atingido a tensão de flutuação. Após, a tensão será mantida constante até que a corrente de recarga fique próxima de zero. Para esse perfil de recarga usando a estratégia de controle em cascata, é necessário apenas um ajuste, adicionar um saturador na saída do compensador de tensão, onde a intenção é saturar a referência de corrente na corrente nominal de recarga.

Para validar de fato, foi acrescentado um modelo de bateria que consiste em três componentes em série, um resistor que representa a resistência interna da bateria ($R_{bat} = 32\text{ m}\Omega$), um capacitor sem condições iniciais ($C_{bat} = 320\text{ mF}$) e uma fonte CC que representa a tensão mínima da bateria ($V_{batm} = 84\text{ V}$). Para esse teste foi considerado duas baterias de lítio em série, com tensão de corte de 84V e tensão de flutuação de 108V. A Figura 51 mostra a recarga da bateria, a capacitância do capacitor foi projetada de forma que essa simulação durasse 200 ms.

Figura 51 – Tensão e corrente na bateria



Fonte: Próprio autor (2026).

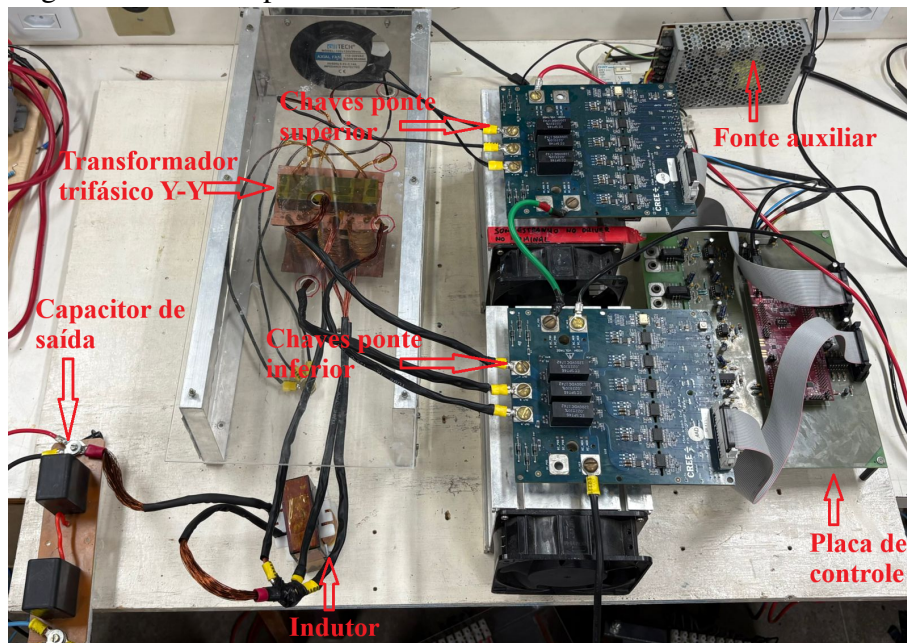
4.3 Resultados Experimentais

Nesta seção, são apresentadas as principais formas de onda do conversor em regime permanente, com uma carga puramente resistiva. O ponto de operação é o mesmo dos resultados de simulação.

4.3.1 Protótipo

De acordo com a Figura 52 tem-se as duas placas referentes as pontes de chaves superiores e inferiores, além disso, há a fonte auxiliar responsável por gerar as tensões para acionamento das chaves, e para alimentar o circuito de controle e de condicionamento de sinais. Também há uma placa de controle onde está presente o microcontrolador TMS320F28379D da *Texas Instruments*, esta placa gera os sinais PWM para acionar as doze chaves presentes no conversor e também está preparada para receber os dados de tensão e corrente dos sensores para fechar a malha do conversor. É possível ver na imagem os componentes como o transformador trifásico estrela-estrela, o indutor e o capacitor de saída. Os detalhes dos projetos tanto do transformador quanto do indutor, estão presentes no apêndice A e B deste trabalho.

Figura 52 – Protótipo montado em laboratório com elementos descritos

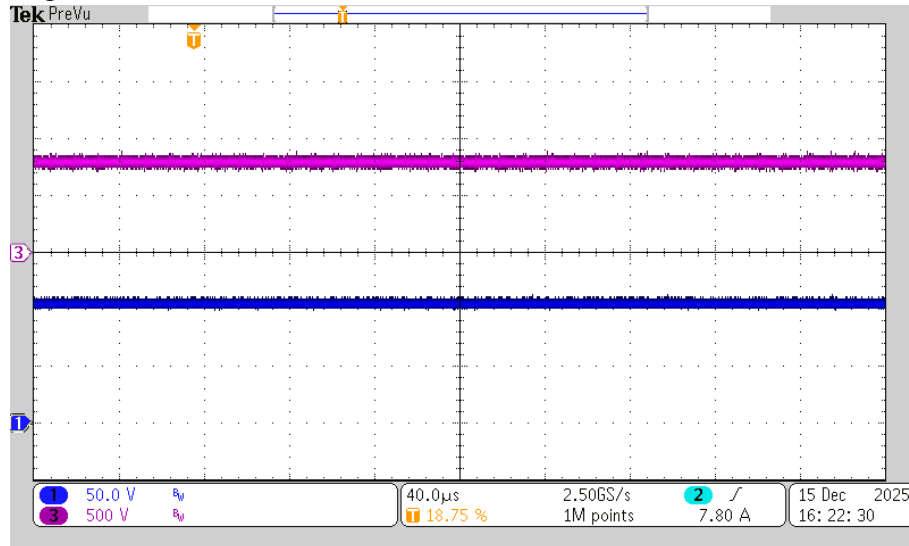


Fonte: Próprio autor (2026).

4.3.2 Formas de Onda em Regime Permanente

A Figura 53 tem como objetivo mostrar a ampla taxa de conversão de tensão do conversor estudado, onde nessa forma de onda está presente a tensão de entrada de 800V no canal 3 do osciloscópio e a tensão de saída de 108V no canal 1 do osciloscópio.

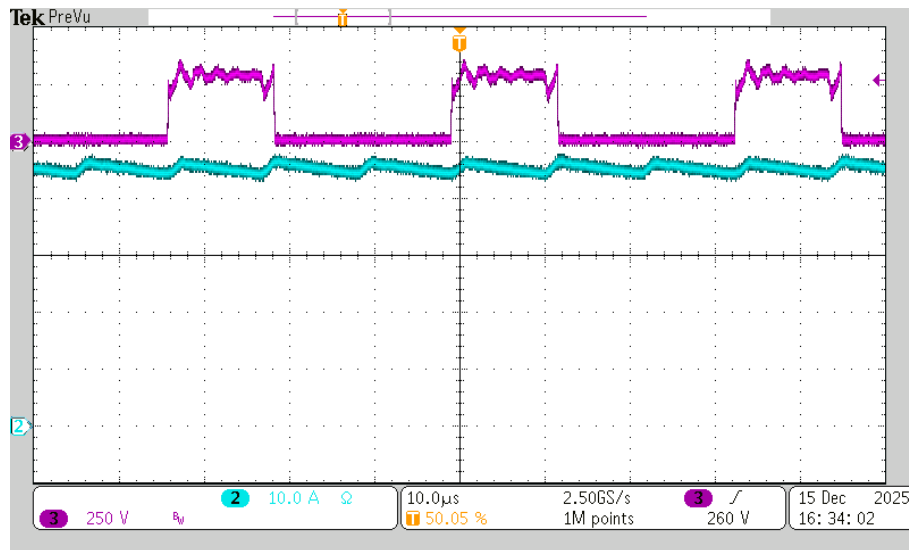
Figura 53 – Tensão de entrada no CH3 e tensão de saída no CH1



Fonte: Próprio autor (2026).

A Figura 54 apresenta duas formas de onda, onde a forma de onda no canal 3 do osciloscópio é apenas referência para mostrar um período completo de chaveamento, onde com a referência do período de chaveamento é possível notar o efeito de três vezes a frequência de chaveamento na corrente do indutor no canal 2 do osciloscópio, mostrando uma das principais vantagens do conversor estudado, o filtro LC de saída reduzido.

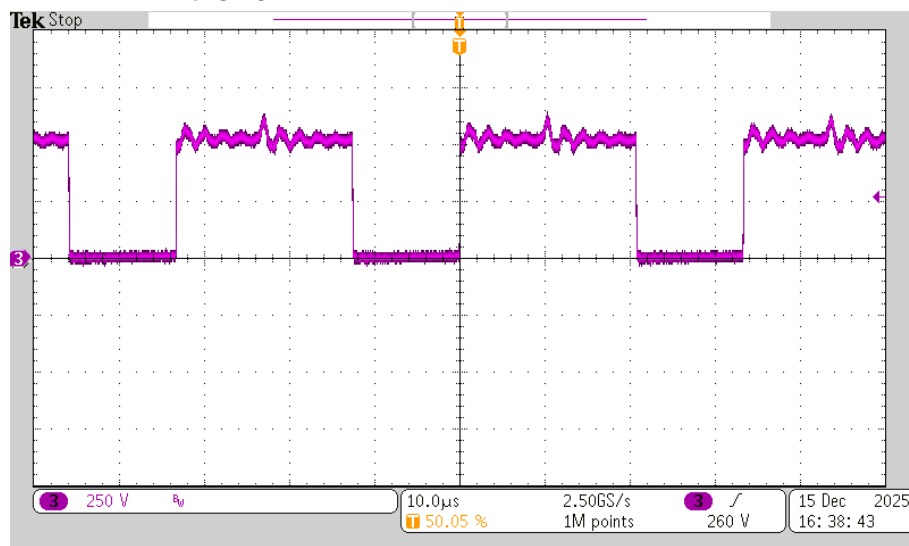
Figura 54 – Tensão de dreno-fonte no CH3 e corrente no indutor no CH2



Fonte: Próprio autor (2026).

A Figura 55 mostra a tensão-dreno fonte nas chaves superiores da ponte superior do conversor, essa forma de onda mostra o efeito da relação de transformação $n = 1,8$. Onde a ponte superior fica sujeita a uma tensão maior que a ponte inferior, neste caso a tensão é de aproximadamente 515V.

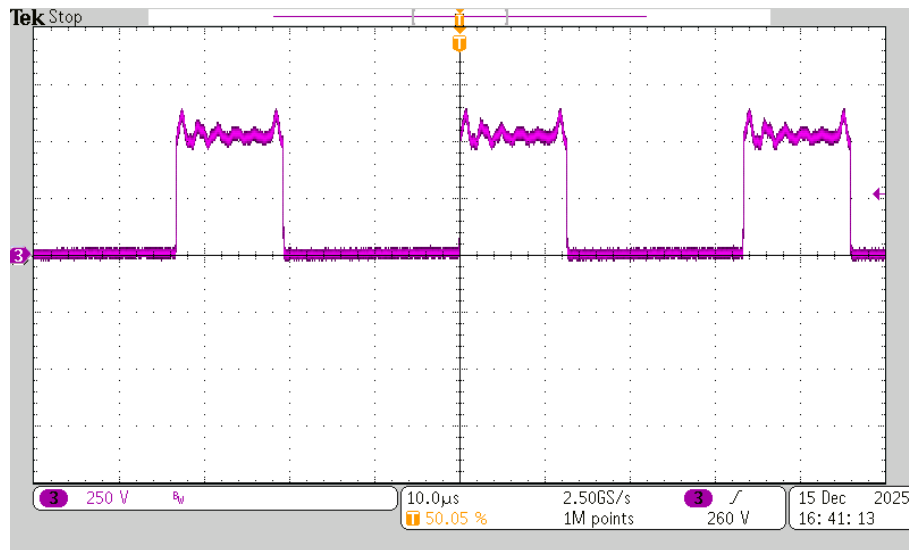
Figura 55 – Tensão dreno-fonte nas chaves superiores da ponte superior no CH3



Fonte: Próprio autor (2026).

A Figura 56 mostra a tensão-dreno fonte nas chaves inferiores da ponte superior do conversor, novamente é notado a tensão de aproximadamente 515V. É possível notar a diferença da razão cíclica para as chaves superiores e inferiores ao comparar as Figuras 55 e 56.

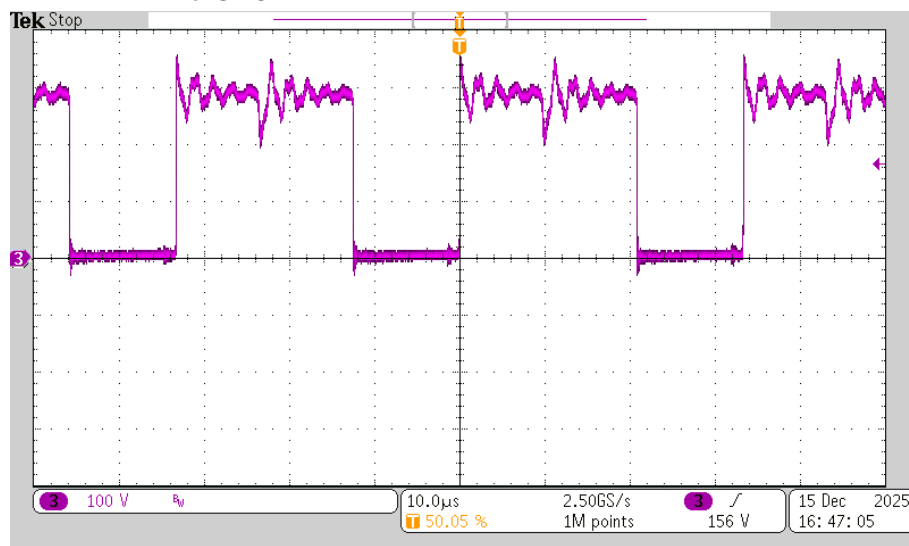
Figura 56 – Tensão dreno-fonte nas chaves inferiores da ponte superior no CH3



Fonte: Próprio autor (2026).

A Figura 57 mostra a tensão-dreno fonte nas chaves superiores da ponte inferior do conversor, essa forma de onda mostra o efeito da relação de transformação $n = 1,8$. Onde a ponte inferior fica sujeita a uma tensão menor que a ponte superior, neste caso a tensão é de aproximadamente 285V.

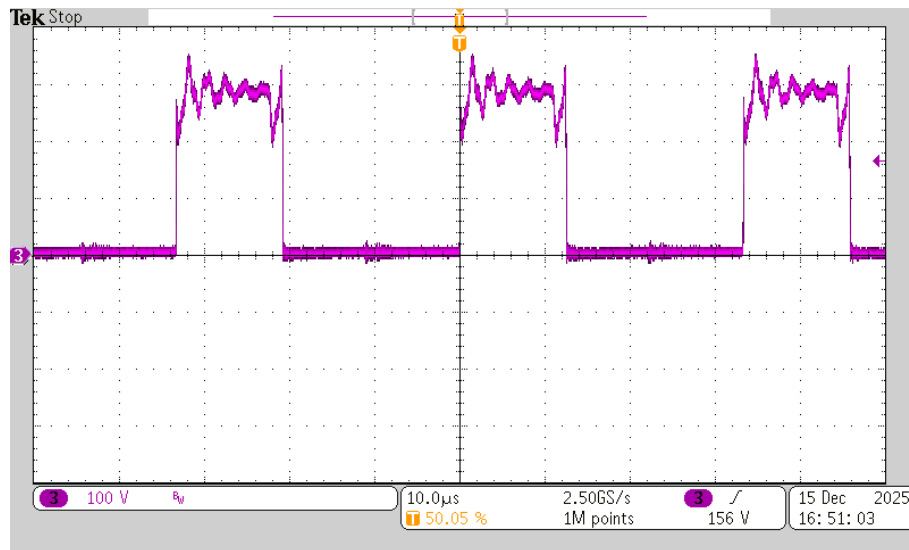
Figura 57 – Tensão dreno-fonte nas chaves superiores da ponte inferior no CH3



Fonte: Próprio autor (2026).

A Figura 58 mostra a tensão-dreno fonte nas chaves inferiores da ponte inferior do conversor, novamente é notado a tensão de aproximadamente 285V. É possível notar a diferença da razão cíclica para as chaves superiores e inferiores ao comparar as Figuras 57 e 58.

Figura 58 – Tensão dreno-fonte nas chaves inferiores da ponte inferior no CH3



Fonte: Próprio autor (2026).

A montagem realizada em laboratório, devido ao uso de módulos de chaves, não permite a medição da corrente que passam pelas chaves. Mas no caso da topologia estudada neste trabalho, a corrente que passa pelos enrolamentos do transformador é uma composição das correntes das chaves inferiores e superiores, ou seja, é possível saber o formato da corrente na chave através da corrente do transformador. Logo, a Figura 59 mostra a corrente no enrolamento primário do transformador, e com a tensão dreno-fonte da chave inferior para mostrar o formato da corrente na chave inferior e superior da ponte inferior.

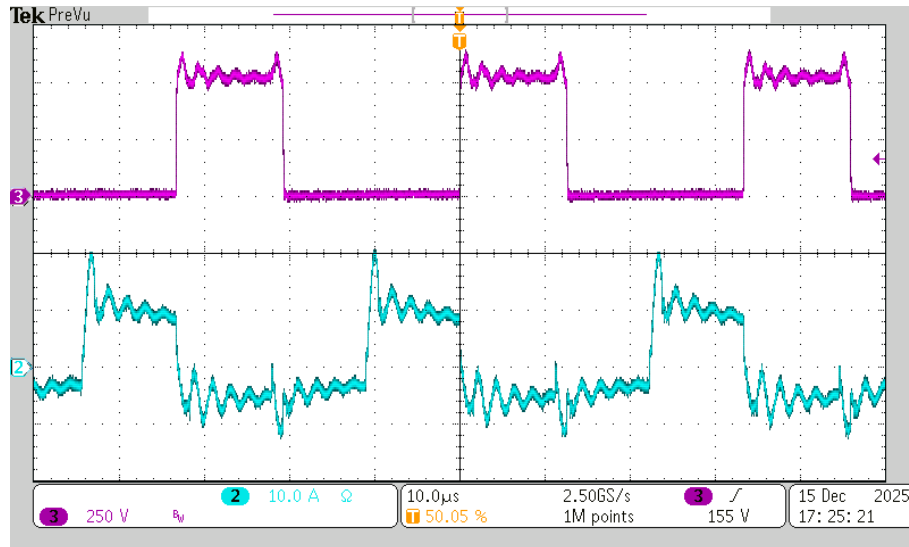
Figura 59 – Tensão dreno-fonte nas chaves inferiores da ponte inferior no CH3 e corrente no primário do transformador no CH2



Fonte: Próprio autor (2026).

Para a Figura 60, temos a corrente no enrolamento secundário do transformador, onde igual no caso anterior, através da tensão dreno-fonte da chave inferior mostrada é possível identificar a corrente na chave inferior e superior da ponte superior.

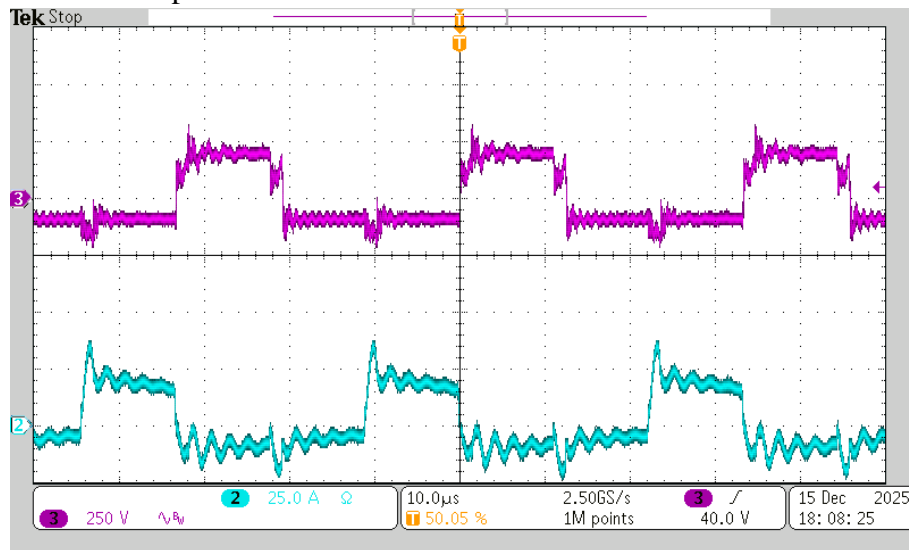
Figura 60 – Tensão dreno-fonte nas chaves inferiores da ponte superior no CH3 e corrente no secundário do transformador no CH2



Fonte: Próprio autor (2026).

A Figura 61, mostra a tensão e corrente em um enrolamento primário do transformador trifásico, como visto na análise teórica descrita no capítulo 2 desse trabalho, pro primário temos uma tensão máxima de dois terços da tensão na chave da respectiva ponte, para o caso do primário, temos $\frac{2}{3} \cdot 285 \text{ V}$. O que resulta em uma tensão máxima de 190V. O outro nível é equivalente a um terço da tensão, resultando em um valor de 95V. Como a tensão média no transformador é nula, também há níveis -190V e -95V.

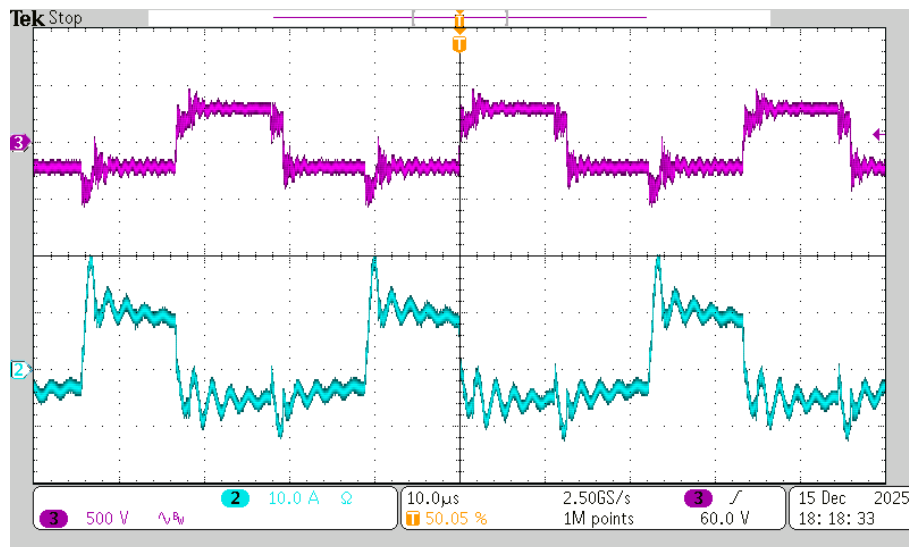
Figura 61 – Tensão no primário do transformador no CH3 e corrente no primário do transformador no CH2



Fonte: Próprio autor (2026).

A Figura 62 mostra tensão e corrente em um enrolamento secundário do transformador trifásico, mas para o secundário a tensão dreno-fonte nas chaves são maiores, devido a relação de transformação não ser unitária. Mas a relação de dois terços e um terço da tensão na chave continua, portanto, os níveis de tensão são aproximadamente 343V, 171V, -343V e -171V. Desta forma, a tensão média no enrolamento é nula.

Figura 62 – Tensão no secundário do transformador no CH3 e corrente no secundário do transformador no CH2

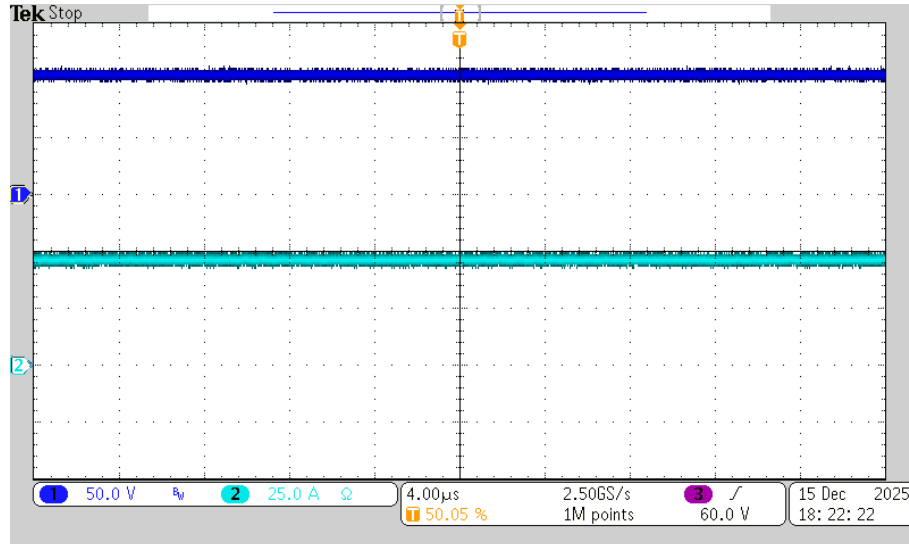


Fonte: Próprio autor (2026).

A Figura 63 mostra a tensão e corrente de saída do conversor estudado, é possível notar que a ondulação de tensão e corrente é imperceptível. Se comparar com a corrente no

indutor vista na Figura 54, percebe-se que o capacitor drena toda a ondulação de alta frequência presente na corrente do indutor.

Figura 63 – Tensão de saída no CH1 e corrente de saída no CH2



Fonte: Próprio autor (2026).

4.4 Considerações Finais

Neste capítulo, foi apresentado os resultados de simulação do conversor proposto, o simulador utilizado foi o PSIM. Na simulação temos o conversor operando em malha fechado e foram coletados resultados em regime permanente e em regime dinâmico. Também são apresentados resultados experimentais, onde são apresentadas as formas de onda em regime permanente.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O trabalho apresentado, teve como foco o estudo do conversor CC-CC Buck com a célula de comutação de quatro estados(CCQE) com ampla taxa de conversão. A ampla taxa de conversão se dá pela utilização de um transformador trifásico, onde resulta em um ganho que depende da razão cíclica e da relação de transformação do transformador. Para validar a ideia, foi escolhido uma relação de transformação $n = 1,8$, o que possibilitou alcançar a tensão de saída desejada de 108V na saída com uma tensão de entrada nominal de 800V. Uma característica importante que a CCQE proporciona, é a redução dos esforços de corrente nos semicondutores, devido a distribuição de corrente entre as chaves, essa característica implica na diminuição das perdas por condução nos MOSFET's. Outra vantagem de empregar a CCQE no conversor, é que a frequência que o filtro indutivo fica submetido é de $3 \cdot f_s$, o que implica na redução do valor de indutância do indutor. Além disso, a malha de corrente deste conversor fica relacionada com a frequência no indutor que é três vezes maior, assim, a resposta dinâmica do conversor se torna mais rápida se comparadas a conversores clássicos que apresentam frequência no indutor f_s , por exemplo. Em controladores de carga para baterias, a característica de resposta rápida é importante, para que o sistema consiga proteger a bateria contra possíveis problemas intermitentes. Como sugestão para trabalhos futuros:

- Estudo da bidirecionalidade deste conversor para aplicações de alto ganho para fluxo de energia reverso.
- Estudar a associação de múltiplos conversores CC-CC para aplicações de maior potência.
- Estudar conversores CA-CC para aplicações do primeiro estágio de conversão com potência elevada.

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. **Controle de Sistemas Amostrados**. Belo Horizonte: Universidade Federal de Minas Gerais, 2019.
- ALENCAR, J. C. de; KATTEL, M. B. E.; PINHEIRO, G. J. O.; BASCOPÉ, G. V. T.; BASCOPÉ, R. P. T. Three-port bidirectional dc–dc converter for application in renewable energy systems. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 53, n. 9, p. 5211–5227, 2025. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/cta.4239>. Acesso em: 28 out. 2025.
- BASTOS, G. H. de A.; COSTA, L. F.; TOFOLI, F. L.; BASCOPÉ, G. V. T.; BASCOPÉ, R. P. T. Nonisolated dc–dc converters with wide conversion range for high-power applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 1, p. 749–760, 2020.
- BRASIL. Ministério de Minas e Energia. **Guia Técnico para Atendimento com Sistemas de Geração Fotovoltaica no âmbito dos Programas Luz para Todos e Mais Luz para a Amazônia**. 2. ed. Brasília, DF, 2022. Disponível em: https://www.gov.br/mme/pt-br/assuntos/secretarias/secretaria-nacional-energia-eletrica/copy2_of_programa-de-eletrificacao-rural/normativos/documentos/GuiaTcnicoParaAtendimentocomGeraoFotovoltaica.pdf. Acesso em: 28 out. 2025.
- BRASIL. Ministério de Minas e Energia. **Luz para Todos atinge 17,5 milhões de pessoas nos 21 anos do programa**. 2024. Disponível em: <https://agenciagov.ebc.com.br/noticias/202412/luz-para-todos-atinge-17-5-milhoes-de-pessoas-nos-21-anos-do-programa>. Acesso em: 28 out. 2025.
- CHEN, H.; CONG, T. N.; YANG, W.; TAN, C.; LI, Y.; DING, Y. Progress in electrical energy storage system: A critical review. **Progress in Natural Science**, v. 19, n. 3, p. 291–312, 2009. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S100200710800381X>. Acesso em: 28 out. 2025.
- CORRADINI, L.; MAKSIMOVIĆ, D.; MATTAVELLI, P.; ZANE, R. The digital control loop. In: **CORRADINI, L.; MAKSIMOVIĆ, D.; MATTAVELLI, P.; ZANE, R. Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters**. Chichester: John Wiley & Sons, 2015. cap. 2, p. 51–78. ISBN 9781119025498. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/9781119025498.ch2>. Acesso em: 28 out. 2025.
- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Planejamento do atendimento aos sistemas isolados: ciclo 2024**. Rio de Janeiro: EPE, 2024. Disponível em: https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-863/Caderno_Planejamento%20SISOL_Ciclo%202024.pdf. Acesso em: 28 out. 2025.
- FAN, X.; LIU, B.; LIU, J.; DING, J.; HAN, X.; DENG, Y.; LV, X.; XIE, Y.; CHEN, B.; HU, W.; ZHONG, C. Battery technologies for grid-level large-scale electrical energy storage. **Transactions of Tianjin University**, v. 26, n. 2, p. 92–103, 2020. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/s12209-019-00231-w>. Acesso em: 28 out. 2025.
- GARG, A.; DAS, M. High efficiency three phase interleaved buck converter for fast charging of ev. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND ENERGY (ICPEE), 1., 2021. Proceedings [...]**. [S.l.]: [s.n.], 2021. p. 1–5. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICPEE50452.2021.9358486>. Acesso em: 28 out. 2025.

HART, D. W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016.

HONÓRIO, D. d. A.; OLIVEIRA, D. C. P.; MOTA, E. d. A.; QUEIROZ, U. R. A.; BASCOPE, R. P. T. Design and control of the wcr-4ssc boost converter on a test workbench for dc-dc converters. In: **SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE; BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (SPEC/COBEP), 8.; 17., 2023, Fortaleza. Proceedings [...]**. Piscataway: IEEE, 2023. p. 1–8. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/SPEC56436.2023.10408630>. Acesso em: 28 out. 2025.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS; AMERICAN SOCIETY OF HEATING, REFRIGERATING AND AIR-CONDITIONING ENGINEERS. Ieee/ashrae guide for the ventilation and thermal management of batteries for stationary applications. **IEEE Std 1635-2022/ ASHRAE Guideline 21-2022 (Revision of IEEE Std 1635-2018/ ASHRAE Guideline 21-2018)**, p. 1–140, 2022.

INSTITUTO DE ENERGIA E MEIO AMBIENTE (IEMA). **Até 12 milhões de equipamentos de sistemas fotovoltaicos precisam ser instalados na Amazônia Legal para atender o Mais Luz para a Amazônia, diz IEMA**. 2023. Disponível em: <https://energiaeambiente.org.br/ate-12-milhoes-de-equipamentos-de-sistemas-fotovoltaicos-precisam-ser-instalados-na-amazonia-legal-para-quem-esta-sem-acesso-publico-a-energia-eletrica-diz-iema-20230504>. Acesso em: 28 out. 2025.

ISHWARYA, M.; DHANALAKSHMI, R. Investigations on multiphase modified interleaved buck converters for high step down voltage. In: **INTERNATIONAL CONFERENCE ON INNOVATIVE MECHANISMS FOR INDUSTRY APPLICATIONS (ICIMIA), 2017. Proceedings [...]**. [s.n.], 2017. p. 491–496. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/ICIMIA.2017.7975663>. Acesso em: 28 out. 2025.

KATTEL, M. B. E.; MAYER, R.; OLIVEIRA, S. V. G.; FILHO, B. de J. C. Four-phase interleaved dc–dc step-down converter using coupled inductor for high power application. **International Journal of Circuit Theory and Applications**, v. 48, n. 10, p. 1696–1723, 2020. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/cta.2863>. Acesso em: 28 out. 2025.

MIDDLEBROOK, R. D.; ČUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: **IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1976, Cleveland. Proceedings [...]**. [S.l.]: IEEE, 1976. p. 18–34. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/PESC.1976.7072895>. Acesso em: 28 out. 2025.

NIMITTI, F. G.; ANDRADE, A. M. S. S. Análise e desenvolvimento de um conversor bidirecional não isolado baseado no conversor boost/ buck cc-cc. **Eletrônica de Potência**, v. 27, n. 4, p. 325–334, 2022. Disponível em: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/141>. Acesso em: 28 out. 2025.

OLIVEIRA, S. A. M. de; HONÓRIO, D. d. A. Modeling of power converters employing the wcr-4ssc cell. In: **BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP), 2025. Proceedings [...]**. [s.n.], 2025. p. 1–6. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/COBEP66423.2025.11231730>. Acesso em: 28 out. 2025.

ORGANIZAÇÃO DAS NAÇÕES UNIDAS. **ODS 7: Assegurar o acesso confiável, sustentável, moderno e a preço acessível à energia para todas e todos.** s.d. Disponível em: <https://brasil.un.org/pt-br/sdgs/7>. Acesso em: 28 out. 2025.

POLITO, R. Leilão de energia na amazônia será vitrine do brasil na cop30. **Exame**, 05 2025. Disponível em: <https://exame.com/esg/leilao-de-energia-na-amazonia-sera-vitrine-do-brasil-na-cop30/>. Acesso em: 28 out. 2025.

ROHM SEMICONDUCTOR. Calculation of power loss (synchronous). **Application Note**, p. 1–4, 2016. Disponível em: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/power_loss_appli-e.pdf. Acesso em: 28 out. 2025.

SHEIKH, A. **Lead-Acid Battery Basics**. 2023. EEPower. Disponível em: <https://eepower.com/technical-articles/lead-acid-battery-basics/>. Acesso em: 28 out. 2025.

SILVA, P. H. A. da; SILVA, V. S. da; FILHO, H. P.; MORAIS, E. E. C.; ARAÚJO, D. H. de; BASCOPÉ, R. P. T. Projeto e modelagem de um conversor sepic com alto ganho de tensão baseado na célula de comutação de três estados. In: **CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA (CBA), 2024. Anais [...]**. [s.n.], 2024. Disponível em: https://sba.org.br/open_journal_systems/index.php/cba/article/view/4404. Acesso em: 21 jan. 2026.

VORPERIAN, V. Simplified analysis of pwm converters using model of pwm switch. continuous conduction mode. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 26, n. 3, p. 490–496, 1990. Disponível em: <https://doi.org/10.1109/7.106126>. Acesso em: 21 jan. 2026.

WONG, Y. S.; HURLEY, W. G.; WÖLFLE, W. H. Charge regimes for valve-regulated lead-acid batteries: Performance overview inclusive of temperature compensation. **Journal of Power Sources**, v. 183, n. 2, p. 783–791, 2008. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378775308011117>. Acesso em: 28 out. 2025.

APÊNDICE A – PROJETO DO TRANSFORMADOR Y-Y DE ALTA FREQUÊNCIA

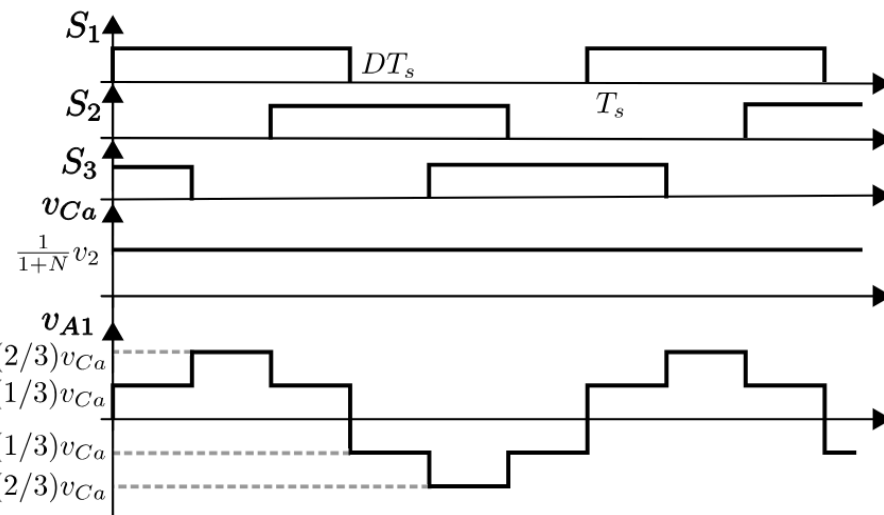
Universidade Federal do Ceará - UFC

Projeto do transformador trifásico para conversores de ampla taxa de conversão de tensão com célula de 4 estados (WCR-4SSC)

Derivação da expressão do número de espiras para uma onda de 3 níveis

Considere a célula de 4 estados mostrada ao lado.

Na **região de operação R2**, as seguintes formas de onda são obtidas:



O intervalo de tempo em que duas chaves estão fechadas simultaneamente é:

$$\Delta t_1 = \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T_s$$

O intervalo de tempo em que apenas uma chave está fechada é:

$$\Delta t_2 = \left(\frac{2}{3} - D\right) \cdot T_s$$

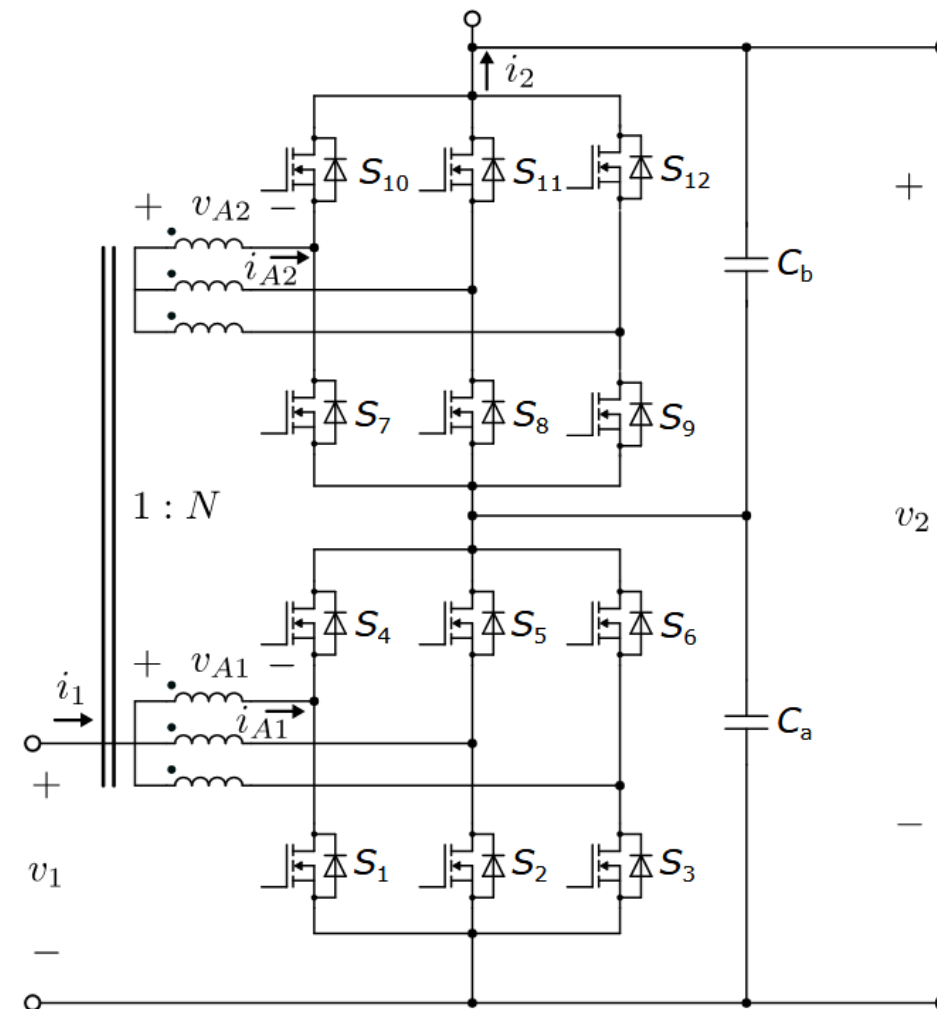
Aplicando a Lei de Faraday:

$$v(t) = \frac{Nd\phi}{dt} = N \cdot A_c \cdot \frac{dB}{dt}$$

N é o número de espiras
Ac é a área do núcleo

$$v(t) dt = N \cdot A_c \cdot dB$$

$$\int_0^{DT_s} v(t) dt = N \cdot A_c \cdot \int_{-B_{\max}}^{B_{\max}} 1 dB$$



$$V_{ca} \cdot \left[\frac{2}{3} \cdot \left(D - \frac{1}{3} \right) + \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{2}{3} - D \right) \right] \cdot T_s = N \cdot A_c \cdot 2 \cdot B_{\text{máx}}$$

Projeto

Dados do projeto

$f_s := 30000 \cdot \text{Hz}$	Frequência de chaveamento
$T_s := \frac{1}{f_s} = 3.333 \times 10^{-5} \text{ s}$	Período de chaveamento
$\Delta B := 0.22199 \cdot \text{T}$	Variação da densidade de fluxo magnético
$V_{ca} := 285 \text{ V}$	Tensão no capacitor Ca
$n := 1.8$	Relação de transformação
$I_{\text{rms_p}} := 18 \text{ A}$	Corrente eficaz no primário
$I_{\text{rms_s}} := 5 \text{ A}$	Corrente eficaz no secundário
$J_p := 298 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$	Densidade de corrente no primário
$J_s := 292 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$	Densidade de corrente no secundário

Parâmetros do núcleo

$Largura_V1 := 2.8 \cdot \text{cm}$	$Altura_{\text{janela}} := 9.3 \cdot \text{cm}$	
$Largura_V2 := 1.6 \cdot \text{cm}$	$Comprimento_{\text{janela}} := 1.8 \cdot \text{cm}$	Este valor pode ser alterado: Valor máximo = 2,25 cm

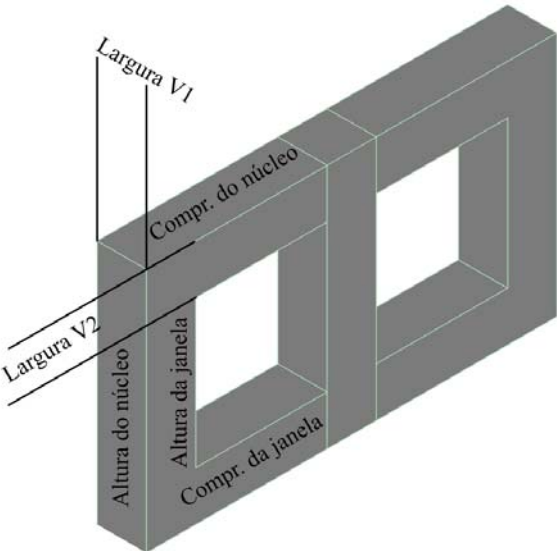
$$Altura_{\text{nucelo}} := Largura_V2 + Altura_{\text{janela}} + Largura_V2 = 12.5 \cdot \text{cm}$$

$$Comprimento_{\text{nucelo}} := Comprimento_{\text{janela}} + Largura_V2 = 3.4 \cdot \text{cm}$$

Volume do núcleo

$$V_{eT_U} := \left[\left[Altura_{\text{nucelo}} \cdot \left(Comprimento_{\text{janela}} + Largura_V2 \right) \cdot Largura_V1 \right] - \left(Altura_{\text{janela}} \cdot Comprimento_{\text{janela}} \cdot Largura_V1 \right) \right] = 72.128 \cdot \text{cm}^3$$

$$V_{eT_I} := \left(Altura_{\text{nucelo}} \cdot Largura_V2 \cdot Largura_V1 \right) = 56 \cdot \text{cm}^3$$



Produto de áreas

$$A_c := Largura_V2 \cdot Largura_V1 = 4.48 \cdot \text{cm}^2$$

$$W_a := Comprimento_{janela} \cdot Altura_{janela} = 16.74 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{p_c} := 1.5(A_c \cdot W_a) = 112.493 \cdot \text{cm}^4$$

Comprimento de uma espira

$$MLT_p := 2 \cdot \left[\left(Comprimento_{janela} \right) + Largura_V2 + Largura_V1 \right] = 12.4 \cdot \text{cm}$$

$$MLT_s := 2 \cdot \left[4 \cdot \left(\frac{Comprimento_{janela}}{2} \right) + Largura_V2 + Largura_V1 \right] = 16 \cdot \text{cm}$$

Volume da estrutura

$$V_{\text{estrutura_trafo_trifasico}} := \left[\left(\frac{Comprimento_{janela}}{2} + Comprimento_{\text{nucleo}} + Largura_V2 + Comprimento_{\text{nucleo}} + \frac{Comprimento_{janela}}{2} \right) \cdot Altura_{\text{nucelo}} \right] \cdot \left(\frac{Comprimento_{janela}}{2} + Largura_V1 + \frac{Comprimento_{janela}}{2} \right) = 586.5 \cdot \text{cm}^3$$

Enrolamento

Cálculo do número de espiras

$$N_p := \frac{2 \cdot V_{ca}}{9 \cdot \Delta B \cdot A_c \cdot f_s} = 21.228$$

$$N_s := N_p \cdot n = 38.21$$

Escolha do fio

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \cdot s^{-0.5} \cdot 10\text{mm} = 0.433 \cdot \text{mm}$$

$2 \cdot \Delta = 0.866 \cdot \text{mm}$ O diâmetro do condutor utilizado deve ser menor que este valor

Características do fio adotado

$$AWG := 22$$

Diâmetro do fio sem isolamento:

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG}{20}} \cdot 10\text{mm} = 0.642 \cdot \text{mm}$$

Seção do fio sem isolamento:

$$A_{w_cobre} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2} \right)^2 = 3.239 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Diâmetro do fio com isolamento:

$$D_{x_iso} := D_x + 0.028 \sqrt{D_x \cdot 1\text{mm}} = 0.665 \cdot \text{mm}$$

Seção do fio com isolamento:

$$S_{fio_iso} := \pi \cdot \left(\frac{D_{x_iso}}{2} \right)^2 = 3.47 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

Número de condutores em paralelo

$$A_{w_p} := \frac{I_{rms_p}}{J_p} = 6.04 \times 10^{-6} \cdot \text{m}^2$$

$$A_{w_s} := \frac{I_{rms_s}}{J_s} = 1.712 \times 10^{-6} \cdot \text{m}^2$$

$$n_{condu.paralelos_p} := \left(\frac{A_{w_p}}{A_{w_cobre}} \right) = 18.647$$

$$n_{condu.paralelos_s} := \left(\frac{A_{w_s}}{A_{w_cobre}} \right) = 5.286$$

Fator de ocupação

$$K_{u_iso} := \left[\frac{(N_p \cdot n_{condu.paralelos_p} \cdot S_{fio_iso}) + (N_s \cdot n_{condu.paralelos_s} \cdot S_{fio_iso})}{W_a} \right] = 0.124$$

Perdas

Perdas por condução

Resistividade do cobre a 100°C:

$$\rho_0 := 1.72 \cdot 10^{-8} \cdot \Omega \cdot \text{m} \quad \alpha := (0.0039 \text{ } ^\circ\text{C})^{-1}$$

$$\rho := \rho_0 \cdot [1 + \alpha \cdot (100^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C})] = 2.224 \times 10^{-8} \cdot \Omega \cdot \text{m}$$

$$R_{100_ohm_m} := \frac{\rho}{(A_{w_cobre})} = 0.069 \frac{1}{\text{m}} \cdot \Omega$$

Cálculo da resistência do fio da bobina

$$R_{bobina_p} := \frac{(N_p \cdot MLT_p \cdot R_{100_ohm_m})}{n_{condu.paralelos_p}} = 9.691 \times 10^{-3} \Omega$$

$$R_{bobina_s} := \frac{(N_s \cdot MLT_s \cdot R_{100_ohm_m})}{n_{condu.paralelos_s}} = 0.079 \Omega$$

$$P_{cobre_p} := 3 \left(R_{bobina_p} \cdot I_{rms_p}^2 \right) = 9.419 \text{ W}$$

$$P_{cobre_s} := 3 \left(R_{bobina_s} \cdot I_{rms_s}^2 \right) = 5.955 \text{ W}$$

$$P_{cobre_total} := P_{cobre_p} + P_{cobre_s} = 15.374 \text{ W}$$

Perdas no núcleo

$$Y := \begin{pmatrix} 0.176 \\ 1.665 \\ 2.855 \end{pmatrix}$$

$$P_{Steinmetz_s} := \left[\left[Y_0 \cdot \left(\frac{f_s}{\text{Hz}} \right)^{Y_1} \cdot \left[\left(\frac{\Delta B}{2} \right) \cdot \frac{1}{T} \right]^{Y_2} \right] \cdot [(V_{eT_U} \cdot 2) + V_{eT_I}] \right] \cdot \frac{W}{\text{m}^3} = 1.887 \text{ W}$$

Cálculo do aumento de temperatura no núcleo

$$P_{total} := P_{cobre_total} + P_{Steinmetz_s} = 17.261 \text{ W}$$

$$R_T := 23 \cdot \left(\frac{A_{p_c}}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} = 4.007$$

$$\Delta T := \frac{P_{total}}{W} \cdot R_T = 69.164$$

Resumo do projeto

$$\text{ceil}\big(N_p\big) = 22 \qquad N_p = 21.228$$

$$\text{ceil}\big(N_s\big) = 39 \qquad N_s = 38.21$$

$$n_{\text{condu.paralelos_p}} = 18.647$$

$$n_{\text{condu.paralelos_s}} = 5.286$$

$$K_{u_iso} = 0.124$$

$$MLT_p \cdot \text{ceil}\big(N_p\big) = 2.728 \text{ m}$$

$$MLT_s \cdot \text{ceil}\big(N_s\big) = 6.24 \text{ m}$$

$$\Delta T = 69.164 \qquad \Delta T + 25 = 94.164$$

$$P_{\text{cobre_p}} = 9.419 \text{ W}$$

$$P_{\text{cobre_s}} = 5.955 \text{ W}$$

$$P_{\text{Steinmetz_s}} = 1.887 \text{ W}$$

$$P_{\text{total}} = 17.261 \text{ W}$$

$$\frac{\text{ceil}\big(N_s\big)}{\text{ceil}\big(N_p\big)} = 1.773$$

APÊNDICE B – PROJETO DO INDUTOR DE ALTA FREQUÊNCIA

Indutor

Para o projeto do magnético do Indutor, foram feitas as seguintes considerações:

Densidade de fluxo magnético (B):

$$B_{max} = 0,3 \text{ T}$$

Densidade de corrente (J):

$$J_{max} = 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Fator de utilização da janela do núcleo (K_w):

$$K_w = 0,4$$

Indutância escolhida (L):

$$L = 22,19 \mu\text{H}$$

O produto de áreas para o núcleo é determinado pela seguinte equação :

$$A_e \cdot A_w = \frac{L \cdot I_{L_{pk}} \cdot I_{L_{ef}} \cdot 10^4}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}}$$

Pela topologia do projeto temos que:

$$I_{L_{ef}} = I_o = 46,3 \text{ A}$$

Ripple da corrente (Δi_L):

$$\Delta i_L = 9,26 \text{ A}$$

A corrente de pico no indutor é:

$$I_{L_{pico}} = I_o + \frac{\Delta i_L}{2} = 46,3 + \frac{9,26}{2} = 50,93 \text{ A}$$

Substituindo os valores na equação do produto de áreas:

$$A_e \cdot A_w = \frac{(22,19 \cdot 10^{-6}) \cdot 50,93 \cdot 46,3 \cdot 10^4}{0,4 \cdot 0,3 \cdot 450} = 9,69 \text{ cm}^4$$

A partir do valor obtido pelo produto de áreas, é possível escolher o núcleo mais adequado, neste caso o núcleo NEE-65/33/26 da Thornton, cujos parâmetros são:

Área efetiva:

$$A_e = 5,32 \text{ cm}^2$$

Área da janela do carretel:

$$A_w = 2,74 \text{ cm}^2$$

Produto das áreas:

$$A_e \cdot A_w = 14,58 \text{ cm}^4$$

Comprimento médio das espiras:

$$I_t = 147,0 \text{ mm} = 14,7 \text{ cm}$$

A partir desses dados, é possível calcular o número de espiras:

$$N_L = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{(22,19 \cdot 10^{-6}) \cdot 50,93 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 5,32} = 7,08 \rightarrow \text{Adota-se 8 espiras}$$

Para o cálculo do entreferro necessário para atingir a indutância desejada, temos os seguintes parâmetros: Permeabilidade relativa:

$$\mu_r = 1$$

Permeabilidade do vácuo:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

Largura do Gap (Considerando N=8):

$$l_g = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot N_L^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L} = \frac{(4\pi \cdot 10^{-7}) \cdot 1 \cdot 8^2 \cdot 5,32 \cdot 10^{-2}}{22,19 \cdot 10^{-6}} = 0,193 \text{ cm}$$

Como o núcleo NEE possui dois entreferros, o entreferro deve ser ajustado em:

$$l_{gnovo} = \frac{l_g}{2} = \frac{0,193}{2} = 0,96 \text{ mm} \approx 1 \text{ mm}$$

Devido ao fluxo magnético de espraçamento na região do entreferro, deve ser feita a correção do número de espiras.

Altura da janela do núcleo adotado:

$$G = 4,4 \text{ cm}$$

$$F = 1 + \left[\frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{l_g} \right) \right] = 1 + \left[\frac{0,193}{\sqrt{5,32}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot 4,4}{0,193} \right) \right] = 1,32$$

O novo número de espiras é dado pela equação:

$$N_{L_{novo}} = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{(0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8})}} = \sqrt{\frac{0,193 \cdot (22,19 \cdot 10^{-6})}{((0,4\pi) \cdot 5,32 \cdot 1,32 \cdot 10^{-8})}} = 6,97 \approx 7 \text{ espiras}$$

Para encontrar a seção do condutor, é usada a seguinte expressão:

$$S_L = \frac{I_{L_{ef}}}{J_{max}} = \frac{46,3}{450} = 102,89 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Foram escolhidas a seção do fio de 26AWG para fazer as espiras do indutor, a partir daí é necessário calcular quantos fios em paralelo para o indutor:

Seção do fio 26AWG sem isolamento:

$$S_{26AWGs} = 0,001287 \text{ cm}^2$$

$$n_f = \frac{S_L}{S_{26AWGs}} = \frac{102,89 \cdot 10^{-3}}{0,001287} = 80 \text{ fios}$$

Construção do Indutor

Escolha do fio:

$$2\Delta = 2 \cdot \left(\frac{7,5}{\sqrt{90 \cdot 10^3}} \cdot 10 \cdot 10^{-3} \right) = 0,500 \text{ mm}$$

Diâmetro do fio sem isolamento:

$$D_x = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{-\frac{AWG}{20}} \cdot (10 \cdot 10^{-3}) = \frac{2,54}{\pi} \cdot 10^{-\frac{26}{20}} \cdot (10 \cdot 10^{-3}) = 0,405 \text{ mm}$$

Seção do fio sem isolamento:

$$A_{W_{cobre}} = \pi \left(\frac{D_x}{2} \right)^2 = \pi \left(\frac{0,405 \cdot 10^{-3}}{2} \right)^2 = 1,29 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Diâmetro do fio com isolamento:

$$D_{x_{iso}} = 0,405 + 0,028\sqrt{0,405 \cdot 10^{-3}} = 0,423 \text{ mm}$$

Seção do fio com isolamento:

$$S_{fio_{iso}} = \pi \left(\frac{D_{x_{iso}}}{2} \right)^2 = \pi \left(\frac{0,423 \cdot 10^{-3}}{2} \right)^2 = 1,406 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2$$

Tamanho total do fio:

$$l_{fio} = I_e \cdot N_{final} = 14,7 \text{ cm} \cdot 7 = 102,9 \text{ cm}$$

Resistência de um único fio de 26AWG nesse comprimento:

$$R_{fio} = 102,9 \cdot 0,001339 = 0,138 \Omega$$

Variação da densidade de fluxo magnético (ΔB):

$$\Delta B = B_{max} \cdot \frac{\Delta i_L}{I_{L_{pico}}} = 0,3 \cdot \frac{9,26}{50,93} = 0,0545 \text{ T}$$

Cálculo do Volume Efetivo do Núcleo (V_e):

$$V_e = A_e \cdot l_e = 5,32 \cdot 14,7 = 78,2 \text{ cm}^3$$

Perdas no magnético:

Utilizam-se os coeficientes de perdas por Histerese ($K_H = 4 \cdot 10^{-5}$) e Foucault ($K_E = 4 \cdot 10^{-10}$)

$$P_{n\u00famero} = \Delta B^{2,4} \cdot (K_H \cdot F_s + K_E \cdot F_s^2) \cdot V_e$$

Substituindo os valores na equação das perdas no núcleo:

$$P_{n\u00famero} = (0,0545)^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 90000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 90000^2) \cdot 78,2 = 0,497 \text{ W}$$

Resistência equivalente do indutor (80 fios em paralelo):

$$R_{ind} = \frac{0,138}{80} = 1,72 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Perdas no cobre:

$$P_{cobre} = R_{ind} \cdot I_{rms}^2 = (1,72 \cdot 10^{-3}) \cdot 46,3^2 = 3,69 \text{ W}$$

Cálculo das perdas totais:

$$P_{totais} = P_{cobre} + P_{n\u00famero} = 3,69 + 0,497 = 4,187 \text{ W}$$

Elevação de temperatura estimada:

$$R_t = 6,60^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$\Delta T = 6,60 \cdot 4,19 = 27,63^\circ\text{C}$$

APÊNDICE C – CÓDIGO-FONTE DO CONTROLE DIGITAL (PSIM C-BLOCK)

Código-fonte 1 – Implementação do algoritmo de controle no PSIM C-Block

```

1  #include <Stdlib.h>
2  #include <String.h>
3
4  int g_nInputNodes = 0;
5  int g_nOutputNodes = 0;
6  int g_nStepCount = 0;
7
8  #define ref 652
9  int count = 0, i, x = 0;
10 float u[4] = {0, 0, 0, 0};
11 float e[4] = {0, 0, 0, 0};
12 float k[3] = {0, 0, 0};
13 float er[3] = {0, 0, 0};
14
15 /* FUNCTION: SimulationStep
16    Executada a cada passo de tempo da simulacao.
17 */
18 void SimulationStep(
19     double t, double delt, double *in, double *out,
20     int *pnError, char * szErrorMsg,
21     void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex,
22     void * reserved_AppPtr)
23 {
24     g_nStepCount++;
25
26     if(count == 250) {
27         x = !x;
28         er[0] = ref - in[1];

```

```

29      // Calculo do Compensador de Tensao
30      k[0] = k[1] + (0.04855 * er[0] + (-0.02692 * er[1])
31          );
32
33      if(k[0] > 1164) {
34          k[0] = 1164;
35      }
36
37      // Calculo do Compensador de Corrente
38      e[0] = k[0] - in[0];
39      u[0] = u[1] + (0.06964 * e[0]) + (-0.03376 * e[1]);
40
41      if(u[0] <= 0) {
42          u[0] = 0;
43      }
44
45      // Atualizacao dos estados anteriores
46      u[3]=u[2]; u[2]=u[1]; u[1]=u[0];
47      e[3]=e[2]; e[2]=e[1]; e[1]=e[0];
48      k[2]=k[1]; k[1]=k[0];
49      er[2]=er[1]; er[1]=er[0];
50
51      out[0] = (int)u[0];
52      out[1] = x;
53      count = 0;
54  }
55  count++;
56
57 void SimulationBegin(
58     const char *szId, int nInputCount, int nOutputCount,
59     int nParameterCount, const char ** pszParameters,

```

```
60     int *pnError, char * szErrorMsg,
61     void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex,
        void * reserved_AppPtr)
62 {
63     g_nInputNodes = nInputCount;
64     g_nOutputNodes = nOutputCount;
65 }
66
67 void SimulationEnd(const char *szId, void **
        reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void *
        reserved_AppPtr)
68 {
69     // Finalizacao da simulacao
70 }
```

ANEXO A – CARACTERÍSTICAS DOS CONDUTORES ELÉTRICOS - AWG

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