



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

William Rafael da Silva

Conversor CC-CC Dual Boost Quadrático de Alto Ganho

Florianópolis
2023

William Rafael da Silva

Conversor CC-CC Dual Boost Quadrático de Alto Ganho

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

Orientador: Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

Coorientadora: Prof. Franciéli Lima de Sá, Dra.

Florianópolis

2023

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

da Silva, William Raphael

Conversor CC-CC Dual Boost Quadrático de Alto Ganho /
William Raphael da Silva ; orientadora, Samir Ahmad Mussa,
coorientador, Francieli Lima de Sá, 2023.

150 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversor CC-CC de elevado
ganho estático. 3. Conversor boost quadrático. 4. Conexão
diferencial. 5. Eletrônica de Potência. I. Mussa, Samir
Ahmad. II. de Sá, Francieli Lima. III. Universidade
Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. IV. Título.

William Rafael da Silva

Conversor CC-CC Dual Boost Quadrático de Alto Ganho

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

Prof. João A. Moor Neto, D.Sc.

Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca - CEFET/RJ

Prof. Herminio Miguel de Oliveira Filho, Dr.

Universidade da Integração Internacional da Lusofonia Afro-Brasileira - UNILAB/CE

Prof. André Luiz Kirschten, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

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

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Coordenação do Programa de Pós-Graduação

Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.

Orientador

Prof. Franciéli Lima de Sá, Dra.

Coorientadora

Florianópolis, 2023.

Este trabalho é dedicado aos meus queridos pais, minha
família e aos colegas de classe.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus pelo dom da vida, por conceder-me saúde, inspiração e motivação para buscar meus sonhos, assim como pelas oportunidades de evolução pessoal.

Aos meus queridos pais, Luiz Carlos da Silva e Mara Dalila Weiss da Silva, pelo carinho e apoio incondicional durante minha formação acadêmica, motivando-me na busca por alcançar meus objetivos.

À minha família, pelo apoio, carinho, compreensão e motivação ao longo da minha caminhada.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Samir Ahmad Mussa, pela amizade, apoio e disponibilidade para repassar seus conhecimentos, contribuindo significativamente para o meu trabalho.

À minha coorientadora, Prof^ª. Dra. Franciéli Lima de Sá, que me acompanhou desde a graduação, pelo apoio, auxílio, tempo disponibilizado e conhecimentos compartilhados durante nossa colaboração.

Aos professores do INEP, Roberto Francisco Coelho, Telles Brunelli Lazzarin, Gierry Waltrich, Denizar Cruz Martins, Marcelo Lobo Heldwein e André Luís Kirsten, pelos valiosos conhecimentos transmitidos durante as disciplinas ministradas, contribuindo de forma significativa para meu crescimento técnico e profissional. Estendo os agradecimentos ao técnico do laboratório, Dr. Antônio Luiz Schalata Pacheco, pela confecção das PSCB's, auxílio e conhecimentos transmitidos durante a montagem dos protótipos. E ao secretário Diogo Duarte pela assistência durante o mestrado.

Aos colegas do INEP, Cleiton Dall'Agnol, Douglas Sotoriva, Rossano Sotoriva, Valdecir de Paris, Julio Cesar Dias, José Arbugeri, Maria Luiza, Luiz Arruda, Ariadne Nunes, Christopher Gonçalves, Thiago Fonseca Rech, Nicholas Furtado, Eduardo Grabovski, Mateus Bueno, Mateus Mezzaroba, Tailan Orlando, Gian Mello, Luiz Zancanaro, Ion Leandro, Humberto Cardoso, Ícaro Albuquerque, Leonardo Bender, Leonardo Bellincanta, Brendon Kulak, Paulo Ícaro Teixeira, Suellen Bampi e Wellenton Panisson, pelas contribuições, companheirismo, amizade e experiências vividas ao longo do mestrado.

Aos membros da banca examinadora, Prof. D.Sc. João A. Moor Neto e Prof. Herminio Miguel de Oliveira Filho, pela disponibilidade de tempo, avaliação e contribuições para a melhoria deste trabalho.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo financiamento dos meus estudos durante o desenvolvimento deste trabalho.

Finalmente, agradeço a toda a população brasileira, que, por meio dos impostos, contribui para o desenvolvimento da pesquisa e tecnologia em nosso país.

*“Quão melhor é adquirir a sabedoria do que o ouro!
e quão mais excelente é adquirir a prudência do que a prata!”*
Provérbios 16:16

RESUMO

Conversores CC-CC desempenham um papel fundamental em diversas aplicações, especialmente em fontes de energia renovável, como sistemas fotovoltaicos e células a combustível, nos quais é exigido grande aumento de tensão. Este trabalho apresenta uma análise detalhada do conversor CC-CC dual *boost* quadrático, destacado na literatura por meio de estudos teóricos, revelando-se como uma escolha interessante para estágios elevadores em microinversores e aplicações de alto ganho tensão. A topologia em questão, derivada do conversor *boost* quadrático, configura-se pela interconexão de dois conversores em modo diferencial, sendo concebida para conferir elevado ganho de tensão, atenuando os esforços de tensão e corrente nos componentes do circuito. O estudo engloba uma análise teórica e equacionamento do conversor operando no modo de condução contínua, além da metodologia de projeto, dimensionamento de componentes, formulação do modelo matemático e elaboração do controle de tensão de saída utilizando DSP. Para fins de validação experimental, foi construído um protótipo do conversor de 500 W, com 42 V tensão de entrada e 380 V de saída, operando com frequência de comutação de 100 kHz. Adicionalmente, o conversor foi empregado no rastreamento do ponto de máxima potência em um módulo fotovoltaico emulado, ilustrando uma das potenciais aplicações dessa topologia.

Palavras-chave: Conversor CC-CC de elevado ganho estático, Conexão diferencial, Conversor *boost* quadrático.

ABSTRACT

DC-DC converters play a crucial role in various applications, especially in renewable energy sources such as photovoltaic systems and fuel cells, where a significant voltage boost is required. This work presents a detailed analysis of the quadratic dual *boost* DC-DC converter, highlighted in the literature through theoretical studies, proving to be an interesting choice for boost stages in microinverters and high-voltage gain applications. The topology in question, derived from the quadratic *boost* converter, is configured by interconnecting two converters in a differential mode, designed to provide a high voltage gain while mitigating voltage and current stresses on circuit components. The study encompasses a theoretical analysis and equations of the converter operating in continuous conduction mode, as well as the design methodology, component sizing, formulation of the mathematical model, and the development of output voltage control using a DSP. For experimental validation purposes, a prototype of the 500 W converter was built with a 42 V input voltage and 380 V output voltage, operating at a switching frequency of 100 kHz. Additionally, the converter was employed in tracking the maximum power point in an emulated photovoltaic module, illustrating one of the potential applications of this topology.

Keywords: High gain DC-DC converter, Differential connection, Quadratic boost converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Trabalhos publicados no banco de dados do IEEE entre 2010 e 2022.	19
Figura 2 – Técnicas de elevação de tensão utilizadas em conversores CC.	21
Figura 3 – Aplicações de conversores CC-CC de alto ganho.	23
Figura 4 – Representação da junção pn de uma célula fotovoltaica de silício	26
Figura 5 – Distinção entre Célula, Módulo e Arranjo Fotovoltaico	27
Figura 6 – Arquiteturas de sistemas de geração fotovoltaica.	29
Figura 7 – Conversor <i>boost</i> básico não isolado.	30
Figura 8 – Etapas de operação do conversor Boost.	31
Figura 9 – Conversor <i>boost</i> dois estágios.	32
Figura 10 – Conversor <i>boost</i> quadrático.	33
Figura 11 – Conversor <i>boost</i> quadrático de três níveis.	34
Figura 12 – Conversor Duplo Boost Quadrático.	34
Figura 13 – Conversor dual <i>boost</i> quadrático.	36
Figura 14 – Comparação de ganho: <i>boost</i> clássico, quadrático e dual <i>boost</i> quadrático.	36
Figura 15 – Etapas de operação do conversor dual <i>boost</i> quadrático no (MCC).	38
Figura 16 – Formas de onda do conversor dual <i>boost</i> quadrático em (MCC).	39
Figura 17 – Formas de onda do conversor dual <i>boost</i> quadrático em (MCC) parte 2.	40
Figura 18 – Gráfico comparativo de tensão máxima nos interruptores.	46
Figura 19 – Curva característica de tensão direta do diodo SDT10S30	58
Figura 20 – Gráfico de perdas do núcleo Thornton-IP12R	61
Figura 21 – Gráfico de perdas por componente.	64
Figura 22 – Distribuição percentual de perdas nos componentes.	64
Figura 23 – Primeira etapa de operação.	68
Figura 24 – Segunda etapa de operação.	70
Figura 25 – Validação do modelo: tensão V_o para degrau de razão cíclica de 2%.	72
Figura 26 – Validação do modelo: corrente I_{L1} para degrau de razão cíclica de 2%.	73
Figura 27 – Validação da função de transferência V_o/d	77
Figura 28 – Malha de controle de tensão aplicada ao conversor dual <i>boost</i> quadrático.	78
Figura 29 – Kit de desenvolvimento DSP LAUNCHXL-F28069M.	79
Figura 30 – Modulador PWM.	80
Figura 31 – Representação do bloco de condicionamento de tensão.	82
Figura 32 – Diagrama de blocos equivalente para controle digital da tensão de saída.	83
Figura 33 – Análise comparativa da resposta em frequência para $FTLA_{NC}$ e $FTLA_C$	85
Figura 34 – Protótipo do conversor dual <i>boost</i> quadrático.	88
Figura 35 – Placa de condicionamento de sinal.	88
Figura 36 – Formas de onda da tensão e da corrente na entrada e na saída.	89
Figura 37 – Formas de onda da tensão e corrente nos indutores L_1 e L_2	90

Figura 38 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor S_1	91
Figura 39 – Formas de onda da tensão nos diodos D_1 , D_2 e D_3	91
Figura 40 – Eficiência experimental.	92
Figura 41 – Tensão de saída e corrente em L_1 para um degrau de carga.	93
Figura 42 – Rastreamento do ponto de máxima potência com carga resistiva.	94
Figura 43 – Faixa de operação do conversor dual <i>boost</i> quadrático como MPPT.	95
Figura 44 – Rastreamento do ponto de máxima potência com módulo emulado.	96
Figura 45 – Resultados experimentais do ensaio de MPPT.	97

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações iniciais de projeto para o conversor dual <i>boost</i> quadrático	51
Tabela 2 – Grandezas no ponto de operação.	52
Tabela 3 – Valores calculados para os indutores.	53
Tabela 4 – Principais parâmetros de projeto dos indutores.	53
Tabela 5 – Especificações dos indutores construídos.	54
Tabela 6 – Valores calculados para os capacitores.	55
Tabela 7 – Especificações dos capacitores escolhidos.	55
Tabela 8 – Esforços de tensão e corrente nos semicondutores.	56
Tabela 9 – Características dos interruptores S_1 e S_2	56
Tabela 10 – Características dos diodos D_1 ao D_6	57
Tabela 11 – Valores calculados de perdas nos diodos.	59
Tabela 12 – Valores calculados de perdas nos interruptores.	60
Tabela 13 – Valores calculados de perdas nos indutores.	63
Tabela 14 – Valores especificados para os indutores	82
Tabela 15 – Especificações dos parâmetros experimentais utilizados.	87

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-digital converter</i> (Conversor analógico-digital)
BJT	<i>Bipolar Junction Transistor</i> (Transistor de Junção Bipolar)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CLA	<i>Control Law Accelerator</i> (Acelerador de Leis de Controle)
CLB	<i>Configurable Logic Blocks</i> (Blocos Lógicos Configuráveis)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador de Sinais Digitais)
EPWM	<i>Enhanced Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso aprimorada)
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i> (Resistência Série Equivalente)
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i> (Sistemas Flexíveis de Transmissão CA)
FC	<i>Fuel Cell</i> (Célula de Combustível)
FET	<i>Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
FPB	Filtro Passa Baixa
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i> (Matriz de portas programáveis)
GSE	<i>Generalized Steinmetz Equation</i> (Equação Geral de Steinmetz)
HRPWM	<i>High-Resolution Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso de alta resolução)
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> (Corrente Contínua de alta tensão)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IHM	Interface Homem-Máquina
InC	<i>Incremental Conductance</i> (Condutância Incremental)
MCC	Modo de Condução Contínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de efeito de campo semicondutor de óxido metálico)
MPP	<i>Maximum Power Point</i> (Ponto de Máxima Potência)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
P&O	<i>Perturb and Observe</i> (Perturba e Observa)
PFC	<i>Power Factor Correction</i> (Correção do Fator de Potência)
PI	Proporcional-integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Raiz Média Quadrática)
SC	<i>Switched Capacitor</i> (Capacitor Chaveado)

SiC	<i>Silicon Carbide</i> (Carbeto de Silício)
STC	<i>Standard Test Conditions</i> (Condições de teste padrão)
TBPRD	<i>Time-Base Period Register</i> (Registrador de Período Base de Tempo)
VMC	<i>Voltage Multiplier Cell</i> (Célula Multiplicadora de Tensão)
VMR	<i>Voltage Multiplier Rectifier</i> (Retificador Multiplicador de Tensão)
ZOH	<i>Zero-order hold</i> (Susstentador de ordem zero)

LISTA DE SÍMBOLOS

V_o	Tensão de saída do conversor
I_{L1}	Corrente nos indutores de entrada L_1 e L_3
$F_{TLA_{NC}}$	Função de transferência de laço aberto não compensada
F_{TLA_C}	Função de transferência de laço aberto compensada
V_{in}	Tensão de entrada do conversor
M	Ganho estático
D	Razão cíclica
η	Rendimento
V_{C1}	Tensão no capacitor C_1
I_o	Corrente de saída do conversor
V_{MPP}	Tensão no ponto de máxima potência
V_{ca}	Tensão de circuito aberto
f_s	Frequência de comutação
P_o	Potência total de saída
ΔI_{L1}	Ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_3
ΔI_{L2}	Ondulação de corrente nos indutores L_2 e L_4
ΔV_{C1}	Ondulação de tensão nos capacitores C_1 e C_3
ΔV_{C2}	Ondulação de tensão nos capacitores C_2 e C_4
I_{in}	Corrente de entrada do conversor
I_{L2}	Corrente no indutores intermediários L_2 e L_4
L_1	Indutor de entrada L_1
L_3	Indutor de entrada L_3
L_2	Indutor intermediário L_2
L_4	Indutor intermediário L_4
N	Número de espiras do indutor
C_1	Capacitor intermediário C_1
C_3	Capacitor intermediário C_3
C_2	Capacitor de saída C_2
C_4	Capacitor de saída C_4
$V_{GS(máx)}$	Tensão <i>Drain-Source</i> máxima
I_D	Corrente no dreno
$R_{DS(on)}$	Resistência <i>Drain – Source</i> em condução
t_r	Tempo de subida (<i>rise time</i>)
t_f	Tempo de decida (<i>fall time</i>)
V_{rrm}	Tensão reversa repetitiva máxima
I_F	Corrente direta contínua (Continuous forward current)
Q_c	Carga capacitiva total

V_{rm}	Tensão reversa máxima
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa (<i>Reverse recovery time</i>)
V_{DS}	Tensão <i>Drain – Source</i>
R_{cc}	Resistência de enrolamento do indutor
η_t	Rendimento teórico
k_{PWM}	Ganho do modulador
k_{ADC}	Ganho do conversor analógico-digital
V_{ADC}	Tensão do conversor analógico-digital
T_a	Período de amostragem
T_s	Período de comutação
V_{PN}	Tensão de medição do sensor
I_{PN}	Corrente primária do sensor de tensão
I_{SN}	Corrente secundária do sensor de tensão
K_N	Relação de conversão do sensor de tensão
R_M	Resistor de medição
k_v	Ganho do sensor de tensão
Q	Fator de qualidade do filtro <i>Sallen – Key</i>
$G(s)$	Função de transferência do conversor dual <i>boost</i> quadrático
$C_v(s)$	Controlador de tensão
$u(s)$	Sinal de controle
$e(s)$	Sinal de erro
k_c	Ganho do controlador
ω_z	Frequência do zero do controlador
ω_c	Frequência de corte
V_{gs}	Tensão <i>gate-source</i>
V_{S1}	Tensão no interruptor S_1
I_{S1}	Corrente no interruptor S_1
P_{PV}	Resistência vista pelo módulo fotovoltaico
R_o	Resistência da carga
V_{PV}	Tensão do módulo fotovoltaico
P_{PV}	Potência do módulo fotovoltaico
I_{PV}	Corrente do módulo fotovoltaico
θ_{PV}	Inclinação da curva de carga
s	Irradiância

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	OBJETIVOS	19
1.2	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	20
1.3	CONTEXTUALIZAÇÃO	21
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	25
2.1	ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA	25
2.1.1	Efeito fotovoltaico	25
2.1.2	Célula, módulo e arranjo fotovoltaico	26
2.1.3	Rastreamento do ponto de máxima potência	27
2.1.4	Sistemas de geração fotovoltaica	28
2.2	CONVERSORES DE ALTO GANHO NÃO ISOLADOS	30
2.2.1	Boost clássico	30
2.2.2	Conversor Boost de Dois Estágios	32
2.2.3	Boost Quadrático	32
2.2.4	Boost quadrático de três níveis	33
2.2.5	Duplo Boost quadrático	34
2.2.6	Dual boost quadrático	35
3	ANÁLISE DO CONVERSOR DUAL BOOST QUADRÁTICO	37
3.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA	37
3.1.1	Formas de onda nos componentes	38
3.1.2	Ganho estático ideal	41
3.2	EQUAÇÕES DE ESFORÇOS NOS COMPONENTES	42
3.2.1	Corrente nos indutores	43
3.2.2	Tensão nos capacitores	44
3.2.3	Esforços de tensão e corrente nos interruptores	46
3.2.4	Esforços de tensão e corrente nos diodos	47
4	METODOLOGIA DE PROJETO	51
4.1	ESPECIFICAÇÕES INICIAIS DE PROJETO	51
4.2	PROJETO DOS INDUTORES	52
4.2.1	Dimensionamento dos indutores L_1 e L_2	52
4.2.2	Projeto físico dos indutores	53
4.3	DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES	53
4.4	DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES	55
4.5	ANÁLISE DE PERDAS	57
4.5.1	Cálculo das perdas nos diodos	57
4.5.2	Cálculo das perdas nos interruptores	59
4.5.3	Cálculo das perdas nos indutores	60

4.5.3.1	Perdas no núcleo	61
4.5.3.2	Perdas no cobre	62
4.5.3.3	Perdas totais nos indutores	62
4.5.4	Rendimento teórico	63
5	MODELAGEM E CONTROLE	65
5.1	MODELO EQUIVALENTE POR ESPAÇO DE ESTADO	65
5.1.1	Modelo médio de grandes sinais	67
5.1.1.1	Validação do modelo médio	72
5.1.2	Modelo médio de pequenos sinais	73
5.1.3	Funções de transferência	75
5.2	CONTROLE DIGITAL	76
5.2.1	Estratégia de controle	77
5.2.2	Processador de sinais digitais	78
5.2.2.1	Modulador PWM	80
5.2.2.2	Conversor analógico-digital	81
5.2.2.3	Atraso de processamento	81
5.2.2.4	Medição e condicionamento de sinal	81
5.2.3	Projeto do controlador	83
5.2.3.1	Discretização do controlador PI	85
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	87
6.1	PROTÓTIPO	87
6.2	OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA	89
6.2.1	Eficiência em malha aberta	91
6.3	OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA	92
6.4	CONVERSOR DUAL BOOST QUADRÁTICO APLICADO AO MPPT	93
7	CONCLUSÃO	99
7.1	TRABALHOS FUTUROS	100
	REFERÊNCIAS	101
	APÊNDICE A – PROJETO DO CONVERSOR	108
	APÊNDICE B – PROJETO DOS INDUTORES	115
	APÊNDICE C – MODELO MATEMÁTICO	127
	APÊNDICE D – PROJETO DO CONTROLADOR	142
	APÊNDICE E – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR E GATE-DRIVER	147

1 INTRODUÇÃO

A rápida evolução tecnológica busca aprimorar a qualidade de vida e transformar a maneira como vivemos de modo abrangente. Nesse cenário, a eletrônica de potência destaca-se como um campo antigo da engenharia que contribui significativamente para o avanço tecnológico, melhorias na eficiência energética e no uso sustentável dos recursos elétricos. Isso aprimora como a energia elétrica é empregada para atender às necessidades. Atualmente, uma variedade de equipamentos eletrônicos tornou-se praticamente indispensável para as atividades cotidianas. Ademais, na indústria, os padrões de excelência na produção e otimização dos sistemas são alcançados por meio da automação dos processos, possibilitada pelo contínuo desenvolvimento da eletrônica.

Por meio da utilização de dispositivos semicondutores de potência, a eficiência dos circuitos de acionamento eletrônico pode alcançar valores entre 98% a 99%, sendo extremamente importantes para os sistemas modernos de processamento de energia de alta eficiência. Atualmente, a aplicação de acionamentos eletrônicos de potência pode ser encontrada em sistemas de transmissão em corrente contínua (HVDC), em sistemas flexíveis de transmissão CA (FACTS) voltados para o controle do fluxo de energia ativa e reativa, bem como em sistemas industriais, como inversores de frequência para o acionamento de máquinas elétricas (BOSE, 2009).

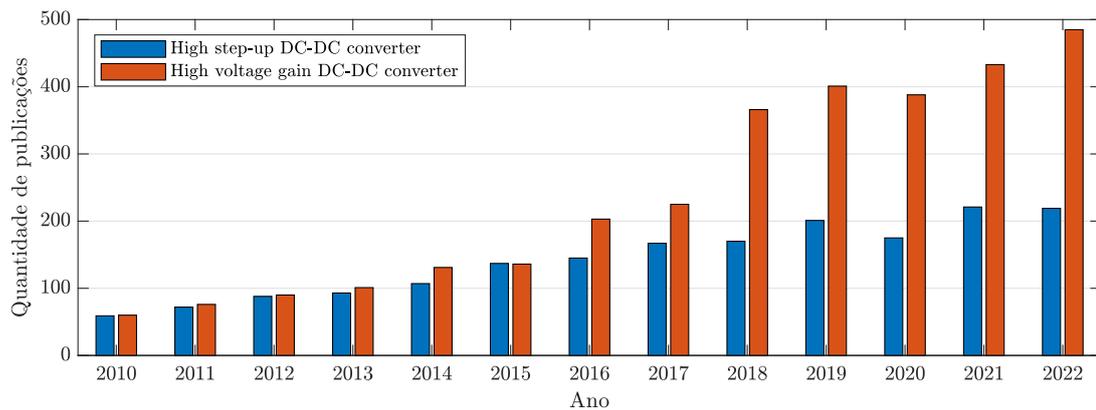
De maneira geral, a eletrônica de potência desempenha um papel fundamental nesse cenário, onde os problemas exigem dispositivos capazes de converter, regular e controlar a energia elétrica com alta eficiência. Em meio a tais necessidades, surgiram os conversores com modulação por largura de pulso (PWM). Dentre os diversos tipos, algumas topologias foram elaboradas para atender aplicações específicas onde era necessário converter níveis de tensão em corrente contínua (CC) baixos em níveis mais elevados, conhecidos atualmente na literatura como conversores CC-CC elevadores.

Na década de 1950, os conversores CC-CC elevadores passaram por avanços constantes de desempenho e seu uso foi impulsionado durante a década de 1960, período em que os interruptores semicondutores tornaram-se comercialmente disponíveis com tecnologias de fabricação da época (WILSON, 2000). Após esse período, os estudos nessa área foram intensificados pela ascensão da indústria aeroespacial e de telecomunicações, onde as aplicações demandam grande eficiência e alta densidade de potência. Desde o final da década de 1980, com a popularização e disponibilidade dos transistores de efeito de campo (FETs), os conversores conseguem operar de maneira eficiente com modulação em frequências mais elevadas, em comparação com os transistores de junção bipolar (BJTs) (FOROUZESH *et al.*, 2017).

No presente momento, a busca pela utilização de energias renováveis e a exploração de recursos naturais abundantes para a produção de energia têm impulsionado ainda mais os estudos na área da eletrônica de potência. Dentro do contexto dos conversores CC-

CC elevadores de alto ganho, são publicados diversos estudos anualmente, contribuindo para o desenvolvimento contínuo dessa área específica. A Figura 1 apresenta o número de trabalhos publicados anualmente, os quais estão disponíveis no banco de dados do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE), com base nos seguintes termos de busca: "*High step-up DC-DC converter*" apresentados em azul, e "*High voltage gain DC-DC converter*" representados na cor laranja.

Figura 1 – Trabalhos publicados no banco de dados do IEEE entre 2010 e 2022.



Fonte: Próprio autor.

É evidente que o interesse no aprimoramento dos conversores estáticos continua aumentando de maneira significativa. Portanto, justifica-se o estudo de novas topologias ou técnicas destinadas ao avanço dos conversores, visando fornecer novas contribuições para esse campo.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo geral deste estudo é realizar uma investigação teórica e prática do conversor dual *boost* quadrático, que se destaca por seu elevado ganho de tensão. Esse estudo abrange potenciais aplicações práticas dessa topologia em sistemas de geração fotovoltaica, como microinversores e otimizadores de potência, que demandam um alto ganho estático. Para isso, o conjunto de especificações foi selecionado com base no modelo comercial de um módulo fotovoltaico. Para esclarecer a estrutura do trabalho, os objetivos específicos são:

- Realizar uma análise teórica detalhada do conversor, incluindo equações de dimensionamento, esforços nos componentes, levantamento do ganho estático e rendimento teórico.
- Projeto e dimensionamento do conversor para um conjunto de especificações, a partir do equacionamento desenvolvido.

- Desenvolver o modelo matemático e implementar um controle de tensão de saída em malha fechada utilizando controlador digital, visando analisar o comportamento do conversor em diferentes condições operacionais.
- Construir um protótipo para avaliação experimental e validação dos estudos teóricos.
- Avaliar experimentalmente o conversor dual *boost* quadrático aplicado ao rastreamento do ponto de máxima potência de um painel fotovoltaico.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Inicialmente, na introdução é apresentada a contextualização e motivação do trabalho, mostrando a relevância do tema na literatura e justificando o estudo proposto. O desenvolvimento desse trabalho é dividido em revisão bibliográfica, estudo do conversor, desenvolvimento do protótipo e ensaios experimentais, além de conclusões sobre os resultados obtidos.

No Capítulo 2, é realizada uma breve revisão bibliográfica que começa apresentando os principais conceitos envolvendo a geração de energia solar fotovoltaica, uma das aplicações de conversores de alto ganho que tem se destacado ultimamente. Em seguida, no mesmo capítulo, são analisadas algumas topologias de conversores CC de alto ganho derivadas do conversor *boost* clássico. Essa revisão destaca tanto os pontos positivos quanto os desafios de cada estrutura, apontando lacunas e oportunidades de pesquisa nesta área.

Em seguida, no Capítulo 3, a análise do conversor é realizada para operação em modo de condução contínua (MCC). Nesse capítulo, é desenvolvido o equacionamento do ganho estático, esforços de tensão e corrente nos componentes, além da inclusão de suas respectivas formas de onda.

O Capítulo 4 apresenta a metodologia de projeto do conversor, onde o dimensionamento dos componentes é realizado considerando um conjunto de parâmetros escolhidos. Esse capítulo inclui a análise teórica de rendimento do conversor, especificando os valores de perdas previstas em cada componente.

A modelagem matemática orientada ao controle da tensão de saída do conversor é desenvolvida no Capítulo 5. Nesse capítulo são descritos todos os passos para o desenvolvimento do modelo, além de apresentar os detalhes de projeto do controlador digital para implementação prática.

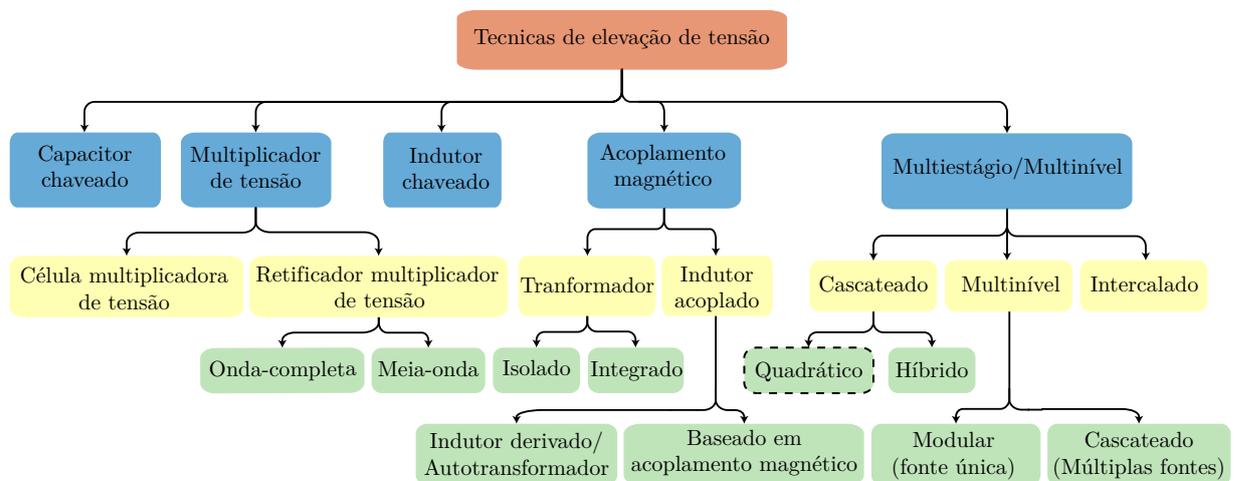
Finalmente, no Capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais dos ensaios realizados com o protótipo desenvolvido, seguido das conclusões, considerações finais e perspectivas para trabalhos futuros.

1.3 CONTEXTUALIZAÇÃO

Os conversores elevadores são empregados em uma ampla gama de aplicações relacionadas à conversão de energia elétrica, abrangendo circuitos de baixa tensão até milhares de volts, em faixas de potência que variam de alguns watts até a ordem dos megawatts. A literatura aborda diversas técnicas de aumento de tensão, destinadas a atender às necessidades de aplicações específicas, bem como aprimorar a utilização desses conversores, focando em aspectos como custo, eficiência, razão de ganho estático e estabilidade de operação em malha fechada.

A Figura 2 apresenta as técnicas de elevação de tensão utilizadas em conversores CC, que podem ser encontradas na literatura atualmente. Os trabalhos abordam a utilização de elementos armazenadores de energia como indutores e capacitores, assim como a utilização de transformadores, interruptores e diodos no circuito. Essas técnicas incluem capacitor chaveado, multiplicador de tensão, indutor chaveado, acoplamento magnético e multiestágio/multinível.

Figura 2 – Técnicas de elevação de tensão utilizadas em conversores CC.



Fonte: Adaptado (FOROUZESH *et al.*, 2017).

A técnica de capacitor chaveado (conhecida como SC em inglês) é amplamente empregada em conversores CC-CC elevadores de alto ganho. Nesses conversores, o aumento da tensão ocorre exclusivamente por meio da transferência de energia capacitiva, sem a necessidade de transferência magnética de energia. Dentre as diversas abordagens para implementar essa técnica, as topologias que a utilizam são reconhecidas por sua característica modular, em que células SC são interconectadas para alcançar o ganho desejado (MAKOWSKI; MAKSIMOVIC, 1995), (LUO, Fang Lin, 2009).

Os conversores que utilizam circuitos multiplicadores de tensão, são topologias eficientes, simples e de baixo custo, geralmente compostas por diodos, capacitores e indutores para obter ganho de tensão em CC. Essa técnica pode ser dividida em dois grupos,

sendo os que utilizam célula multiplicadora de tensão (VMC em inglês), e os circuitos com retificador multiplicador de tensão (VMR). Topologias VMC são populares em aplicações que requerem alto ganho por serem simples de implementar em circuitos convencionais já existentes, algumas células consistem apenas em diodos e capacitores, outras possuem mais componentes como interruptores e indutores (PRUDENTE *et al.*, 2008), (WU *et al.*, 2015). Circuitos VMR possuem o mesmo princípio, porém, são aplicados em topologias isoladas (SIWAKOTI *et al.*, 2014).

As técnicas de indutor chaveado são aplicadas em células de ganho em conversores CC elevadores. Nessas células, os indutores são magnetizados em paralelo a uma fonte de tensão e desmagnetizados em série, resultando no aumento da tensão. Os indutores de uma mesma célula possuem os mesmos valores e características operacionais, assim podem ser acoplados para reduzir espaço (AXELROD; BERKOVICH; IOINOVICI, 2008), (JIAO; LUO, F.; ZHU, 2010).

O acoplamento magnético é amplamente empregado em conversores elevadores tanto isolados quanto não isolados. Essa técnica visa reduzir a quantidade de núcleos magnéticos, que normalmente são grandes e caros. No entanto, é importante observar que o uso do acoplamento magnético pode apresentar algumas desvantagens, como a elevada indutância de dispersão, exigindo atenção quanto a dissipação da energia proveniente desse efeito parasita no circuito. As técnicas de acoplamento magnético englobam o uso de transformadores e indutores acoplados. A utilização de transformadores é comum em topologias isoladas como *flyback*, *forward*, *push – pull*, entre outras (MARTINS, 2018). Por outro lado, os indutores acoplados são empregados em topologias não isoladas (GUEPFRIH; WALTRICH; LAZZARIN, 2019).

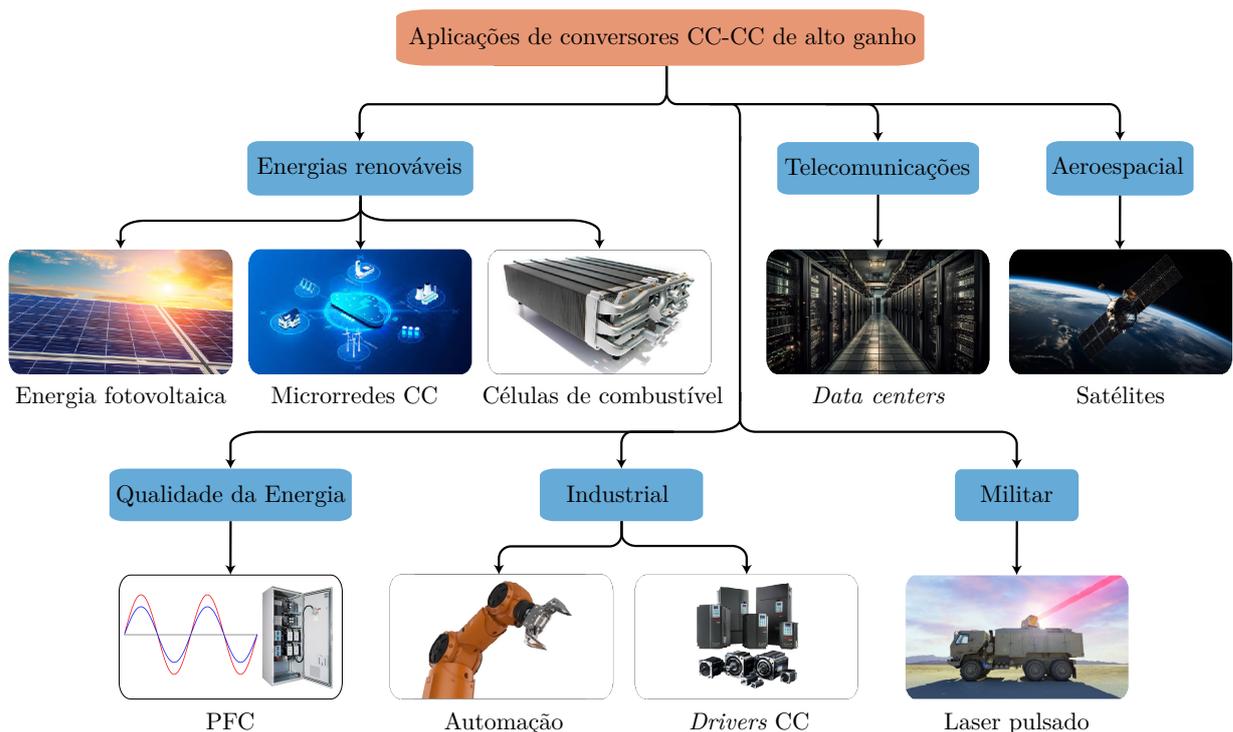
Outro método amplamente difundido para aumentar o ganho em conversores CC é a utilização de múltiplos estágios, sendo uma das primeiras técnicas apresentadas na literatura. Isso envolve a interconexão de vários módulos conversores de topologias iguais ou diferentes, combinados com outras técnicas de aumento de tensão, a fim de obter um ganho total elevado.

Dentro desse método, os conversores em cascata são uma maneira de conseguir ganho elevado por meio da conexão de conversores em série (KIGUCHI; NISHIDA, 2018). Outra maneira de obter essas características é a conexão de estágios elevadores em paralelo, conhecida na literatura como intercalado (*interleaved*, do inglês), essa técnica permite a redução dos esforços de corrente além de diminuir a ondulação (LEE, P.-W. *et al.*, 2000). Os conversores CC multiníveis possuem muitas aplicações industriais. Essas topologias se destacam pela característica principal de reduzir o estresse de tensão nos semicondutores, tornando-se uma opção vantajosa para aplicações de alta tensão e potência (SA *et al.*, 2020). Algumas estruturas multiníveis CC possibilitam o uso de um número reduzido de componentes magnéticos, contribuindo para a diminuição das dimensões do conversor. Além disso, esses conversores podem ser projetados para operar com múltiplas fontes ou

uma única fonte (ZHANG; PENG; QIAN, 2004).

O estudo e desenvolvimento de novas estruturas de conversores com alto ganho de tensão, assim como a proposição de novos métodos para aprimorar conversores já existentes com o intuito de atingir esse objetivo, são impulsionados pela diversidade de aplicações que demandam essas características. A Figura 3 apresenta cinco áreas distintas e suas correspondentes aplicações que demandam conversores com alto ganho.

Figura 3 – Aplicações de conversores CC-CC de alto ganho.



Fonte: Adaptado (FOROUZESH *et al.*, 2017).

As áreas apresentadas e suas respectivas aplicações são especificadas a seguir:

- **Energias renováveis:** As fontes renováveis emergem como a principal alternativa diante da escassez e do aumento de custo dos combustíveis fósseis para a produção de energia. Essas fontes viabilizaram o desenvolvimento de microrredes, que frequentemente operam com barramentos CC e tensões na faixa de 380-400 V. Em muitos casos, essa energia provém de fontes renováveis de baixa tensão, tornando assim o uso de conversores de alto ganho fundamental para efetuar essa interface (ROGGIA *et al.*, 2012). As microrredes são frequentemente compostas por sistemas fotovoltaicos, os quais demandam conversores de alto ganho, uma vez que a energia gerada pelos módulos é fornecida em baixa tensão (BARRETO *et al.*, 2012). Outra tecnologia com características semelhantes são as células de combustível (FC em inglês), as quais geram energia a partir de hidrogênio e oxigênio com tensões entre 24-40 V (CHANGCHIEN *et al.*, 2009).

- **Telecomunicações:** Algumas fontes de servidores possuem dupla entrada de alimentação, sendo uma CA e outra CC em baixa tensão (48 V) proveniente de bancos de baterias para suprir faltas da rede. Esse tipo de aplicação utiliza topologias elevadoras para elevar os níveis de tensão para um barramento CC (geralmente em torno de 380 V) (ZHAO; TAO; LEE, F. C., 2001).
- **Aeroespacial:** Em aplicações espaciais, é comum a utilização de conversores CC-CC de alta tensão com estrutura modular. Esses conversores são empregados para atingir os níveis de tensão necessários em aplicações de telecomunicação por radiofrequência em satélites e ônibus espaciais (BARBI; GULES, 2003).
- **Qualidade da Energia:** Desde o início da implementação de sistemas CA, surge a necessidade de corrigir o fator de potência (PFC em inglês), sendo que, entre diversas aplicações, os conversores de alto ganho são empregados. Vale ressaltar que topologias que exibem características de fonte de corrente em sua entrada destacam-se por apresentar menor distorção harmônica total (JANG; JOVANOVIC, 2007).
- **Industrial:** Algumas tecnologias se tornaram indispensáveis para as linhas de produção no atual modelo industrial. Conversores CC elevadores têm sido aplicados em sistemas industriais, como acionadores (*drives*) para controle de motores. Além disso, eles são empregados para fornecer e regular níveis de tensão em barramentos CC de linhas automatizadas (BALASUBRAMANIAM; KUMAR, A. S.; KUMAR, V. S., 2011) (MEIKE; RIBICKIS, 2011).
- **Militar:** Aplicações militares como laser pulsado, demandam pulsos de alta tensão com muita energia. Esses sistemas utilizam bancos capacitivos extremamente grandes, capazes de fornecer enorme quantidade de energia em frações de segundo. Nesta aplicação conversores CC de alto ganho são utilizados para carregar o banco capacitivo (ROTMAN; BEN-YAAKOV, 2013).

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

As fontes de energia renováveis desempenham um papel crucial na transição para um futuro sustentável e são de extrema importância por diversos motivos como sustentabilidade ambiental, segurança energética, desenvolvimento econômico e principalmente melhoria na qualidade de vida. A crescente preocupação com a eficiência energética nos sistemas atuais, impulsionada pelo aumento do consumo de energia elétrica, contribui para aprimorar o modelo global de geração e abastecimento de energia por meio do desenvolvimento da geração distribuída.

Nesse contexto, a energia solar é fundamental na geração distribuída devido à sua disponibilidade e viabilidade técnica. Ela oferece independência energética e evita interrupções no fornecimento. No entanto, é necessário um estágio elevador de alto ganho para adequar a energia gerada em corrente contínua (CC) e baixa tensão aos níveis da rede de distribuição.

2.1.1 Efeito fotovoltaico

Para o desenvolvimento do estudo sobre sistemas de geração solar fotovoltaica, deve-se compreender os detalhes do processo físico que origina seu funcionamento.

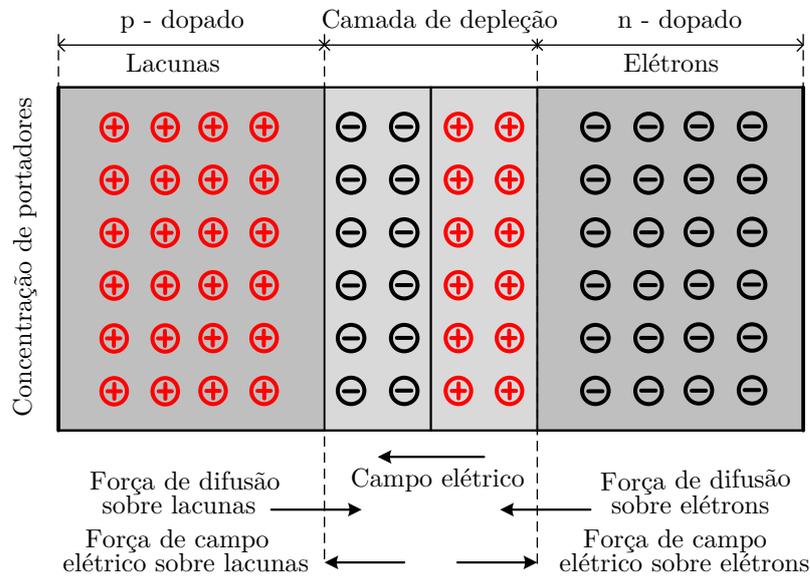
O efeito fotovoltaico foi relatado por Edmond Becquerel em 1839, onde por meio de um experimento prático, pôde observar o aparecimento de uma diferença de potencial nas extremidades de uma estrutura semicondutora exposta à luz. Para entender o funcionamento desse fenômeno, deve-se voltar para o modelo atômico dos elementos que compõe uma junção pn . Por exemplo, o silício, que em sua forma pura é conhecido por *silício intrínseco*, possui uma estrutura equilibrada, ou seja, o número de elétrons é equivalente ao de lacunas. A partir disso o material pode ter sua estrutura modificada e passa a ser extrínseco, esse processo é chamado de dopagem.

Para criação de um semicondutor do tipo p , considerando que silício possui quatro elétrons na camada de valência, o processo de dopagem deve adicionar elementos com menor número de elétrons de valência, como, por exemplo, o boro (trivalente), assim na estrutura formada haverá falta de elétrons (lacunas). Por outro lado, no processo de dopagem de um semicondutor do tipo n , utiliza-se, por exemplo, o fósforo (pentavalente) onde na estrutura de ligação o quinto elétron torna-se livre, resultando em um semicondutor com excesso de elétrons.

Uma célula fotovoltaica é composta pela união física dos substratos p e n , dando origem a junção pn representada na Figura 4. Como pode-se observar, essa estrutura é separada por uma região conhecida como *camada de depleção*, onde alguns elétrons livres do substrato n se reorganizam para o lado p , e algumas lacunas do lado p se acumulam no

lado n . A camada de depleção origina um campo elétrico, surgindo assim uma diferença de potencial (V_{pn}).

Figura 4 – Representação da junção pn de uma célula fotovoltaica de silício



Fonte: Cabral *et al.* (2013)

Quando uma célula fotovoltaica é exposta à luz, passa a receber energia do meio externo em forma de fótons, e sua intensidade é expressa pela equação (1). Onde $h = 4,138 \cdot 10^{15} eV$ e ν a frequência de vibração.

$$E_{fóton} = h \cdot \nu \quad (1)$$

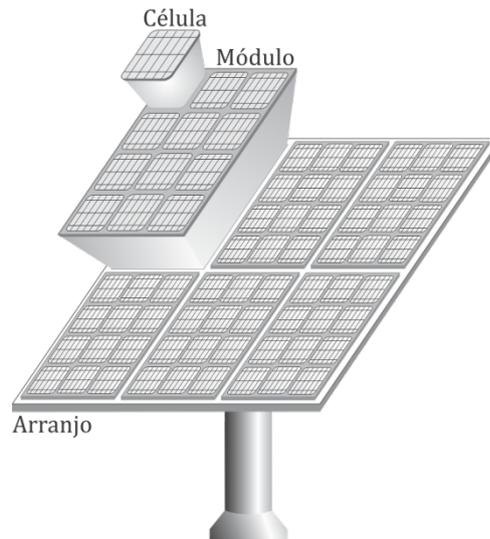
Se a energia fornecida pelos fótons incidentes na célula ($E_{fóton}$) for maior que a energia da banda de gap (1,12 eV para o semiconductor de silício), os elétrons deixam a banda de valência e passam para banda de condução tornando-se livres, onde em um circuito fechado entre a célula e uma carga qualquer, haverá circulação de corrente elétrica, caracterizando o efeito fotovoltaico (COELHO, 2008).

2.1.2 Célula, módulo e arranjo fotovoltaico

De maneira semelhante, a Célula, o Módulo e o Arranjo Fotovoltaico convertem a energia luminosa em elétrica. Entretanto, esses termos referem-se a componentes específicos de um sistema de geração fotovoltaica, podendo ser diferenciados principalmente quanto às características construtivas e à capacidade de geração. A Figura 5 apresenta a ilustração de uma célula, um módulo e um arranjo fotovoltaico.

A célula é o elemento básico na geração de energia fotovoltaica, o material mais utilizado na sua construção é o silício, semiconductor com características essenciais para esse tipo de aplicação. Quanto as suas características físicas, possui geralmente entre

Figura 5 – Distinção entre Célula, Módulo e Arranjo Fotovoltaico



Fonte: Adaptado de Coelho, Schmitz e Denizar C. Martins (2022)

100cm^2 e 200cm^2 de área, com capacidade de geração em torno de $0,6\text{ V}$ de tensão e potência entre 1 W e 3 W (COELHO, 2008).

Os módulos fotovoltaicos são construídos a partir da ligação de várias células fotovoltaicas sendo ligadas em série e/ou paralelo conforme cada modelo e fabricante, com a finalidade de se obter maior valor de potência para o conjunto. Dessa forma, cada módulo possui dimensões e características especificadas pelo fabricante, as quais não podem ser alteradas pelo usuário. Atualmente os modelos comerciais disponíveis apresentam potências entre 200 W e 800 W .

Os arranjos fotovoltaicos no que lhes concerne, caracterizam-se como um conjunto de módulos fotovoltaicos que também podem ser conectados em série e/ou paralelo. O tipo de ligação é adotada conforme as características de cada projeto, onde são determinados os valores de tensão e corrente desejáveis. Os arranjos permitem a implementação de sistemas com potências mais elevadas, que podem partir da ordem de alguns $k\text{ W}$ até sistemas na ordem de $M\text{ W}$.

2.1.3 Rastreamento do ponto de máxima potência

O desempenho dos módulos fotovoltaicos está sujeito às suas condições de operação. Portanto, a potência fornecida por um módulo depende de três fatores principais: irradiância, temperatura da célula e perfil de carga (impedância da carga). A característica de saída, representada pelo gráfico $V - I$, varia em função da radiação solar e da temperatura. Variações na irradiação solar impactam na corrente de saída, enquanto mudanças na temperatura afetam a tensão de saída do módulo.

Os sistemas de geração fotovoltaica são projetados para operar em seus níveis

máximos de potência em uma ampla faixa de condições de temperatura e intensidade de irradiância solar. A potência extraída do módulo é determinada pela impedância da carga. No entanto, quando um sistema fotovoltaico é conectado à rede por meio de conversores, essa impedância não permanecerá constante. Quando o sistema é conectado a uma carga, ele opera na interseção da curva $V-I$, podendo estar próximo ou não do ponto de máxima potência (MPP em inglês). Portanto, para atingir esse ponto, a impedância da carga deve ser ajustada conforme as condições climáticas (KARAMI; MOUBAYED; OUTBIB, 2017).

Para garantir que o sistema opere no ponto ideal, utilizam-se técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT em inglês). Atualmente, as técnicas de MPPT estão bastante difundidas na literatura, e apresentam várias formas de abordar essa questão, dentre as quais se destacam o método da Tensão Constante, método Perturba e Observa (P&O) e o método da Condutância Incremental (InC) (COELHO, 2008).

Essas técnicas consistem na emulação e ajuste da impedância vista como carga pelo módulo ou arranjo por meio de um algoritmo de controle. Portanto, o MPPT é realizado por inversores, microinversores ou otimizadores de potência, que processam a energia dos módulos ou arranjos.

2.1.4 Sistemas de geração fotovoltaica

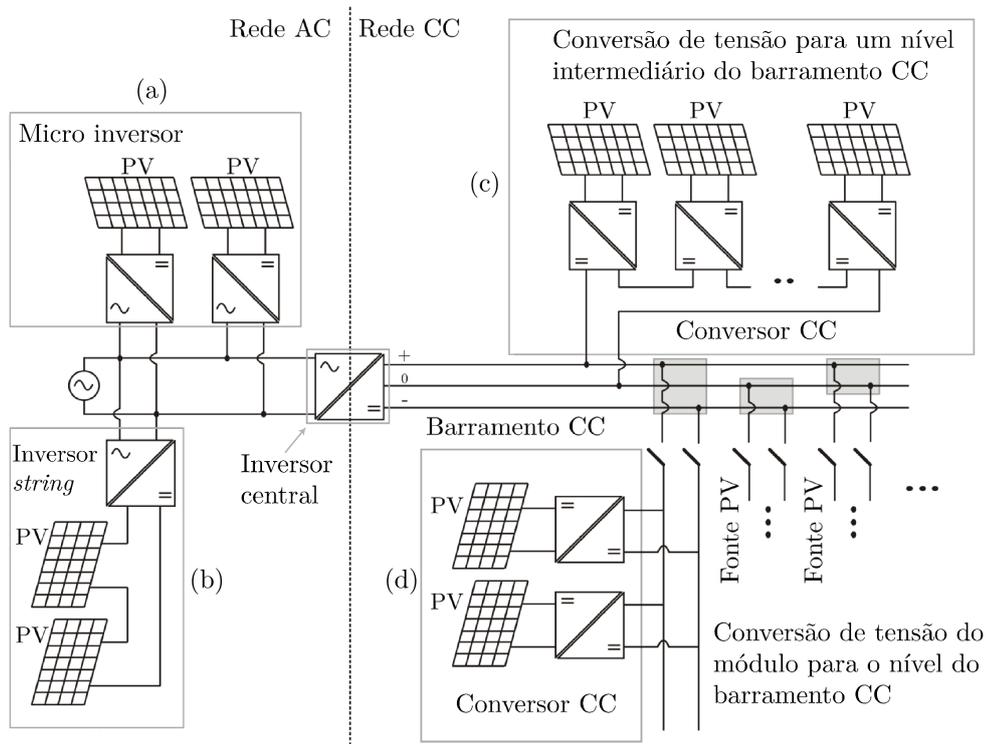
Ao contrário de outras fontes de energia renovável, como a eólica, os sistemas de geração fotovoltaica produzem muito menos energia por unidade. Como resultado, esses sistemas costumam ser configurados com arranjos compostos por vários módulos, visando aumentar a potência total do sistema para atingir os valores desejados.

Com relação aos arranjos, atualmente existem diversas abordagens para implementá-los, variando entre conexões de módulos em série ou em paralelo. Cada estrutura possui características particulares no que diz respeito ao condicionamento de potência para conexão com a rede elétrica ou para operação isolada. A Figura 6 ilustra as principais topologias de sistemas de geração fotovoltaica utilizados atualmente (RAVYTS *et al.*, 2019).

A Figura 6(a) ilustra um sistema com microinversores, nos quais podem ser empregados inversores de estágio único ou de duplo estágio. As topologias de estágio único são responsáveis por realizar o MPPT, amplificar a tensão e controlar a corrente injetada na rede. Já os inversores de duplo estágio são compostos por um conversor CC-CC elevador que executa o MPPT e amplifica a tensão, alimentando um inversor responsável pelo controle da tensão do barramento CC e da corrente injetada na rede (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

Um inversor *string* é ilustrado pela Figura 6(b), nesse sistema os módulos são conectados em série de modo que a tensão total seja alta o suficiente para evitar a amplificação, no entanto, a soma da tensão de circuito aberto dos módulos pode alcançar níveis elevados, assim o inversor deve suportar tensões máximas de entrada em torno de 700 V (CHUNG *et al.*, 2015).

Figura 6 – Arquiteturas de sistemas de geração fotovoltaica.



Fonte: Adaptado de Ravyts *et al.* (2019).

Os sistemas ilustrados nas Figuras 6(c) e 6(d) representam a utilização de um inversor central ou um inversor *multi-string*. Nestes sistemas, um único inversor é responsável por conectar a unidade de geração à rede elétrica, sendo alimentado por um barramento CC. No primeiro caso, conversores CC realizam o MPPT de maneira individual, conectando os módulos em série. No segundo caso, os módulos são conectados em paralelo. Da mesma forma, o MPPT é realizado individualmente, mas os conversores devem elevar a tensão de cada módulo aos níveis requeridos pelo barramento (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

Essas configurações podem ser vantajosas, pois garantem o melhor ponto de operação para cada módulo e permitem a utilização de topologias mais simples de inversores. Em ambos os casos, são aplicados otimizadores de potência, conversores CC-CC de baixa potência projetados para realizar o MPPT em cada módulo (FU *et al.*, 2019).

Tanto os microinversores quanto os otimizadores de potência destinados à conexão em paralelo requerem um estágio elevador de tensão com alta taxa de conversão, capaz de elevar a tensão dos terminais de um único módulo para a tensão do barramento. Diante do exposto, essa área apresenta um amplo espaço para a aplicação de conversores com essas características, abrindo caminho para estudos que buscam aprimorar esse tipo de sistema.

2.2 CONVERSORES DE ALTO GANHO NÃO ISOLADOS

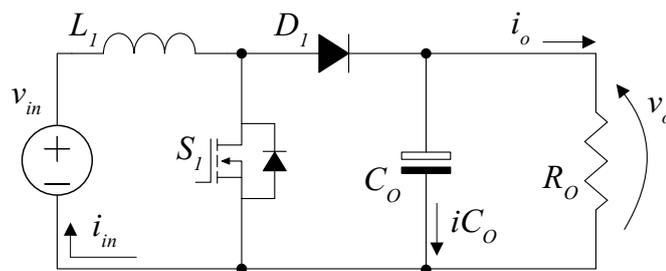
Conforme demonstrado anteriormente, atualmente existe uma ampla variedade de aplicações que demandam a utilização de conversores com elevado ganho estático. Neste contexto a literatura visa suprir todas as necessidades, onde são propostos diversos modelos de conversores com características distintas. Dada essa grande variedade, deve-se partir das características requeridas por cada aplicação para ser possível avaliar, comparar e determinar as vantagens com que cada topologia pode contribuir para essas aplicações.

Os conceitos descritos nos trabalhos de revisão dos conversores básicos desempenham um papel crucial na identificação das limitações apresentadas por esses conversores. Essas limitações podem comprometer sua aplicabilidade e, em alguns casos, torná-los inviáveis. Com o intuito de superar tais desafios, esta seção apresenta uma breve revisão dos conversores elevadores não isolados, identificando suas principais características.

2.2.1 Boost clássico

Várias topologias de conversores CC-CC não isolados com alto ganho estático derivam de conversores clássicos. A Figura 7 mostra o conversor elevador clássico tipo *boost*, a partir do qual várias estruturas foram desenvolvidas e apresentadas na literatura. Cada uma dessas estruturas possui particularidades que visam melhorar a topologia clássica para atender a aplicações mais específicas.

Figura 7 – Conversor *boost* básico não isolado.



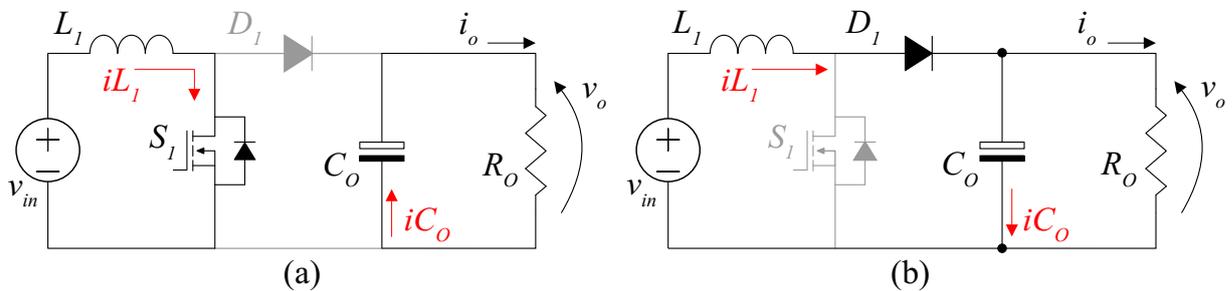
Fonte: (BARBI; MARTINS, 2006)

O conversor *boost* clássico apresenta uma topologia simples e versátil, muito utilizada em circuitos eletrônicos como fontes de alimentação, retificadores, acionamento de motores CC dentre outros circuitos eletrônicos de propósito geral. Seu circuito pode ser dividido em três estágios, onde o estágio de entrada é composto por uma fonte de alimentação (V_{in}) e um indutor (L_1) em série, caracterizando a entrada como uma fonte de corrente. A saída do conversor é dada pela carga (R_o) conectada em paralelo com uma capacitância (C_o), apresentando assim características de fonte de tensão. O estágio intermediário constituído por um par de semicondutores, sendo um diodo (D_1) e um interruptor (S_1) responsáveis pela comutação (BARBI; MARTINS, 2006).

Seu princípio de funcionamento baseia-se na comutação de S_1 , comandada por meio de uma modulação por largura de pulso (PWM). Conforme a Figura 8, considerando os estados de condução e bloqueio, inicialmente a energia da fonte V_{in} é armazenada em L_1 por meio do interruptor S_1 , posteriormente essa energia é transferida para a saída através do diodo D_1 . Portanto, ao operar no modo de condução contínua (MCC), esse conversor apresenta duas etapas de operação resumidas a seguir:

- 1ª etapa \Rightarrow Figura 8 (a): O indutor L_1 é magnetizado a partir da fonte de tensão V_{in} no instante em que S_1 encontra-se em condução, armazenando energia na primeira etapa. Nesse instante, o diodo D_1 encontra-se polarizado inversamente isolando a fonte do estágio de saída, onde a carga R_o é alimentada pela energia armazenada em C_o . Essa etapa termina quando o interruptor S_1 é aberto.
- 2ª etapa \Rightarrow Figura 8 (b): Com S_1 em bloqueio, D_1 é polarizado diretamente permitindo a desmagnetização de L_1 , que juntamente a fonte V_{in} , passa a fornecer energia para o estágio de saída, alimentando a carga R_o e armazenando energia em C_o . O encerramento dessa etapa ocorre com o bloqueio de S_1 , reiniciando a primeira etapa (BARBI; MARTINS, 2006).

Figura 8 – Etapas de operação do conversor Boost.



Fonte: (BARBI; MARTINS, 2006)

O ganho estático M é a razão entre a tensão de saída V_o e entrada V_{in} , em função da razão cíclica D . Para o conversor *boost* o ganho estático teórico é definido pela equação (2).

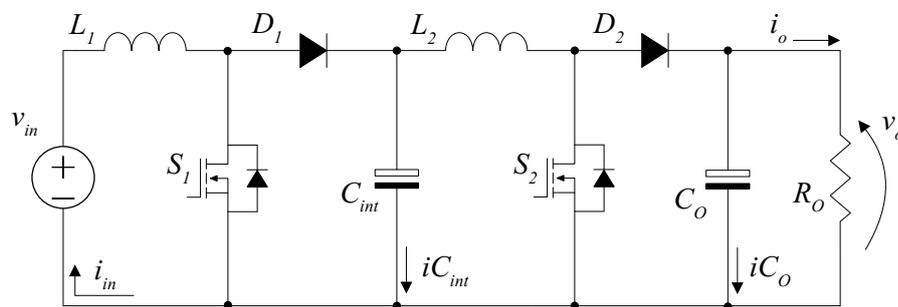
$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2)$$

Teoricamente, esse conversor permite um ganho estático extremamente elevado. Entretanto, na prática, isso não se confirma, apresentando geralmente um ganho estático máximo em torno de quatro vezes. Isso acontece, pois ganhos maiores requerem valores extremamente elevados de D , ou seja, próximo da unidade, implicando em total comprometimento do rendimento do conversor (η) (GUEPFRIH, 2021).

2.2.2 Conversor Boost de Dois Estágios

Uma estratégia para contornar a limitação prática de ganho do conversor clássico tipo *boost* é incorporar um estágio elevador adicional por meio do cascadeamento de conversores. Isso envolve a conexão em série de dois conversores. Essa topologia foi apresentada por Huber e Jovanovic (2000), na literatura é conhecida como conversor *boost* de dois estágios ou *boost* em cascata e o seu circuito pode ser observado na Figura 9. Esse conversor apresenta como principal vantagem em relação à topologia clássica, um ganho estático mais elevado, contudo, as limitações práticas ainda existem.

Figura 9 – Conversor *boost* dois estágios.



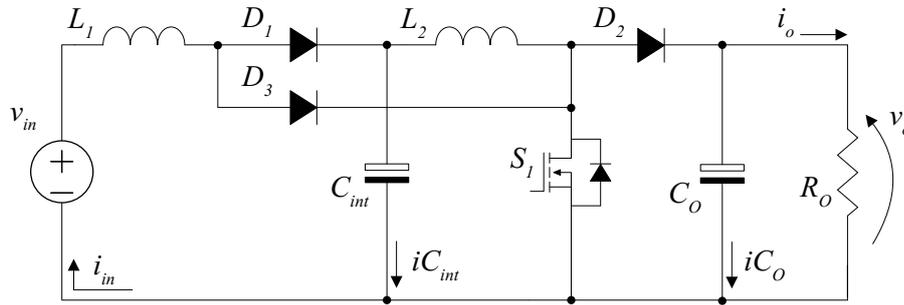
Fonte: (HUBER; JOVANOVIC, 2000)

Nessa topologia o primeiro estágio trabalha com tensão mais baixa em relação ao segundo, esta característica pode ser explorada de forma positiva ao operar o conversor com uma frequência de comutação mais elevada no estágio de entrada comandado por S_1 , com objetivo de reduzir o tamanho dos magnéticos e aumentar a densidade de potência do conversor sem que as perdas por comutação sejam críticas. Entretanto, do ponto de vista do controle, essa prática torna sua aplicação mais complexa por requerer malhas de controle específicas para cada estágio, além de estruturas em cascata apresentarem também maior complexidade quanto a estabilidade do sistema. A sua principal desvantagem em relação ao conversor *boost* clássico é que a estrutura necessita do dobro de componentes passivos e ativos (HUBER; JOVANOVIC, 2000).

2.2.3 Boost Quadrático

O circuito do conversor *boost* dois estágios pode ser simplificado, substituindo o interruptor do estágio de entrada por um diodo, dessa forma o conversor passa a ser comutado por apenas um interruptor, reduzindo a complexidade dessa topologia. O conversor *boost* de dois estágios com interruptor único é conhecido na literatura como *boost* quadrático, sua estrutura é apresentada na Figura 10 (BARRETO *et al.*, 2002).

Através da integração dos interruptores, o conversor é comandado por apenas um sinal, apresentando menor complexidade do ponto de vista do controle, além de manter o

Figura 10 – Conversor *boost* quadrático.

Fonte: (BARRETO *et al.*, 2002)

ganho estático elevado em relação à razão cíclica. Nesse caso o ganho estático teórico é igual ao do conversor *boost* de dois estágios, definidos pela Equação (3).

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (3)$$

A principal desvantagem dessa topologia é que além de os esforços de tensão no interruptor serem igual à tensão de saída, a corrente comutada agora é igual a soma da corrente nos dois indutores. Essa característica é responsável por fazer com que as perdas por comutação sejam mais expressivas, restringindo a aplicação desse conversor em altas frequências, onde o projeto se limita a utilização de semicondutores de alta qualidade, portanto, com custo mais elevado (LUO, Fang Lin; YE, 2004).

2.2.4 Boost quadrático de três níveis

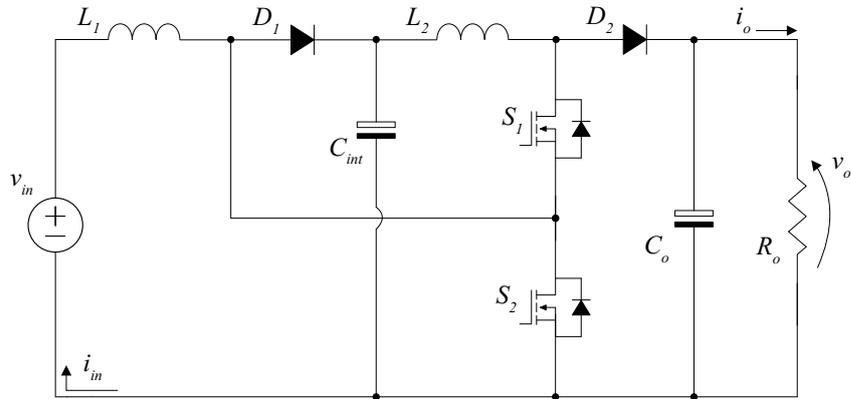
O conversor *boost* quadrático de três níveis foi introduzido por Novaes, Rufer e I. Barbi (2007), sendo apresentado como uma variação do conversor *boost* quadrático apresentado anteriormente na Seção 2.2.3. Sua estrutura é apresentada na Figura 11.

Essa topologia visa reduzir os esforços de tensão no interruptor do conversor *boost* quadrático, alcançando isso através da adição de uma célula de comutação de três níveis. Essa adição diminui a tensão sobre os interruptores, bem como a corrente comutada pelo interruptor S_1 , reduzindo perdas nos semicondutores e permitindo o uso de interruptores de baixa tensão.

Comparada ao conversor *boost* quadrático, essa topologia possui o mesmo número total de componentes, eliminando um diodo e acrescentando um interruptor. Assim, sua principal vantagem é a possibilidade de maior eficiência, mantendo a característica de ganho quadrático.

No entanto, devido à célula de comutação de três níveis, a técnica de modulação empregada nessa topologia introduz naturalmente um desequilíbrio de tensão nos interruptores, restringindo a aplicabilidade do conversor para ganhos mais altos. Além disso, um

Figura 11 – Conversor *boost* quadrático de três níveis.



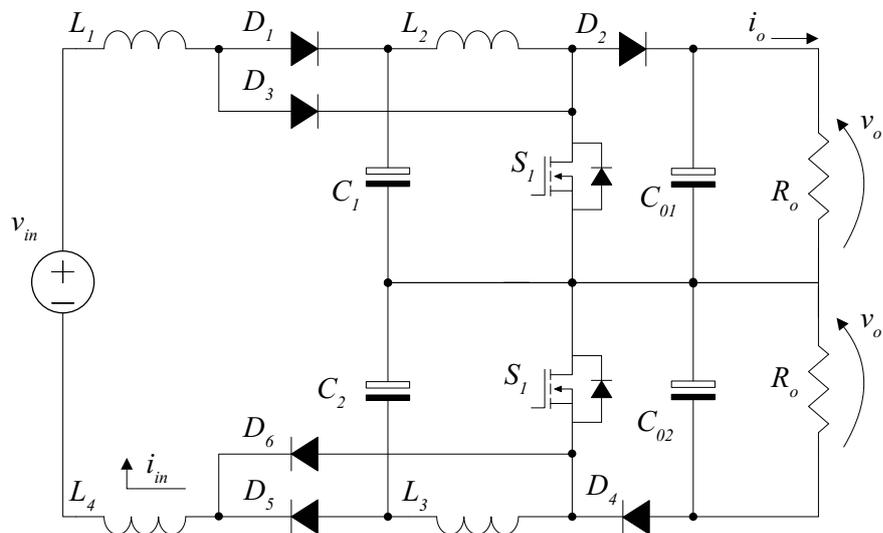
Fonte: (NOVAES; RUFER; BARBI, I., 2007)

aspecto desfavorável é que a corrente comutada pelo interruptor S_2 permanece elevada, uma vez que é a soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 .

2.2.5 Duplo Boost quadrático

Outra topologia derivada do conversor *boost* quadrático foi proposta por De Sá, Ruiz-Caballero e Mussa (2013). O novo conversor chamado de duplo *boost* quadrático também traz como proposta a redução dos esforços de tensão nos componentes mantendo a característica de ganho quadrático. Sua topologia pode ser descrita como uma união simétrica de dois conversores *boost* quadrático em paralelo com um ponto médio em comum e fonte de alimentação única, conforme apresentado na Figura 12.

Figura 12 – Conversor Duplo Boost Quadrático.



Fonte: (DE SÁ; RUIZ-CABALLERO; MUSSA, 2013)

Essa configuração possui as indutâncias L_1 e L_4 de entrada conectadas em série com a fonte de alimentação, semelhante ao conversor *boost* convencional, exibindo uma característica de fonte de corrente em sua entrada. Da mesma forma, o conjunto intermediário composto pelo indutor L_2 em série com o capacitor C_1 também demonstra essa característica. A carga nesse circuito se comportará como fonte de tensão, característica imposta pelos capacitores de saída C_{01} e C_{02} ligados em paralelo com a carga.

Quanto aos esforços de tensão nos semicondutores, a tensão reversa máxima em cada componente será reduzida pela metade em comparação com o conversor *boost* quadrático mostrado na subseção 2.2.3. Isso implica que a tensão máxima sobre os interruptores S_1 e S_2 será igual à metade da tensão de saída do conversor. No entanto, o número total de componentes deste conversor pode ser considerado uma desvantagem na perspectiva da implementação prática.

Todavia, a disposição simétrica facilita a análise desse circuito, onde as tensões e correntes nos componentes inferiores (abaixo do ponto médio) são as mesmas para os componentes superiores. Outra vantagem desse conversor, relacionada à simetria do circuito, é a obtenção de uma saída com ponto médio. Essa característica torna o conversor adequado para aplicações de interface CC-CA com a rede elétrica. Pode ser empregado, por exemplo, em sistemas de geração distribuída que estejam acoplados a inversores de três níveis (DE SÁ, 2014).

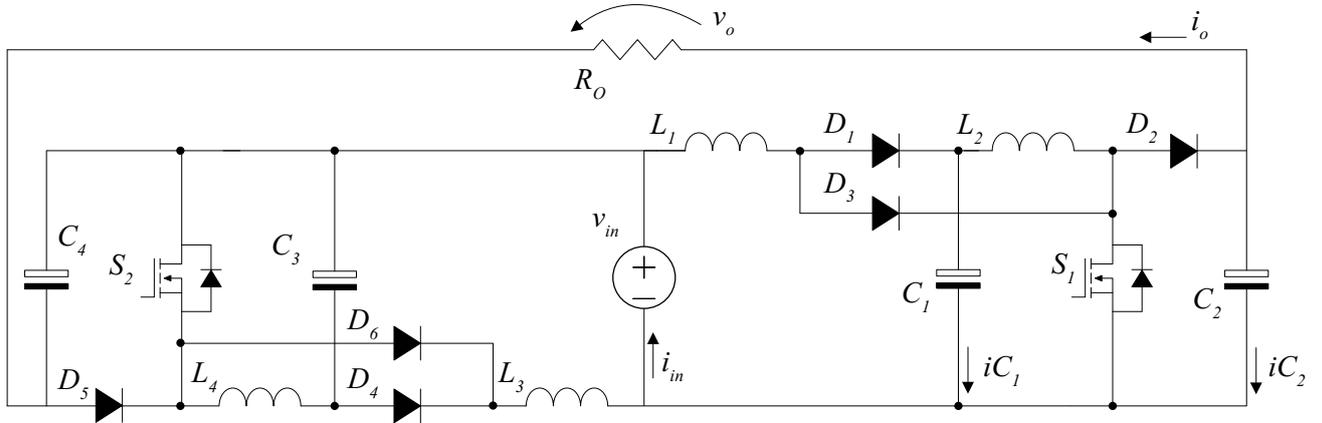
2.2.6 Dual boost quadrático

O conversor Dual *boost* quadrático, proposto por Ayres *et al.* (2018), representa uma escolha entre os conversores elevadores não isolados de alto ganho. Ele se configura como uma alternativa para aplicações que demandam ganhos elevados. Derivado do conversor *boost* quadrático, essa topologia é composta pela conexão diferencial de dois conversores *boost* quadrático, conforme ilustrado na Figura 13. Sua principal característica reside na capacidade de atingir um ganho de tensão elevado, utilizando um ciclo de trabalho inferior em comparação a outras topologias discutidas. Isso contribui para a redução dos esforços de condução nos interruptores S_1 e S_2 .

Outra grande vantagem apresentada por essa topologia é a divisão dos esforços de corrente nos componentes, uma vez que cada estágio *boost* quadrático processa parte da potência total entregue a carga. Os esforços de tensão nos semicondutores são equivalentes aos do conversor *boost* quadrático com relação ao ciclo de trabalho. Contudo, nesta topologia, é possível atingir os mesmos níveis de tensão de saída com uma razão cíclica menor. Isso resulta em menores tensões aplicadas nos semicondutores. A relação de ganho teórico do conversor Dual *boost* quadrático é expressa na Equação (4).

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{(1-D)^2} - 1 \quad (4)$$

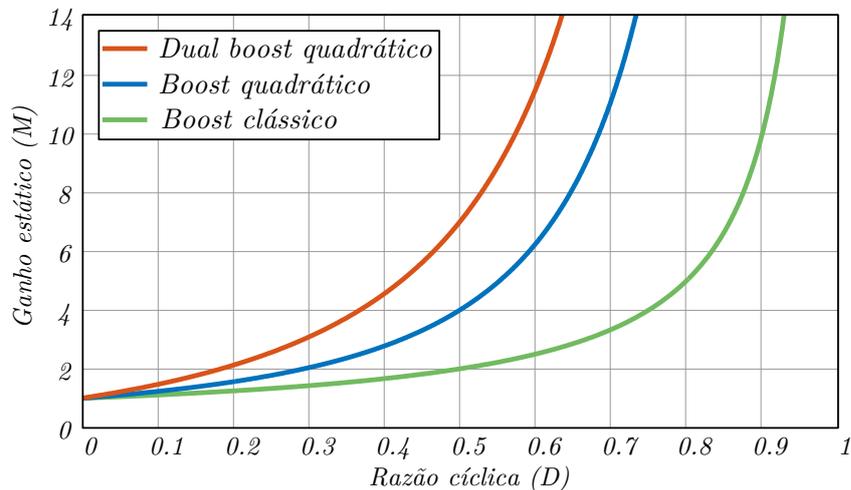
Figura 13 – Conversor dual *boost* quadrático.



Fonte: (AYRES *et al.*, 2018)

Portanto, as curvas de ganho teórico dos conversores abordados são comparadas a seguir, na Figura 14. Pode-se observar nessa figura que o conversor dual *boost* quadrático apresenta um ganho mais acentuado em relação à mesma razão cíclica (D), comparado aos demais conversores quadráticos. Porém, sua maior desvantagem é o número total de componentes.

Figura 14 – Comparação de ganho: *boost* clássico, quadrático e dual *boost* quadrático.



Fonte: (AYRES *et al.*, 2018)

3 ANÁLISE DO CONVERSOR DUAL BOOST QUADRÁTICO

Uma vez que o conversor Dual *boost* quadrático foi introduzido recentemente na literatura, não existem estudos práticos dessa topologia até o momento. Considerando as vantagens já mencionadas, essa topologia foi selecionada para este trabalho, para avaliar suas vantagens práticas em aplicações que requerem um elevado ganho estático, tanto de forma qualitativa quanto quantitativa.

Neste capítulo, é apresentada uma análise teórica do conversor dual *boost* quadrático. Assim, são mostradas as etapas de operação para o modo de condução contínua (MCC), o equacionamento do ganho estático, as formas de onda da tensão e corrente nos componentes, bem como equações de esforços de tensão e corrente em todos os componentes do conversor.

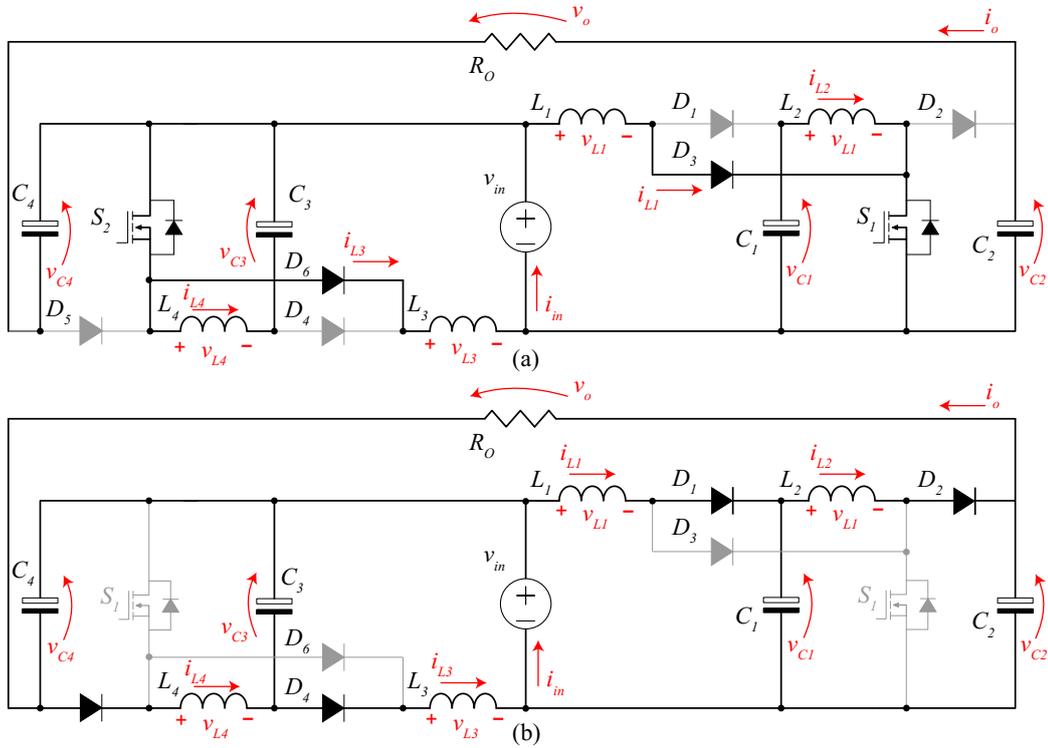
3.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Inicialmente para a análise do conversor, as seguintes considerações são adotadas: o conversor opera em regime permanente; os componentes passivos possuem valor suficiente para que o conversor opere em MCC; os componentes são ideais, ou seja, não apresentam perdas ou efeitos parasitas; o comando dos interruptores S_1 e S_2 é único conforme mostra a Figura 15.

O conversor dual *boost* quadrático possui duas etapas de operação em (MCC), como pode-se observar na Figura 15. Na primeira etapa os interruptores encontram-se em condução e os indutores são magnetizados. Já na segunda etapa os interruptores estão bloqueados e os indutores são desmagnetizados. As duas etapas de operação são detalhadas a seguir:

- 1^a etapa $[D \cdot T_s] \Rightarrow$ Figura 15 (a): Esta etapa inicia-se quando os interruptores S_1 e S_2 entram em condução. Nesse instante os indutores L_1 e L_3 são magnetizados pela fonte de alimentação V_{in} através dos diodos D_3 e D_6 respectivamente, que estão diretamente polarizados. Os indutores L_2 e L_4 são magnetizados pelas tensões dos capacitores intermediários V_{C1} e V_{C3} , respectivamente. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 encontram-se polarizados inversamente, isolando a alimentação do estágio de saída. A tensão de saída V_o é fornecida para carga de maneira diferencial, entre as tensões dos capacitores de saída V_{C2} e V_{C4} , onde $V_o = V_{C2} + V_{C4} - V_{in}$. Essa etapa se encerra quando os interruptores S_1 e S_2 são bloqueados.
- 2^a etapa $[(1 - D) \cdot T_s] \Rightarrow$ Figura 15 (b): Com S_1 e S_2 bloqueados inicia-se a segunda etapa de operação, os indutores L_1 e L_3 são desmagnetizados no estágio de entrada entre as tensões $V_{in} - V_{C1}$ e $V_{in} - V_{C3}$, transferindo energia para os capacitores intermediários C_1 e C_3 , respectivamente. Os diodos D_3 e D_6

Figura 15 – Etapas de operação do conversor dual *boost* quadrático no (MCC).



Fonte: (AYRES *et al.*, 2018)

encontram-se polarizados inversamente. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 são polarizados diretamente permitindo a desmagnetização de L_2 e L_4 , que juntamente a fonte de alimentação V_{in} , passam a fornecer energia para o estágio de saída alimentando a carga R_o e armazenando energia nos capacitores C_2 e C_4 . O encerramento dessa etapa ocorre com o bloqueio dos interruptores, reiniciando a primeira etapa.

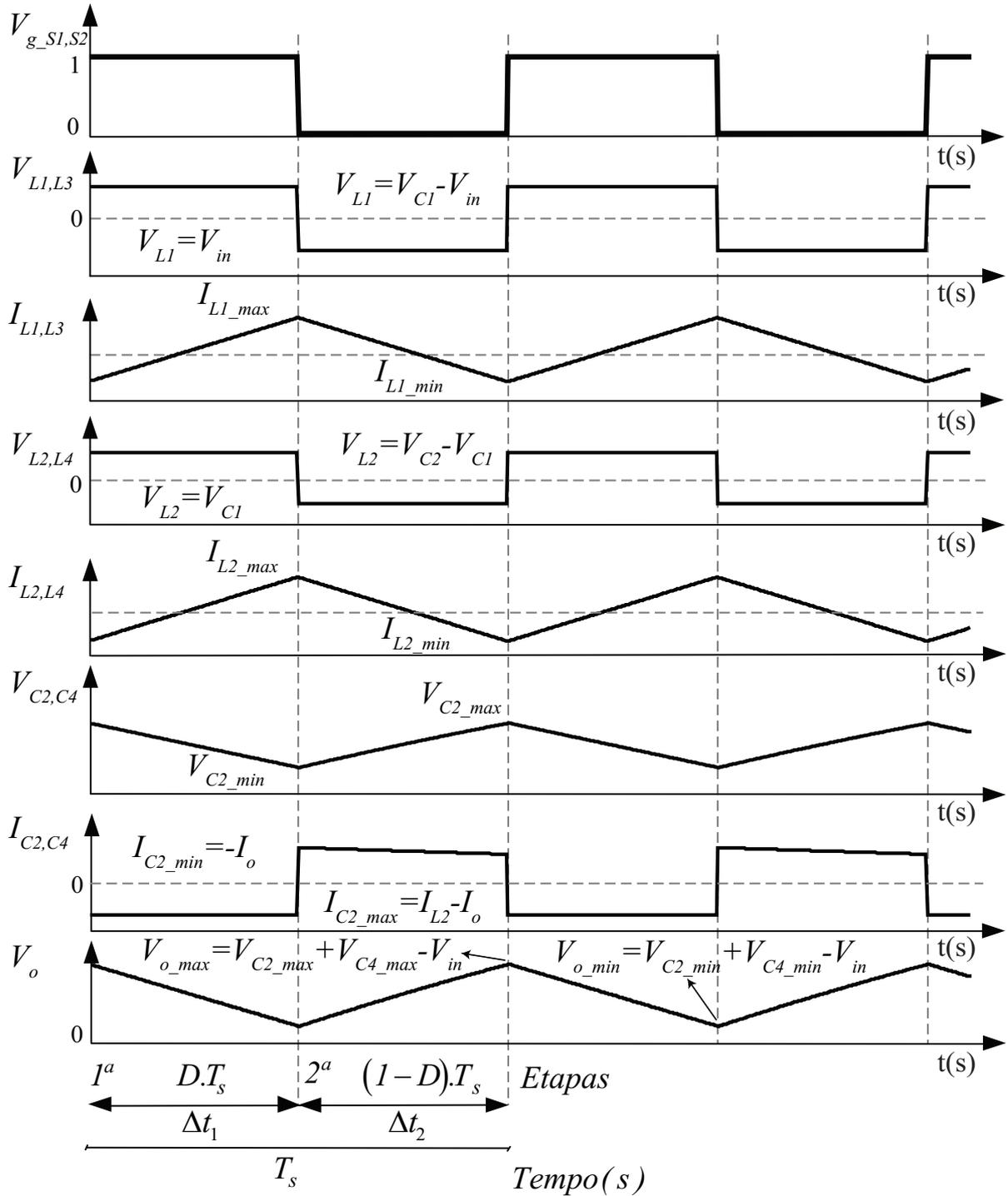
3.1.1 Formas de onda nos componentes

A seguir são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente em todos os componentes do conversor dual *boost* quadrático, conforme às duas etapas de operação apresentadas anteriormente. Dada a característica simétrica dessa topologia, observa-se que as formas de onda serão as mesmas para os componentes simetricamente opostos. Dessa forma, as mesmas são apresentadas para os oito componentes que integram metade da topologia, indicando o componente equivalente oposto que possui a mesma forma de onda.

Com o intuito de indicar as etapas de operação, a Figura 16 apresenta o sinal de comando dos interruptores $S_1 - S_2$. Em seguida, são apresentadas as formas de onda para os indutores $L_1 - L_3$ e $L_2 - L_4$, para os capacitores $C_2 - C_4$ e para a tensão total de saída V_o .

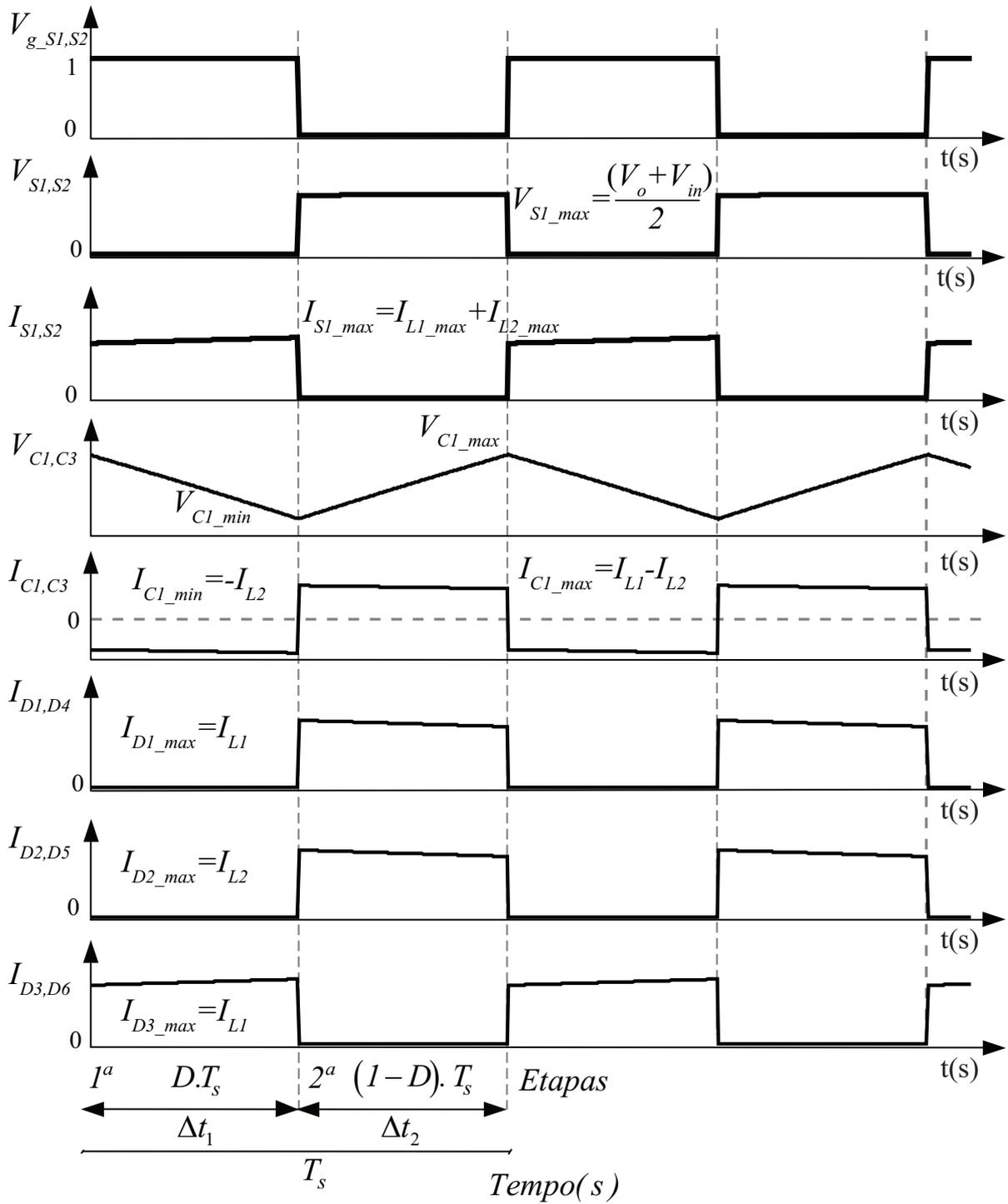
A Figura 17 apresenta a forma de onda para os interruptores $S_1 - S_2$, para os capacitores $C_1 - C_3$ e para os diodos $D_1 - D_4$, $D_2 - D_5$ e $D_3 - D_6$.

Figura 16 – Formas de onda do conversor dual *boost* quadrático em (MCC).



Fonte: Próprio autor

Figura 17 – Formas de onda do conversor dual boost quadrático em (MCC) parte 2.



Fonte: Próprio autor

3.1.2 Ganho estático ideal

Analisando as etapas de operação apresentadas na Figura 15, pode-se definir o ganho estático ideal do conversor dual *boost* quadrático. Essa análise pode ser simplificada devido à simetria da topologia. Portanto, pode-se determinar os valores das malhas de tensão para apenas um dos circuitos *boost* quadrático do conversor, considerando que para o outro circuito a mesma análise é válida. Neste caso, será analisado apenas o circuito correspondente ao conversor *boost* quadrático que se encontra ao lado direito da fonte V_{in} , composto pelos indutores L_1 e L_2 , e pelos capacitores C_1 e C_2 , conforme a Figura 15. Cada conversor *boost* quadrático possui dois estágios de ganho que acontecem no circuito de entrada e saída. Assim, a análise de ganho desse conversor pode ser dividida em duas etapas, conforme apresentado a seguir:

1º Estágio - Circuito de entrada: inicialmente deve-se analisar o estágio de entrada onde o indutor L_1 é idealmente considerado uma fonte de corrente constante. Contudo, a energia fornecida pela fonte de alimentação $E_{V_{in}}$ durante a primeira etapa de operação é dada por:

$$E_{V_{in}} = V_{in} \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_1 \quad (5)$$

Assim, a energia armazenada pelo capacitor intermediário E_{C1} durante a segunda etapa de operação é dado por:

$$E_{C1} = (V_{C1} - V_{in}) \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_2 \quad (6)$$

Considerando o circuito como um sistema ideal, toda energia fornecida pela fonte de alimentação $E_{V_{in}}$ é entregue ao capacitor intermediário E_{C1} . Logo, ao igualar as equações (5) e (6), obtém-se a Equação (7), que representa o ganho do estágio intermediário do conversor *boost* quadrático:

$$\frac{V_{C1}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (7)$$

2º Estágio - Circuito de saída: para o estágio de saída do conversor a mesma análise é desenvolvida, considerando agora o capacitor intermediário C_1 como fonte de alimentação e o indutor de saída L_2 como fonte de corrente constante. Portanto, a energia fornecida pela fonte E_{C1} durante a primeira etapa de operação, é dada por:

$$E_{C1} = V_{C1} \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_1 \quad (8)$$

A energia armazenada pelo capacitor de saída E_{C2} durante a segunda etapa de operação, é dada por:

$$E_{V_{C2}} = (V_{C2} - V_{C1}) \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_2 \quad (9)$$

Novamente, considerando o circuito de saída como um sistema ideal, toda energia fornecida pelo capacitor intermediário E_{C1} é entregue ao capacitor de saída E_{C2} . Portanto,

igualando as equações (8) e (9), obtém-se a Equação (10), que representa o ganho do estágio de saída do conversor *boost* quadrático:

$$\frac{V_{C2}}{V_{C1}} = \frac{1}{1-D} \quad (10)$$

Por meio das equações (7) e (10), que representam o ganho do estágio de entrada e saída do circuito *boost* quadrático, respectivamente. Pode-se obter a relação entre a tensão de saída V_{C2} e a tensão de entrada V_{in} . Essa relação define o ganho estático de um dos circuitos *boost* quadrático utilizados nesse conversor, expresso pela Equação (11):

$$\frac{V_{C2}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (11)$$

Considerando a simetria do conversor, a mesma análise é válida para o segundo circuito *boost* quadrático composto pelos indutores L_3 e L_4 , e pelos capacitores C_3 e C_4 . A tensão de saída desse circuito é V_{C4} , e a relação de ganho para a tensão de entrada é dada pela Equação (12):

$$\frac{V_{C4}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (12)$$

Como pode-se observar na estrutura do conversor apresentada na Figura 15, a tensão de saída V_o sobre a carga, é obtida de maneira diferencial entre V_{C2} e V_{C4} . Portanto, essa tensão é expressa por:

$$V_o = V_{C2} + V_{C4} - V_{in} \quad (13)$$

Substituindo as equações (11) e (12) em (13), obtém-se:

$$V_o = \left(\frac{1}{(1-D)^2} \cdot V_{in} + \frac{1}{(1-D)^2} \cdot V_{in} \right) - V_{in} \quad (14)$$

Simplificando, obtém-se a relação total de ganho estático ideal do conversor dual *boost* quadrático, expressa pela Equação (15):

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{(1-D)^2} - 1 \quad (15)$$

3.2 EQUAÇÕES DE ESFORÇOS NOS COMPONENTES

Nesta seção é apresentado o desenvolvimento das equações que determinam os esforços nos componentes passivos e semicondutores do conversor dual *boost* quadrático. Para simplificar a análise, o desenvolvimento é feito apenas para um dos conversores *boost* quadrático que compõem a topologia, as equações de esforços para a outra parte do circuito são idênticas.

As equações desenvolvidas nessa análise, serão utilizadas posteriormente para o projeto e dimensionamento dos componentes do conversor.

3.2.1 Corrente nos indutores

Corrente no indutor de entrada L_1 : inicialmente determina-se a equação da tensão no indutor, que relaciona indutância com a derivada de corrente, conforme a Equação (16):

$$V_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{dI_{L1}(t)}{dt} \quad (16)$$

A partir da análise da malha tensão do indutor na primeira etapa de operação, observa-se que a tensão em L_1 é fornecida pela fonte de alimentação V_{in} , logo:

$$V_{in} = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} \quad (17)$$

A partir da Equação (17) obtém-se a equação que determina a ondulação de corrente, em função do valor da indutância L_1 , onde: $\Delta t = D \cdot t_s$ e $t_s = 1/f_s$.

$$\Delta I_{L1} = V_{in} \cdot \frac{D}{L_1 \cdot f_s} \quad (18)$$

Assim a corrente total de entrada do conversor se divide pelas duas partes do circuito. Porém, devido à ligação diferencial a corrente média nos indutores de entrada L_1 e L_3 não é exatamente igual à metade da corrente média de entrada. Portanto, essa corrente pode ser obtida a partir da corrente de saída I_o , definida pela Equação (19):

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (19)$$

A relação entre corrente de entrada e saída é dada pelo ganho do conversor. Assim, considerando a análise parcial da topologia, a corrente em um dos indutores de entrada é obtida multiplicando a corrente de saída I_o pelo ganho estático, definido na Equação (11), conforme a Equação (20):

$$I_{L1_med} = \frac{I_o}{(1-D)^2} \quad (20)$$

A partir disso, pode-se obter o valor máximo de corrente nos indutores de entrada, somando metade da ondulação, descrita pela Equação (18), conforme a Equação (21):

$$I_{L1_max} = \frac{I_o}{(1-D)^2} + V_{in} \cdot \frac{D}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (21)$$

Da mesma forma obtém-se o valor mínimo de corrente dado pela equação a seguir:

$$I_{L1_min} = \frac{I_o}{(1-D)^2} - V_{in} \cdot \frac{D}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (22)$$

Corrente no indutor intermediário L_2 : a análise é semelhante para o indutor intermediário L_2 . Partindo da equação de tensão sobre o indutor na primeira etapa de operação onde o mesmo é magnetizado, conforme a Equação (23).

$$V_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{dI_{L2}(t)}{dt} \quad (23)$$

Desse modo, a tensão sobre o indutor L_2 , na primeira etapa de operação, é fornecida pelo capacitor intermediário C_1 , logo:

$$V_{C1} = L_2 \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t} \quad (24)$$

Onde a tensão no capacitor intermediário V_{C1} é dada pelo ganho do primeiro estágio do conversor *boost* quadrático, definido na Equação (7), em função da tensão de entrada V_{in} .

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (25)$$

Substituindo a Equação (25) em (24) e considerando que $\Delta t = D \cdot t_s$ e $t_s = 1/f_s$, obtém-se a ondulação de corrente no indutor em função da indutância, conforme a seguir:

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{in} \cdot D}{L_2 \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (26)$$

A corrente no indutor intermediário também pode ser obtida a partir da corrente de saída I_o . Entretanto, multiplica-se a corrente pelo ganho estático do segundo estágio, definido na Equação (10). Logo a corrente média em L_2 é definida por:

$$I_{L2_med} = \frac{I_o}{1-D} \quad (27)$$

Dessa forma, utilizando a Equação (26) determina-se o valor máximo de corrente em L_2 , conforme a equação (28):

$$I_{L2_max} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_2 \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (28)$$

Já a corrente mínima em L_2 é dada por:

$$I_{L2_min} = \frac{I_o}{1-D} - \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_2 \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (29)$$

3.2.2 Tensão nos capacitores

Ondulação de tensão no capacitor intermediário C_1 : inicialmente para determinar a ondulação de tensão deve-se partir da equação da corrente no capacitor, que relaciona a derivada de tensão com a capacitância, conforme a Equação (30).

$$I_{C1}(t) = C_1 \cdot \frac{dV_{C1}}{dt} \quad (30)$$

Idealmente, a corrente média no capacitor é igual a zero. Portanto, para esta análise pode-se concluir que a corrente no capacitor intermediário é dada pela corrente de saída do primeiro estágio elevador do circuito *boost* quadrático. Ou seja, a corrente média I_{L2_med} definida na Equação (27).

$$I_{C1} = \frac{I_o}{1-D} \quad (31)$$

Logo a Equação (30) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\frac{I_o}{1-D} = C_1 \cdot \frac{\Delta V_{C1}}{\Delta t} \quad (32)$$

Onde novamente $\Delta t = D \cdot t_s$ e $t_s = 1/f_s$. Finalmente determina-se a ondulação de tensão nesse capacitor, conforme a equação seguinte:

$$\Delta V_{C1} = \frac{I_o \cdot D}{C_1 \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (33)$$

Tensão média no capacitor intermediário C_1 : a partir da análise de ganho estático apresentada anteriormente, a tensão média no capacitor intermediário é definida isolando V_{C1} na Equação (7), conforme a seguir:

$$V_{C1_med} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (34)$$

Ondulação de tensão no capacitor de saída C_2 : utilizando a mesma análise para o capacitor de saída, inicialmente determina-se a equação de corrente no capacitor, conforme a Equação (35).

$$I_{C2}(t) = C_2 \cdot \frac{dV_{C2}}{dt} \quad (35)$$

Analisando o circuito parcial de saída, pode-se concluir que a corrente no capacitor C_2 é igual a corrente total de saída do conversor dual *boost* quadrático, ou seja, a corrente I_o é definida em (19).

$$I_{C2} = I_o \quad (36)$$

Reescrevendo a Equação (30) têm-se:

$$I_o = C_2 \cdot \frac{\Delta V_{C2}}{\Delta t} \quad (37)$$

Fazendo $\Delta t = D \cdot t_s$ e $t_s = 1/f_s$. Finalmente a ondulação de tensão no capacitor de saída é definida conforme a Equação (38):

$$\Delta V_{C2} = \frac{I_o \cdot D}{C_2 \cdot f_s} \quad (38)$$

Tensão média no capacitor de saída C_2 : com a análise do circuito de saída apresentada anteriormente determina-se a relação de tensão entre os capacitores V_{C1} e V_{C2} da Equação (10), isolando V_{C1} , têm-se:

$$V_{C2_med} = V_{C1_med} \cdot \frac{1}{1-D} \quad (39)$$

Substituindo a Equação (34) em (39), obtém-se a equação que determina a tensão média no capacitor de saída em função de V_{in} .

$$V_{C2_med} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (40)$$

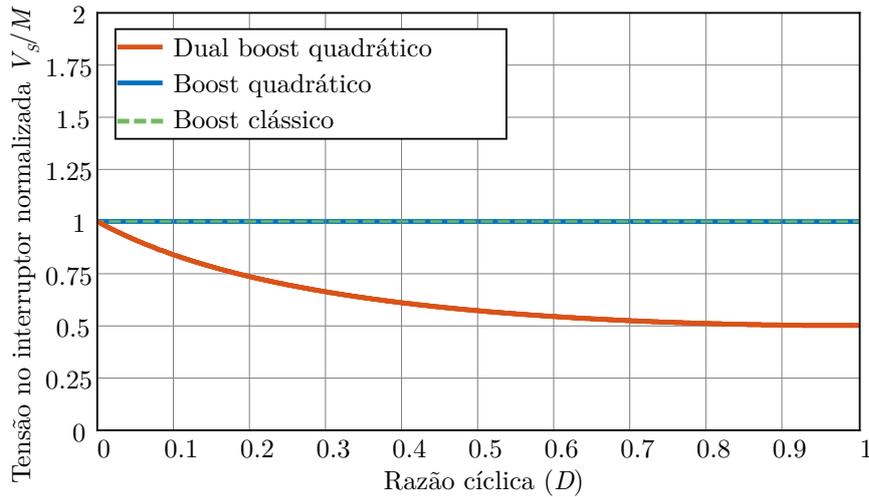
3.2.3 Esforços de tensão e corrente nos interruptores

Tensão máxima no interruptor S_1 : ao observar a segunda etapa de operação do conversor apresentada na Figura 15b, conclui-se que a tensão máxima no interruptor é igual à tensão máxima no capacitor de saída V_{C2} . Portanto, a mesma pode ser obtida somando metade da ondulação definida na Equação (38), com a tensão média dada por (40). Logo:

$$V_{S1_max} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} + \frac{I_o \cdot D}{2 \cdot C_2 \cdot f_s} \quad (41)$$

Normalizando o esforço de tensão nos interruptores dado pela Equação (41), em função do ganho estático do conversor (M), pode-se avaliar o comportamento de estresse nos interruptores ao longo da faixa de ganho teórica do conversor, conforme apresentado pela Figura 18:

Figura 18 – Gráfico comparativo de tensão máxima nos interruptores.



Fonte: (AYRES *et al.*, 2018)

Corrente média em S_1 : o interruptor S_1 conduz a corrente de magnetização dos indutores L_1 e L_2 . Logo, a corrente média é obtida por meio da integral da soma das correntes nos indutores em um período de comutação, conforme a Equação (42):

$$I_{S1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (I_{L1_med} + I_{L2_med}) dt \quad (42)$$

Resolvendo a integral têm-se:

$$I_{S1_med} = \frac{(I_{L1_med} + I_{L2_med})}{T_s} \cdot t \Big|_0^{D \cdot T_s} \quad (43)$$

Logo, a corrente média no interruptor é definida conforme a Equação (44):

$$I_{S1_med} = (I_{L1_med} + I_{L2_med}) \cdot D \quad (44)$$

Corrente eficaz em S_1 : para determinar a corrente eficaz no interruptor, deve-se obter o valor RMS da Equação (42), conforme (45):

$$I_{S1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (I_{L1_med} + I_{L2_med})^2 dt} \quad (45)$$

Simplificando a equação e resolvendo a integral obtém-se:

$$I_{S1_ef} = (I_{L1_med} + I_{L2_med}) \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot t \Big|_0^{D \cdot T_s}} \quad (46)$$

Finalmente a corrente eficaz no interruptor é definida conforme a seguir:

$$I_{S1_ef} = (I_{L1_med} + I_{L2_med}) \cdot \sqrt{D} \quad (47)$$

As expressões desenvolvidas para o interruptor S_1 também são válidas para S_2 , onde se deve apenas substituir os valores de I_{L1} e I_{L2} por I_{L3} e I_{L4} , respectivamente. Da mesma forma, com o valor do capacitor de saída C_2 substituído por C_4 .

3.2.4 Esforços de tensão e corrente nos diodos

Tensão máxima no diodo D_1 : com a análise das etapas de operação do conversor pode-se determinar que a tensão reversa máxima em D_1 equivale à tensão máxima em C_1 , dada pela soma de ΔV_{C1} e V_{C1_med} , conforme mostra a Equação (48):

$$V_{D1_max} = V_{C1_max} = V_{C1_med} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad (48)$$

Substituindo a tensão média e ondulação definidas em (33) e (34) respectivamente, obtém-se a tensão V_{D1_max} :

$$V_{D1_max} = \frac{V_{in}}{1-D} + \frac{I_o \cdot D}{2 \cdot C_1 \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (49)$$

Corrente média no diodo D_1 : integrando a corrente I_{L1_med} no período em que ocorre a segunda etapa de operação, onde D_1 conduz a corrente do indutor L_1 , obtém-se I_{D1_med} conforme apresenta a Equação (50).

$$I_{D1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} I_{L1_med} dt \quad (50)$$

Resolvendo a integral definida, tem-se:

$$I_{D1_med} = \frac{I_{L1_med}}{T_s} \cdot t \Big|_0^{(1-D) \cdot T_s} \quad (51)$$

Por fim, a corrente I_{D1_med} pode ser calculada de maneira simplificada, conforme a Equação (52):

$$I_{D1_med} = I_{L1_med} \cdot (1-D) \quad (52)$$

Corrente eficaz no diodo D₁: a corrente I_{D1_ef} é obtida por meio do valor RMS da corrente I_{L1_med} durante a segunda etapa de operação, período em que D_1 conduz a corrente de desmagnetização de L_1 :

$$I_{D1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} (I_{L1_med})^2 dt} \quad (53)$$

Simplificando a equação e resolvendo a integral, tem-se:

$$I_{D1_ef} = I_{L1_med} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot t \Big|_0^{(1-D) \cdot T_s}} \quad (54)$$

Por fim, chega-se a equação simplificada que determina a corrente eficaz em D_1 .

$$I_{D1_ef} = I_{L1_med} \cdot \sqrt{1 - D} \quad (55)$$

Tensão máxima no diodo D₂: com base nas etapas de operação do conversor pode-se observar que a tensão reversa máxima em D_2 equivale à tensão máxima em C_2 , dada pela soma de ΔV_{C2} e V_{C2_med} , conforme a Equação (56):

$$V_{D2_max} = V_{C2_max} = V_{C2_med} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \quad (56)$$

Substituindo as Equações (38) e (40) em (56) obtém-se V_{D2_max} .

$$V_{D2_max} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} + \frac{I_o \cdot D}{2 \cdot C_2 \cdot f_s} \quad (57)$$

Corrente média no diodo D₂: assim como D_1 esse diodo conduz apenas durante a segunda etapa de operação, e sua corrente média é obtida a partir da integral de I_{L2} no período referente a esta etapa, conforme mostra a Equação (58):

$$I_{D2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} I_{L2_med} dt \quad (58)$$

Resolvendo a integral têm-se:

$$I_{D2_med} = \frac{I_{L2_med}}{T_s} \cdot t \Big|_0^{(1-D) \cdot T_s} \quad (59)$$

Dessa forma, a corrente média em D_2 é dada pela Equação (60):

$$I_{D2_med} = I_{L2_med} \cdot (1 - D) \quad (60)$$

Corrente eficaz no diodo D₂: o valor eficaz da corrente em D_2 é obtido a partir da corrente I_{L2_med} na segunda etapa, conforme a Equação (61):

$$I_{D2_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} (I_{L2_med})^2 dt} \quad (61)$$

Simplificando a equação e resolvendo a integral, obtém-se:

$$I_{D2_ef} = I_{L2_med} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot t \Big|_0^{(1-D) \cdot T_s}} \quad (62)$$

Finalmente, a corrente eficaz é dada pela Equação (63):

$$I_{S2_ef} = I_{L2_med} \cdot \sqrt{1-D} \quad (63)$$

Tensão máxima no diodo D_3 : por meio da análise das etapas de operação, pode-se observar que a tensão reversa máxima no diodo D_3 equivale à diferença de tensão entre os capacitores C_1 e C_2 , como segue:

$$V_{D3_max} = V_{C2_max} - V_{C1_max} \quad (64)$$

Onde, V_{C1_max} e V_{C2_max} são dadas pela soma da tensão média e ondulação em cada capacitor, conforme a Equação (65):

$$V_{D3_max} = \left(V_{C2_med} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \right) - \left(V_{C1_med} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \right) \quad (65)$$

Substituindo as Equações (33), (34), (38) e (40) em (65), encontra-se a Equação (66) que define a tensão no diodo D_2 . Entretanto, considerando que geralmente o dimensionamento dos capacitores utiliza como parâmetro uma ondulação de tensão em torno de 2% do valor médio, o segundo e quarto termo da equação referentes a ondulação de tensão podem ser desconsiderados, para simplificar a equação final:

$$V_{D3_max} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} + \frac{I_o \cdot D}{2 \cdot C_2 \cdot f_s} - \frac{V_{in}}{1-D} - \frac{I_o \cdot D}{2 \cdot C_1 \cdot f_s \cdot (1-D)} \quad (66)$$

Portanto, a equação que define a tensão máxima em D_3 é determinada de maneira simplificada pela Equação (67):

$$V_{D3_max} = \frac{V_{in} \cdot D}{(D-1)^2} \quad (67)$$

Corrente média no diodo D_3 : este diodo é responsável por conduzir a corrente do indutor L_1 durante a primeira etapa de operação. Portanto, sua corrente média é definida conforme a Equação (68):

$$I_{D3_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_{L1_med} dt \quad (68)$$

Resolvendo a integral definida, tem-se:

$$I_{D3_med} = \frac{I_{L1_med}}{T_s} \cdot t \Big|_0^{D \cdot T_s} \quad (69)$$

Finalmente a corrente média em D_3 é definida conforme a equação seguinte.

$$I_{D3_med} = I_{L1_med} \cdot D \quad (70)$$

Corrente eficaz no diodo D_3 : com o valor RMS da corrente I_{L1_med} na primeira etapa de operação, encontra-se o valor da corrente I_{D3_ef} , conforme a Equação (71):

$$I_{D3_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} (I_{L1_med})^2 dt} \quad (71)$$

Simplificando e resolvendo a integral definida, tem-se:

$$I_{D3_ef} = I_{L1_med} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot t|_0^{D \cdot T_s}} \quad (72)$$

Por fim, a corrente eficaz no diodo D_3 é definida pela Equação (73):

$$I_{D3_ef} = I_{L1_med} \cdot \sqrt{D} \quad (73)$$

4 METODOLOGIA DE PROJETO

Neste capítulo apresenta-se a metodologia de projeto utilizada para o desenvolvimento do protótipo do conversor dual *boost* quadrático. São abordados o dimensionamento dos componentes passivos, incluindo o projeto dos indutores, a escolha e as especificações dos semicondutores. Por fim, é realizada a análise teórica das perdas, considerando os parâmetros e componentes adotados.

4.1 ESPECIFICAÇÕES INICIAIS DE PROJETO

Primeiramente, as especificações de projeto são estabelecidas para dimensionar os componentes, conforme apresentado na Tabela 1. Os valores foram especificados com base nas características do módulo JAM72S30-550/MR. A tensão de entrada foi determinada conforme a tensão no ponto de máxima potência (V_{MPP}) fornecida pelo módulo, contudo, deve-se considerar que a tensão máxima em D_1 e D_4 será maior quando a tensão de entrada for próxima à tensão de circuito aberto (V_{ca}). Já a tensão de saída é escolhida considerando a viabilidade de conexão com a rede elétrica através de um inversor monofásico com modulação convencional.

Tabela 1 – Especificações iniciais de projeto para o conversor dual *boost* quadrático

Grandeza	Valor
Tensão de entrada	$V_{in} = 42 V$
Tensão de saída	$V_o = 380 V$
Frequência de comutação	$f_s = 100 KHz$
Potência de saída	$P_o = 500 W$
Ondulação de corrente (L_1, L_3)	$\Delta I_{L1} = 10 \%$
Ondulação de corrente (L_2, L_4)	$\Delta I_{L2} = 25 \%$
Ondulação de tensão (C_1, C_3)	$\Delta V_{C1} = 2 \%$
Ondulação de tensão (C_2, C_4)	$\Delta V_{C2} = 1 \%$

A partir das especificações iniciais do conversor, são calculadas algumas grandezas para o ponto de operação definido. Primeiramente, a corrente total de entrada I_{in} é definida conforme a Equação (74).

$$I_{in} = \frac{P_o}{V_{in}} \quad (74)$$

A corrente de saída do conversor I_o é calculada conforme a Equação (75).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (75)$$

O ganho estático necessário para chegar as especificações adotadas, é dado pela Equação (76).

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (76)$$

Com o ganho estático necessário definido, pode-se determinar a razão cíclica aproximada para o ponto de operação, a partir da equação que define o ganho estático do conversor dual *boost* quadrático. Manipulando a Equação (15), igualando-a a zero para encontrar o valor de D , chega-se a uma equação do segundo grau, dada por (77).

$$(M + 1) \cdot (1 - 2D + D^2) - 2 = 0 \quad (77)$$

Substituindo o valor de M na equação (77) e resolvendo-a, encontram-se duas raízes reais positivas. A primeira raiz é um valor entre zero e um, que representa o valor de D . O valor de D , e os valores das grandezas encontradas por meio das Equações (74), (75), (20), (27), (34) e (40) são apresentados na Tabela 2. Maiores detalhes sobre a resolução numérica dessas equações e o projeto do conversor estão disponíveis no Apêndice A.

Tabela 2 – Grandezas no ponto de operação.

Grandeza	Valor
Razão cíclica	$D \approx 0,55$
Corrente de entrada	$I_{in} = 11,9 A$
Corrente de saída	$I_o = 1,32 A$
Corrente nos indutores L_1 e L_3	$I_{L1} = 6,61 A$
Corrente nos indutores L_2 e L_4	$I_{L2} = 2,94 A$
Tensão nos capacitores C_1 e C_3	$V_{C1} = 94 V$
Tensão nos capacitores C_2 e C_4	$V_{C2} = 211 V$

4.2 PROJETO DOS INDUTORES

O projeto dos indutores é feito com base nas equações desenvolvidas no Capítulo 3, considerando os parâmetros iniciais preestabelecidos na Tabela 1. Primeiramente o dimensionamento dos indutores é desenvolvido para determinar os valores de indutância e ondulação de corrente, posteriormente esses dados são utilizados para realizar o projeto físico dos magnéticos.

4.2.1 Dimensionamento dos indutores L_1 e L_2

Para determinar a indutância de entrada do conversor, primeiramente adotou-se uma ondulação de corrente de $\Delta I_{L1} = 10\%$ do valor nominal, considerando que esse valor deve ser relativamente mais baixo visando menos esforços da fonte de alimentação. Portanto, a indutância é determinada a partir da Equação (18), que expressa a relação da ondulação de corrente com a indutância, dessa forma, o valor de L_1 é definido conforme a Equação (78).

$$L_1 = V_{in} \cdot \frac{D}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} \quad (78)$$

O indutor intermediário pode ser considerado menos crítico quanto a ondulação de corrente, pelo fato de conduzir uma corrente menor e não influenciar diretamente na

fonte de alimentação, nesse caso se adotou $\Delta I_{L2} = 25\%$ para o projeto. Essa indutância é então determinada pela Equação (26), a partir da ondulação definida. Dessa forma, o valor de L_1 é definido pela Equação (79).

$$L_2 = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{L2} \cdot f_s \cdot (1 - D)} \quad (79)$$

Por meio das equações de dimensionamento dos indutores, foram obtidos os valores correspondentes, os quais estão apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Valores calculados para os indutores.

Componente	Valor
Indutores de entrada L_1 e L_3	$352 \mu H$
Indutores intermediário L_2 e L_4	$707 \mu H$

4.2.2 Projeto físico dos indutores

O projeto físico dos indutores envolve a seleção adequada dos materiais, o cálculo dos parâmetros elétricos e a determinação das dimensões físicas do indutor. Além dos valores de indutância e corrente definidos anteriormente, mais alguns parâmetros são especificados para o projeto conforme a Tabela 4.

Tabela 4 – Principais parâmetros de projeto dos indutores.

Especificação	Atribuição
Temperatura ambiente	$T_a = 25^\circ C$
Variação de temperatura (L_1)	$\Delta T_{L1} = 50^\circ C$
Variação de temperatura (L_2)	$\Delta T_{L2} = 60^\circ C$
Fator de utilização (L_1)	$k_u = 0,6$
Fator de utilização (L_2)	$k_u = 0,5$

Com base nos parâmetros especificados e nos valores determinados para os componentes magnéticos, o projeto dos indutores foi realizado e encontra-se disponível no Apêndice B. Os valores medidos e as principais características dos indutores são descritos na Tabela 5. Os modelos comerciais dos núcleos utilizados são do fabricante Thorton Eletrônica LTDA. (2023).

4.3 DIMENSIONAMENTO DOS CAPACITORES

O dimensionamento dos capacitores envolve a escolha adequada com base na capacitância necessária, tolerância, tensão de trabalho, além de fatores como impedância na frequência de operação desejada e tipo do capacitor. Portanto, são considerados os requisitos de projeto do conversor, como a frequência de operação e a tensão de trabalho em cada capacitor. Além disso, consideram-se as restrições físicas visando compactar a montagem do protótipo.

Tabela 5 – Especificações dos indutores construídos.

Indutores de entrada L₁ e L₃	
Indutância	370 μ H
Tamanho do gap	1,26mm
Fio utilizado	AWG 27x19
Número de espiras	N = 44
Núcleo	Thornton NEE-42/21/20
Indutores intermediários L₂ e L₄	
Indutância	790 μ H
Tamanho do gap	1,88mm
Fio utilizado	AWG 27x7
Número de espiras	N = 72
Núcleo	Thornton NEE-42/21/20

De maneira geral, os capacitores são denominados de acordo com o tipo de dielétrico com o qual são compostos ou com base em suas características construtivas. Conforme (SINCLAIR, 2000), os principais tipos de capacitores são: capacitores de cerâmica ou mica, capacitores de filme, capacitores eletrolíticos, capacitores de tântalo.

Os capacitores eletrolíticos são amplamente utilizados em circuitos de potência em corrente contínua (CC). No entanto, devido às suas características, como alta resistência equivalente em série (ESR) e resposta lenta a frequências elevadas. Esses capacitores podem ser uma das principais causas de falhas nos circuitos em que são aplicados (LAHYANI *et al.*, 1998). Portanto, para este trabalho, o uso desse tipo de capacitor se torna inviável.

Optou-se pela utilização de capacitores de filme metalizado, devido à sua viabilidade para o projeto do conversor, considerando aspectos como tensão, frequência de operação e capacitância. Esses capacitores apresentam características adequadas para atender aos requisitos do projeto, proporcionando um desempenho mais satisfatório.

A capacitância é determinada com base na ondulação de tensão desejada, especificada anteriormente na Tabela 1. Para os capacitores de entrada (C_1 e C_3), partindo da equação (33), isolando C_1 obtém-se:

$$C_1 = \frac{I_o \cdot D}{\Delta V_{C1} \cdot f_s \cdot (1 - D)} \quad (80)$$

Da mesma forma, para os capacitores de saída (C_2 e C_4), a partir da Equação (38) a capacitância pode ser definida, conforme a Equação (81)

$$C_2 = \frac{I_o \cdot D}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} \quad (81)$$

Os valores correspondentes foram obtidos através das equações de dimensionamento dos capacitores e estão mostrados na Tabela 6.

Considerando os parâmetros especificados e os valores determinados, os capacitores foram definidos visando utilizar o valor mais próximo possível do projeto dentre

Tabela 6 – Valores calculados para os capacitores.

Especificação	Atribuição
Capacitores intermediários C_1 e C_3	$17,3\ \mu\text{F}$
Capacitores de saída C_2 e C_4	$3,5\ \mu\text{F}$
Tensão máxima (C_1 e C_3)	94,68 V
Tensão máxima (C_2 e C_4)	211,72 V

os componentes disponíveis em laboratório. Os modelos escolhidos, com suas principais características são descritos na Tabela 7.

Tabela 7 – Especificações dos capacitores escolhidos.

Capacitores intermediários C_1 e C_3	
Modelo	EPCOS M10989786
Tensão	250 V
Capacitância	$15\ \mu\text{F}$
Capacitores de saída C_2 e C_4	
Modelo	VISHAY MKP1847H
Tensão	250 V
Capacitância	$5\ \mu\text{F}$

4.4 DIMENSIONAMENTO DOS SEMICONDUTORES

Na escolha dos semicondutores para o conversor, os componentes devem ser dimensionados considerando as grandezas de tensão máxima e corrente processada por cada um deles, além da frequência de operação adotada, para garantir que atendam às demandas do circuito.

No caso dos interruptores, é importante considerar que eles tendem a apresentar perdas de comutação mais expressivas a partir de 40 kHz. Portanto, para minimizar essas perdas, é necessário utilizar componentes mais rápidos, como transistores MOSFET (ALAM; KUMAR, K.; DUTTA, 2019). Com relação aos diodos, em aplicações na faixa de frequência de 100 kHz, adotada neste trabalho, é necessário utilizar diodos *Schottky*, que são diodos ultra-rápidos. Essa escolha é feita para garantir um desempenho adequado e minimizar perdas de recuperação reversa.

Para o dimensionamento e especificação dos semicondutores, são calculados os esforços de tensão e corrente em cada um, utilizando as equações (41) até (73) desenvolvidas no Capítulo 3. Os valores obtidos são apresentados na Tabela 8.

Considerando os valores de corrente eficaz e tensão máxima obtidos, é feita a escolha dos interruptores visando minimizar as perdas totais, ou seja, que apresente a melhor relação entre perdas em condução e por comutação. Nesse sentido, optou-se pelo uso do modelo de MOSFET IPZ65R019C7. Esse MOSFET possui características adequadas

Tabela 8 – Esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

Tensão máxima (S_1 e S_2)	211,72 V
Tensão máxima (D_1 e D_4)	94,68 V
Tensão máxima (D_2 e D_5)	211,72 V
Tensão máxima (D_3 e D_6)	116,86 V
Corrente eficaz (S_1 e S_2)	7,11 A
Corrente eficaz (D_1 e D_4)	4,41 A
Corrente eficaz (D_2 e D_5)	1,97 A
Corrente eficaz (D_3 e D_6)	4,91 A
Corrente média (S_1 e S_2)	5,29 A
Corrente média (D_1 e D_4)	2,94 A
Corrente média (D_2 e D_5)	1,31 A
Corrente média (D_3 e D_6)	3,66 A

para aplicações em frequências mais altas, como baixa carga de gate e tempo de entrada em condução relativamente baixo, conforme pode ser observado na Tabela 9 que reúne as principais características desse componente (INFINEON, 2013).

Tabela 9 – Características dos interruptores S_1 e S_2 .

Modelo	IPZ65R019C7
$V_{GS(máx)}$	650 V
I_D	62 A
$R_{DS(on)}$	19 m Ω
t_r	27 ns
t_f	5 ns

Embora os valores máximos de tensão e corrente desse MOSFET estejam acima dos requisitos do circuito, é importante considerar suas características específicas para operações em frequências mais elevadas, que possibilitam operar na faixa das centenas de kHz. Os MOSFETs de carbeto de silício (SiC) costumam apresentar essas características, porém, possuem um custo mais elevado. Portanto, a escolha do MOSFET IPZ65R019C7 é justificada, considerando as características desejadas e a relação custo-benefício para o projeto (ONG *et al.*, 2007).

Considerando o critério que envolve a frequência de comutação, a escolha dos diodos é um dos pontos-chave no projeto. Dentro da faixa de tensão e corrente estabelecida para os diodos, optou-se pelo uso do diodo Schottky de SiC modelo SDT10S30, que pode ser aplicado ao projeto com margens de segurança para eventuais distúrbios, conforme as características apresentadas na Tabela 10 (INFINEON, 2008).

Os diodos Schottky têm a vantagem de apresentar uma queda de tensão direta menor em condução em comparação com os diodos convencionais. No entanto, sua principal desvantagem está na tensão de ruptura reversa, que geralmente é baixa. Portanto, diodos desse modelo projetados para suportar tensões mais altas, na faixa de algumas centenas

Tabela 10 – Características dos diodos D_1 ao D_6 .

Modelo	SDT10S30
Tecnologia	SiC Schottky
V_{rrm}	300 V
I_F	10 A
Q_c	23 nC

de volts, tendem a apresentar uma queda de tensão direta maior, geralmente em torno de 1,6 V para uma tensão reversa de 300 V.

Apesar dessa característica, o diodo mencionado foi escolhido devido às suas propriedades adequadas para o projeto, considerando a frequência de comutação e as margens de segurança necessárias para o circuito.

4.5 ANÁLISE DE PERDAS

As perdas de energia nos conversores CC-CC podem ocorrer em vários componentes, incluindo indutores, capacitores, semicondutores (como diodos e transistores), transformadores e circuitos de comutação. É importante entender as causas e os efeitos dessas perdas para projetar conversores mais eficientes e com menor custo. A análise de perdas apresentada nesta seção envolve o uso de modelos matemáticos para estimar as perdas de energia nos principais componentes do circuito. Isso permite a otimização de projeto do conversor aumentando a eficiência do sistema. Além disso, a análise de perdas é útil para identificar componentes críticos do circuito que precisam de dissipação de calor adequada para evitar falhas prematuras.

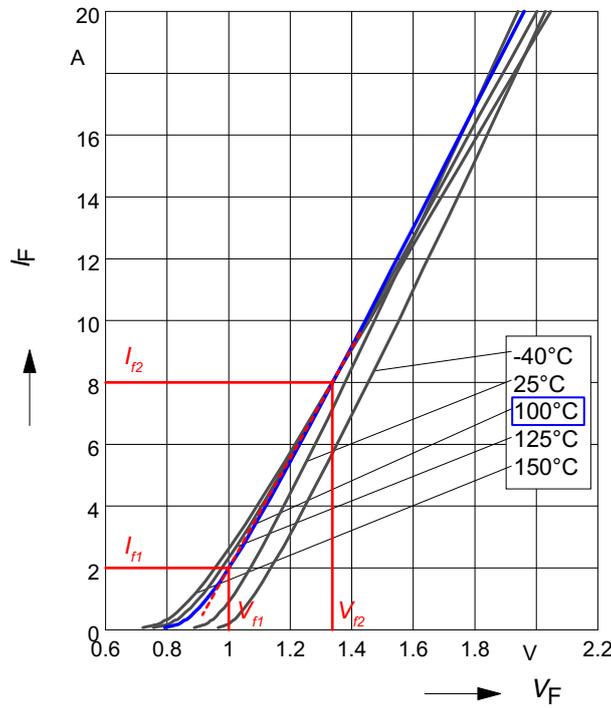
4.5.1 Cálculo das perdas nos diodos

Para estimar as perdas nos diodos, deve-se considerar as características reais do componente, que podem ser representadas basicamente pela queda de tensão interna $V_{(TO)}$ e a resistência série interna r_T (BARBI, Ivo, 2005). Esses valores não são apresentados na ficha técnica fornecida pelo fabricante, mas podem ser estimados através da curva $I_f \cdot V_f$ apresentada na Figura 19.

Considerando a faixa de operação dos diodos para o projeto deste trabalho, foram adotados dois pontos de corrente sendo $I_{f1} = 2A$ e $I_{f2} = 8A$, a uma temperatura de $100^\circ C$, obtendo-se as respectivas tensões diretas $V_{f1} = 1V$ e $V_{f2} \approx 1,34V$. Com isso pode-se linearizar a curva de operação do componente entre os pontos escolhidos, assim os valores aproximados de r_T e $V_{(TO)}$ podem ser obtidos, conforme as Equações (82) e (83):

$$r_T = \frac{V_{f2} - V_{f1}}{I_{f2} - I_{f1}} \quad (82)$$

Figura 19 – Curva característica de tensão direta do diodo SDT10S30



Fonte: Adaptado (INFINEON, 2008)

$$V_{(TO)} = \frac{V_{f1} \cdot I_{f2} - V_{f2} \cdot I_{f1}}{I_{f2} - I_{f1}} \quad (83)$$

Com os valores de tensão e corrente calculados anteriormente, as perdas de condução nos diodos D_1 , D_2 e D_3 podem ser calculadas, conforme a Equação (84). Considerando que todas as perdas para os demais diodos ($D_4/D_5/D_6$) são iguais.

$$P_{cond(D1)} = P_{cond(D4)} = V_{(TO)} \cdot I_{D1_med} + r_T \cdot I_{D1_ef}^2 \quad (84)$$

Com o mesmo procedimento são calculadas as perdas para os diodos D_2 e D_3 , considerando os mesmos valores para D_5 e D_6 , respectivamente.

$$P_{cond(D2)} = P_{cond(D5)} \quad (85)$$

$$P_{cond(D3)} = P_{cond(D6)} \quad (86)$$

Devido às características dinâmicas do diodo, as perdas por comutação também devem ser consideradas. Essas perdas se dividem em duas partes, sendo as perdas no bloqueio e entrada em condução. As perdas no bloqueio podem ser obtidas com os valores da carga total do diodo (Q_c), da tensão reversa no diodo após a saída de condução (V_{rm}) e da frequência de comutação (f_s), conforme apresentado a seguir.

$$P_{off(D1)} = P_{off(D4)} = Q_c \cdot V_{rm(D1)} \cdot f_s \quad (87)$$

$$P_{off}(D2) = P_{off}(D5) = Q_c \cdot V_{rm}(D2) \cdot f_s \quad (88)$$

$$P_{off}(D3) = P_{off}(D6) = Q_c \cdot V_{rm}(D3) \cdot f_s \quad (89)$$

Por se tratar de um diodo ultra-rápido a ficha técnica não fornece informações sobre o seu tempo de recuperação reversa (t_{rr}), neste caso as perdas por entrada em condução foram desconsideradas. Dessa forma as perdas totais em cada diodo são dadas pela soma das perdas em condução e bloqueio, como seguem:

$$P_{D1} = P_{cond}(D1) + P_{off}(D1) \quad (90)$$

$$P_{D2} = P_{cond}(D2) + P_{off}(D2) \quad (91)$$

$$P_{D3} = P_{cond}(D3) + P_{off}(D3) \quad (92)$$

As perdas totais são obtidas somando as perdas calculadas para os três diodos, referentes a um braço do conversor, multiplicadas por dois.

$$P_{D(total)} = (P_{D1} + P_{D2} + P_{D3}) \cdot 2 \quad (93)$$

As perdas calculadas para os diodos são reunidas na Tabela 11, apresentada a seguir:

Tabela 11 – Valores calculados de perdas nos diodos.

Perdas em D_1 e D_4	$P_{D1} = 3,94 \text{ W}$
Perdas em D_2 e D_5	$P_{D2} = 1,87 \text{ W}$
Perdas em D_3 e D_6	$P_{D3} = 4,88 \text{ W}$
Perdas totais nos diodos	$P_{D(total)} = 21,4 \text{ W}$

4.5.2 Cálculo das perdas nos interruptores

As perdas nos interruptores se dividem principalmente em perdas por condução e perdas por comutação. Inicialmente para estimar as perdas em condução deve-se considerar a resistência série do interruptor utilizado ($R_{DS(on)}$), e a corrente eficaz conduzida. Assim, como foi considerado para os diodos, devido à característica simétrica do conversor, as perdas calculadas para o interruptor S_1 são equivalentes para S_2 (MARTINS, Denizar Cruz, 2018).

$$P_{cond}(S1) = R_{DS(on)} \cdot I_{S1_ef}^2 \quad (94)$$

A seguir, são apresentadas as perdas de entrada em condução, que dependem da tensão máxima sobre o interruptor durante o bloqueio (V_{DS}), da corrente máxima no dreno (I_D), da frequência de comutação (f_s) e do tempo de subida da corrente (t_r). Neste caso, é importante considerar a carga de recuperação reversa do diodo de saída D_2 , que se soma a corrente drenada pelo interruptor no instante do bloqueio.

$$P_{on}(S1) = \left(\frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot t_r + Q_c \cdot V_{rm}(D1) \right) \cdot f_s \quad (95)$$

As perdas na saída de condução são calculadas com base no tempo de descida (t_f). Porém, não é considerada aqui a corrente de recuperação reversa do diodo de saída.

$$P_{off(S1)} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot t_f \cdot f_s \quad (96)$$

Somando as perdas de comutação e condução, determina-se o total de perdas nos interruptores:

$$P_{S1} = P_{cond(S1)} + P_{on(S1)} + P_{off(S1)} \quad (97)$$

$$P_{S(total)} = P_{S1} \cdot 2 \quad (98)$$

Os valores calculados são apresentados a seguir na Tabela 12.

Tabela 12 – Valores calculados de perdas nos interruptores.

Perdas em condução	$P_{cond(S1)} = 962 \text{ mW}$
Perdas na entrada em condução	$P_{on(S1)} = 2,851 \text{ mW}$
Perdas no bloqueio	$P_{off(S1)} = 574 \text{ mW}$
Perdas totais nos interruptores	$P_{S(total)} = 8,77 \text{ W}$

4.5.3 Cálculo das perdas nos indutores

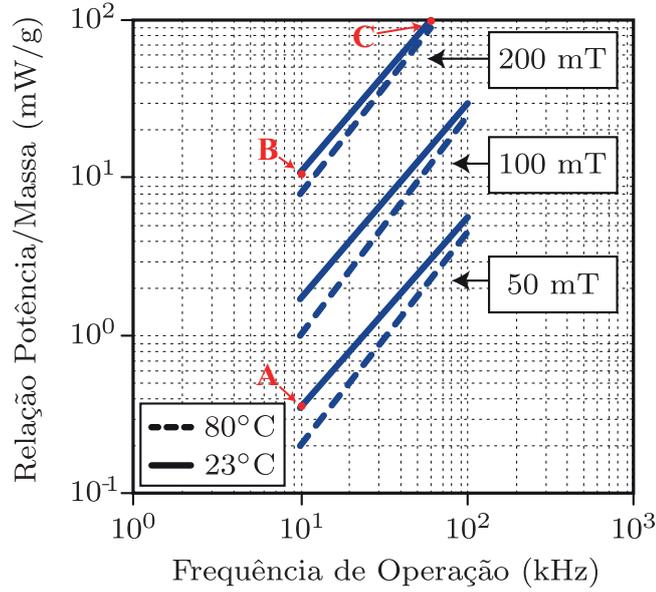
As perdas nos indutores se dividem em perdas no núcleo (P_{fe}) e perdas no cobre (P_{cu}). Neste caso, onde a parcela CA da corrente nos indutores é relativamente pequena, devido à baixa ondulação de corrente. As perdas no núcleo são bem menores em comparação com as perdas no enrolamento, todavia devem ser consideradas. Portanto, a energia dissipada no núcleo pode ser definida com base na equação geral de *Steinmetz* (GSE), conforme a Equação (99) (HURLEY; WÖLFLE, 2013).

$$P_{fe} = K_c \cdot f^\alpha \cdot B_{max}^\beta \quad (99)$$

Inicialmente para a utilização desse método, é necessário determinar os coeficientes de *Steinmetz* K_c , α e β . Esses coeficientes podem ser encontrados na ficha técnica do núcleo, ou na falta desses dados, podem ser definidos com base no gráfico de perdas do núcleo, sendo geralmente disponibilizado pelos fabricantes. Neste caso, o material do núcleo utilizado foi o *IP12R* da fabricante *Thornton*, e os coeficientes não estão disponíveis. Portanto, os mesmos são determinados com base no gráfico de perdas, que relaciona a potência dissipada com a frequência de operação e a densidade de fluxo magnético, como apresentado na Figura 20. A partir desse gráfico são determinados três pontos (*A*, *B* e *C*), os quais indicam os três pontos de operação específicos para o núcleo e serão utilizados para determinar os coeficientes de *Steinmetz*.

- Ponto A: $f_a = 10 \text{ kHz}$, $B_a = 50 \text{ mT}$, $P_a = 0,35 \text{ mW/g}$;
- Ponto B: $f_b = 10 \text{ kHz}$, $B_b = 200 \text{ mT}$, $P_b = 10 \text{ mW/g}$;
- Ponto C: $f_c = 40 \text{ kHz}$, $B_c = 200 \text{ mT}$, $P_c = 60 \text{ mW/g}$.

Figura 20 – Grafico de perdas do núcleo Thornton-IP12R



Fonte: Adaptado (FRAYTAG, 2020).

Considerando que as grandezas são apresentadas no gráfico em escala logarítmica, os coeficientes são obtidos aplicando os três pontos definidos, conforme as Equações (100), (101) e (102) a seguir.

$$\alpha = \frac{\ln\left(\frac{P_c}{P_b}\right)}{\ln\left(\frac{f_c}{f_b}\right)} \quad (100)$$

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{P_b}{P_a}\right)}{\ln\left(\frac{B_b}{B_a}\right)} \quad (101)$$

$$k_c = \frac{P_c}{(f_c)^\alpha (B_c)^\beta} \quad (102)$$

4.5.3.1 Perdas no núcleo

Com os coeficientes determinados, as perdas no núcleo dos indutores podem ser estimadas utilizando a Equação (99), onde o valor de pico do fluxo magnético B_{max} é igual à metade da variação do fluxo no indutor ΔB , e V_c é o volume do núcleo utilizado, como indicado na ficha técnica do componente. Com as Equações (103) e (104), são estimadas as perdas no núcleo para os indutores L_1 e L_2 , sendo respectivamente iguais para L_3 e L_4 , assim como nas demais perdas definidas a seguir.

$$P_{fe(L1)} = V_c \cdot K_c \cdot f_s^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B_{L1}}{2}\right)^\beta \quad (103)$$

$$P_{fe(L2)} = V_c \cdot K_c \cdot f_s^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B_{L2}}{2} \right)^\beta \quad (104)$$

4.5.3.2 Perdas no cobre

As perdas nos enrolamentos são ocasionadas por alguns efeitos conhecidos, como o efeito pelicular (*skin effect*) e efeito de proximidade (*proximity effect*). Esses efeitos são resultados da lei de faraday, a qual indica como a corrente flui em um condutor para se opor ao fluxo de corrente alternada na forma de correntes parasitas (*eddy currents*). Basicamente, quando uma corrente alternada flui em um condutor a densidade de corrente tende a se acumular na superfície, caracterizando o efeito pelicular que aumenta proporcionalmente a frequência. Por outro lado, o efeito de proximidade ocorre quando existe interferência do campo magnético entre condutores próximos. Ambos efeitos contribuem para o aumento da resistência CA (R_{ca}), e fazem com que as perdas em alta frequência sejam maiores quando a componente CA no magnético for significativa (HURLEY; WÖLFLE, 2013).

Neste projeto, considerando a baixa ondulação de corrente nos magnéticos, as perdas por efeito pelicular e proximidade são praticamente desprezíveis, a maioria está relacionada a componente CC da corrente. Dessa forma as perdas no cobre podem ser estimadas considerando apenas a resistência CC do enrolamento (R_{cc}), conforme a Equação (105):

$$P_{cu} = \frac{MLT \cdot N_{espira} \cdot I_{ef}^2}{n_{cond.}} \cdot \rho_w \quad (105)$$

Onde ρ_w é o fator de correção de temperatura, o qual considera a resistividade do fio utilizado e o coeficiente temperatura do cobre para maior precisão.

$$\rho_w = \rho_{avg} [1 + \alpha_{20} (T_{\max} - 20^\circ C)] \quad (106)$$

Utilizando essas equações, pode-se então estimar as perdas no cobre.

$$P_{cu(L1)} = \frac{MLT_{L1} \cdot N_{L1} \cdot I_{ef}^2}{n_{L1}} \cdot \rho_{avg} [1 + \alpha_{20} (T_{\max} - 20^\circ C)] \quad (107)$$

Com o mesmo procedimento obtém-se a perdas em L_2 .

$$P_{cu(L2)} = \frac{MLT_{L2} \cdot N_{L2} \cdot I_{ef}^2}{n_{L1}} \cdot \rho_{avg} [1 + \alpha_{20} (T_{\max} - 20^\circ C)] \quad (108)$$

4.5.3.3 Perdas totais nos indutores

As perdas totais em cada um dos indutores é dada pela soma das perdas no núcleo e no cobre.

$$P_{L1} = P_{fe(L1)} + P_{cu(L1)} \quad (109)$$

$$P_{L2} = P_{fe(L2)} + P_{cu(L2)} \quad (110)$$

Por fim, as perdas totais nos magnéticos são:

$$P_{L(total)} = (P_{L1} + P_{L2}) \cdot 2 \quad (111)$$

A Tabela 13 apresenta os valores das perdas nos indutores obtidas conforme os procedimentos apresentados.

Tabela 13 – Valores calculados de perdas nos indutores.

Perdas no núcleo (L_1 e L_3)	$P_{fe(L1)} = 131,57 \text{ mW}$
Perdas no cobre (L_1 e L_3)	$P_{cu(L1)} = 2,44 \text{ W}$
Perdas no núcleo (L_2 e L_4)	$P_{fe(L2)} = 378,45 \text{ W}$
Perdas no cobre (L_2 e L_4)	$P_{cu(L2)} = 1,95 \text{ W}$
Perdas totais nos indutores	$P_{L(total)} = 9,77 \text{ W}$

4.5.4 Rendimento teórico

As perdas no conversor se dividem entre perdas nos componentes ativos, os interruptores (S_1 , e S_2) e diodos (D_1 , D_2 , D_3 , D_4 , D_5 e D_6), e componentes passivos, os indutores (L_1 , L_2 , L_3 e L_4). Devido à baixa resistência série equivalente (ESR) apresentada pelos capacitores de filme, suas perdas foram desconsideradas. Contudo, é importante realizar uma breve comparação visando identificar em quais componentes as perdas se tornam mais expressivas para o conversor, evidenciando as características da topologia.

A Figura 21 apresenta um gráfico com o valor das perdas em cada componente. Já na Figura 22 mostra-se essa distribuição em porcentagem. Observa-se que a maioria das perdas se concentram nos diodos, responsáveis por aproximadamente 52% das perdas totais, sendo o restante dividido de forma semelhante entre os indutores e interruptores. Além dessa topologia utilizar seis diodos, os interruptores utilizados possuem características que os fazem apresentar perdas relativamente baixas, nas condições do ponto de operação projetado, contribuindo para que as perdas nos diodos sejam ainda mais expressivas.

O rendimento teórico do conversor, pode ser calculado a partir do somatório das perdas em todos os componentes, obtidas anteriormente, conforme a Equação (112):

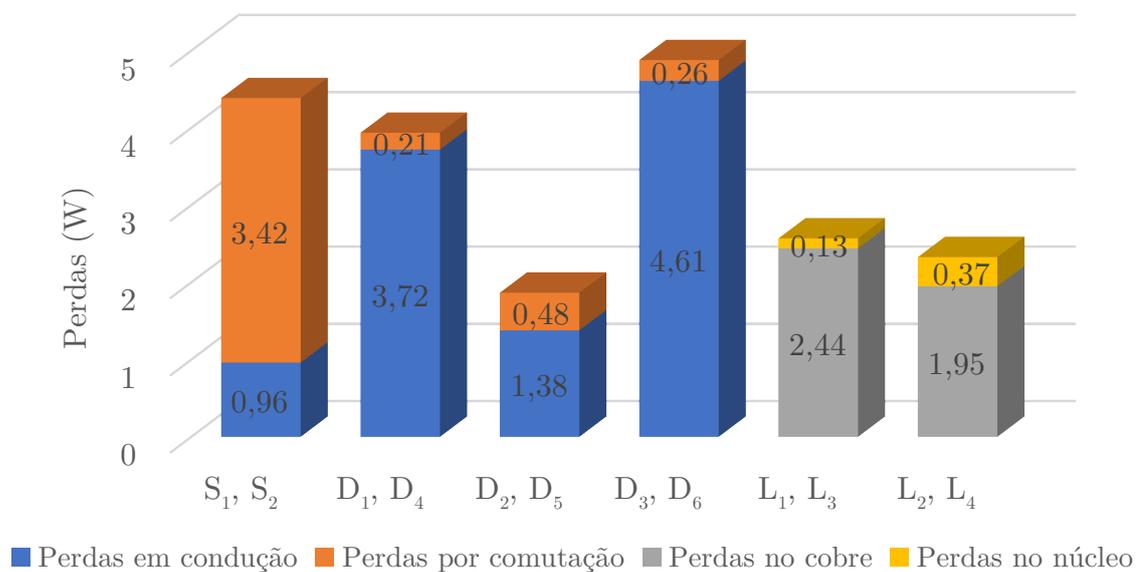
$$P_{perdas} = P_{D(total)} + P_{S(total)} + P_{L(total)} \quad (112)$$

Considerando a potência nominal de saída projeto P_o , o rendimento teórico (η_t) é dado pela Equação (113).

$$\eta_t = \frac{P_o - P_{perdas}}{P_o} \quad (113)$$

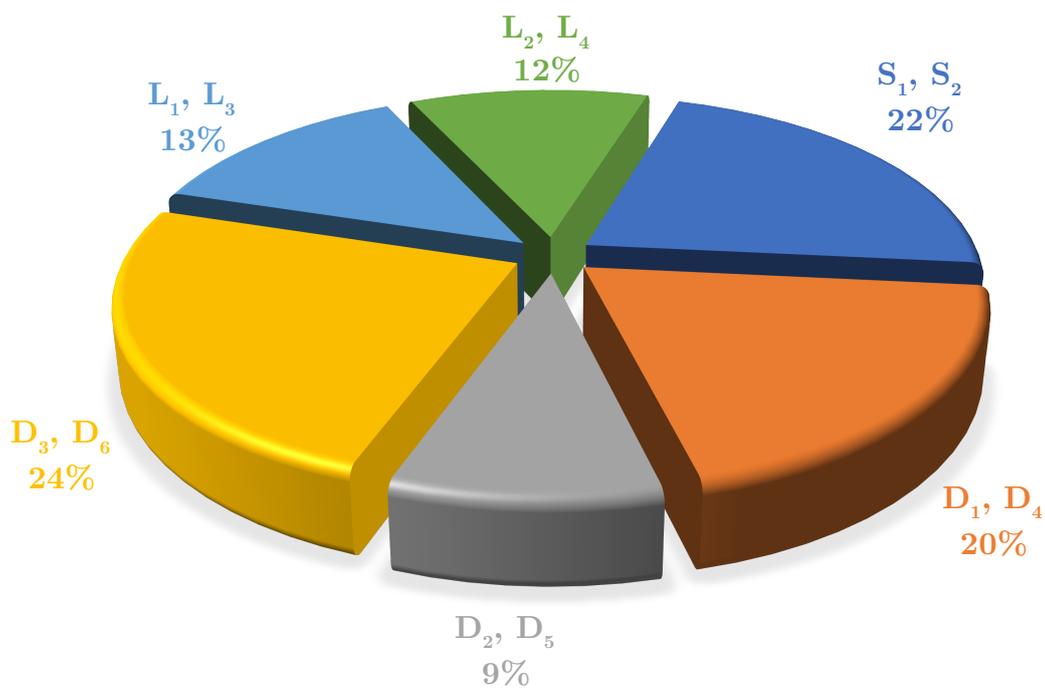
Conforme as equações apresentadas, a eficiência do conversor no ponto de operação é de aproximadamente 92%.

Figura 21 – Gráfico de perdas por componente.



Fonte: Próprio autor.

Figura 22 – Distribuição percentual de perdas nos componentes.



Fonte: Próprio autor.

5 MODELAGEM E CONTROLE

Embora atualmente existam diversos tipos de conversores de alto ganho, a análise dinâmica da topologia estudada neste trabalho não foi abordada na literatura até o momento. Assim, esse capítulo tem por objetivo apresentar a metodologia de modelagem matemática orientada ao controle do conversor dual *boost* quadrático, além do projeto e emprego de controle digital para esta topologia.

5.1 MODELO EQUIVALENTE POR ESPAÇO DE ESTADO

O modelo matemático orientado ao controle do conversor pode ser concebido por meio de algumas técnicas tradicionais de controle clássico. Entretanto, optou-se pela utilização da modelagem por espaço de estado, por apresentar algumas vantagens em relação a outras técnicas. Essa metodologia permite uma representação completa e abrangente do sistema, incluindo todas as suas variáveis de estado, fornecendo uma descrição detalhada do comportamento dinâmico do conversor. Além disso, a modelagem por espaço de estado proporciona flexibilidade quanto a escolha das variáveis. Dessa maneira, o processo de seleção das variáveis de interesse para representação do sistema se torna mais prático. Essa característica também é uma grande vantagem para obtenção das funções de transferência do sistema, que podem ser obtidas de maneira simples, uma vez que as variáveis desejadas tenham sido escolhidas.

A modelagem por espaço de estado é uma abordagem comum para descrever sistemas por meio de equações diferenciais utilizando matrizes. Ao conhecer todas as variáveis de estado e seus valores, assim como as entradas do sistema, é possível resolver essas equações e obter as formas de onda que permitem a análise da dinâmica característica do sistema (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020).

As equações de estado de um sistema podem ser descritas na forma compacta de matrizes, conforme as Equações (114) e (115):

$$K \cdot \frac{d}{dt}x(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \left. \vphantom{\frac{d}{dt}x(t)} \right\} \text{ entrada} \quad (114)$$

$$y(t) = C \cdot x(t) + E \cdot u(t) \left. \vphantom{y(t)} \right\} \text{ saída} \quad (115)$$

Onde o vetor de estado $x(t)$ contém todas as variáveis de estado do sistema, ou seja, as correntes dos indutores e tensões nos capacitores. O vetor de entradas $u(t)$ contém as entradas independentes do sistema, como a fonte de alimentação. O vetor $y(t)$ é chamado de vetor de saída, onde são definidos as variáveis de saída de maneira arbitrária, independente se a variável escolhida é realmente uma saída física. Grandezas como a tensão sobre o capacitor ou corrente no indutor são geralmente utilizadas como elementos de $y(t)$

A derivada do vetor de estados, é um vetor onde cada elemento é igual à derivada dos elementos correspondentes no vetor de estados, conforme a Equação (116).

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_n(t) \\ \vdots \end{bmatrix}, \quad \frac{d}{dt}x(t) = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt}x_n(t) \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (116)$$

A Equação (114) é composta por uma matriz K , a qual contém elementos que estão diretamente relacionados as variáveis de estado, como capacitância e indutância. Portanto, a derivada $Kdx(t)/dt$ é um vetor que contém a tensão de enrolamento dos indutores e corrente nos capacitores. Conforme as Equações (114) e (115), essas grandezas podem ser expressas como combinações lineares das variáveis de estado e das entradas independentes. Contudo, as matrizes A , B , C e E contém constantes de proporcionalidade que relacionam essas variáveis com o sistema. Sendo:

- A - matriz de estados;
- B - matriz de entradas;
- C - matriz de saídas;
- E - matriz de conexão entrada/saída

A dimensão de cada matriz é definida em função do número de estados, entradas e saídas do sistema, conforme (117).

$$\begin{aligned} A &\rightarrow N \cdot N, \\ B &\rightarrow N \cdot M, \\ C &\rightarrow R \cdot N, \\ E &\rightarrow R \cdot M, \\ K &\rightarrow N \cdot N, \end{aligned} \quad (117)$$

onde:

- N - número de estados;
- M - número de entradas;
- R - número de saídas.

Conforme Erickson e Maksimovic (2020), considerando um conversor operando em MCC, o circuito apresenta um conjunto de estados independentes que formam o vetor $x(t)$, o conversor é alimentado por fontes independentes que formam o vetor de entradas $u(t)$. Durante a primeira etapa de operação, onde o interruptor encontra-se em condução, o conversor pode ser reduzido a um circuito linear representado por um conjunto de equações descritas por (118):

$$\left. \begin{aligned} K \cdot \frac{d}{dt}x(t) &= A_1 \cdot x(t) + B_1 \cdot u(t) \\ y(t) &= C_1 \cdot x(t) + E_1 \cdot u(t) \end{aligned} \right\} 1^{\text{a}} \text{ etapa} \quad (118)$$

Durante a segunda etapa de operação, os interruptores encontram-se em bloqueio, o conversor então é reduzido a outro circuito linear, cujas equações de estado são dadas por (119):

$$\left. \begin{aligned} K \cdot \frac{d}{dt}x(t) &= A_2 \cdot x(t) + B_2 \cdot u(t) \\ y(t) &= C_2 \cdot x(t) + E_2 \cdot u(t) \end{aligned} \right\} 2^{\text{a}} \text{ etapa} \quad (119)$$

Cada etapa de operação representa um estado do conversor relacionado a uma função de comutação, logo, as matrizes do sistema que representam cada intervalo são diferentes. O modelo médio do conversor é então representado usando as matrizes médias. Considerando que as frequências naturais do conversor, assim como as frequências de variações de entrada sejam muito mais lentas que a frequência de comutação do conversor, o modelo médio em espaço de estado que representa o conversor é dado pela Equação (120).

$$\left. \begin{aligned} 0 &= A_{avg} \cdot x + B_{avg} \cdot u \\ y &= C_{avg} \cdot x + E_{avg} \cdot u \end{aligned} \right\} \text{modelo médio} \quad (120)$$

As matrizes médias são dadas pela soma das matrizes em cada etapa de operação, multiplicando-as pelas funções de comutação, onde h_1 representa a primeira etapa de operação, e h_2 a segunda etapa, conforme (121):

$$\begin{aligned} A_{avg} &= h_1 \cdot A_1 + h_2 \cdot A_2 \\ B_{avg} &= h_1 \cdot B_1 + h_2 \cdot B_2 \\ C_{avg} &= h_1 \cdot C_1 + h_2 \cdot C_2 \\ E_{avg} &= h_1 \cdot E_1 + h_2 \cdot E_2 \end{aligned} \quad (121)$$

Seguindo a metodologia apresentada, as seguintes etapas são realizadas para o desenvolvimento do modelo matemático orientado ao controle do conversor dual *boost* quadrático:

1. Desenvolver as equações de estado do circuito por meio da análise das etapas de operação;
2. A partir dessas equações definir as variáveis de estado, entradas e saídas, assim como as matrizes A , B , C e E ;
3. Determinar o modelo médio por espaço de estado (modelo de grandes sinais);
4. Realizar a linearização do modelo médio de grandes sinais (modelo de pequenos sinais);
5. Obter as funções de transferência desejadas do modelo linearizado.

5.1.1 Modelo médio de grandes sinais

Inicialmente para a obtenção do modelo médio é desenvolvida uma análise da topologia, com base nas etapas de operação do conversor, em que são definidas todas

as equações de estado do circuito. Como pode-se observar na Figura 23, a estrutura do conversor dual *boost* quadrático conta com oito elementos armazenadores de energia. Logo, esse sistema deve ser representado por um modelo matemático de oitava ordem. Entretanto, algumas considerações podem ser feitas visando simplificar o seu modelo. Dada a simetria do circuito pode-se considerar que os estados de cada lado da topologia são equivalentes. Dessa forma, a análise inclui L_1 , L_2 , C_1 e C_2 . Os componentes do lado esquerdo do conversor (L_3 , L_4 e C_3) são desconsiderados, e apenas C_4 é incluído por estar diretamente relacionado a tensão de saída V_o conforme mostra a Equação (122).

$$V_o = V_{C4} + V_{C2} - V_{in} \quad (122)$$

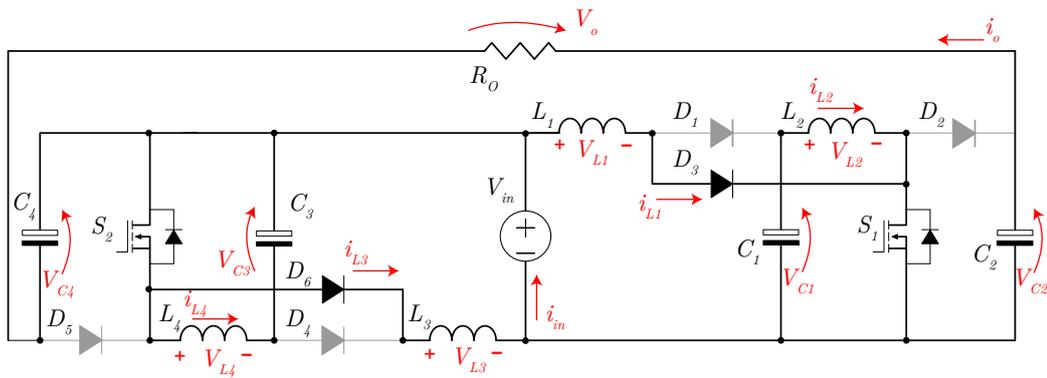
Outra consideração a ser feita é a equivalência das tensões dos capacitores de saída, conforme apresenta a (123).

$$V_{C4} = V_{C2} \quad (123)$$

Com isso, o circuito do conversor é reduzido a uma estrutura de quinta ordem, simplificando o modelo. A análise dinâmica para obtenção do modelo médio com base nas duas etapas de operação é apresentada a seguir:

1ª etapa de operação: Como apresentado na Figura 23, esta etapa inicia-se quando os interruptores S_1 e S_2 entram em condução, nesse instante os indutores L_1 e L_3 são magnetizados pela fonte de alimentação V_{in} . Os indutores L_2 e L_4 são magnetizados pelas tensões dos capacitores intermediários V_{C1} e V_{C3} , respectivamente. A tensão de saída V_o é fornecida para carga de maneira diferencial entre as tensões dos capacitores de saída V_{C2} e V_{C4} , e essa etapa se encerra quando os interruptores são bloqueados. Por

Figura 23 – Primeira etapa de operação.



Fonte: Próprio autor

meio da análise do circuito, determinam-se as equações que representam os estados do

circuito, conforme apresentado em (124):

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{d}{dt} I_{L1}(t) &= V_{in}(t) \\
 L_2 \frac{d}{dt} I_{L2}(t) &= V_{C1}(t) \\
 C_1 \frac{d}{dt} V_{C1}(t) &= -I_{L2}(t) \\
 C_2 \frac{d}{dt} V_{C2}(t) &= -\frac{V_{C4}(t) + V_{C2}(t) - V_{in}(t)}{R_o} \\
 C_4 \frac{d}{dt} V_{C4}(t) &= -\frac{V_{C4}(t) + V_{C2}(t) - V_{in}(t)}{R_o}
 \end{aligned} \tag{124}$$

Essas equações podem ser representadas na forma de matrizes de estado, conforme a Equação (118). Logo, o modelo obtido analisando a primeira etapa de operação, referente as entradas do sistema, é dado por:

$$K \cdot \frac{d}{dt} x(t) = A_1 \cdot x(t) + B_1 \cdot u(t) \tag{125}$$

$$K \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{L1}(t) \\ I_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \\ V_{C4}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_o C_2} & \frac{-1}{R_o C_2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_o C_4} & \frac{-1}{R_o C_4} \end{bmatrix}}_{A_1} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} I_{L1}(t) \\ I_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \\ V_{C4}(t) \end{bmatrix}}_{x(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{R_o C_2} \\ \frac{1}{R_o C_4} \end{bmatrix}}_{B_1} \cdot \underbrace{[V_{in}(t)]}_{u(t)} \tag{126}$$

Onde a matriz K nesse caso é definida por (127):

$$K = \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_4 \end{bmatrix} \tag{127}$$

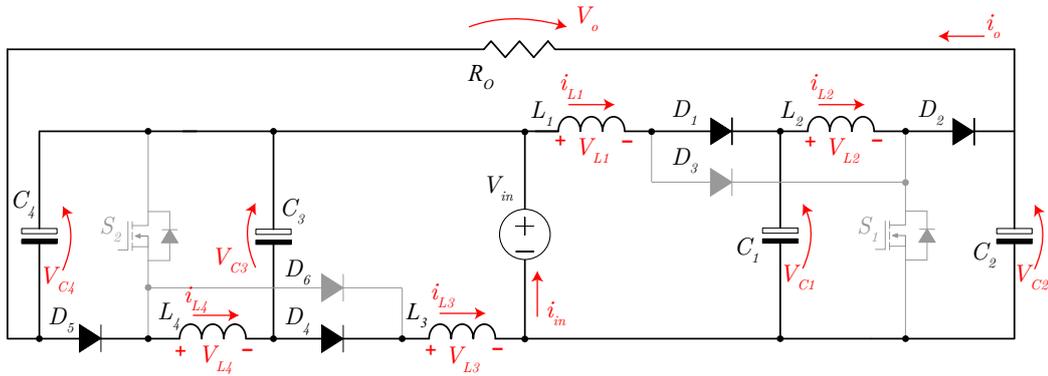
As matrizes de estado que representam a saída do sistema na primeira etapa de operação, conforme a saída escolhida, são dadas por:

$$y(t) = C_1 \cdot x(t) + E_1 \cdot u(t) \tag{128}$$

$$\underbrace{[V_o(t)]}_{y(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{C_1} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} I_{L1}(t) \\ I_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \\ V_{C4}(t) \end{bmatrix}}_{x(t)} + \underbrace{[-1]}_{E_1} \cdot \underbrace{[V_{in}(t)]}_{u(t)} \tag{129}$$

2ª etapa de operação: No período em que S_1 e S_2 estão em bloqueio caracteriza-se a segunda etapa de operação. Os indutores L_1 e L_3 são desmagnetizados, no estágio de entrada, entre as tensões $V_{in} - V_{C1}$ e $V_{in} - V_{C3}$, respectivamente. Assim, transfere-se energia para os capacitores intermediários C_1 e C_3 . Nesse instante, também ocorre a desmagnetização de L_2 e L_4 , que passam a fornecer energia para o estágio de saída, alimentando a carga R_o e armazenando energia nos capacitores C_2 e C_4 . O encerramento dessa etapa ocorre com o bloqueio dos interruptores, reiniciando a primeira etapa.

Figura 24 – Segunda etapa de operação.



Fonte: Próprio autor

Com a análise do circuito na segunda etapa de operação, obtém-se ao conjunto de equações de estado que representam o conversor durante essa etapa, como apresentadas em (130):

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{d}{dt} I_{L1}(t) &= V_{in}(t) - V_{C1}(t) \\
 L_2 \frac{d}{dt} I_{L2}(t) &= V_{C1}(t) - V_{C2}(t) \\
 C_1 \frac{d}{dt} V_{C1}(t) &= I_{L1}(t) - I_{L2}(t) \\
 C_2 \frac{d}{dt} V_{C2}(t) &= I_{L2}(t) - \frac{V_{C4}(t) + V_{C2}(t) - V_{in}(t)}{R_o} \\
 C_4 \frac{d}{dt} V_{C4}(t) &= I_{L2}(t) - \frac{V_{C4}(t) + V_{C2}(t) - V_{in}(t)}{R_o}
 \end{aligned} \tag{130}$$

Novamente, essas equações podem ser representadas na forma de matrizes de estado, conforme a Equação (119). Logo, o modelo da primeira etapa de operação, referente as entradas do sistema, é dado por:

$$K \cdot \frac{d}{dt} x(t) = A_2 \cdot x(t) + B_2 \cdot u(t) \tag{131}$$

$$K \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{L1}(t) \\ I_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \\ V_{C4}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R_o C_2} & \frac{-1}{R_o C_2} \\ 0 & \frac{1}{C_4} & 0 & \frac{-1}{R_o C_4} & \frac{-1}{R_o C_4} \end{bmatrix}}_{A_2} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} I_{L1}(t) \\ I_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \\ V_{C4}(t) \end{bmatrix}}_{x(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{R_o C_2} \\ \frac{1}{R_o C_4} \end{bmatrix}}_{B_2} \cdot \underbrace{[V_{in}(t)]}_{u(t)} \quad (132)$$

O modelo da saída do circuito para a segunda etapa é dado por:

$$y(t) = C_2 \cdot x(t) + E_2 \cdot u(t) \quad (133)$$

$$\underbrace{[V_o(t)]}_{y(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{C_2} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} I_{L1}(t) \\ I_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \\ V_{C4}(t) \end{bmatrix}}_{x(t)} + \underbrace{[-1]}_{E_2} \cdot \underbrace{[V_{in}(t)]}_{u(t)} \quad (134)$$

Segundo Erickson e Maksimovic (2020), para se obter o modelo médio das equações em espaço de estado, deve-se somar as matrizes referentes a cada etapa, multiplicando-as por suas respectivas funções de comutação. Neste caso, o sinal de entrada que determina a primeira etapa de operação é a razão cíclica D , e seu complemento que determina a segunda etapa é $(1 - D)$. Sendo assim, o valor médio da matriz A é obtido conforme a Equação (135):

$$A_{avg} = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \quad (135)$$

Da mesma maneira, para as demais matrizes têm-se:

$$\begin{aligned} B_{avg} &= B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D) \\ C_{avg} &= C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D) \\ E_{avg} &= E_1 \cdot D + E_2 \cdot (1 - D) \end{aligned} \quad (136)$$

Observa-se que as matrizes médias possuem termos com ação de controle como coeficientes, indicando a não linearidade deste modelo.

De maneira geral o modelo médio é determinado a partir das matrizes médias obtidas, conforme (137):

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} x(t) &= A_{avg} \cdot x(t) + B_{avg} \cdot u(t) \\ y(t) &= C_{avg} \cdot x(t) + E_{avg} \cdot u(t) \end{aligned} \right\} \text{modelo médio} \quad (137)$$

Realizando as devidas substituições das matrizes médias, assim como nos vetores de estados, entradas e saídas em (137), obtém-se o conjunto de equações que representam

o modelo médio do conversor dual *boost* quadrático, descritas por (138):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{L1}(t) \\ I_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \\ V_{C4}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(1-D)V_{C1}+V_{in}}{L_1} \\ \frac{V_{C1}-(1-D)V_{C2}}{L_2} \\ \frac{-I_{L1}D+I_{L1}-I_{L2}}{C_1} \\ \frac{(1-D)I_{L2}R_o-V_{C2}-V_{C4}+V_{in}}{R_oC_2} \\ \frac{(1-D)I_{L2}R_o-V_{C2}-V_{C4}+V_{in}}{R_oC_4} \end{bmatrix} \quad (138)$$

O modelo da saída é dado por (139).

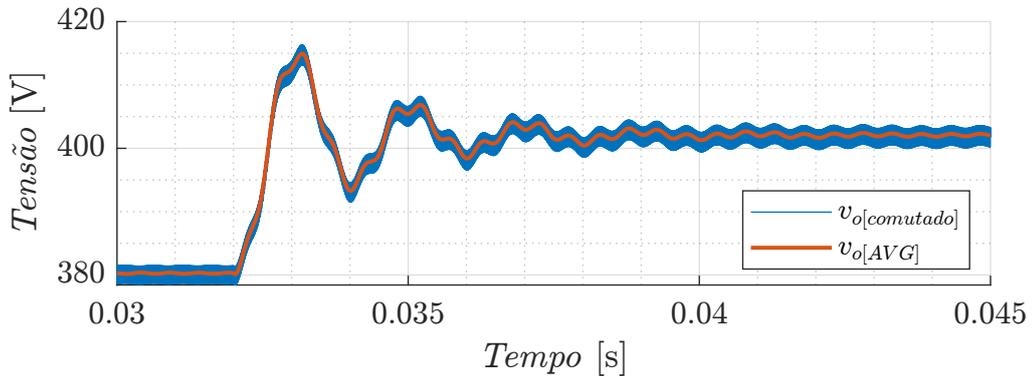
$$[V_o(t)] = [V_{C4} + V_{C2} - V_{in}] \quad (139)$$

5.1.1.1 Validação do modelo médio

O modelo médio foi validado com o auxílio do *software* PSIM[®], onde as equações do modelo foram implementadas além do circuito comutado do conversor. O conjunto de parâmetros gerais do projeto apresentados na Tabela 1 foram utilizados para a simulação, onde o passo de cálculo usado foi de $10\mu s$. Posteriormente, os dados de simulação foram exportados para o *software* MATLAB[®], para a geração e plotagem dos gráficos.

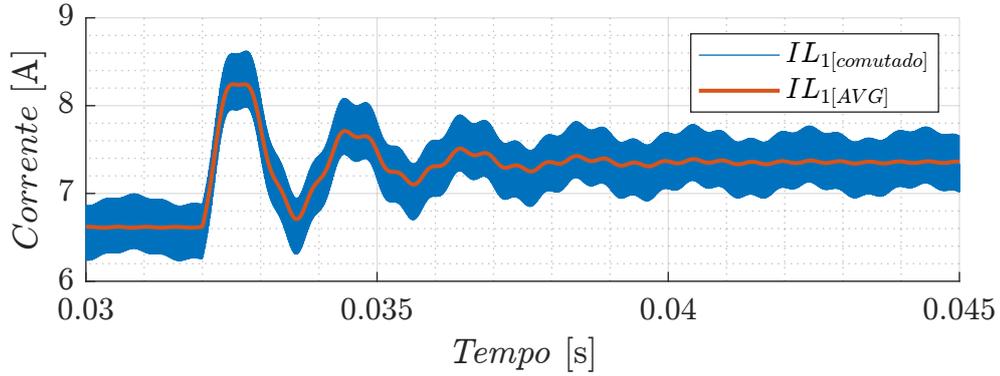
A Figura 25 apresenta uma sobreposição dos resultados obtidos, mostrando a resposta da saída de tensão (V_o) tanto do circuito comutado quanto do modelo médio, para um degrau de 2% da razão cíclica. É possível observar nesse caso, que a resposta reflete tanto o valor médio quanto a dinâmica do circuito, validando o modelo desenvolvido.

Figura 25 – Validação do modelo: tensão V_o para degrau de razão cíclica de 2%.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 26 apresenta a sobreposição dos resultados de resposta da corrente no indutor de entrada L_1 , para um degrau de 2% na razão cíclica. Novamente, comprova-se a validade do modelo, por representar de forma bastante aproximada o valor médio e a dinâmica da resposta.

Figura 26 – Validação do modelo: corrente I_{L1} para degrau de razão cíclica de 2%.

Fonte: Próprio autor.

5.1.2 Modelo médio de pequenos sinais

A modelagem de conversores orientada ao controle clássico busca obter as funções de transferência por meio de ferramentas matemáticas destinadas a sistemas lineares invariantes no tempo. No entanto, os modelos de grandes sinais apresentam comportamento não linear, característico dos conversores estáticos. Diante dessa característica, é necessário recorrer à linearização do modelo (SCHMITZ, 2020).

O primeiro passo para a linearização das equações e determinação de um modelo de pequenos sinais é a definição do ponto de operação do sistema. Assim, considerando que o conversor opera em equilíbrio, a partir dos sinais de entradas independentes, obtém-se as derivadas dos elementos do vetor de estados $\vec{x}(t)$, são iguais a zero. Portanto, considerando um sistema não linear, a derivada do vetor de estados é uma função vetorial $\langle \vec{f} \rangle$ dos valores médios dos estados e das entradas $\langle \vec{x} \rangle$ e $\langle \vec{u} \rangle$, e as saídas são definidas pelo vetor $\langle \vec{y} \rangle$, conforme descrito pela Equação (140).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle \vec{x} \rangle &= \langle \vec{f} \rangle(\langle \vec{x} \rangle, \langle \vec{u} \rangle) \\ \langle \vec{y} \rangle &= \langle \vec{g} \rangle(\langle \vec{x} \rangle, \langle \vec{u} \rangle) \end{aligned} \quad (140)$$

O ponto de operação desse sistema é dado por:

$$0 = \langle \vec{f} \rangle(\vec{x}_0, \vec{u}_0) \quad (141)$$

Sendo $\langle \vec{f} \rangle$ uma função contínua, pode-se assumir que seus valores serão próximos de zero, em torno do ponto de equilíbrio. Portanto, na linearização considera-se que a função $\langle \vec{f} \rangle$ irá variar linearmente ao transitar para longe dos pontos (\vec{x}_0, \vec{u}_0) .

Dessa forma, ao se determinar os pontos de equilíbrio, um sistema descrito na forma de espaço de estado pode ser linearizado por meio da série expandida de Taylor. Sendo esse sistema representado por uma função $\langle \vec{f} \rangle(\langle \vec{x} \rangle, \langle \vec{u} \rangle)$, onde são consideradas

pequenas perturbações em torno dos pontos de operação de estados e entradas $(\Delta x, \Delta u)$, sua aproximação linear é dada por:

$$f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + \frac{d}{dx}f(x_0)\Delta x + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{d^{(n)}}{dx}f(x_0)\Delta x^n \quad (142)$$

Sendo Δx uma variação relativamente pequena, assume-se que próximo ao ponto de operação x_0 a função se comporta como uma reta. Portanto, o último termo da Equação (142) refere-se ao somatório das derivadas de ordem (n) , pode ser desconsiderado, como mostrado em (143):

$$f(x_0 + \Delta x) \approx f(x_0) + \frac{d}{dx}f(x_0)\Delta x \quad (143)$$

Essa consideração implica em um erro $\in (\Delta x^n)$, entretanto, para pequenas variações a aproximação do modelo é válida.

Para um sistema que possui uma quantidade n de estados, a parcela da Equação (143) que representa a derivada do vetor de estados, é expandida como uma matriz de derivadas parciais das funções $f(x_0)$ em relação aos estados (x_n) , conforme (144).

$$\vec{f}(\vec{x}_0 + \vec{\Delta x}) \approx \begin{bmatrix} f_1(\vec{x}_0) \\ f_2(\vec{x}_0) \\ \vdots \\ f_M(\vec{x}_0) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(\vec{x}_0)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1(\vec{x}_0)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1(\vec{x}_0)}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2(\vec{x}_0)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2(\vec{x}_0)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2(\vec{x}_0)}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_M(\vec{x}_0)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_M(\vec{x}_0)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_M(\vec{x}_0)}{\partial x_n} \end{bmatrix}}_{\mathbf{J}_f(\vec{x}_0)} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \vdots \\ \Delta x_n \end{bmatrix} \quad (144)$$

Essa matriz principal pode ser obtida por meio da Jacobiana da função $f(x_0)$ em relação aos estados, representada por $\mathbf{J}_f(\vec{x}_0)$, logo têm-se:

$$\vec{f}(\vec{x}_0 + \vec{\Delta x}) \approx \vec{f}(\vec{x}_0) + \mathbf{J}_f(\vec{x}_0)\Delta \vec{x} \quad (145)$$

A partir de um modelo que assume que os estados e entradas $(\langle \vec{x} \rangle, \langle \vec{u} \rangle)$ interajam de maneira linear com a função \vec{f} , pode-se aproximá-lo por duas funções \vec{f}_x e \vec{f}_u , conforme (146).

$$\left. \begin{aligned} \vec{f}_x(\langle \vec{x} \rangle, \langle \vec{u} \rangle) &\approx \vec{f}_x(\langle \vec{x}_0 \rangle, \langle \vec{u}_0 \rangle) + \mathbf{J}_f(\langle \vec{x} \rangle)\Delta \vec{x} \\ \vec{f}_u(\langle \vec{x} \rangle, \langle \vec{u} \rangle) &\approx \vec{f}_u(\langle \vec{x}_0 \rangle, \langle \vec{u}_0 \rangle) + \mathbf{J}_f(\langle \vec{u} \rangle)\Delta \vec{u} \end{aligned} \right\} \vec{f} \quad (146)$$

Assim, o sistema pode ser representado na forma de espaço de estado linear, onde as matrizes A e B são usadas para multiplicar os vetores de desvios das variáveis de estado e das entradas (147).

$$\vec{f}(\langle \vec{x} \rangle, \langle \vec{u} \rangle) \approx \vec{f}_x(\langle \vec{x} \rangle, \langle \vec{u} \rangle) + A \cdot \Delta \vec{x} + B \cdot \Delta \vec{u} \quad (147)$$

Finalmente, de maneira geral um sistema representado por um conjunto de equações de estado em função de entradas e saídas conforme descrito na Equação (140), pode ser

linearizado em torno de um ponto de operação ($\langle \vec{x}_o \rangle, \langle \vec{u}_0 \rangle$) como em (148):

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Delta \vec{x} &= A \cdot \Delta \vec{x} + B \cdot \Delta \vec{u} \\ \Delta \vec{y} &= C \cdot \Delta \vec{x} + E \cdot \Delta \vec{u} \end{aligned} \quad (148)$$

Onde as matrizes A , B , C e E são obtidas por meio da Jacobiana das funções do sistema em função das entradas e saídas:

$$\begin{aligned} A &= \mathbf{J}_f(\langle \vec{x} \rangle) \\ B &= \mathbf{J}_f(\langle \vec{u} \rangle) \\ C &= \mathbf{J}_g(\langle \vec{x} \rangle) \\ E &= \mathbf{J}_g(\langle \vec{u} \rangle) \end{aligned} \quad (149)$$

Seguindo essa metodologia, determinam-se as matrizes Jacobianas das funções que representam o modelo não linear, apresentadas pela Equação (138). Dessa forma, realizando as devidas substituições conforme descrito em (148), obtém-se o modelo linearizado (150).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta I_{L1} \\ \Delta I_{L2} \\ \Delta V_{C1} \\ \Delta V_{C2} \\ \Delta V_{C4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(1-D)\Delta V_{C1} + V_{C1}\Delta d + \Delta V_{in}}{L_1} \\ \frac{\Delta V_{C1} - (1-D)\Delta V_{C2} + V_{C2}\Delta d}{L_2} \\ \frac{-\Delta I_{L1}D - I_{L1}\Delta d + \Delta I_{L1} - \Delta I_{L2}}{C_1} \\ \frac{((1-D)\Delta I_{L2} - I_{L2}\Delta d)R_o - \Delta V_{C2} - \Delta V_{C4} + \Delta V_{in}}{R_o C_2} \\ \frac{((1-D)\Delta I_{L2} - I_{L2}\Delta d)R_o - \Delta V_{C2} - \Delta V_{C4} + \Delta V_{in}}{R_o C_4} \end{bmatrix} \quad (150)$$

Sendo a saída descrita por (151):

$$[\Delta V_o] = [\Delta V_{C4} + \Delta V_{C2} - \Delta V_{in}] \quad (151)$$

O desenvolvimento completo incluindo maiores detalhes dos passos para obter o modelo matemático do conversor *dual* boost quadrático foi realizado em uma planilha com o auxílio do software *Maple*, encontrando-se no Apêndice C.

5.1.3 Funções de transferência

Sistemas lineares apresentam uma grande fidelidade de representação próximos à região escolhida. Além disso, esses sistemas dispõem de muitas ferramentas matemáticas que auxiliam em sua manipulação. Geralmente, os modelos médios de pequenos sinais são descritos por funções de transferência, que representam o modelo no domínio da frequência. Para conversores estáticos, as funções de transferência que relacionam as saídas e entradas do modelo podem ser utilizadas para análise dinâmica do circuito, além de auxiliarem na escolha e projeto do controlador.

Para um sistema linear descrito em espaço de estado conforme a Equação (148), as funções de transferência das variáveis de saída em função das entradas independentes são obtidas segundo a Equação (152).

$$\vec{y}(s) = C(s\mathbf{I} - A)^{-1}B \cdot \vec{u}(s) + E \cdot \vec{u}(s) \quad (152)$$

Logo, resolvendo $\vec{y}(s)$ em função de $\vec{u}(s)$, chega-se a uma matriz cuja dimensão é determinada pelo número de entradas e saídas do modelo. Neste caso onde o sistema possui duas entradas (V_{in} e D) e uma saída (V_o), resultando em uma matriz com duas funções de transferência, conforme a Equação (153).

$$\frac{\vec{y}(s)}{\vec{u}(s)} = \begin{bmatrix} \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta d(s)} & \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_{in}(s)} \end{bmatrix} \quad (153)$$

Assim, determina-se a função de transferência desejada substituindo na Equação (152), as matrizes do modelo linearizado desenvolvido na Seção 5.1.2. Para apresentação da função de transferência final, que relaciona a tensão de saída pela razão cíclica, foram substituídos os valores do ponto de operação referentes ao conjunto de parâmetros, apresentados na Tabela 1, assim têm-se (154).

$$\frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{3.42 \times 10^{18} - 1.18 \times 10^6 s^3 + 47.68 \times 10^9 s^2 - 241.48 \times 10^{12} s}{1.80 \times 10^{15} + s^4 + 1.38 \times 10^3 s^3 + 170.59 \times 10^6 s^2 + 166.41 \times 10^9 s} \quad (154)$$

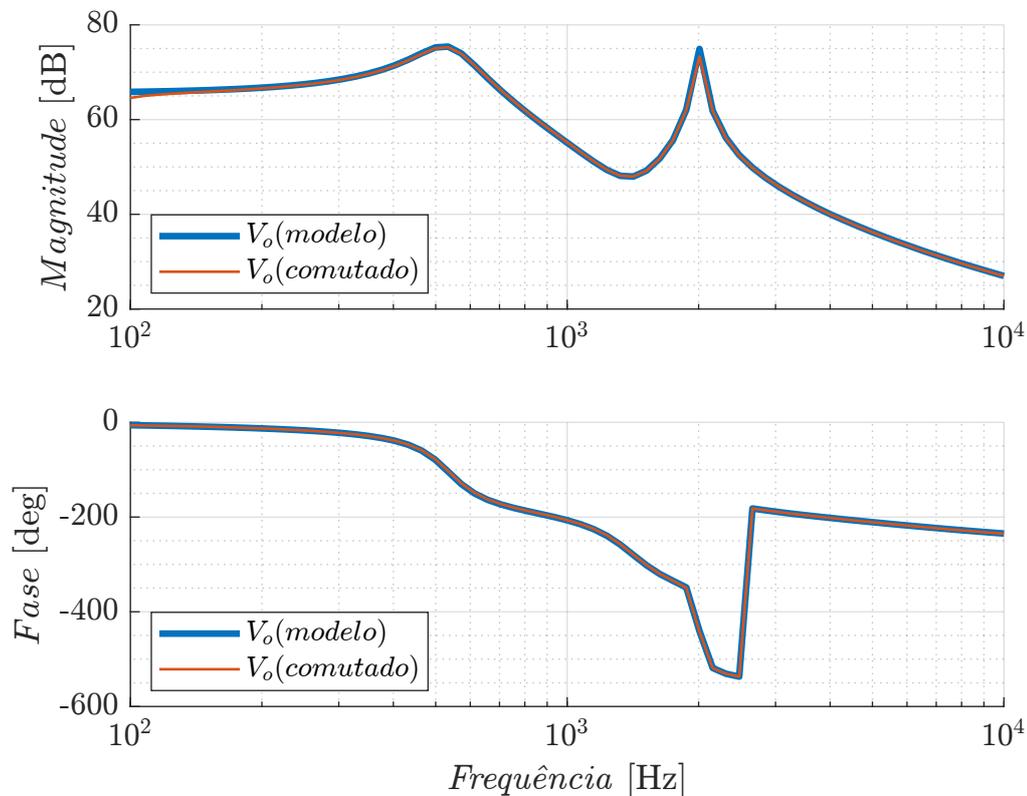
A função de transferência com as variáveis simbólicas é muito extensa para ser apresentada no texto, portanto, é descrita de forma completa com o desenvolvimento do modelo incluído no Apêndice C.

Para validar a função de transferência, o circuito comutado e a função de transferência foram implementados no *software* PSIM[®], onde se realizou uma análise da resposta em frequência perturbando a razão cíclica em ambos com a ferramenta *AC Sweep*. A simulação foi realizada em uma faixa de frequência de 100Hz a 10kHz, e os pontos obtidos foram exportados para o *software* MATLAB[®] onde o gráfico apresentado na Figura 27 foi gerado. Verifica-se que ambas as respostas são muito semelhantes, validando a modelagem dinâmica realizada.

5.2 CONTROLE DIGITAL

A aplicação de técnicas de controle digital em conversores e fontes chaveadas é considerada muito interessante, principalmente por apresentar diversas vantagens em comparação com os circuitos de controle analógico. Dentre elas, uma das mais relevantes é a possibilidade que oferece de implementar estratégias de controle sofisticadas e complexas de maneira prática, sendo uma solução para estratégias muito difíceis de implementar analogicamente. Outra grande vantagem é a flexibilidade característica de qualquer controlador digital, a qual permite que o desenvolvedor possa reprogramá-lo ou realizar a alteração de variáveis em tempo real, sem a necessidade de retirá-lo do circuito ou realizar alterações de Hardware (BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Atualmente, grande variedade de aparelhos como eletrodomésticos para as mais diversas finalidades, e equipamentos de automação industrial, requerem uma forma de interface homem-máquina (IHM). Esse tipo de aplicação é extremamente complexa de ser implementada sem o auxílio de um microcontrolador. A utilização do poder computacional

Figura 27 – Validação da função de transferência V_o/d .

Fonte: Próprio autor.

destes dispositivos, que podem ser simples, torna-se um caminho atrativo e praticamente inevitável para simplificar circuitos com essas características.

Na eletrônica de potência, os controladores digitais podem ser usados para regular diversos tipos de variáveis em sistemas, como tensão, corrente, frequência e potência. Conseguindo processar sinais de entrada e tomar decisões de controle com base em algoritmos programados, onde os sinais de entrada podem ser provenientes de sensores ou cálculos realizados pelo próprio controlador.

Considerando essas vantagens, optou-se pela utilização de controle digital aplicado ao conversor estudado. Portanto, essa seção apresenta uma breve descrição sobre o dispositivo escolhido para aplicação, além de descrever as principais etapas para o desenvolvimento e implementação da estratégia escolhida.

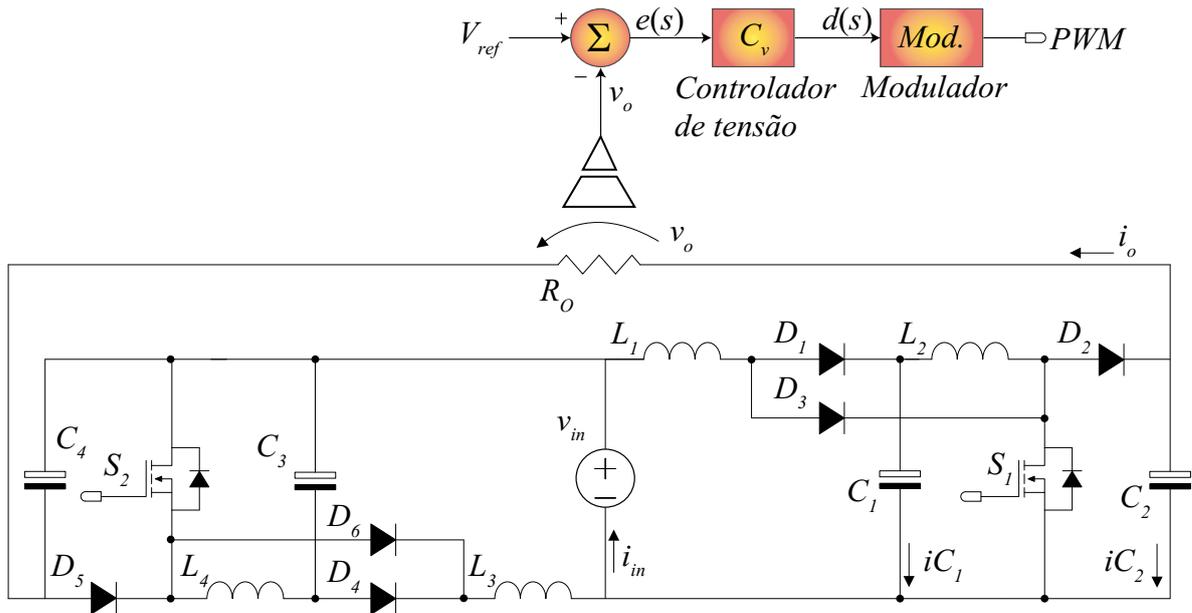
5.2.1 Estratégia de controle

O controle de tensão em malha fechada é amplamente utilizado em conversores CC-CC para garantir estabilidade e regulagem precisa da tensão de saída, permitindo que o conversor se adapte a variações de carga e rejeite pequenas perturbações externas. Esse tipo de controle consiste na utilização de um sensor para comparar a tensão de saída do

conversor com um valor de referência previamente estabelecido. Com base nessa diferença, um controlador calcula o sinal de controle adequado para ajustar o comportamento do conversor mantendo a tensão de saída no valor desejado.

Visando controlar a tensão de saída do conversor dual *boost* quadrático, a estratégia adotada consiste em uma malha de controle, conforme ilustrado pela Figura 28.

Figura 28 – Malha de controle de tensão aplicada ao conversor dual *boost* quadrático.



Fonte: Próprio autor.

5.2.2 Processador de sinais digitais

Dentre os principais dispositivos utilizados para aplicação de controle digital na eletrônica de potência estão os microcontroladores, processadores digitais de sinais (em inglês DSP) e matrizes de portas lógicas programáveis (em inglês FPGA). Os microcontroladores são amplamente utilizados por sua simplicidade e custo benefício excelente, reunindo microprocessador e periféricos em um único chip, esses dispositivos são versáteis e se tornaram adequados para diversos tipos de aplicação em sistemas de controle embarcados. No entanto, os microcontroladores são projetados para operar com baixo consumo, geralmente possuem desempenho apropriado para aplicações simples e costumam trabalhar com frequências mais baixas.

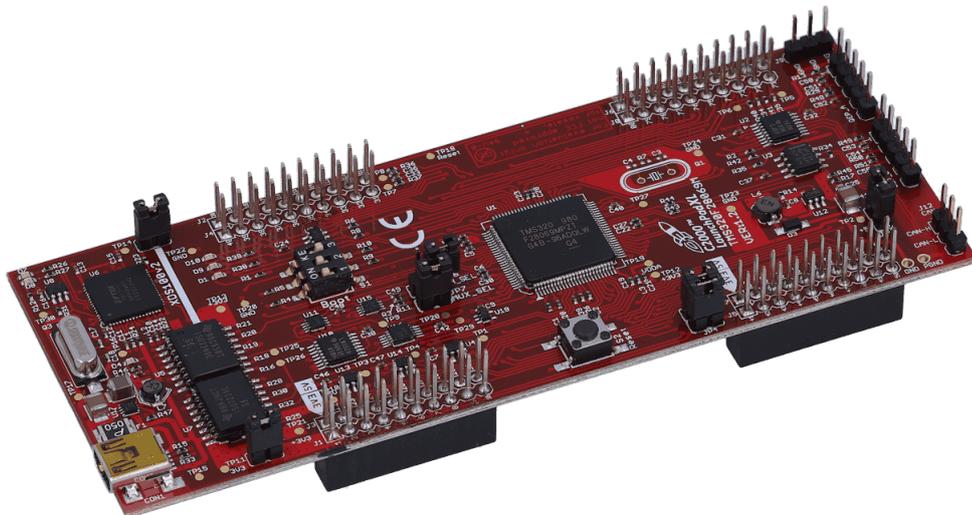
Os DSPs se caracterizam como uma espécie de microcontrolador, porém são dispositivos robustos projetados para aplicações mais específicas. Ao contrário dos microcontroladores de propósito geral, os DSPs possuem recursos otimizados para executar rapidamente tarefas intensivas em cálculos matemáticos, desde operações básicas até rotinas mais complexas como Transformada Rápida de Fourier (em inglês FFT) em tempo

real. Esses recursos incluem, por exemplo, acelerador de lei de controle (em inglês CLA), em dispositivos destinados a aplicações de controle em tempo real, onde há necessidade de realizar aquisição de dados, processar esses dados e atualizar o sistema em uma janela de tempo muito pequena (SMITH, 2003).

Já os FPGAs, são construídos como uma matriz de elementos lógicos programáveis interconectados por linhas de comunicação, conhecidos como blocos lógicos configuráveis (em inglês CLBs). A principal vantagem do FPGA é a possibilidade de executar diversas funções de maneira paralela, em comparação com os microcontroladores e DSPs que executam instruções de forma sequencial. Essa característica torna o FPGA muito robusto para aplicações que precisam processar grandes volumes de dados, pois apresentam uma grande relação de operações matemáticas por ciclos de trabalho. Em contrapartida, esses dispositivos possuem valor relativamente alto (HARRIS, D.; HARRIS, S. L., 2016).

Comparando as principais características de cada dispositivo e considerando a aplicação em conversores CC, optou-se pela utilização de um DSP para implementar o modulador PWM e a estratégia de controle. O modelo adotado é o kit de desenvolvimento C2000™ LaunchPadXL com o DSP TMS320F28069 da fabricante *Texas Instruments*, apresentado na Figura 29. Esse dispositivo é projetado para aplicações de controle em tempo real, possui um *Clock* de 90MHz , suficiente para realizar leis de controle, dentre outras características interessantes para esse tipo de aplicação como módulo de PWM de alta resolução (HRPWM).

Figura 29 – Kit de desenvolvimento DSP LAUNCHXL-F28069M.



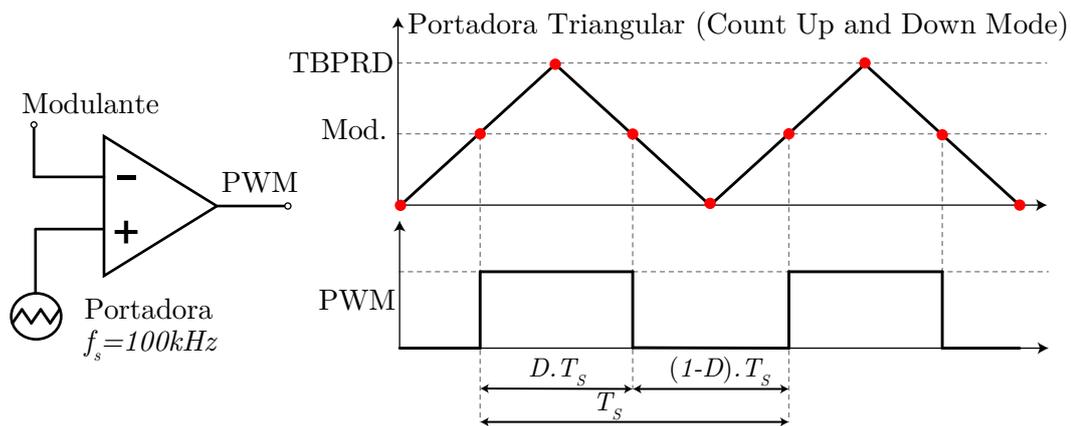
Fonte: Adaptado de Texas Instrumentes (2023).

5.2.2.1 Modulador PWM

Desde a concepção dos conversores CC-CC, a modulação PWM tornou-se predominante nessas aplicações. Atualmente, existem diversos tipos de modulação e variações do PWM convencional. No entanto, essas técnicas são direcionadas a diferentes topologias de inversores CC-CA. Esta subseção trata da implementação de um modulador utilizando o DSP escolhido.

Um modulador consiste na comparação de uma onda periódica (chamada portadora) com um sinal modulante, o qual contém a característica que se deseja transmitir por meio da onda portadora. Considerando a frequência de comutação escolhida $f_s = 100 \text{ kHz}$, o modulador é implementado no DSP, utilizando o módulo EPWM disponível no kit de desenvolvimento. Os registradores são configurados para obter uma portadora do tipo triangular com a frequência desejada conforme o modelo apresentado na Figura 30.

Figura 30 – Modulador PWM.



Fonte: Próprio autor.

Do ponto de vista do controle, o modulador pode ser descrito matematicamente como um ganho denominado k_{PWM} . Esse ganho é determinado pela frequência de referência do DSP também conhecida como *clock*, pelo tipo de portadora e pela sua frequência. Como mencionado anteriormente, o dispositivo utilizado possui *clock* de 90 MHz . Assim, o valor máximo do contador para determinar a frequência desejada na portadora é configurado no registrador de período base de tempo (TBPRD). Para implementação de uma portadora triangular com frequência f_s , o valor de TBPRD é definido conforme a Equação (155).

$$TBPRD = \frac{f_{clock}}{2} \cdot \frac{1}{f_s} \quad (155)$$

Finalmente, a partir do valor definido para o contador, pode-se determinar o ganho k_{PWM} conforme a Equação (156).

$$K_{PWM} = \frac{1}{TBPRD} = \frac{2 \cdot f_s}{f_{clock}} \quad (156)$$

5.2.2.2 Conversor analógico-digital

O controle em malha fechada depende do processamento de sinais analógicos provenientes de variáveis do sistema como tensão e corrente, por exemplo. Os sinais são amostrados e convertidos para um domínio discreto por meio de conversores analógico-digital (ADC). Essa conversão é modelada como um ganho na malha de controle, denominado k_{ADC} .

O ganho do ADC é determinado pelo número de níveis discretos (definido em *bits*), dividido pelo valor máximo de excursão da tensão de entrada (V_{ADC}). Nesse caso, o DSP utilizado possui ADCs de 12 *bits* e tensão $V_{ADC} = 3,3 V$, portanto seu ganho é definido conforme (157).

$$k_{ADC} = \frac{2^{12} - 1}{V_{ADC}} \quad (157)$$

5.2.2.3 Atraso de processamento

A amostragem dos sinais das variáveis de controle é realizada periodicamente, sincronizada com a portadora do modulador digital. Segundo o teorema de Nyquist, para que um sinal analógico possa ser reproduzido com fidelidade, a taxa de amostragem deve ser no mínimo duas vezes maior que a frequência desse sinal, caso contrário poderá ocorrer a sobreposição de espectro, fenômeno conhecido como *aliasing*. No entanto, em aplicações onde se deseja obter apenas a parcela média do sinal amostrado (componente de baixa frequência), como no caso dos conversores CC, o sinal a ser amostrado passa por um filtro passa-baixas (FPB) externo, para eliminar a componente de alta frequência e atenuar ruídos provenientes da comutação. Dessa maneira, não há necessidade de que a taxa de amostragem seja duas vezes maior que a frequência de comutação do conversor.

Nesse caso, optou-se por utilizar amostragem na frequência de comutação, em que o período de amostragem (T_a) é igual ao período de comutação (T_s). Sincronizando a conversão no vale da portadora, para evitar erros de medição causados pelos ruídos de comutação.

Devido à característica do sustentador de ordem zero (ZOH), a amostragem causa um atraso no sistema, esse efeito depende da taxa de amostragem e deve ser considerado na malha de controle, pois impõe dinâmica no sistema. A função de transferência que descreve o atraso do ZOH no domínio da frequência é definida pela Equação (158).

$$ZOH(s) = e^{-s \cdot T_a} \quad (158)$$

5.2.2.4 Medição e condicionamento de sinal

O sensor de tensão utilizado para realizar leitura do sinal de potência foi o LV 25-P da fabricante LEM. Esse sensor possui saída em corrente e suas características são apresentadas na Tabela 14.

Tabela 14 – Valores especificados para os indutores

Característica	Valor
Tensão de entrada	$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$
Alimentação simétrica	$\pm 12 \text{ V}$ ou $\pm 15 \text{ V}$
Corrente primária nominal	$I_{PN} = 10 \text{ mA}$
Corrente secundária nominal	$I_{SN} = 25 \text{ mA}$
Relação de conversão	$K_N = 2500 : 1000$

Considerando as características do sensor, determinou-se a resistência de entrada para que a corrente primária I_{PN} seja o mais próximo possível de 10 mA . Ou seja, quando a tensão de saída do conversor V_o medida, esteja em seu valor nominal de projeto, visando obter a melhor precisão oferecida pelo sensor. Dessa maneira, o resistor de medição R_M foi dimensionado para que a sua tensão seja igual a $2,5 \text{ V}$, quando V_o estiver em seu valor nominal. Sendo assim, o ganho do sensor de tensão k_v é dado por (159):

$$k_v = \frac{2,5 \text{ V}}{380 \text{ V}} \quad (159)$$

Com esse ganho, a tensão medida no resistor R_M é suficientemente segura considerando que o valor máximo suportado pelo ADC é $3,3 \text{ V}$, restando uma folga para eventuais distúrbios ou falhas técnicas que impliquem no aumento da tensão de saída acima do valor projetado.

Sabendo que os valores de saída do sensor estão adequados a característica do ADC, não há a necessidade de amplificar esse sinal, por meio de um circuito de condicionamento. Entretanto, para evitar ruídos provenientes da comutação em alta frequência, utiliza-se um filtro passa-baixa (FPB) com ganho unitário, conforme a configuração apresentada na Figura 31.

Figura 31 – Representação do bloco de condicionamento de tensão.



Fonte: Próprio autor.

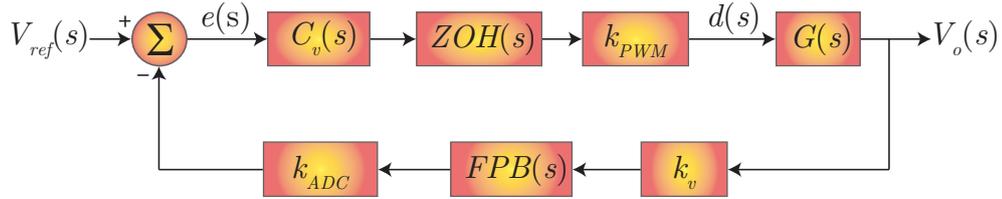
O FPB utilizado consiste em um *Sallen-Key* de segunda ordem, com frequência de corte de 244 Hz e fator de qualidade $Q = 0,707$. Conforme mencionado, esse filtro possui ganho unitário, mas inclui dinâmica no sistema, devendo ser considerado na malha de controle. Portanto, sua função de transferência é definida conforme a Equação (160).

$$FPB(s) = \frac{(2\pi f_c)^2}{s^2 + 2\pi \frac{f_c}{Q} s + (2\pi f_c)^2} \quad (160)$$

5.2.3 Projeto do controlador

Após obter todos os ganhos envolvidos no sistema, conforme anteriormente, a malha de controle pode ser representada na forma de diagrama de blocos conforme apresentado na Figura 32. Considerando que $G(s)$ representa a função de transferência do conversor e $C_v(s)$ o controlador de tensão.

Figura 32 – Diagrama de blocos equivalente para controle digital da tensão de saída.



Fonte: Próprio autor.

Para projetar o controlador de tensão $C_v(s)$ utilizou-se o método de análise com base na resposta em frequência. Assim, a partir do diagrama de blocos da Figura 32, desconsiderando o bloco do controlador $C_v(s)$, define-se a função de transferência de laço aberto não compensada $FTLA_{NC}$, conforme (161) (COELHO, 2013).

$$FTLA_{NC}(s) = k_v \cdot FPB(s) \cdot k_{ADC} \cdot ZOH(s) \cdot k_{PWM} \cdot G(s) \quad (161)$$

Dessa forma, determina-se o tipo de controlador utilizado para o controle. Partindo da análise da $FTLA_{NC}$, mostrada em detalhes no Apêndice D, verifica-se que para baixas frequências o sistema apresenta um comportamento de primeira ordem. Dentre os diversos modelos disponíveis para aplicação em conversores estáticos, o controlador proporcional-integral (PI) é basicamente o mais simples, capaz de gerar erro nulo em regime permanente. Portanto, este é o modelo adotado para o projeto do controlador. Considerando a saída do controlador como sendo o sinal de controle $u(s)$, e a entrada $e(s)$ o sinal de erro, a função de transferência do controlador PI é dada por (162).

$$C(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{k_c(s + \omega_z)}{s} \quad (162)$$

Com a definição do modelo do controlador, pode-se determinar a função de transferência de laço aberto compensada $FTLA_C$, conforme (163).

$$FTLA_C(s) = C(s) \cdot FTLA_{NC}(s) \quad (163)$$

Para análise do sistema no domínio da frequência, o operador de *laplace* pode ser simplificado como $s = j\omega$. Sabe-se que os polos do sistema podem ser encontrados igualando o denominador da função de transferência de malha fechada não compensada a zero, assim sendo, tanto a $FTLA_{NC}$ quanto $FTLA_C$ serão iguais a -1, logo:

$$FTLA_C(j\omega) = -1 \quad (164)$$

Assim, empregando-se a condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase, encontram-se (165) e (166).

$$|FTLA_C(j\omega)| \Big|_{\omega=\omega_c} = 1 \quad (165)$$

$$M_\varphi = 180^\circ \pm \angle FTLA_C(j\omega)|_{\omega=\omega_c} \quad (166)$$

Para definição da magnitude do controlador, deve-se partir da análise da Equação (162) no domínio da frequência, sendo a função de transferência uma equação complexa composta por partes reais e imaginárias, aplica-se o teorema de Pitágoras para chegar a Equação (167).

$$|C(\omega_c)| = \frac{K_c \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}}{\omega_c} \quad (167)$$

Substituindo as equações (165) e (167) no módulo de (163), obtém-se o ganho do controlador k_c , dado por (168).

$$k_c = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} \cdot |FTLA_{NC}(\omega_c)|} \quad (168)$$

Definindo agora a fase do controlador, com base na Equação (167), tem-se que o ângulo da constante k_c é igual a zero, assim a obtenção do angulo é dado pela relação dos catetos. O denominador é composto por um valor imaginário implicando em um ângulo de 90° , logo a fase do controlador é descrita por (169).

$$\angle C(\omega_c) = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c}{\omega_z} \right) - 90^\circ \quad (169)$$

Outra relação envolvendo a fase do controlador pode ser obtida a partir da Equação (163), considerando que o argumento resultante do produto de duas funções complexas pode ser dado pela soma dos argumentos individuais dessas funções, assim têm-se (170).

$$\angle FTLA_C(j\omega) = \angle C_v(j\omega) + \angle FTLA_{NC}(j\omega) \quad (170)$$

Substituindo (170) em (166) e isolando o argumento do controlador, obtém-se (171).

$$\angle C(\omega_c) = M_\varphi - 180^\circ - \angle FTLA_{NC}(\omega_c) \quad (171)$$

Assim, pode-se igualar as equações (169) e (171), chegando-se em (172).

$$\tan^{-1} \left(\frac{\omega_c}{\omega_z} \right) - 90^\circ = M_\varphi - 180 - \angle FTLA_{NC}(\omega_c) \quad (172)$$

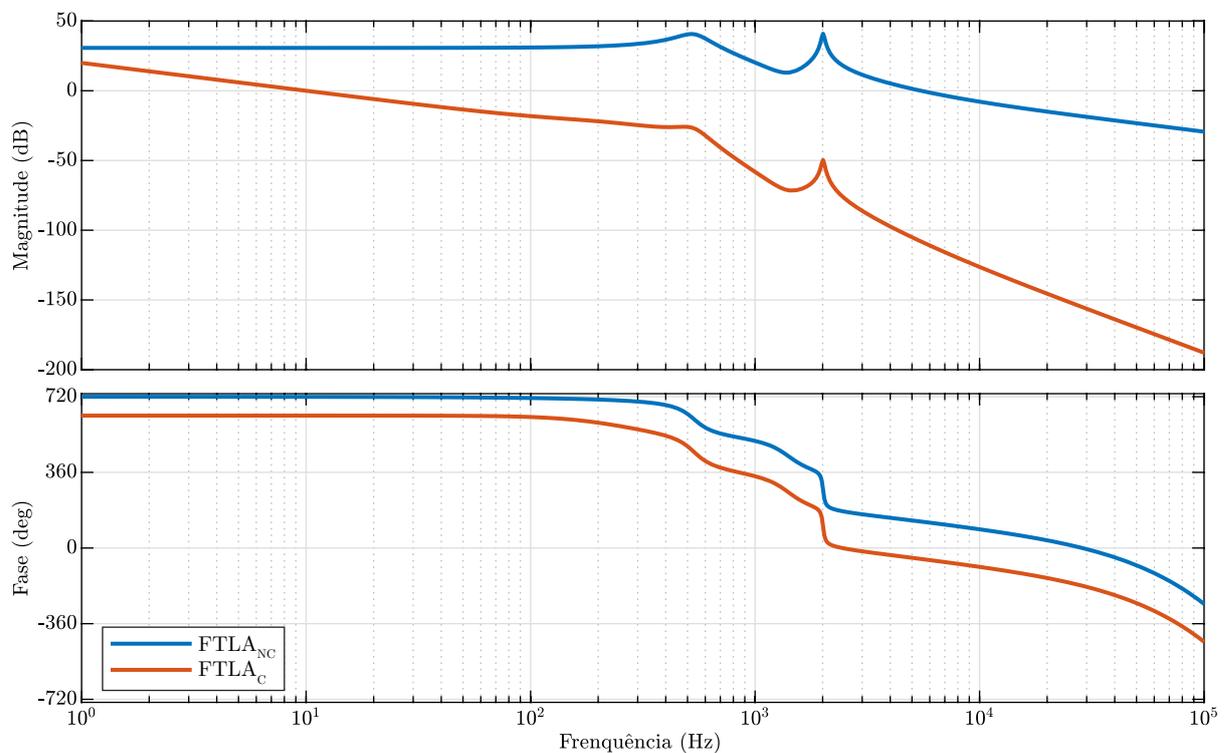
Aplicando tangente nos dois lados da Equação (172) e realizando as devidas simplificações, obtém-se ω_z conforme (173).

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(M_\varphi - 90 - \arg(FTLA_{NC}(\omega_c)))} \quad (173)$$

A partir das equações apresentadas, o projeto dos parâmetros do controlador foi realizado alocando-se a margem de fase em $M_\varphi = 60^\circ$ e a frequência de cruzamento $\omega_c = 62,83$ rad/s (10 Hz). Conforme os procedimentos apresentados no Apêndice D foram obtidos $k_c = 1,99 \times 10^{-3}$ e $\omega_z = 910,8$ rad/s.

Para avaliar o comportamento do controlador projetado, realizou-se uma análise da resposta em frequência das funções que representam o sistema antes e após a inserção do controlador. A Figura 33 apresenta uma comparação do diagrama de bode da $F T L A_{NC}$ e $F T L A_C$. Pode-se observar que a frequência de cruzamento por zero do sistema compensado é de 10 Hz, e a diferença de fase é de 90° , conforme as especificações de projeto do controlador. Dessa forma, a implementação do controle em malha fechada faz com que o sistema passe a operar atenuando ruídos acima da frequência especificada.

Figura 33 – Análise comparativa da resposta em frequência para $F T L A_{NC}$ e $F T L A_C$.



Fonte: Próprio autor.

5.2.3.1 Discretização do controlador PI

A função de transferência do controlador apresentada na Equação (163) encontra-se no domínio da frequência (função contínua). No entanto, para implementação do controlador digital essa função de transferência deve ser transformada para um domínio discreto.

Existem diversos métodos para realizar essa conversão, dentre eles o mais comum e escolhida nesse trabalho é a transformada bilinear (método de Tustin). Conforme Ogata

(1995), basicamente para realizar essa transformada substitui-se a variável s da função contínua pelo termo descrito em (174).

$$s = \frac{2}{T_a} \frac{z-1}{z+1} \quad (174)$$

Substituindo a Equação (174) no controlador contínuo descrito em (162), obtém-se (175).

$$\frac{u(z)}{e(z)} = \frac{\overbrace{k_c \left(\frac{\omega_z T_a}{2} + 1 \right)}^{A1} \cdot z + \overbrace{k_c \left(\frac{\omega_z T_a}{2} - 1 \right)}^{A2}}{z-1} \quad (175)$$

Observa-se que equação possui dois coeficientes constantes que serão representados por $A1$ e $A2$. A notação adotada para o método de Tustin chama-se *two-sided*, nela o operador z^0 refere-se ao valor atual e passará a ser representado por (k) , z^1 refere-se ao valor no instante anterior e será representado por $(k-1)$. Assim, a Equação (175) pode ser reescrita de forma simplificada para implementação no controlador digital, conforme (176)(OGATA, 1995).

$$u(k) = u(k-1) + A1 \cdot e(k) + A2 \cdot e(k-1) \quad (176)$$

O procedimento de discretização do controlador, incluindo os cálculos numéricos são apresentados de maneira mais detalhada no Apêndice D.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de validar os estudos teóricos realizados neste trabalho, a análise experimental desempenha um papel crucial. Para esse fim, um protótipo do conversor foi construído conforme as especificações de projeto elaboradas e apresentadas no Capítulo 4. Neste capítulo, além da descrição do desenvolvimento do protótipo, são apresentados os resultados experimentais, que incluem as principais formas de onda do conversor operando em malha aberta, a capacidade de rejeição a perturbações operando em malha fechada e os ensaios de rendimento.

O conjunto de especificações finais dos parâmetros definidos, componentes e seus valores utilizados no protótipo, para os testes experimentais, são apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 – Especificações dos parâmetros experimentais utilizados.

Especificação	Atribuição
Tensão de entrada	$V_{in} = 42 V$
Tensão de saída	$V_o = 380 V$
Potência de saída	$P_o = 500 W$
Frequência de comutação	$f_s = 100 KHz$
Razão cíclica	$D \approx 0,55$
Indutância de entrada	$L_1, L_3 = 370 \mu H$
Ondulação de corrente (L_1, L_3)	$\Delta I_{L1}, \Delta I_{L3} = 9,51 \%$
Indutância intermediária	$L_2, L_4 = 790 \mu H$
Ondulação de corrente (L_2, L_4)	$\Delta I_{L2}, \Delta I_{L4} = 22,38 \%$
Capacitância intermediária	$C_1, C_3 = 15 \mu F$
Ondulação de tensão (C_1, C_3)	$\Delta V_{C1}, \Delta V_{C3} = 1,15 \%$
Capacitância de saída	$C_2, C_4 = 5 \mu F$
Ondulação de tensão (C_2, C_4)	$\Delta V_{C2}, \Delta V_{C4} = 0,69 \%$
Ondulação de tensão na saída	$\Delta V_o = 0,76 \%$
Interruptores	MOSFET IPZ65R019C7
Diodos	SiC SDT10S30

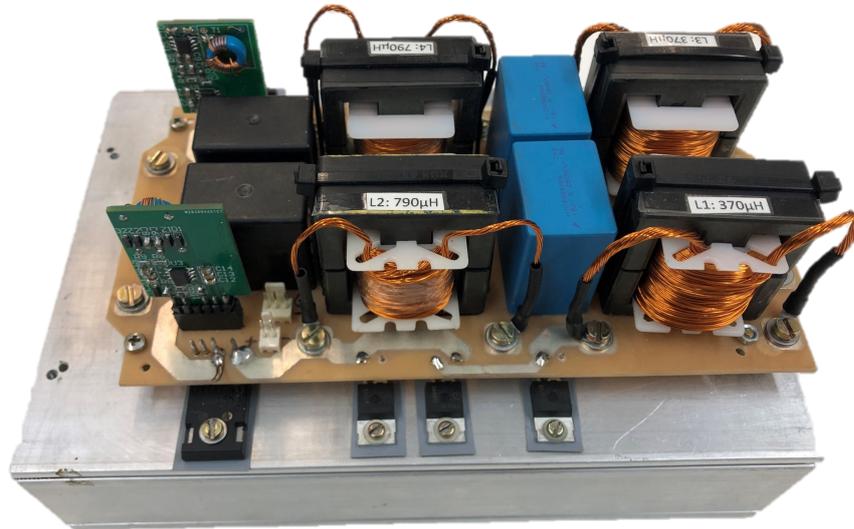
6.1 PROTÓTIPO

Inicialmente, o projeto do conversor foi elaborado utilizando um *software* de projeto de circuitos eletrônicos. Para obter mais detalhes sobre o desenvolvimento, é fornecido o Apêndice E, onde é apresentado o esquemático do protótipo incluindo informações adicionais sobre o projeto. Assim, o protótipo do conversor dual *boost* quadrático construído para os testes práticos é apresentado na Figura 34. A placa de circuito desenvolvida no laboratório é de Fenolite e possui dimensões de 19x10 cm, o dissipador utilizado como base possui dimensões de 20x14x5 cm.

O acionamento dos interruptores requer tensão em torno de 15 V, no entanto, o sinal de comando fornecido pelo DSP possui amplitude inferior de 3,3 V. Nesse caso, faz-se

necessário a utilização de um circuito de *gate-driver* para garantir as condições ideais de acionamento e bloqueio dos MOSFETs. O circuito utilizado disponível no laboratório foi desenvolvido por Dal Pont (2022), seu esquemático foi incluído no Apêndice E para mais informações.

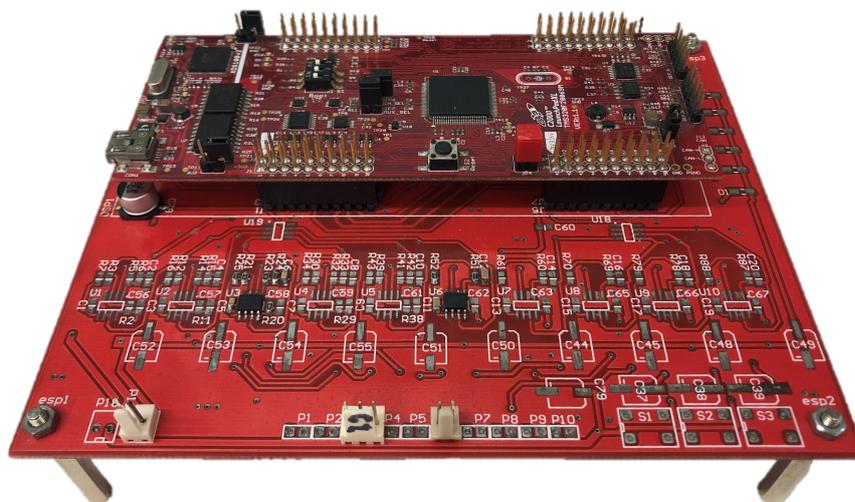
Figura 34 – Protótipo do conversor dual *boost* quadrático.



Fonte: Próprio autor.

O sinal do sensor de tensão é condicionado em uma placa separada do circuito de potência, a qual incorpora o filtro *Sallen-Key*, conforme ilustrado na Figura 35. O DSP está conectado diretamente a essa placa, recebendo o sinal de saída do sensor através do filtro. O sinal de comando dos interruptores é direcionado aos conectores dos circuitos de *gate-driver*, que estão posicionados ao lado de cada interruptor na placa de potência.

Figura 35 – Placa de condicionamento de sinal.



Fonte: Próprio autor.

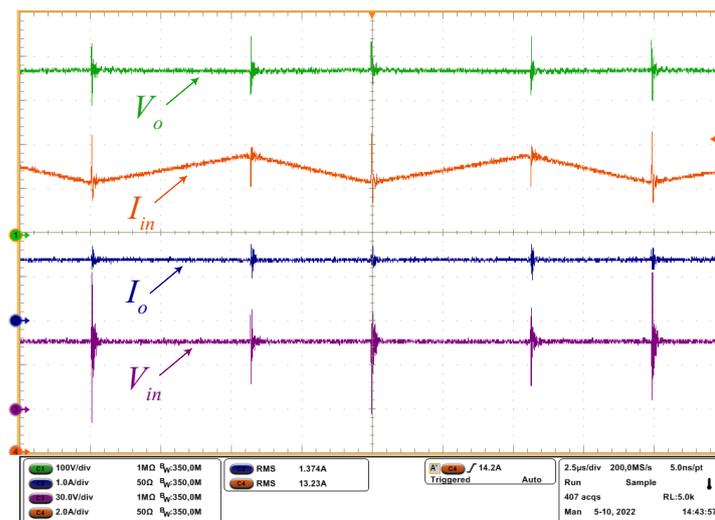
6.2 OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA

Para os testes experimentais utilizou-se uma fonte ajustável *Magnapower* modelo XR600-9.9 para alimentação do protótipo. A carga resistiva de saída foi ajustada em aproximadamente 289Ω para que a potência de saída em tensão nominal fosse em torno de 500 W.

Inicialmente, as formas de onda de tensão e corrente de entrada do conversor foram avaliadas utilizando um osciloscópio da fabricante Tektronix, modelo DPO 5034. A Figura 36 ilustra as formas de onda da tensão de entrada (V_{in}) em roxo, da corrente de entrada (I_{in}) em laranja, da tensão de saída (V_o) em verde e da corrente de saída (I_o) em azul.

Ao analisar a Figura 36, é possível observar que a corrente de entrada medida é consideravelmente maior do que a corrente calculada. Essa discrepância ocorre devido às perdas presentes no circuito. Fatores como resistência dos componentes, impedância do caminho de corrente e outras perdas parasitas, contribuem para a diferença entre a corrente medida e a corrente calculada.

Figura 36 – Formas de onda da tensão e da corrente na entrada e na saída.

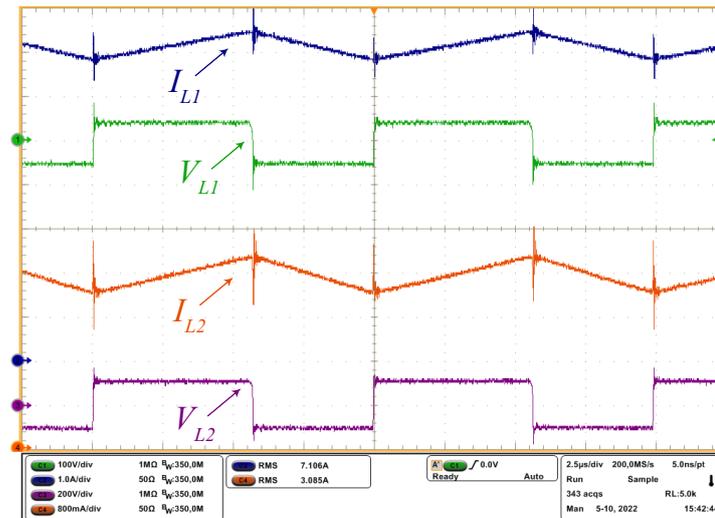


Fonte: Próprio autor.

A Figura 37 ilustra as formas de onda da tensão e corrente nos indutores. A linha azul representa a corrente no indutor de entrada (I_{L1}), enquanto a linha verde representa a tensão sobre esse indutor (V_{L1}). Além disso, a linha laranja representa a corrente no indutor intermediário (I_{L2}), e a linha roxa representa a sua tensão correspondente (V_{L2}).

Ao examinar as formas de onda, observa-se que elas apresentam as características teóricas esperadas, conforme anteriormente no estudo teórico. Além disso, é evidente que os valores médios e as ondulações das correntes são semelhantes. Esses resultados corroboram a conformidade das formas de onda teóricas nos indutores, e demonstram que os valores de corrente estão dentro dos parâmetros estabelecidos para o projeto.

As formas de onda da tensão e corrente em um dos interruptores também foram avaliadas, conforme apresentado na Figura 38. Nessa figura, é possível observar a tensão

Figura 37 – Formas de onda da tensão e corrente nos indutores L_1 e L_2 .

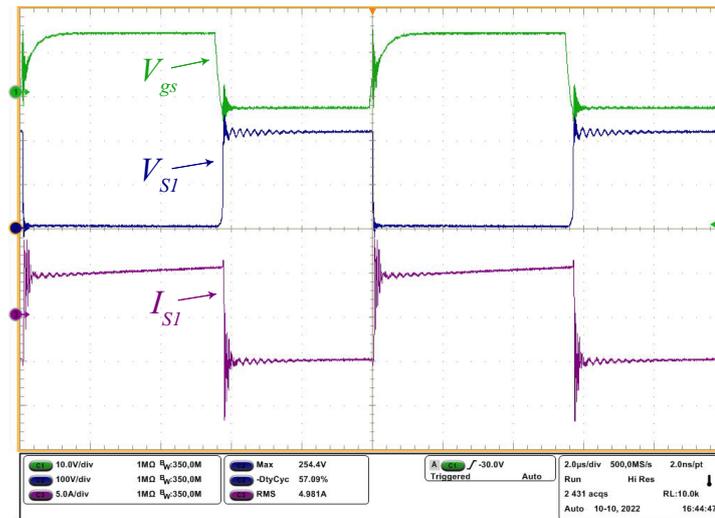
Fonte: Próprio autor.

de gate (V_{gs}) do interruptor S_1 , indicada pela linha verde. Essa forma de onda exibe uma subida exponencial da tensão, característica típica resultante das capacitâncias intrínsecas do MOSFET. Além disso, a Figura 38 mostra a tensão sobre o interruptor (V_{S1}), indicada pela linha azul. Nessa forma de onda, é possível identificar um pico de sobretensão de aproximadamente 60 V devido às indutâncias parasitas presentes no circuito, evidenciando a importância de considerar uma margem de sobredimensionamento da tensão máxima suportada pelos interruptores.

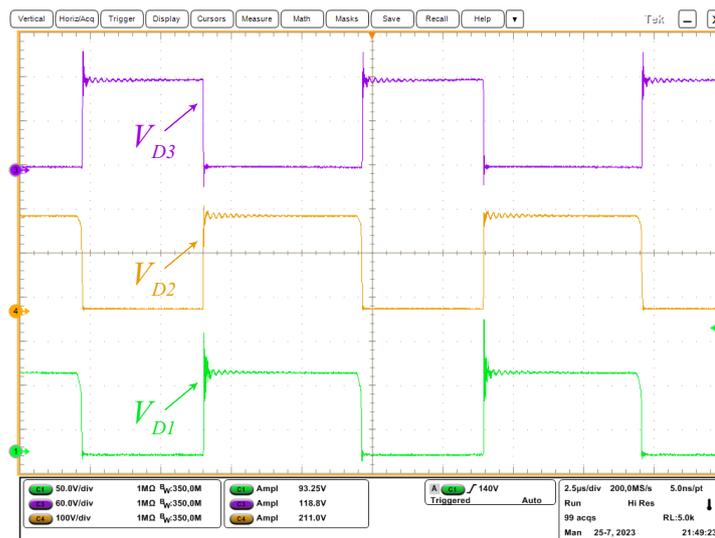
Também na mesma imagem, é apresentada a corrente no interruptor (I_{S1}) representada pela linha roxa. Essa medição foi obtida por meio de um transdutor de corrente CWT Rogowski. Vale ressaltar que o transdutor de corrente mede apenas a variação de corrente (parcela alternada). Portanto, o sinal exibido apresenta uma aparência alternada, onde o cursor de referência está posicionado no valor médio do sinal.

A Figura 39 mostra a forma de onda da tensão reversa sobre os diodos. A linha verde representa o diodo D_1 , a linha amarela representa o diodo D_2 , e a linha roxa representa o diodo D_3 . Conforme o estudo teórico do conversor, durante a primeira etapa de operação, os diodos D_3 e D_6 estão em condução e sua tensão reversa é aproximadamente zero. Os demais diodos estão polarizados reversamente, como pode ser observado para D_1 e D_2 .

Na segunda etapa de operação, com o interruptor bloqueado, os diodos D_3 e D_6 estão polarizados reversamente com a tensão de ganho da primeira etapa de operação. Os outros diodos que estão em condução apresentam uma queda de tensão próxima de zero. A amplitude dos valores amostrados experimentalmente confirma os valores calculados, conforme apresentado na Tabela 8, com um erro menor que 2%.

Figura 38 – Formas de onda da tensão e corrente no interruptor S_1 .

Fonte: Próprio autor.

Figura 39 – Formas de onda da tensão nos diodos D_1 , D_2 e D_3 .

Fonte: Próprio autor.

6.2.1 Eficiência em malha aberta

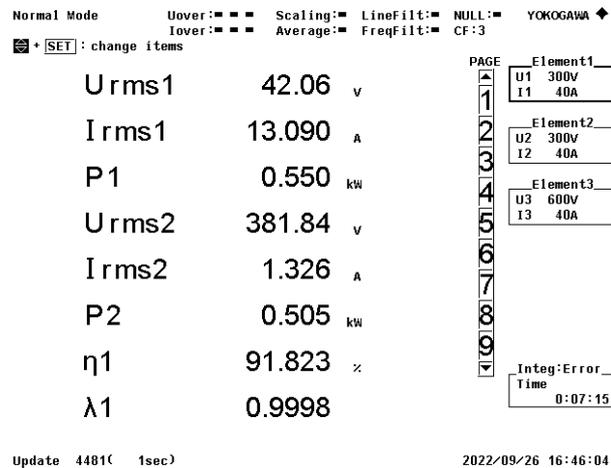
A eficiência do conversor é uma característica crucial e, geralmente, busca-se maximizá-la no projeto. Uma alta eficiência resulta em uma vida útil prolongada dos componentes devido à baixa temperatura de operação, eliminando a necessidade de sistemas de dissipação de calor complexos. Além disso, a principal vantagem está relacionada à sustentabilidade, uma vez que a minimização do desperdício de energia é alcançada.

Taxas de conversão excessivamente elevadas são geralmente acompanhadas por uma redução na eficiência. As técnicas de elevação de ganho podem resultar em perdas nos processos de armazenamento e transferência de energia, que ocorrem por meio de semicondutores. Conversores de alto ganho tipicamente apresentam uma eficiência em

torno de 95%, enquanto as topologias convencionais podem superar os 98% (SALVADOR *et al.*, 2019).

A análise prática da eficiência do conversor foi realizada com as condições nominais do projeto, utilizando um analisador de potência da fabricante *Yokogawa* modelo *WT500*. A eficiência alcançada nessas condições foi de 91,8%, conforme ilustrado na Figura 40. Na mesma figura, são apresentados também os valores das grandezas de entrada e saída do conversor.

Figura 40 – Eficiência experimental.

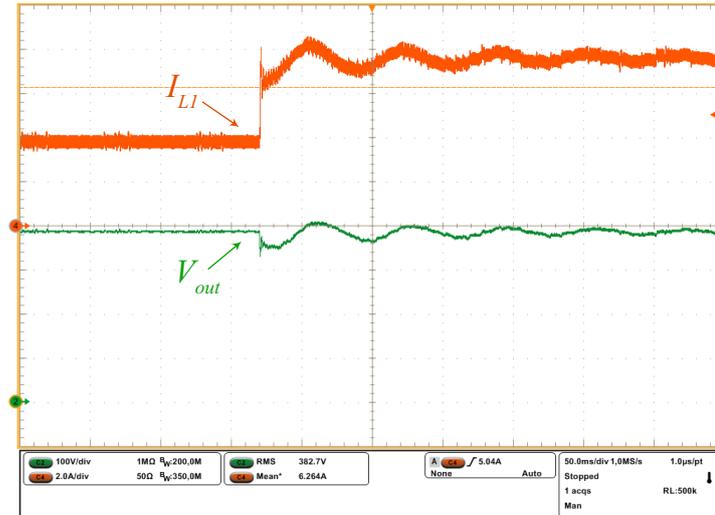


Fonte: Próprio autor.

6.3 OPERAÇÃO EM MALHA FECHADA

Para validar o controlador projetado, bem como o comportamento do conversor operando em malha fechada, realizou-se um ensaio em laboratório simulando uma perturbação na carga. Nesse caso, foi aplicado um degrau de carga partindo de aproximadamente 50% da carga nominal para 100% da carga projetada.

A Figura 41 apresenta a forma de onda da tensão de saída (V_o), representada em verde, assim como da corrente no indutor de entrada (I_{L1}), na cor laranja. O degrau de tensão foi aplicado em torno de 170 μ s, momento em que se pode observar a ação do controle atuando. A corrente (I_{L1}) apresenta um aumento abrupto, indicado em laranja. Por outro lado, a tensão de saída (V_o), sendo a variável controlada, sofre um afundamento de aproximadamente 10% da tensão nominal, seguido de um período transitório com uma ondulação de aproximadamente 10 Hz, sendo a frequência de cruzamento definida para o controlador. O tempo de acomodação é de aproximadamente 180ms para uma faixa de tolerância de 5% do valor total da tensão de saída.

Figura 41 – Tensão de saída e corrente em L_1 para um degrau de carga.

Fonte: Próprio autor.

6.4 CONVERSOR DUAL BOOST QUADRÁTICO APLICADO AO MPPT

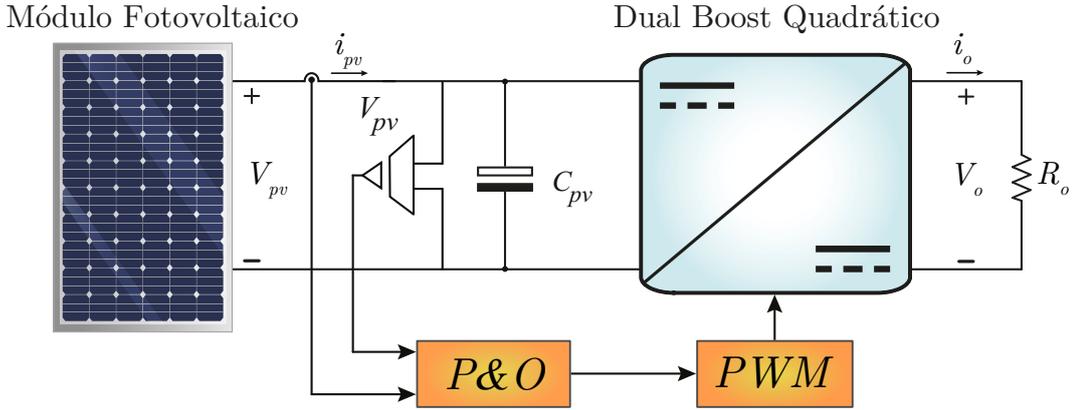
A função principal de um conversor CC-CC aplicado ao rastreamento do ponto de máxima potência é maximizar a energia fornecida pelo gerador fotovoltaico que é destinada à carga. A escolha e projeto do conversor para essa aplicação requer a consideração tanto das características do gerador quanto da carga que será alimentada. Embora sistemas com carga puramente resistiva não sejam comuns, na prática, essa configuração é útil para compreender o princípio de funcionamento do MPPT e validar a aplicação de um conversor para essa finalidade (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, Denizar C., 2022).

Nesse contexto, buscando validar uma das possíveis aplicações do conversor estudado neste trabalho, o mesmo foi utilizado para realizar o MPPT de um módulo fotovoltaico emulado conforme ilustra a Figura 42. Nessa configuração, o conversor é utilizado para emular a impedância vista pelo módulo (P_{PV}), e a tensão de saída (V_o) depende da resistência de carga (R_o) definida.

Entre os vários algoritmos disponíveis, o método Perturba e Observa foi escolhido para implementação prática devido à sua simplicidade e eficácia no rastreamento do ponto de máxima potência. Esse método envolve a aplicação de pequenas perturbações na tensão do módulo (V_{PV}) e a observação da potência resultante (P_{PV}). A partir dessas informações, o algoritmo opera de maneira iterativa, atualizando a razão cíclica do conversor para que a impedância emulada maximize a potência P_{PV} . Sua implementação requer a medição instantânea da tensão e corrente do módulo, realizada por meio de sensores conforme ilustrado na Figura 42.

Como mencionado anteriormente, o ponto de operação do módulo é determinado pela irradiância e temperatura da célula, com o perfil de carga sendo a terceira variável. Para esta análise, considera-se às duas primeiras variáveis como fixas. O perfil de geração

Figura 42 – Rastreamento do ponto de máxima potência com carga resistiva.



Fonte: (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, Denizar C., 2022).

é representado pela curva $I-V$, e assim, o ponto de operação é determinado unicamente pelo perfil da carga. Esse ponto é a interseção entre a curva $I-V$ e a reta que representa a carga, podendo estar fora do ponto de máxima potência.

Visando contornar esse problema, um conversor CC-CC é utilizado para desacoplar as variáveis de geração (V_{PV} e I_{PV}) das variáveis de carga (V_o e I_o). Esse conversor é denominado rastreador do ponto de máxima potência. Com o uso do conversor, a tensão sobre a carga é desacoplada através do ganho estático do conversor (M), como descrito na Equação (177) (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, Denizar C., 2022).

$$V_o = M \cdot V_{PV} \quad (177)$$

Considerando o conversor como ideal, a relação entre a potência gerada e consumida pela carga é descrita pela Equação (178).

$$P_{PV} = P_o \rightarrow V_{PV} I_{PV} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (178)$$

Ao substituir a Equação (177) na Equação (178), é possível obter a relação que define a resistência vista pelo módulo (R_{PV}), como apresentado na Equação (179).

$$R_{PV} = \frac{V_{PV}}{I_{PV}} = \frac{R_o}{M^2} \quad (179)$$

Com isso, conclui-se que o conversor é visto pelo módulo como uma carga variável, cujo valor depende do ganho estático M e da resistência R_o . As características de geração se mantêm, entretanto, essa configuração permite que a carga seja ajustada para que o módulo opere no ponto de máxima potência. A inclinação da curva de carga (θ_{PV}) pode ser definida em função do ganho estático conforme a Equação (180) (COELHO; SCHMITZ; MARTINS, Denizar C., 2022).

$$\theta_{PV} = \tan^{-1} \left(\frac{1}{R_{PV}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{M^2}{R_o} \right) \quad (180)$$

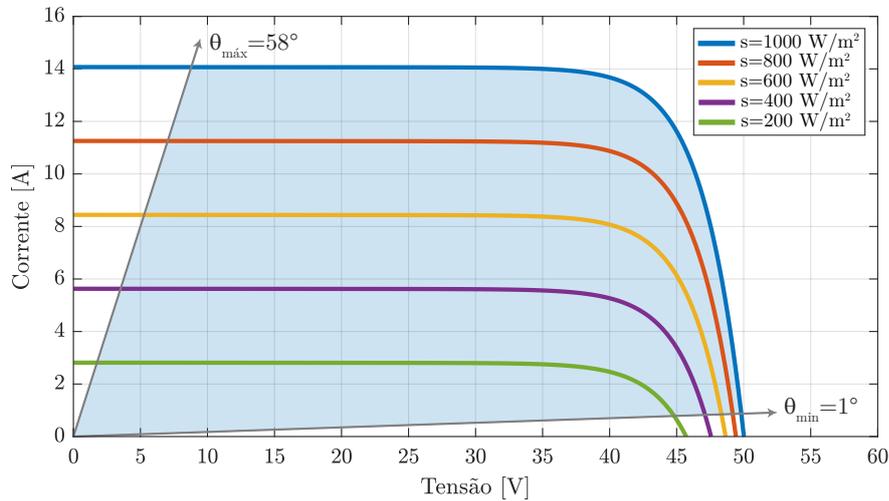
Embora os ganhos possam teoricamente tender ao infinito, na prática, isso não ocorre, limitando-se aos valores M_{max} e M_{min} . Com base nesses valores, os limites de inclinação da curva de carga são determinados, como indicado na Equação (181).

$$\tan^{-1} \left(\frac{M_{min}^2}{R_o} \right) \leq \theta_{PV} \leq \tan^{-1} \left(\frac{M_{max}^2}{R_o} \right) \quad (181)$$

Essa condição pode ser empregada para delimitar a região rastreável pelo conjunto do conversor e a carga (R_o) ao longo da curva de geração. Considerando os parâmetros de projeto definidos, utilizou-se a mesma carga dimensionada para os testes anteriores, com $R_o \approx 289\Omega$. Devido a restrições práticas, a razão cíclica é considerada no intervalo de $0,2 > D > 0,7$ permitindo estabelecer os valores máximo e mínimo de ganho do conversor (M_{max} e M_{min}) por meio da Equação (15).

Como mencionado no início do Capítulo 4, o modelo selecionado para este trabalho é o módulo JAM72S30-550/MR, cujas características estão disponibilizadas pelo fabricante (JA SOLAR, 2021). Um modelo numérico desse módulo foi implementado no software PSIM[®], onde os pontos da curva de geração $I-V$ foram adquiridos para algumas condições de operação. A Figura 43 ilustra a curva $I-V$ do módulo para cinco valores de irradiância (s) a 25°C, em contraste com os limites da região rastreável delimitando a faixa de operação do conversor dual *boost* quadrático operando como MPPT com as especificações de projeto.

Figura 43 – Faixa de operação do conversor dual *boost* quadrático como MPPT.



Fonte: Próprio autor.

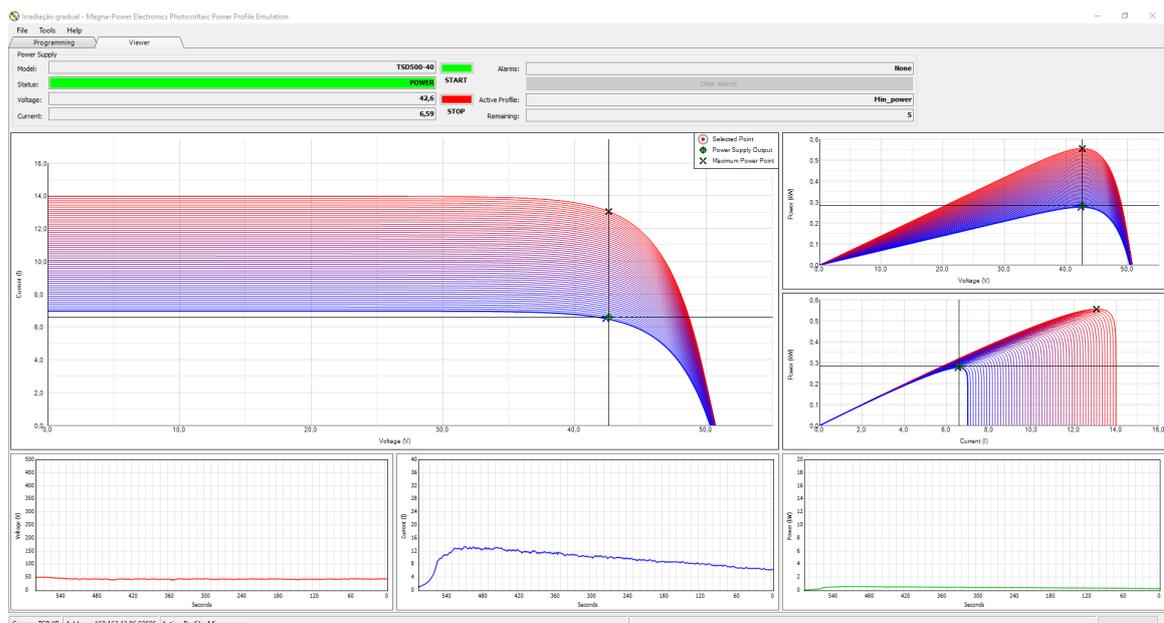
O ensaio foi realizado utilizando a emulação do módulo em uma fonte *Magnapower*, modelo TSD500-40. Essa fonte permite a configuração do perfil de geração fotovoltaica conforme as especificações do módulo ou da *string* que se deseja emular. O *software Photovoltaic Power Profile Emulation*, fornecido pelo fabricante, possibilita definir esse perfil, permitindo que a fonte opere de maneira a controlar a tensão e corrente de saída de forma semelhante às características do perfil configurado.

Conforme indicado pelo manual do fabricante, a fonte consegue emular perfis que possuam uma tensão de circuito aberto (V_{ca}) que seja pelo menos 10% do valor da tensão máxima de saída da fonte, ou seja, 50 V para o modelo em questão. O módulo selecionado possui V_{ca} igual a 49,9 V nas condições de teste padrão (STC), no entanto, para permitir a emulação desse perfil, foi considerada uma temperatura de célula de 20°C, o que faz com que V_{ca} ultrapasse ligeiramente os 50 V, atendendo ao requisito mínimo necessário para a emulação.

Seguindo a estrutura ilustrada na Figura 42, foram realizadas modificações para a implementação prática. O sensor de tensão anteriormente utilizado na saída do conversor foi movido para a entrada do mesmo. Adicionalmente, um sensor de corrente do modelo ACS712 foi inserido em série com a fonte. O condicionamento do sinal desse sensor foi realizado em conjunto com a placa de condicionamento de tensão mencionada anteriormente, onde o sinal passa por um filtro do tipo *Sallen-Key*. O algoritmo Perturba e Observa (P&O) foi implementado no DSP TMS320F28069.

No *software* utilizado para configurar e supervisionar a fonte durante o teste, foram gerados 54 perfis interpolados, variando a irradiância de 1000 W/m² até 500 W/m² de forma gradual ao longo de aproximadamente 13 minutos. A Figura 44 mostra a interface do *software Photovoltaic Power Profile Emulation* no instante final do ensaio. O gráfico maior, apresenta as curvas *I-V* para os perfis emulados. Na parte inferior da figura, estão exibidos os gráficos das grandezas de saída medidas pela própria fonte, sendo a tensão em vermelho, corrente em azul e potência em verde, todos em relação ao tempo decorrido.

Figura 44 – Rastreamento do ponto de máxima potência com módulo emulado.



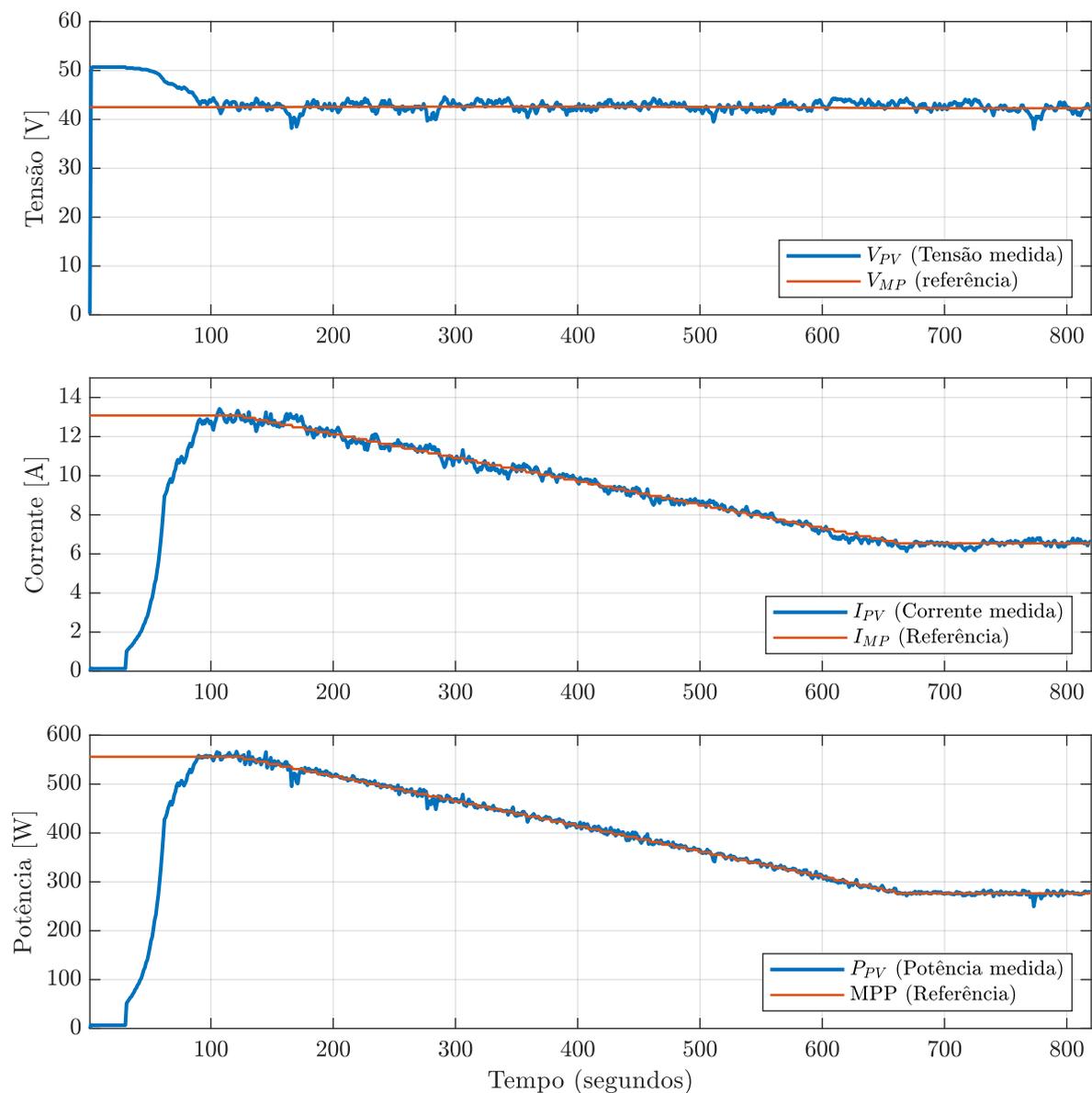
Fonte: Próprio autor.

Além de o conversor apresentar uma resposta acentuada às perturbações de razão cíclica, a dinâmica de controle da fonte causa divergências transitórias do ponto de operação

emulado em relação ao perfil de carga pré-estabelecido, enquanto o algoritmo de MPPT está ativo. Para minimizar esses efeitos, foram utilizados no algoritmo P&O uma frequência de 1 Hz e um *step* de razão cíclica igual a 0.003.

O *software* da fonte fornece um arquivo com todos os dados obtidos durante o ensaio. A partir desses dados os gráficos de tensão, corrente e potência do módulo foram gerados novamente para melhor apresentação do comportamento do conversor durante o teste experimental, conforme ilustrado pela Figura 45.

Figura 45 – Resultados experimentais do ensaio de MPPT.



Fonte: Próprio autor.

Com as grandezas, também são apresentados os valores de referência na cor laranja. Representando a tensão, a corrente e potência respectivamente, no ponto de maximização da potência do módulo para a irradiância incidente naquele instante. Portanto, pode-se observar que após o período transitório da rotina de inicialização, o sistema operou garan-

tindo a maximização da energia drenada do módulo ao longo da variação de irradiância, com pequenas oscilações em torno do ponto ideal.

Outro dado apresentado pelo *software* da fonte é a eficiência no rastreamento do ponto de máxima potência em tempo real. No entanto, devido aos transitórios, essa medição não é confiável. Embora essas limitações impeçam uma avaliação precisa da eficiência do MPPT, os resultados obtidos ainda confirmam a viabilidade da aplicação do conversor dual *boost* quadrático para esse fim. Isso se deve ao fato de que o conversor pode operar em uma ampla faixa de condições, fornecendo o ganho necessário para manter o módulo operando próximo ao ponto ideal.

7 CONCLUSÃO

O principal objetivo deste trabalho foi desenvolver um estudo detalhado sobre uma topologia de conversor CC-CC de alto ganho, apresentada na literatura de maneira superficial até então, sem resultados experimentais. O conversor abordado, denominado dual *boost* quadrático, foi concebido para atender a aplicações que requerem alto ganho estático, representando uma alternativa viável às topologias atualmente existentes.

Na introdução, apresentou-se a relevância dos estudos sobre novas soluções em conversores de alto ganho propostas no meio acadêmico. Esses estudos pretendem atender às diversas necessidades que surgem em meio ao avanço tecnológico. Isso incluiu uma contextualização que abordou as principais técnicas de elevação de ganho utilizadas, elencando suas características, vantagens e desvantagens.

O segundo capítulo inicia com a abordagem dos principais conceitos envolvendo a geração de energia solar fotovoltaica. São apresentados os principais modelos de sistemas de geração, destacando a necessidade de utilização de um estágio elevador de alto ganho em alguns casos, como em microinversores. Em seguida, no mesmo capítulo, é realizada uma revisão bibliográfica de algumas topologias de alto ganho derivadas do conversor *boost* clássico. O objetivo é identificar as características de cada topologia e explorar possíveis alternativas dentro desse contexto.

No terceiro capítulo, foi realizada uma análise estática da topologia. Foram desenvolvidas as equações de ganho do conversor com base nas duas etapas de operação apresentadas no modo de condução contínua, bem como as equações que descrevem os esforços de tensão e corrente nos componentes, com suas respectivas formas de onda. Isso possibilitou uma análise do comportamento do conversor.

A metodologia de projeto do conversor para um conjunto de especificações foi apresentada no quarto capítulo. Essa metodologia utilizou as equações desenvolvidas, incluindo uma análise detalhada das perdas nos componentes. A partir dessa análise, pôde-se concluir que os diodos são responsáveis por aproximadamente 53% das perdas totais do conversor, sendo sua maior parcela por conta das perdas em condução. Portanto, a otimização dos esforços nesses componentes, com relação às características identificadas, é de grande importância para o projeto dessa topologia.

No quinto capítulo, este estudo abordou uma metodologia simplificada para obtenção do modelo matemático do conversor. Além disso, foi projetado um controlador com objetivo de regular a tensão de saída do conversor e validar o modelo. Devido à simetria apresentada pela topologia, foi possível simplificar o sistema de oitava ordem para um sistema de quinta ordem, o que facilitou o desenvolvimento do modelo.

Um protótipo do conversor dual *boost* quadrático de 500 W foi construído para validar os conceitos teóricos desenvolvidos neste trabalho. Portanto, no sexto capítulo, os resultados experimentais foram apresentados, validando a análise teórica e o controla-

dor projetado a partir do modelo desenvolvido. Assim, foi possível verificar de maneira prática o ganho estático oferecido por esta topologia, além de validar sua capacidade de rejeitar perturbações operando em malha fechada. Também foi possível observar que, para as condições de teste adotadas neste trabalho, a tensão máxima nos interruptores foi aproximadamente 65 % da tensão de saída.

Finalmente, o protótipo foi aplicado ao rastreamento do ponto de máxima potência de um módulo fotovoltaico. Com esse teste, pôde-se concluir que a topologia pode ser empregada para a implementação de algoritmos de MPPT. Dessa forma, essa topologia se apresenta como um excelente candidato para estágio elevador de microinversores e outras aplicações que demandam elevado ganho estático, podendo ser projetado para fornecer tensões de até 1500V para baixas potências.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

A seguir, apresentam-se alguns tópicos sugeridos para trabalhos futuros:

- Análise da topologia operando como retificador PFC.
- Explorar técnicas de modulação mais complexas.
- Aplicação de rotinas de otimização, visando melhorar a eficiência do topologia.
- Avaliação da possibilidade de inclusão de circuitos para grampeamento ou suavização da comutação, visando aumentar o rendimento.
- Integração do MPPT como referência do controlador de tensão de saída do conversor.

REFERÊNCIAS

- ALAM, Mohd; KUMAR, Kuldeep; DUTTA, Viresh. Comparative efficiency analysis for silicon, silicon carbide MOSFETs and IGBT device for DC–DC boost converter. **SN Applied Sciences**, Springer, v. 1, p. 1–11, 2019.
- AXELROD, Boris; BERKOVICH, Yefim; IOINOVICI, Adrian. Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC–DC PWM converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, IEEE, v. 55, n. 2, p. 687–696, 2008.
- AYRES, Wagner de Azevedo; BRIDI, Éder; SARTORI, Hamiltom Confortin; PINHEIRO, José Renes. Conversor de Alto Ganho de Tensão Dual Boost Quadrático. **SEPOC, Santa Maria-RS, Brasil**, 2018.
- BALASUBRAMANIAM, PM; KUMAR, A Sathish; KUMAR, V Saravanakumar. Implementation of high power dc-dc converter and speed control of dc motor using dsp. **Computer Engineering and Intelligent Systems**, Citeseer, v. 2, n. 4, 2011.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de potência**. 5^a. Florianópolis, SC: Ed. do Autor, nov. 2005.
- BARBI, Ivo; GULES, Roger. Isolated DC-DC converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 18, n. 4, p. 975–984, 2003.
- BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2^a. Florianópolis, SC: Ed. do Autor, 2006.
- BARRETO, Luiz HSC; COELHO, Ernane AA; FARIAS, Valdeir J; FREITAS, Luiz C de; VIEIRA, JB. An optimal lossless commutation quadratic PWM boost converter. *In*: IEEE. APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335). [*S.l.: s.n.*], 2002. v. 2, p. 624–629.
- BARRETO, Luiz HSC; PRAÇA, Paulo P; HENN, Gustavo AL; SILVA, Ranoyca NAL; OLIVEIRA, Demercil S. Single stage high voltage gain boost converter with voltage multiplier cells for battery charging using photovoltaic panels. *In*: IEEE. 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [*S.l.: s.n.*], 2012. P. 364–368.

BOSE, Bimal K. The past, present, and future of power electronics [Guest Introduction]. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, IEEE, v. 3, n. 2, p. 7–11, 2009.

BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. **Digital control in power electronics**. 1st ed. San Rafael, CA, USA: Morgan & Claypool, 2006.

CABRAL, João Bosco Ribeiro Fernandes *et al.* Conversor CC-CC Não isolado de elevado ganho para aplicação no processamento de energia solar fotovoltaica. Universidade do Estado de Santa Catarina, 2013.

CHANGCHIEN, Shih-Kuen; LIANG, Tsorng-Juu; CHEN, Jiann-Fuh; YANG, Lung-Sheng. Novel high step-up DC–DC converter for fuel cell energy conversion system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 57, n. 6, p. 2007–2017, 2009.

CHUNG, Henry Shu-hung; WANG, Huai; BLAABJERG, Frede; PECHT, Michael *et al.* **Reliability of power electronic converter systems**. [S.l.]: Institution of Engineering e Technology Stevenage, UK, 2015.

COELHO, Roberto Francisco. **Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas CC a partir de fontes renováveis**. 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC.

COELHO, Roberto Francisco. **Estudo dos conversores buck e boost aplicados ao rastreamento de máxima potência de sistemas solares fotovoltaicos**. Florianópolis, SC: UFSC, 2008.

COELHO, Roberto Francisco; SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar C. **Energia solar fotovoltaica: geração, conversão e aplicações**. 2^a. Florianópolis, SC: Ed. dos Autores, 2022.

DAL PONT, Neilor Colombo. **Estudo de conversores CC-CC com reduzido ganho de tensão**. 2022. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC.

DE SÁ, Franciéli Lima. **Conversores CC-CC com elevada taxa de conversão estática**. 2014. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC.

DE SÁ, Franciéli Lima; RUIZ-CABALLERO, Domingo; MUSSA, Samir A. A new DC-DC double Boost Quadratic converter. *In: IEEE. 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Lille, France: IEEE, 2013. P. 1–10.

ERICKSON, Robert W; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of power electronics**. 3rd ed. Denver, CO, USA: Springer Nature Switzerland AG, 2020.

FOROUZESH, Mojtaba; SIWAKOTI, Yam P; GORJI, Saman A; BLAABJERG, Frede; LEHMAN, Brad. Step-up DC–DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017.

FRAYTAG, Jeferson. **Conversor CC-CC híbrido isolado para utilização em sistemas MVDC**. Florianópolis, SC: UFSC, 2020.

FU, Yutai; QI, Jizhi; LI, Yonghao; ZHANG, Xinghua; CHEN, Min. Analysis and verification of the stability for PV series-connected power optimizer system. *In: IEEE. 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019-ECCE Asia)*. [*S.l.: s.n.*], 2019. P. 1–7.

GUEPFRIH, Marcelo Flavio. **Conversores CC-CC não isolados de elevado ganho estático concebidos com acoplamento magnético**. 2021. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC.

GUEPFRIH, Marcelo Flavio; WALTRICH, Gierry; LAZZARIN, Telles Brunelli. Conversor cc-cc de alto ganho boost-quadrático-duplo-flyback. **Revista Eletrônica de Potência-SOBRAEP**, v. 24, n. 3, p. 91, 2019.

HARRIS, David; HARRIS, Sarah L. **Digital design and computer architecture: ARM edition**. Waltham, MA, USA: Morgan Kaufmann, 2016.

HUBER, Laszlo; JOVANOVIC, Milan M. A design approach for server power supplies for networking applications. *In: IEEE. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 00CH37058)*. [*S.l.: s.n.*], 2000. v. 2, p. 1163–1169.

HURLEY, William G.; WÖLFLE, Werner H. **Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications**. [*S.l.*]: Wiley-Blackwell, 2013. ISBN 9781119950578.

INFINEON, Technologies. **MOSFET IPZ65R019C7 parameters from the Data Sheet**. [*S.l.: s.n.*], 2013. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPZ65R019C7-DS-v02_00-en.pdf?fileId=db3a30433e5a5024013e78cb788341cb.

INFINEON, Technologies. **SDT10S30 Silicon Carbide Schottky Diode parameters from the Data Sheet**. [*S.l.: s.n.*], 2008. Disponível em: <https://www.digikey.ch/htmldatasheets/production/70752/0/0/1/sdp10s30-sdt10s30.html>.

JA SOLAR, Holdings Co. **Ficha técnica do módulo JAM72S30**. [*S.l.: s.n.*], 2021. Disponível em: <https://www.jasolar.com/uploadfile/2021/0706/20210706053524693.pdf>.

JANG, Yungtaek; JOVANOVIĆ, Milan M. Interleaved boost converter with intrinsic voltage-doubler characteristic for universal-line PFC front end. **IEEE transactions on power electronics**, IEEE, v. 22, n. 4, p. 1394–1401, 2007.

JIAO, Y; LUO, FL; ZHU, M. Voltage-lift-type switched-inductor cells for enhancing DC-DC boost ability: principles and integrations in Luo converter. *IET Power Electron.* 4, 131–142 (2011). **Crossref, ISI**, 2010.

KARAMI, Nabil; MOUBAYED, Nazih; OUTBIB, Rachid. General review and classification of different MPPT Techniques. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 68, p. 1–18, 2017.

KIGUCHI, Ryoga; NISHIDA, Yasuyuki. Boost DC-DC converter cascade system for high boost-rate application. *In: IEEE. 2018 International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*. [*S.l.: s.n.*], 2018. P. 283–286.

KJAER, Soeren Baekhoej; PEDERSEN, John K; BLAABJERG, Frede. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.

LAHYANI, Amine; VENET, Pascal; GRELLET, Guy; VIVERGE, P-J. Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 13, n. 6, p. 1199–1207, 1998.

LEE, Po-Wa; LEE, Yim-Shu; CHENG, David KW; LIU, Xiu-Cheng. Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors. **IEEE transactions on industrial electronics**, IEEE, v. 47, n. 4, p. 787–795, 2000.

LUO, Fang Lin. Switched-capacitorized DC/DC converters. *In: IEEE. 2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. [S.l.: s.n.], 2009. P. 1074–1079.*

LUO, Fang Lin; YE, Hong. Positive output cascade boost converters. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 151, n. 5, p. 590–606, 2004.

MAKOWSKI, Marek S; MAKSIMOVIC, Dragan. Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters. *In: IEEE. PROCEEDINGS of PESC'95-Power Electronics Specialist Conference. [S.l.: s.n.], 1995. v. 2, p. 1215–1221.*

MARTINS, Denizar C. **Conversores CC-CC Básicos Isolados**. 2^a. Florianópolis,SC: Ed. do Autor, 2018.

MARTINS, Denizar Cruz. **Eletrônica de potência: transistores de potência**. Florianópolis, SC: Ed. do Autor, 2018.

MEIKE, Davis; RIBICKIS, Leonids. Energy efficient use of robotics in the automobile industry. *In: IEEE. 2011 15th international conference on advanced robotics (ICAR). [S.l.: s.n.], 2011. P. 507–511.*

NOVAES, Y. R. de; RUFER, A.; BARBI, I. A New Quadratic, Three-Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications. *In: 2007 Power Conversion Conference - Nagoya. Nagoya, Japan: IEEE, 2007. P. 601–607.*

OGATA, Katsuhiko. **Discrete-time control systems**. 2nd ed. Englewood Cliffs, New Jersey, USA: Prentice-Hall, Inc., 1995.

ONG, Alvin; CARR, Joseph; BALDA, Juan; MANTOOTH, Alan. A comparison of silicon and silicon carbide MOSFET switching characteristics. *In: IEEE. 2007 IEEE Region 5 Technical Conference. [S.l.: s.n.], 2007. P. 273–277.*

PRUDENTE, Marcos; PFITSCHER, Luciano L; EMMENDOERFER, Gustavo; ROMANELI, Eduardo F; GULES, Roger. Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC–DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 23, n. 2, p. 871–887, 2008.

RAVYTS, Simon; DALLA VECCHIA, Mauricio; VAN DEN BROECK, Giel; DRIESEN, Johan. Review on building-integrated photovoltaics electrical system requirements and

module-integrated converter recommendations. **Energies**, MDPI, v. 12, n. 8, p. 1532, 2019.

ROGGIA, Leandro; SCHUCH, Luciano; BAGGIO, Jose Eduardo; RECH, Cassiano; PINHEIRO, José Renes. Integrated full-bridge-forward DC–DC converter for a residential microgrid application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 28, n. 4, p. 1728–1740, 2012.

ROTMAN, Eyal; BEN-YAAKOV, Shmuel Sam. Rapid push pull resonant charger for high power, high voltage applications using low input voltage. *In: IEEE. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. [S.l.: s.n.], 2013. P. 2325–2332.*

SA, Francieli Lima de; DAL AGNOL, Cleiton; RAPHAEL, Willian; CABALLERO, Domingo Ruiz; MUSSA, Samir Ahmad. A New DC-DC Double Zeta Quadratic Converter. *In: IEEE. 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). [S.l.: s.n.], 2020. P. 426–431.*

SALVADOR, Marcos Antonio; ANDRADE, Jessika Melo de; LAZZARIN, Telles Brunelli; COELHO, Roberto F. Nonisolated high-step-up DC–DC converter derived from switched-inductors and switched-capacitors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 67, n. 10, p. 8506–8516, 2019.

SCHMITZ, Lenon. **Metodologia para concepção de conversores CC-CC de alto ganho baseados em topologias básicas com indutor acoplado e células multiplicadoras de tensão**. 2020. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC.

SINCLAIR, Ian. **Passive components for circuit design**. 1st ed. Englewood Woburn, MA, USA: Elsevier, 2000.

SIWAKOTI, Yam P; BLAABJERG, Frede; LOH, Poh Chiang; TOWN, Graham E. High-voltage boost quasi-Z-source isolated DC/DC converter. **IET Power Electronics**, Wiley Online Library, v. 7, n. 9, p. 2387–2395, 2014.

SMITH, Steven. **Digital signal processing: a practical guide for engineers and scientists**. 1st ed. San Diego, CA, USA: Elsevier, 2003.

TEXAS INSTRUMENTES. **F28069M LaunchPad™ development kit for C2000™ Piccolo™ MCU**. [S.l.: s.n.], 2023. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28069M>. Acesso em: 03 de abril 2023.

THORTON ELETRÔNICA LTDA. **Ficha técnica do nucleo NEE-42/21/20**. [S.l.: s.n.], 2023. Disponível em: https://www.thornton.com.br/pdf/nee_42_21_20.pdf. Acesso em: 13 de março 2023.

WILSON, Thomas G. The evolution of power electronics. **IEEE Transactions on Power electronics**, IEEE, v. 15, n. 3, p. 439–446, 2000.

WU, Bin; LI, Shouxiang; LIU, Yao; SMEDLEY, Keyue Ma. A new hybrid boosting converter for renewable energy applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 31, n. 2, p. 1203–1215, 2015.

ZHANG, Fan; PENG, Fang Z; QIAN, Zhaoming. Study of the multilevel converters in DC-DC applications. *In*: IEEE. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551). [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 1702–1706.

ZHAO, Qun; TAO, Fengfeng; LEE, Fred C. A front-end DC/DC converter for network server applications. *In*: IEEE. 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230). [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1535–1539.

APÊNDICE A – PROJETO DO CONVERSOR

Orientador: Samir Ahmad Mussa, Dr.

Coorientadora: Franciéli Lima de Sá

Mestrando: William Rafael da Silva

Dimensionamento - Conversor Dual Boost Quadrático

Projeto dos Parâmetros do Conversor Dual Boost Quadrático

Florianópolis - 2022

Definição dos principais parâmetros:

$$V_{in} := 42V$$

tensão de entrada total

$$V_o := 380V$$

tensão de saída

$$M := \frac{V_o}{V_{in}} = 9.048$$

Ganho estático

Given

$$(M + 1) \cdot (1 - 2 \cdot x + x^2) - 2 = 0$$

$$\text{solução} := \text{Find}(x) \rightarrow (0.55384741096635805699 \quad 1.446152589033641943)$$

$$D := 0.553847$$

razão cíclica

$$P_o := 500W$$

potência de saída

$$I_{in} := \frac{P_o}{V_{in}} = 11.905 A$$

corrente de entrada

$$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 1.316 A$$

corrente de saída

$$f_{chav} := 100kHz$$

frequência de operação do conversor

$$T_s := \frac{1}{f_{chav}} = 10 \cdot \mu s$$

período de operação do conversor

$$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 288.8 \Omega$$

resistência de saída para carga nominal

Ganho Estático

$$G_{1_Etapa} := \frac{1}{1-D}$$

$$G_{1_Etapa} = 2.241$$

ganho estático na primeira etapa

$$G_{2_Etapa} := \frac{1}{(1-D)^2}$$

$$G_{2_Etapa} = 5.024$$

ganho estático na segunda etapa

$$G_{total} := \frac{2}{(1-D)^2} - 1$$

$$G_{total} = 9.048$$

ganho estático total do conversor

Tensão nos capacitores

$$V_{C1} := G_{1_Etapa} \cdot V_{in}$$

$$V_{C1} = 94.138 \text{ V}$$

tensão nos capacitores de entrada

$$V_{C2} := G_{2_Etapa} \cdot V_{in}$$

$$V_{C2} = 211 \text{ V}$$

tensão do capacitor de saída

Corrente nos indutores

$$I_{L1} := \frac{V_o}{R_o \cdot (1-D)^2}$$

$$I_{L1} = 6.61 \text{ A}$$

corrente nos indutores de entrada

$$I_{L2} := \frac{V_o}{R_o \cdot (1-D)}$$

$$I_{L2} = 2.949 \text{ A}$$

corrente nos indutores de saída

1 - Cálculo dos indutores a partir das ondulações de corrente

Cálculo de L_1 :

$$\Delta I_{L1} := 10\% \cdot I_{L1}$$

$$\Delta I_{L1} = 661.026 \cdot \text{mA}$$

ondulação de corrente em L1

$$L_1 := \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{\Delta I_{L1}}$$

$$L_1 = 351.901 \cdot \mu\text{H}$$

valor do indutor L1

Cálculo de L_2 :

$$\Delta I_{L2} := 25\% \cdot I_{L2}$$

$$\Delta I_{L2} = 737.297 \cdot \text{mA}$$

ondulação de corrente em L2

$$L_2 := \frac{V_{C1} \cdot D \cdot T_s}{\Delta I_{L2}}$$

$$L_2 = 707.152 \cdot \mu\text{H}$$

valor do indutor L2

2 - Cálculo dos capacitores

Cálculo de C_1 :

$$\Delta V_{C1} := 1\% \cdot V_{C1} \quad \Delta V_{C1} = 0.941 \text{ V} \quad \text{ondulação de tensão desejada em C1}$$

$$C_1 := \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_{C1} \cdot (1 - D)} \quad C_1 = 17.351 \cdot \mu\text{F} \quad \text{valor do capacitor C1}$$

Cálculo de C_2 :

$$\Delta V_{C2} := 1\% \cdot V_{C2} \quad \Delta V_{C2} = 2.11 \text{ V} \quad \text{ondulação de tensão desejada em C2}$$

$$C_2 := \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_{C2}} \quad C_2 = 3.454 \cdot \mu\text{F} \quad \text{valor do capacitor C2}$$

3 - Recalcular ondulações para os valores experimentais de capacitância e indutância

Valores experimentais utilizados no protótipo do conversor

$$C_1 := 15 \mu\text{F} \quad C_2 := 5 \mu\text{F} \quad L_1 := 370 \mu\text{H} \quad L_2 := 790 \mu\text{H}$$

Ondulação de tensão e tensão máxima nos capacitores:

$$\Delta V_{C1} := \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{C_1 \cdot (1 - D)} = 1.089 \text{ V} \quad \Delta V_{C1} = 1.089 \text{ V} \quad \text{Ondulação de tensão em C1}$$

$$\% \Delta V_{C1} := \frac{\Delta V_{C1} \cdot 100}{V_{C1}} \quad \% \Delta V_{C1} = 1.157 \quad \text{Ondulação de tensão percentual em C1}$$

$$V_{C1_max} := V_{C1} + \frac{\Delta V_{C1}}{2} \quad V_{C1_max} = 94.683 \text{ V} \quad \text{Tensão máxima em C1}$$

$$\Delta V_{C2} := \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{C_2} \quad \Delta V_{C2} = 1.457 \text{ V} \quad \text{Ondulação de tensão em C2}$$

$$\% \Delta V_{C2} := \frac{\Delta V_{C2} \cdot 100}{V_{C2}} \quad \% \Delta V_{C2} = 0.691 \quad \text{Ondulação de tensão percentual em C2}$$

$$V_{C2_max} := V_{C2} + \frac{\Delta V_{C2}}{2} \quad V_{C2_max} = 211.728 \text{ V} \quad \text{Tensão máxima em C2}$$

Ondulação de tensão total de saída

$$\Delta V_o := 2 \cdot \Delta V_{C2} = 2.915 \text{ V}$$

$$\% \Delta V_o := \frac{\Delta V_o \cdot 100}{V_o} = 0.767$$

Ondulação de corrente nos indutores

$$\Delta I_{L1} := \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s}{L_1} = 0.629 \text{ A}$$

$$\% \Delta I_{L1} := \frac{\Delta I_{L1} \cdot 100}{I_{L1}} = 9.511$$

$$\Delta I_{L2} := \frac{V_{C1} \cdot D \cdot T_s}{L_2} = 0.66 \text{ A}$$

$$\% \Delta I_{L2} := \frac{\Delta I_{L2} \cdot 100}{I_{L2}} = 22.378$$

4 - Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

$$V_{S_max} := \frac{V_{in}}{(1-D)^2} + \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot C_2} = 211.728 \text{ V}$$

Tensão máxima em S1 e S2

$$I_{S_rms} := (I_{L1} + I_{L2}) \cdot \sqrt{D} = 7.114 \text{ A}$$

Corrente eficaz em S1 e S2

$$I_{S_med} := (I_{L1} + I_{L2}) \cdot D = 5.294 \text{ A}$$

Corrente eficaz em D1

$$V_{D1_max} := \frac{V_{in}}{(1-D)} + \frac{I_o \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot C_1 \cdot (1-D)} = 94.683 \text{ V}$$

Tensão máxima em D1

$$I_{D1_rms} := I_{L1} \cdot \sqrt{1-D} = 4.415 \text{ A}$$

Corrente eficaz em D1

$$I_{D1_med} := I_{L1} \cdot (1-D) = 2.949 \text{ A}$$

Corrente média em D1

$$V_{D2_max} := V_{C2_max} = 211.728 \text{ V}$$

Tensão máxima em D2

$$I_{D2_rms} := I_{L2} \cdot \sqrt{1-D} = 1.97 \text{ A}$$

Corrente eficaz em D2

$$I_{D2_med} := I_{L2} \cdot (1-D) = 1.316 \text{ A}$$

Corrente média em D2

$$V_{D3_max} := \frac{V_{in} \cdot D}{(D-1)^2} = 116.862 \text{ V}$$

Tensão máxima em D3

$$I_{D3_rms} := I_{L1} \cdot \sqrt{D} = 4.919 \text{ A}$$

Corrente eficaz em D3

$$I_{D3_med} := I_{L1} \cdot D = 3.661 \text{ A}$$

Corrente eficaz em D3

5 - Calculo de perdas

Perdas nos diodos

$$V_{f1} := 1V$$

$$V_{f2} := 1.34V$$

$$f_s := 100kHz$$

$$I_{f1} := 2A$$

$$I_{f2} := 8A$$

$$r_T := \frac{V_{f2} - V_{f1}}{I_{f2} - I_{f1}} = 0.057\Omega$$

$$V_t := \frac{V_{f1} \cdot I_{f2} - V_{f2} \cdot I_{f1}}{I_{f2} - I_{f1}} = 887 \cdot mV$$

$$Q_c := 23nC$$

Perdas em condução para os diodos

$$P_{D1_cond} := V_t \cdot I_{D1_med} + r_T \cdot I_{D1_rms}^2 = 3.72W$$

$$P_{D2_cond} := V_t \cdot I_{D2_med} + r_T \cdot I_{D2_rms}^2 = 1.387W$$

$$P_{D3_cond} := V_t \cdot I_{D3_med} + r_T \cdot I_{D3_rms}^2 = 4.618W$$

Perdas saída de condução:

$$P_{off_D1} := Q_c \cdot V_{D1_max} \cdot f_s = 0.218W$$

$$P_{off_D2} := Q_c \cdot V_{D2_max} \cdot f_s = 0.487W$$

$$P_{off_D3} := Q_c \cdot V_{D3_max} \cdot f_s = 0.269W$$

Perdas Totais:

$$P_{D1_tot} := P_{D1_cond} + P_{off_D1} = 3.937W$$

$$P_{D2_tot} := P_{D2_cond} + P_{off_D2} = 1.874W$$

$$P_{D3_tot} := P_{D3_cond} + P_{off_D3} = 4.886W$$

$$P_{D_total} := (P_{D1_tot} + P_{D2_tot} + P_{D3_tot}) \cdot 2 = 21.395W$$

Perdas nos Interruptores

Parâmetros da Chave. Modelo: IPZ65R019C7:

$$R_{ds_on} := 19 \cdot 10^{-3}\Omega$$

$$t_r := 27 \cdot ns$$

$$t_f := 5 \cdot ns$$

$$t_s := \frac{1}{f_s} = 10 \times 10^{-6} s$$

$$t_{on} := D \cdot (t_s - t_r - t_f) = 5.521 \cdot \mu s$$

$$t_{off} := (1 - D) \cdot t_s = 4.462 \cdot \mu s$$

$$t_{com} := t_r + t_f = 32 \cdot ns$$

Valores máximos e mínimos de corrente na chave considerando a ondulação de corrente nos indutores:

$$I_{d_max_eon} := I_{L1} + I_{L2} - \Delta I_{L1} - \Delta I_{L2} = 8.271 \text{ A}$$

$$I_{d_max_eoff} := I_{L1} + I_{L2} + \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = 10.848 \text{ A}$$

Perdas durante entrada em condução

$$P_{e_on} := \left(\frac{1}{2} \cdot V_{S_max} \cdot I_{d_max_eon} \cdot t_r + Q_c \cdot V_{S_max} \right) \cdot f_s = 2.851 \text{ W}$$

Perdas durante bloqueio

$$P_{e_off} := \frac{V_{S_max} \cdot I_{d_max_eoff} \cdot t_f \cdot f_s}{2} = 0.574 \text{ W}$$

Perdas em condução

$$P_{on} := I_{S_rms}^2 \cdot R_{ds_on} = 0.962 \text{ W}$$

Perdas totais nos interruptores

$$P_{S_total} := (P_{on} + P_{e_on} + P_{e_off}) \cdot 2 \quad P_{S_total} = 8.774 \text{ W}$$

Perdas totais

O total das perdas inclui as perdas nos interruptores, diodos e indutores. As perdas nos indutores são calculadas na planilha projeto dos indutores no Apêndice B.

Perdas totais nos indutores $P_{L_total} := 2 \cdot 2.66 + 2 \cdot 2.33 = 9.98$

$$P_{total} := P_{D_total} + P_{S_total} + 9.98 \text{ W} = 40.148 \text{ W}$$

$$\eta := \frac{500 \text{ W} - P_{total}}{500 \text{ W}} = 0.92$$

APÊNDICE B – PROJETO DOS INDUTORES

Projeto dos indutores de entrada L1 e L3

Definições:

Azul = definição

Amarelo = calculado

Corrente em L1:

$$I_{L1} := 6.5A$$

Tensão de Entrada:

$$V_{in} := 42V$$

Frequência de Comutação

$$f_s := 100kHz$$

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

Ondulação de Corrente:

$$\Delta I_L := 0.1 \cdot I_{L1} = 0.65 A$$

Variação de temperatura máxima:

$$\Delta T := 50 \cdot \Delta^\circ C$$

Temperatura Ambiente:

$$T_a := 25^\circ C$$

Razão Cíclica:

$$D := 0.55$$

Projeto dos parâmetros do conversor: L1

Indutor Filtro de saída

$$L_o := 352\mu H$$

Material do Núcleo: Ferrite IP12R

Densidade de campo magnético de saturação:

$$B_{sat} := 0.4T$$

Definido pelo fabricante

Densidade de campo magnético máxima escolhida:

$$B_{max} := 0.35T$$

Fator de utilização de janela:

$$k_u := 0.6$$

Fator de forma de onda de corrente:

$$k_i := 0.952$$

Corrente de pico:

$$I_{pico} := \frac{\Delta I_L}{2} + I_{L1}$$

$$I_{pico} = 6.825 A$$

Fator de ondulação de fluxo no indutor de saída:

$$\gamma := 0 \quad (\text{fluxo negligenciado})$$

Resistividade do cobre:

$$\rho_w := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$$

Coefficiente de transferência de calor: (valor típico)

$$h_c := 10 \frac{W}{m^2 \cdot \Delta^\circ C}$$

Definido pelo tipo de núcleo

Coefficientes Adimensionais: (valores típicos)

$$k_a := 40$$

$$k_w := 10$$

$$k_t := \sqrt{\frac{h_c \cdot k_a}{\rho_w \cdot k_w}}$$

$$k_t = 4.822 \times 10^4 \frac{\text{A}}{\text{m}^{1.5} \cdot \text{K}^{0.5}}$$

Produto da área de janela de enrolamento do núcleo: informação para determinar o núcleo - $A_p = A_e \cdot W_a$

$$A_p := \left[\frac{\sqrt{(1 + \gamma) \cdot k_t \cdot L_o \cdot I_{\text{pico}}^2}}{B_{\text{max}} \cdot k_t \cdot \sqrt{k_u \cdot \Delta T}} \right]^{\frac{8}{7}}$$

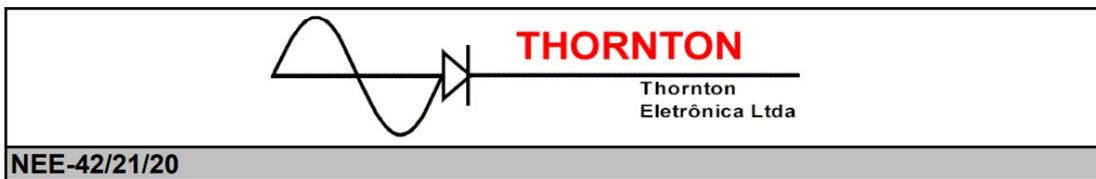
$$A_p = 1.82 \cdot \text{cm}^4$$

Densidade de Corrente no enrolamento:

$$J_o := k_t \cdot \sqrt{\frac{\Delta T}{k_u \cdot (1 + \gamma)}} \cdot \frac{1}{8 \sqrt{A_p}}$$

$$J_o = 408.485 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Núcleo escolhido: NEE-42/21/20

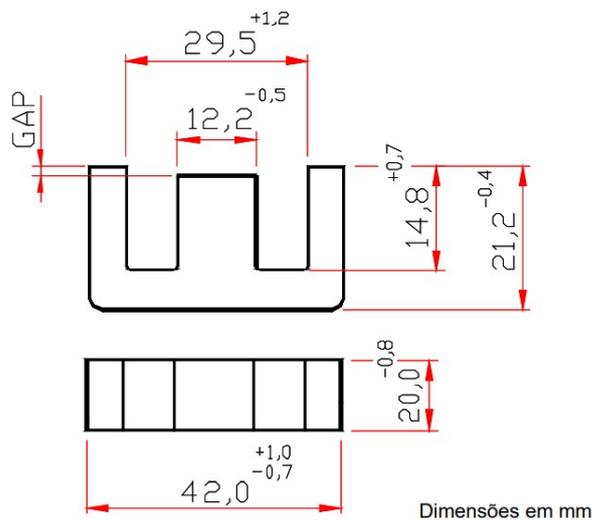


NEE-42/21/20

Parâmetros Efetivos do Núcleo:

$\Sigma I/A$	0,41	mm ⁻¹
Le	97,0	mm
Ae	240,0	mm ²
Amin	- - -	mm ²
Ve	23300,0	mm ³

Peso Aprox. (pç) 56,0 g



Área efetiva:

$$A_e := 240 \text{mm}^2$$

$$L_w := \frac{(29.5 + 0) \text{mm} - (12.5 - 0) \text{mm}}{2}$$

$$L_w = 8.5 \text{mm}$$

$$H_w := (14.8 + 0) \text{mm}$$

$$H_w = 14.8 \text{mm}$$

Área da Janela sem carretel:

$$A_w := 2L_w H_w$$

$$A_w = 2.516 \cdot \text{cm}^2$$

Valor de Ap do núcleo:

$$A_{pc} := A_w \cdot A_e$$

$$A_{pc} = 6.038 \cdot \text{cm}^4$$

Volume do núcleo, dado ficha técnica:

$$V_c := 23300 \text{mm}^3$$

Apc deve ser maior que o Ap

Comprimento efetivo (Comprimento médio do caminho magnético)

$$l_c := 9.7 \text{cm}$$

$$l_c = 9.7 \cdot \text{cm}$$

Altura da Janela:

$$G_w := 2 \cdot H_w$$

$$G_w = 29.6 \cdot \text{mm}$$

Resistência Térmica do Núcleo Aproximada (transformar Vc para m3):

$$R_\theta := \frac{0.06}{\sqrt{\frac{V_c \cdot 10^{-9}}{\text{mm}^3}}} \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_\theta = 12.43 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Máxima Potência Dissipada no Núcleo:

$$P_D := \frac{\Delta T}{R_\theta}$$

$$P_D = 4.023 \text{ W}$$

Tamanho médio de uma espira:

$$\text{MLT} := 105 \text{mm}$$

Permeabilidade magnética otimizada:

$$\mu_{\text{opt}} := \frac{B_{\text{max}} \cdot l_c \cdot k_1}{\mu_0 \cdot \sqrt{\frac{P_D \cdot k_u \cdot A_w}{\rho_w \cdot \text{MLT}}}}$$

$$\mu_{\text{opt}} = 44.355$$

Projeto dos enrolamentos:

Cálculo do gap:

$$g := \frac{l_c}{\mu_{opt}}$$

$$g = 2.187 \cdot \text{mm}$$

Relutância:

$$R_{eq} := \frac{l_c}{\mu_{opt} \cdot \mu_0 \cdot A_e} = 7.251 \times 10^6 \frac{1}{\text{H}}$$

$$A_L := \frac{1}{R_{eq}} = 0.138 \cdot \mu\text{H}$$

Número de Espiras

$$N := \text{round}\left(\sqrt{L_o \cdot R_{eq}}\right)$$

$$N_s := \left(\sqrt{\frac{L_o}{A_L}}\right)$$

$$N = 51$$

$$N_s = 50.521$$

N utilizado = 44

Densidade de Corrente com o núcleo escolhido:

$$J_{o_cu} := k_t \cdot \sqrt{\frac{\Delta T}{k_u \cdot (1 + \gamma)}} \cdot \frac{1}{8 \sqrt{A_{pc}}}$$

$$J_{o_cu} = 351.609 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Seção do condutor:

$$A_W := \frac{I_{L1}}{J_{o_cu}}$$

$$A_W = 1.849 \cdot \text{mm}^2$$

Profundidade de Penetração:

$$\delta_{cu} := \frac{66}{\sqrt{f_s}} \cdot \frac{\text{mm}}{\sqrt{s}}$$

$$\delta_{cu} = 0.209 \cdot \text{mm}$$

Seção Máxima:

$$S_{cM} := \pi \cdot \delta_{cu}^2$$

$$S_{cM} = 0.137 \cdot \text{mm}^2$$

Diametro do AWG deve ser menor que a seção Máxima:

Numero AWG	Diâmetro (mm)	Espiras por cm	Área (mm ²)	Resistência (Ω/km)	Peso (kg/km)	Comprim. (m/kg)	Corrente máxima (A)			Frequência máx. (kHz)
							2,5A/mm ²	3A/mm ²	6A/mm ²	
25	0,4547	21,992	0,162	105,919	1,455	687,29	0,406	0,487	0,974	84,288
26	0,4049	24,696	0,129	133,560	1,154	866,65	0,322	0,386	0,773	106,284
27	0,3606	27,731	0,102	168,415	0,9151	1092,8	0,255	0,306	0,613	134,021
28	0,3211	31,140	0,0810	212,367	0,7257	1378,0	0,202	0,243	0,486	168,996
29	0,2860	34,968	0,0642	267,788	0,5755	1737,6	0,161	0,193	0,385	213,099

AWG escolhido = 27

$$A_{\text{cu_nu}} := \pi \left(\frac{0.3606 \text{ mm}}{2} \right)^2 = 0.102 \cdot \text{mm}^2$$

Numero de condutores:

$$N_c := \text{ceil} \left(\frac{A_W}{A_{\text{cu_nu}}} \right)$$

$$N_c = 19$$

Área do condutor esmaltado para AWG 27:

$$A_{\text{cu_e}} := \pi \left(\frac{0.4 \text{ mm}}{2} \right)^2 = 0.126 \cdot \text{mm}^2$$

Possibilidade de Execução:

$$AW_t := \frac{N \cdot N_c \cdot A_{\text{cu_e}}}{k_u \cdot A_W} = 80.7\%$$

Tamanho total de fios para fazer o Indutor:

$$MLT \cdot N = 5.355 \text{ m}$$

UTILIZANDO FIO LITZ, CALCULO DAS PERDAS

Fio Litz AWG 27x19

Propriedades do condutor escolhido

$$\rho_{20} := 1.72 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$$

$$\alpha_{20} := 0.00393 \cdot \frac{1}{\Delta^\circ\text{C}}$$

Temperatura maxima

$$T_{\text{max}} := T_a + \Delta T = 75^\circ\text{C}$$

$$\text{m}\Omega := 10^{-3} \Omega$$

Rdc 20 graus

$$R_{\text{dc_20}} := \frac{\rho_{20}}{A_{\text{cu_nu}}}$$

Resistencia do enrolamento

$$R_{\text{dc_}\Delta T} := MLT \cdot \frac{N}{N_c} \cdot R_{\text{dc_20}} \cdot [1 + \alpha_{20} \cdot (T_{\text{max}} - 20^\circ\text{C})] = 0.058 \Omega$$

$$R_{\text{dc_}\Delta T} = 57.727 \cdot \text{m}\Omega$$

Perdas no Cobre

$$P_{cu} := R_{dc} \cdot \Delta T \cdot I_{L1}^2$$

$$P_{cu} = 2.439 \cdot W$$

Determinando os coeficientes da equação de Steinmetz

Pontos do gráfico de perdas do núcleo Thornton IP-12R

Ponto A: 10kHz 0.05T 0.35

Ponto B: 10kHz 0.2T 10

Ponto C: 60kHz 0.2T 60

$$\alpha := \frac{\ln\left(\frac{60}{10}\right)}{\ln\left(\frac{40}{10}\right)} = 1.29$$

$$\beta := \frac{\ln\left(\frac{10}{0.35}\right)}{\ln\left(\frac{0.2}{0.05}\right)} = 2.42$$

$$K_c := \frac{60}{(40)^\alpha \cdot 0.2^\beta} = 24.99$$

Perdas no Núcleo para o conversor dual boost quadrático

$$\Delta B := \frac{V_{in} \cdot \frac{1}{1-D} \cdot D \cdot T_s}{N \cdot A_w}$$

$$\Delta B = 0.04 \cdot T$$

$$P_{fe} := \frac{V_c}{m^3} \cdot K_c \cdot \left(\frac{f_s}{Hz}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{2 \cdot T}\right)^\beta \cdot W$$

$$P_{fe} = 131.575 \cdot mW$$

Perdas Totais

$$P_{total} := P_{fe} + P_{cu}$$

$$P_{total} = 2.571 \cdot W$$

Projeto dos indutores intermediários L2 e L4

Definições:

Azul = definição

Amarelo = calculado

Corrente de Saída:

$$I_{L2} := 2.924A$$

Tensão de Entrada:

$$V_{in} := 42V$$

Frequência de Comutação

$$f_s := 100kHz$$

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

Ondulação de Corrente na saída: ($\Delta I_{total} = 2\Delta I_L$)

$$\Delta I_L := 0.25 I_{L2} = 0.731A$$

Variação de temperatura máxima:

$$\Delta T := 60 \cdot \Delta^\circ C$$

Temperatura Ambiente:

$$T_a := 25^\circ C$$

Razão Cíclica:

$$D := 0.55$$

Projeto dos parâmetros do conversor: L2

Indutor Filtro de saída

$$L_o := 710\mu H$$

Material do Núcleo: Ferrite

Densidade de campo magnético de saturação:

$$B_{sat} := 0.4T$$

Definido pelo fabricante

Densidade de campo magnético máxima escolhida:

$$B_{max} := 0.35T$$

Fator de utilização de janela:

$$k_u := 0.5$$

Fator de forma de onda de corrente:

$$k_i := 0.952$$

Corrente de pico:

$$I_{pico} := \frac{\Delta I_L}{2} + I_{L2}$$

$$I_{pico} = 3.289 A$$

Fator de ondulação de fluxo no indutor de saída:

$$\gamma := 0$$

(fluxo negligenciado)

Resistividade do cobre:

$$\rho_w := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$$

Coefficiente de transferência de calor: (valor típico)

$$h_c := 10 \frac{W}{m^2 \cdot \Delta^\circ C}$$

Definido pelo tipo de núcleo

Coefficientes Adimensionais: (valores típicos)

$$k_a := 40$$

$$k_w := 10$$

$$k_t := \sqrt{\frac{h_c \cdot k_a}{\rho_w \cdot k_w}}$$

$$k_t = 4.822 \times 10^4 \frac{A}{K^{0.5} \cdot m^{1.5}}$$

Produto da área de janela de enrolamento do núcleo: (informação para determinar o núcleo - $A_p = A_e \cdot W_a$)

$$A_p := \left[\frac{\sqrt{(1 + \gamma) \cdot k_i \cdot L_o \cdot I_{pico}^2}}{B_{max} \cdot k_t \cdot \sqrt{k_u \cdot \Delta T}} \right]^{\frac{8}{7}}$$

$$A_p = 0.765 \cdot cm^4$$

Densidade de Corrente no enrolamento:

$$J_o := k_t \cdot \sqrt{\frac{\Delta T}{k_u \cdot (1 + \gamma)}} \cdot \frac{1}{\sqrt[8]{A_p}}$$

$$J_o = 546.249 \cdot \frac{A}{cm^2}$$

Núcleo escolhido: NEE-42/21/20 (mesmo núcleo utilizado no projeto do indutor L1)

Área efetiva:

$$A_e := 240 mm^2$$

$$L_w := \frac{(29.5 + 0) mm - (12.5 - 0) mm}{2}$$

$$L_w = 8.5 \cdot mm$$

$$H_w := (14.8 + 0) mm$$

$$H_w = 14.8 \cdot mm$$

Área da Janela sem carretel:

$$A_w := 2 L_w H_w$$

$$A_w = 2.516 \cdot cm^2$$

Valor de A_p do núcleo:

$$A_{pc} := A_w \cdot A_e$$

$$A_{pc} = 6.038 \cdot cm^4$$

Volume do núcleo, dado ficha técnica:

$$V_c := 23300 mm^3$$

A_{pc} deve ser maior que o A_p

Comprimento efetivo (Comprimento médio do caminho magnético)

$$l_c := 9.7 cm$$

$$l_c = 9.7 \cdot cm$$

Altura da Janela:

$$G_w := 2 \cdot H_w$$

$$G_w = 29.6 \cdot \text{mm}$$

Resistência Térmica do Núcleo Aproximada (transformar Vc para m3):

$$R_\theta := \frac{0.06}{\sqrt{\frac{V_c \cdot 10^{-9}}{\text{mm}^3}}} \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

$$R_\theta = 12.43 \cdot \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Máxima Potência Dissipada no Núcleo:

$$P_D := \frac{\Delta T}{R_\theta}$$

$$P_D = 4.827 \text{ W}$$

Tamanho médio de uma espira:

$$\text{MLT} := 105 \text{ mm}$$

Permeabilidade magnética otimizada:

$$\mu_{\text{opt}} := \frac{B_{\text{max}} \cdot l_c \cdot k_i}{\mu_0 \cdot \sqrt{\frac{P_D \cdot k_u \cdot A_w}{\rho_w \cdot \text{MLT}}}}$$

$$\mu_{\text{opt}} = 44.355$$

Projeto dos enrolamentos:

Cálculo do gap:

$$g := \frac{l_c}{\mu_{\text{opt}}}$$

$$g = 2.187 \cdot \text{mm}$$

Relutância:

$$R_{\text{eq}} := \frac{l_c}{\mu_{\text{opt}} \cdot \mu_0 \cdot A_e} = 7.251 \times 10^6 \frac{1}{\text{H}}$$

$$A_L := \frac{1}{R_{\text{eq}}} = 0.138 \cdot \mu\text{H}$$

Número de Espiras

$$N := \text{round}(\sqrt{L_o \cdot R_{\text{eq}}})$$

$$N_s := \left(\sqrt{\frac{L_o}{A_L}} \right)$$

$$N = 72$$

$$N_s = 71.752$$

N utilizado = 72

Densidade de Corrente com o núcleo escolhido:

$$J_{o_cu} := k_t \cdot \sqrt{\frac{\Delta T}{k_u \cdot (1 + \gamma)}} \cdot \frac{1}{\sqrt[8]{A_{pc}}}$$

$$J_{o_cu} = 421.931 \cdot \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$J_{o_cu} = 4.219 \cdot \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Seção do condutor:

$$A_W := \frac{I_{L2}}{J_{o_cu}}$$

$$A_W = 0.693 \cdot \text{mm}^2$$

Profundidade de Penetração:

$$\delta_{cu} := \frac{66}{\sqrt{f_s}} \cdot \frac{\text{mm}}{\sqrt{s}}$$

$$\delta_{cu} = 0.209 \cdot \text{mm}$$

Seção Máxima:

$$S_{cM} := \pi \cdot \delta_{cu}^2$$

$$S_{cM} = 0.137 \cdot \text{mm}^2$$

Diametro do AWG deve ser menor que a seção Máxima:

AWG escolhido = 27

$$A_{cu_nu} := \pi \left(\frac{0.36068 \text{mm}}{2} \right)^2 = 0.102 \cdot \text{mm}^2$$

Numero de codutores:

$$N_c := \text{ceil} \left(\frac{A_W}{A_{cu_nu}} \right)$$

$$N_c = 7$$

Área do condutor esmaltado:

$$A_{cu_e} := \pi \left(\frac{0.4 \text{mm}}{2} \right)^2 = 0.126 \cdot \text{mm}^2$$

Possibilidade de Execução:

$$AW_t := \frac{N \cdot N_c \cdot A_{cu_e}}{k_u \cdot A_W} = 50.3\%$$

Tamanho total de fios para fazer o Indutor:

$$MLT \cdot N = 7.56 \text{ m}$$

UTILIZANDO FIO LITZ, CALCULO DAS PERDAS

Fio Litz AWG 27x7

Propriedades do condutor escolhido

$$\rho_{20} := 1.72 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$$

$$\alpha_{20} := 0.00393 \cdot \frac{1}{\Delta^\circ\text{C}}$$

Temperatura maxima

$$T_{\text{max}} := T_a + \Delta T = 85^\circ\text{C}$$

$$m\Omega := 1 \cdot 10^{-3} \Omega$$

Rdc a 20 graus

$$R_{dc_20} := \frac{\rho_{20}}{A_{cu_nu}}$$

Resistencia do enrolamento

$$R_{dc_dT} := MLT \cdot \frac{N}{N_c} \cdot R_{dc_20} \cdot [1 + \alpha_{20} \cdot (T_{max} - 20^\circ C)] = 0.228 \Omega$$

$$R_{dc_dT} = 228.254 \cdot m\Omega$$

Perdas no Cobre

$$P_{cu} := R_{dc_dT} \cdot I_{L2}^2$$

$$P_{cu} = 1.952 \cdot W$$

Perdas no Núcleo

$$\Delta B := \frac{V_{in} \cdot \frac{1}{(1-D)^2} \cdot D \cdot T_s}{N \cdot A_w}$$

$$\Delta B = 0.063 \cdot T$$

$$\alpha := 1.29$$

$$\beta := 2.41$$

$$K_c := 24$$

$$P_{fe} := \frac{V_c}{m^3} \cdot K_c \cdot \left(\frac{f_s}{Hz}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{2 \cdot T}\right)^\beta W$$

$$P_{fe} = 378.461 \cdot mW$$

Perdas Totais

$$P_{total} := P_{fe} + P_{cu}$$

$$P_{total} = 2.33 \cdot W$$

APÊNDICE C – MODELO MATEMÁTICO

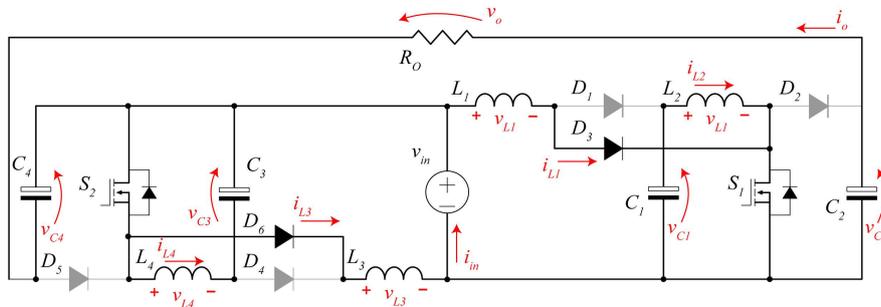
Inicialização

```

restart;
with(linalg) :
with(DynamicSystems) :
with(DEtools) :
with(LinearAlgebra) :
with(plots) :
with(ArrayTools) :
    
```

Equacionamento - Etapas de operação

Para $s=1$



Definição da tensão de saída V_o

$$v_o := v_{c4} + v_{c2} - v_{in}$$

$$v_o := v_{c4} + v_{c2} - v_{in} \quad (2.1)$$

Malha de entrada L1

$$L_1 \cdot di_{L1} = v_{in}$$

$$L_1 di_{L1} = v_{in} \quad (2.2)$$

$ml1a := isolate((2.2), di_{L1})$

$$ml1a := di_{L1} = \frac{v_{in}}{L_1} \quad (2.3)$$

Indutor intermediário L2

$$L_2 \cdot di_{L2} = v_{c1}$$

$$L_2 di_{L2} = v_{c1} \quad (2.4)$$

$ml2a := isolate((2.4), di_{L2})$

$$ml2a := di_{L2} = \frac{v_{c1}}{L_2} \quad (2.5)$$

Capacitor intermediário C1:

$$c_1 \cdot dv_{c1} = -i_{L2}$$

$$c_1 dv_{c1} = -i_{L2} \quad (2.6)$$

$mc1a := isolate((2.6), dv_{c1})$

$$mc1a := dv_{c1} = -\frac{i_{L2}}{c_1} \quad (2.7)$$

Capacitor de saída C2

$$-c_2 \cdot dv_{c2} - \frac{v_o}{R_1} = 0$$

$$-c_2 dv_{c2} - \frac{v_{c4} + v_{c2} - v_{in}}{R_1} = 0 \quad (2.8)$$

$mc2a := isolate((2.8), dv_{c2})$

$$mc2a := dv_{c2} = -\frac{v_{c4} + v_{c2} - v_{in}}{R_1 c_2} \quad (2.9)$$

Segunda parte, lado esquerdo do conversor, tensão VC4.

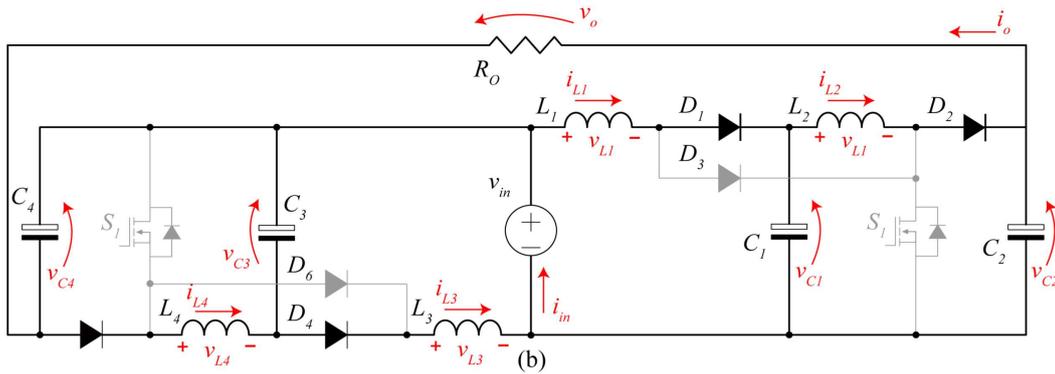
$$c_4 \cdot dv_{c4} + \frac{v_o}{R_1} = 0$$

$$c_4 dv_{c4} + \frac{v_{c4} + v_{c2} - v_{in}}{R_1} = 0 \quad (2.10)$$

$mc4a := isolate((2.10), dv_{c4})$

$$mc4a := dv_{c4} = -\frac{v_{c4} + v_{c2} - v_{in}}{R_1 c_4} \quad (2.11)$$

Para $s=0$



Malha de entrada

$$L_1 \cdot di_{L1} = v_{in} - v_{c1}$$

$$L_1 di_{L1} = v_{in} - v_{c1} \quad (2.12)$$

$ml1b := isolate((2.12), di_{L1})$

$$ml1b := di_{L1} = \frac{v_{in} - v_{c1}}{L_1} \quad (2.13)$$

Indutor intermediário L2

$$L_2 \cdot di_{L2} = v_{c1} - v_{c2}$$

$$L_2 di_{L2} = v_{c1} - v_{c2} \quad (2.14)$$

$$ml2b := isolate((2.14), di_{L2})$$

$$ml2b := di_{L2} = \frac{v_{c1} - v_{c2}}{L_2} \quad (2.15)$$

Capacitor intermediário C1:

$$c_1 \cdot dv_{c1} = i_{L1} - i_{L2}$$

$$c_1 dv_{c1} = i_{L1} - i_{L2} \quad (2.16)$$

$$mc1b := isolate((2.16), dv_{c1})$$

$$mc1b := dv_{c1} = \frac{i_{L1} - i_{L2}}{c_1} \quad (2.17)$$

Capacitor de saída C2

$$c_2 \cdot dv_{c2} = i_{L2} - \frac{v_o}{R_1}$$

$$c_2 dv_{c2} = i_{L2} - \frac{v_{c4} + v_{c2} - v_{in}}{R_1} \quad (2.18)$$

$$mc2b := simplify(isolate((2.18), dv_{c2}))$$

$$mc2b := dv_{c2} = \frac{i_{L2} R_1 - v_{c2} - v_{c4} + v_{in}}{R_1 c_2} \quad (2.19)$$

Novamente, segunda parte, lado esquerdo do conversor. Capacitor de saída C4:

$$c_4 \cdot dv_{c4} = i_{L2} - \frac{v_o}{R_1}$$

$$c_4 dv_{c4} = i_{L2} - \frac{v_{c4} + v_{c2} - v_{in}}{R_1} \quad (2.20)$$

$$mc4b := simplify(isolate((2.20), dv_{c4}))$$

$$mc4b := dv_{c4} = \frac{i_{L2} R_1 - v_{c2} - v_{c4} + v_{in}}{R_1 c_4} \quad (2.21)$$

Modelo médio

Variáveis de estado

$$x_{avg} := \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_{c4} \end{bmatrix} : dx_{avg} := \begin{bmatrix} di_{L1} \\ di_{L2} \\ dv_{c1} \\ dv_{c2} \\ dv_{c4} \end{bmatrix} :$$

Entradas independentes:

$$e := \begin{bmatrix} v_{in} \end{bmatrix} :$$

Valor médio da função de validação:

$$h1 := D :$$

$$h2 := (1 - D) :$$

Matrizes A1 e B1 da primeira etapa de operação:

$$A1_h := \text{matrix}(5, 5, [\text{coeff}(\text{rhs}(ml1a), i_{L1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(ml1a), i_{L2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(ml1a), v_{c1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(ml1a), v_{c2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(ml1a), v_{c4}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2a), i_{L1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2a), i_{L2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2a), v_{c1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2a), v_{c2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2a), v_{c4}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1a), i_{L1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1a), i_{L2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1a), v_{c1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1a), v_{c2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1a), v_{c4}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2a), i_{L1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2a), i_{L2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2a), v_{c1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2a), v_{c2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2a), v_{c4}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4a), i_{L1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4a), i_{L2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4a), v_{c1}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4a), v_{c2}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4a), v_{c4}) \cdot h1])$$

$$A1_h := \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{R_1 c_2} & -\frac{D}{R_1 c_2} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{R_1 c_4} & -\frac{D}{R_1 c_4} \end{bmatrix}$$

(3.1)

$$B1_h := \text{matrix}(5, 1, [\text{coeff}(\text{rhs}(ml1a), v_{in}) \cdot h1, 0, 0, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2a), v_{in}) \cdot h1, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4a), v_{in}) \cdot h1])$$

$$B1_h := \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{D}{R_1 c_2} \\ \frac{D}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Matrizes A2 e B2 da segunda etapa de operação:

$$A2_h := \text{matrix}(5, 5, [\text{coeff}(\text{rhs}(ml1b), i_{L1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(ml1b), i_{L2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(ml1b), v_{c1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(ml1b), v_{c2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(ml1b), v_{c4}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2b), i_{L1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2b), i_{L2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2b), v_{c1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2b), v_{c2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(ml2b), v_{c4}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1b), i_{L1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1b), i_{L2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1b), v_{c1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1b), v_{c2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc1b), v_{c4}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2b), i_{L1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2b), i_{L2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2b), v_{c1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2b), v_{c2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2b), v_{c4}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4b), i_{L1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4b), i_{L2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4b), v_{c1}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4b), v_{c2}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4b), v_{c4}) \cdot h2])$$

$$A2_h := \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1-D}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1-D}{L_2} & -\frac{1-D}{L_2} & 0 \\ \frac{1-D}{c_1} & -\frac{1-D}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-D}{c_2} & 0 & -\frac{1-D}{R_1 c_2} & -\frac{1-D}{R_1 c_2} \\ 0 & \frac{1-D}{c_4} & 0 & -\frac{1-D}{R_1 c_4} & -\frac{1-D}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$B2_h := \text{matrix}(5, 1, [\text{coeff}(\text{rhs}(ml1b), v_{in}) \cdot h2, 0, 0, \text{coeff}(\text{rhs}(mc2b), v_{in}) \cdot h2, \text{coeff}(\text{rhs}(mc4b), v_{in}) \cdot h2])$$

$$B2_h := \begin{bmatrix} \frac{1-D}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1-D}{R_1 c_2} \\ \frac{1-D}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$A_{med} := \text{simplify}(\text{evalm}(A1_h + A2_h))$$

$$A_{med} := \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1+D}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1+D}{L_2} & 0 \\ \frac{1-D}{c_1} & -\frac{1}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-D}{c_2} & 0 & -\frac{1}{R_1 c_2} & -\frac{1}{R_1 c_2} \\ 0 & \frac{1-D}{c_4} & 0 & -\frac{1}{R_1 c_4} & -\frac{1}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$A_n := \text{simplify}(\text{multiply}(\text{evalm}(A1_h + A2_h), x_{avg}))$$

$$A_n := \begin{bmatrix} \frac{(-1+D) v_{c1}}{L_1} \\ \frac{v_{c1} + (-1+D) v_{c2}}{L_2} \\ \frac{-i_{L1} D + i_{L1} - i_{L2}}{c_1} \\ \frac{-(-1+D) i_{L2} R_1 - v_{c2} - v_{c4}}{R_1 c_2} \\ \frac{-(-1+D) i_{L2} R_1 - v_{c2} - v_{c4}}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$B_n := \text{simplify}(\text{multiply}(\text{evalm}(B1_h + B2_h), e))$$

$$Bn := \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{v_{in}}{R_1 c_2} \\ \frac{v_{in}}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Modelo Médio:

$$X_{avg} := \text{simplify}(\text{evalm}(An + Bn))$$

$$X_{avg} := \begin{bmatrix} \frac{(-1 + D) v_{c1} + v_{in}}{L_1} \\ \frac{v_{c1} + (-1 + D) v_{c2}}{L_2} \\ \frac{-i_{L1} D + i_{L1} - i_{L2}}{c_1} \\ \frac{-(-1 + D) i_{L2} R_1 - v_{c2} - v_{c4} + v_{in}}{R_1 c_2} \\ \frac{-(-1 + D) i_{L2} R_1 - v_{c2} - v_{c4} + v_{in}}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Definindo a Saída desejada

$$V_{o_{med}} := v_{c2} + v_{c4} - v_{in}$$

$$V_{o_{med}} := v_{c4} + v_{c2} - v_{in} \quad (3.9)$$

Linearização do Modelo

Funções Vetoriais

$$Y := \begin{bmatrix} \Delta i_{L1} \\ \Delta i_{L2} \\ \Delta v_{c1} \\ \Delta v_{c2} \\ \Delta v_{c4} \end{bmatrix} :$$

$$U := \begin{bmatrix} \Delta d \\ \Delta v_{in} \end{bmatrix} :$$

$$f1 := X_{avg}[1, 1]$$

$$f1 := \frac{(-1 + D) v_{c1} + v_{in}}{L_1} \quad (4.1)$$

$$f2 := X_{avg}[2, 1]$$

$$f2 := \frac{v_{c1} + (-1 + D) v_{c2}}{L_2} \quad (4.2)$$

$$f3 := X_{avg}[3, 1]$$

$$f3 := \frac{-D i_{L1} + i_{L1} - i_{L2}}{c_1} \quad (4.3)$$

$$f4 := X_{avg}[4, 1]$$

$$f4 := \frac{-(-1 + D) i_{L2} R_1 - v_{c2} - v_{c4} + v_{in}}{R_1 c_2} \quad (4.4)$$

$$f5 := X_{avg}[5, 1]$$

$$f5 := \frac{-(-1 + D) i_{L2} R_1 - v_{c2} - v_{c4} + v_{in}}{R_1 c_4} \quad (4.5)$$

Cancelando as matrizes jacobianas Aj, Bj, Cj e Dj

$$Aj := \text{simplify}(\text{jacobian}([f1, f2, f3, f4, f5], [x_{avg}[1, 1], x_{avg}[2, 1], x_{avg}[3, 1], x_{avg}[4, 1], x_{avg}[5, 1]]))$$

$$A_j := \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1+D}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{-1+D}{L_2} & 0 \\ \frac{1-D}{c_1} & -\frac{1}{c_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-D}{c_2} & 0 & -\frac{1}{R_1 c_2} & -\frac{1}{R_1 c_2} \\ 0 & \frac{1-D}{c_4} & 0 & -\frac{1}{R_1 c_4} & -\frac{1}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$B_j := \text{simplify}(\text{jacobian}([f1, f2, f3, f4, f5], [D, v_{in}]))$$

$$B_j := \begin{bmatrix} \frac{v_{c1}}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ \frac{v_{c2}}{L_2} & 0 \\ -\frac{i_{L1}}{c_1} & 0 \\ -\frac{i_{L2}}{c_2} & \frac{1}{R_1 c_2} \\ -\frac{i_{L2}}{c_4} & \frac{1}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$C_j := \text{Matrix}([[1, 0, 0, 0, 0], [0, 0, 0, 1, 1]])$$

$$C_j := \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$D_j := \text{Matrix}([[0, 0], [0, -1]])$$

$$D_j := \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Modelo Linearizado:

$$X_{lin} := \text{simplify}(\text{evalm}(\text{multiply}(A_j, Y) + \text{multiply}(B_j, U)))$$

$$X_{lin} := \begin{bmatrix} \frac{(-1 + D) \Delta v_{c1} + v_{c1} \Delta d + \Delta v_{in}}{L_1} \\ \frac{\Delta v_{c1} + (-1 + D) \Delta v_{c2} + v_{c2} \Delta d}{L_2} \\ \frac{-\Delta i_{L1} D - i_{L1} \Delta d + \Delta i_{L1} - \Delta i_{L2}}{c_1} \\ \frac{((1 - D) \Delta i_{L2} - i_{L2} \Delta d) R_1 - \Delta v_{c2} - \Delta v_{c4} + \Delta v_{in}}{R_1 c_2} \\ \frac{((1 - D) \Delta i_{L2} - i_{L2} \Delta d) R_1 - \Delta v_{c2} - \Delta v_{c4} + \Delta v_{in}}{R_1 c_4} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Ponto de Operação

$$parametros := \{R_1 = 289, v_{in} = 42, c_1 = 15 \cdot 10^{-6}, c_2 = 5 \cdot 10^{-6}, c_4 = 5 \cdot 10^{-6}, L_1 = 370e-6, L_2 = 790e-6, D = 0.554\} :$$

$$f_s := 100e3$$

$$f_s := 1.00 \times 10^5 \quad (5.1)$$

$$T_s = \frac{1}{f_s}$$

$$T_s = 1.00 \times 10^{-5} \quad (5.2)$$

$$sis := \{X_{avg}[1, 1] = 0, X_{avg}[2, 1] = 0, X_{avg}[3, 1] = 0, X_{avg}[4, 1] = 0, X_{avg}[5, 1] = 0, v_{c2} = v_{c4}\} :$$

$$po := solve(sis, \{i_{L1}, i_{L2}, v_{c1}, v_{c2}, v_{c4}\}) :$$

$$lhs(po_1) = subs(parametros, rhs(po_1))$$

$$i_{L1} = 6.62 \quad (5.3)$$

$$lhs(po_2) = subs(parametros, rhs(po_2))$$

$$i_{L2} = 2.95 \quad (5.4)$$

$$lhs(po_3) = subs(parametros, rhs(po_3))$$

$$v_{c1} = 94.17 \quad (5.5)$$

$$lhs(po_4) = subs(parametros, rhs(po_4))$$

$$v_{c2} = 211.14 \quad (5.6)$$

$$lhs(po_5) = subs(parametros, rhs(po_5)) \quad v_{c4} = 211.14 \quad (5.7)$$

$$regime_{val} := \{(5.3), (5.4), (5.5), (5.6), \} :$$

Função de Transferência

$$\vec{Y}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}\vec{U}(s) + \mathbf{D}\vec{U}(s)$$

Matriz identidade:

$$sI := \begin{bmatrix} s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s \end{bmatrix} :$$

$$Y_s := simplify(evalm(multiply(Cj, evalm(inverse(evalm(sI - Aj))), Bj) + Dj)) :$$

$$tf_{il_d} := simplify(subs(parametros, \{(5.3), (5.4), (5.5), (5.6)\}, evalm(Y_s[1, 1]))) \quad (6.1)$$

$$\frac{113.00 \times 10^{15} + 254.51 \times 10^3 s^3 + 883.87 \times 10^6 s^2 + 56.51 \times 10^{12} s}{1.80 \times 10^{15} + s^4 + 1.38 \times 10^3 s^3 + 170.59 \times 10^6 s^2 + 166.41 \times 10^9 s}$$

$$tf_{il_vi} := simplify(subs(parametros, \{(5.3), (5.4), (5.5), (5.6)\}, simplify(evalm(Y_s[1, 2]))) \quad (6.2)$$

$$\frac{2.70 \times 10^3 (s + 7.83 \times 10^2) (s^2 + 6.01 \times 10^2 s + 1.34 \times 10^8)}{1.80 \times 10^{15} + s^4 + 1.38 \times 10^3 s^3 + 1.71 \times 10^8 s^2 + 1.66 \times 10^{11} s}$$

$$tf_{vo_d} := simplify(subs(parametros, \{(5.3), (5.4), (5.5), (5.6)\}, evalm(Y_s[2, 1]))) \quad (6.3)$$

$$\frac{3.42 \times 10^{18} - 1.18 \times 10^6 s^3 + 47.68 \times 10^9 s^2 - 241.48 \times 10^{12} s}{1.80 \times 10^{15} + s^4 + 1.38 \times 10^3 s^3 + 170.59 \times 10^6 s^2 + 166.41 \times 10^9 s}$$

$$tf_{vo_vi} := simplify(subs(parametros, \{(5.3), (5.4), (5.5), (5.6)\}, simplify(evalm(Y_s[2, 2]))) \quad (6.4)$$

$$tf_{vo_vi} := - \frac{(s + 8.27 \times 10^3) (s - 8.27 \times 10^3) (s^2 + 2.39 \times 10^8)}{1.80 \times 10^{15} + s^4 + 1.38 \times 10^3 s^3 + 1.71 \times 10^8 s^2 + 1.66 \times 10^{11} s}$$

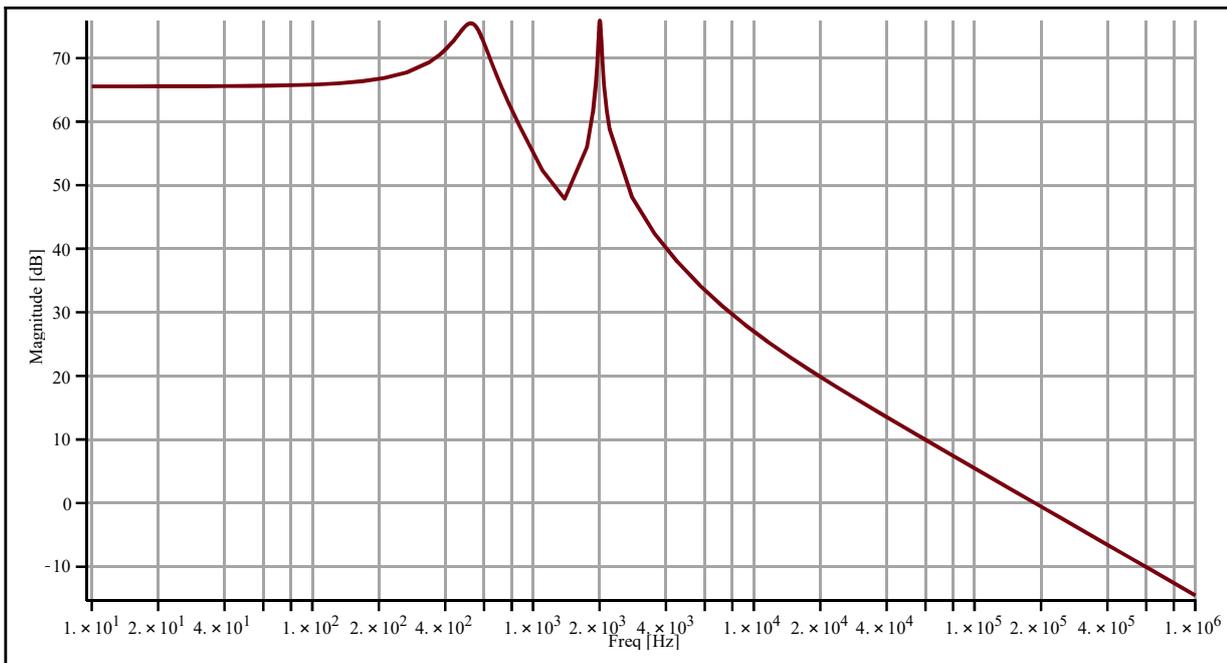
$$tf_{vo_il} := \frac{numer(tf_{vo_d})}{numer(tf_{il_d})}$$

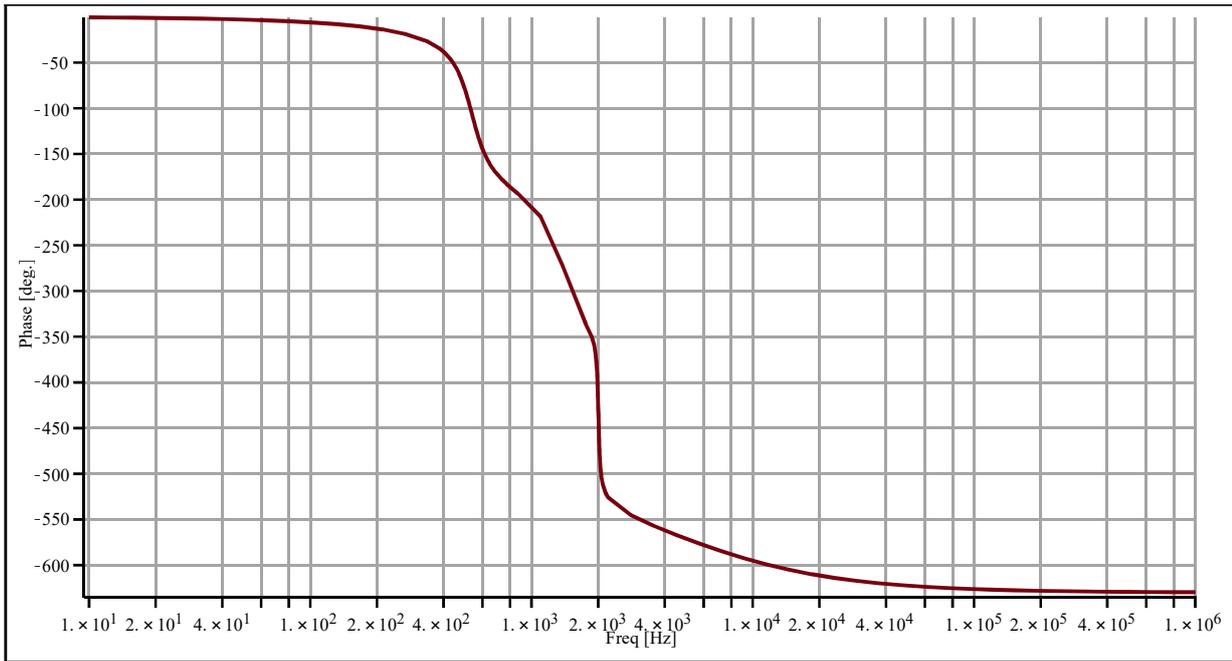
$$\frac{3.42 \times 10^{18} - 1.18 \times 10^6 s^3 + 47.68 \times 10^9 s^2 - 241.48 \times 10^{12} s}{113.00 \times 10^{15} + 254.51 \times 10^3 s^3 + 883.87 \times 10^6 s^2 + 56.51 \times 10^{12} s} \quad (6.5)$$

Função de transferência Vo/D simbólica:

$$Y_s[2, 1] - (R_1 (c_4 + c_2) (i_{L2} L_1 L_2 c_1 s^3 + v_{c2} L_1 c_1 (-1 + D) s^2 + (D^2 i_{L2} L_2 + (-L_1 i_{L1} - 2 i_{L2} L_2) D + (i_{L2} + i_{L1}) L_1 + i_{L2} L_2) s + (-1 + D)^2 (D v_{c2} - v_{c1} - v_{c2}))) / (L_1 L_2 R_1 c_1 c_2 c_4 s^4 + L_1 L_2 c_1 (c_4 + c_2) s^3 + R_1 c_4 ((L_1 c_1 + c_2 L_2) D^2 + (-2 L_1 c_1 - 2 c_2 L_2) D + (L_1 + L_2) c_2 + L_1 c_1) s^2 + (c_4 + c_2) (D^2 L_2 - 2 D L_2 + L_1 + L_2) s + R_1 c_4 (-1 + D)^4) \quad (6.6)$$

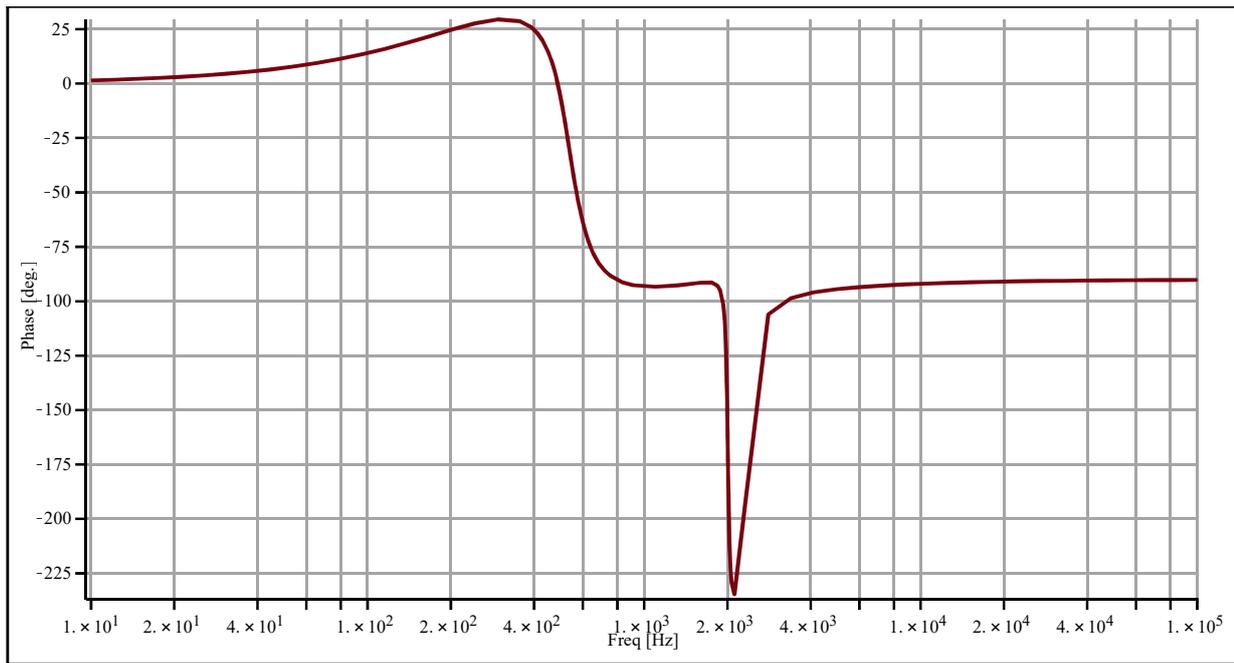
$Mod_{vo_d} := TransferFunction(tf_{vo_d}) :$
 $BodePlot(Mod_{vo_d} \text{ hertz} = true)$





$Mod_{il_d} := TransferFunction(tf_{il_d}) :$
 $BodePlot(Mod_{il_d}, hertz = true)$





APÊNDICE D – PROJETO DO CONTROLADOR

Projeto do controlador PI.

Controle de tensão de saída do conversor Dual boost quadrático.

William Rafael da Silva

Definição de parâmetros

Frequência de comutação:	$f_s := 100\text{kHz}$	$j := \sqrt{-1}$
Frequência de clock do DSP:	$f_{\text{clock}} := 90\text{MHz}$	
Frequência de amostragem (simples amostragem):	$f_a := f_s = 100\text{kHz}$	
Período de amostragem:	$T_a := \frac{1}{f_s \cdot s} = 10 \times 10^{-6}$	
Período de comutação:	$T_s := \frac{1}{f_s \cdot s} = 10 \times 10^{-6}$	
Frequência de corte do filtro passa baixa:	$f_{c_fv} := 244$	
Fator de qualidade do filtro:	$Q := 0.707$	

Planta de tensão Vo/D

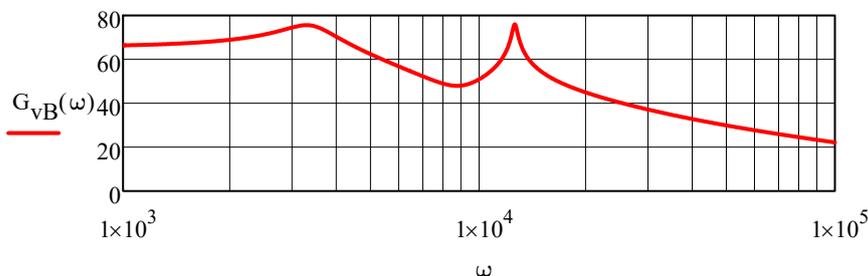
Planta de tensão

$$G_V(\omega) := \frac{-1.18 \cdot 10^6 \cdot (j \cdot \omega)^3 + 47.68 \cdot 10^9 \cdot (j \cdot \omega)^2 - 241.48 \cdot 10^{12} \cdot (j \cdot \omega) + 3.42 \cdot 10^{18}}{(j \cdot \omega)^4 + 1.38 \cdot 10^3 \cdot (j \cdot \omega)^3 + 170.59 \cdot 10^6 \cdot (j \cdot \omega)^2 + 166.41 \cdot 10^9 \cdot (j \cdot \omega) + 1.80 \cdot 10^{15}}$$

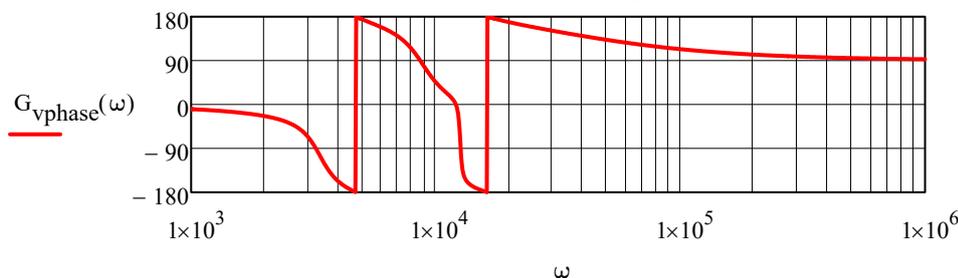
$$G_{VB}(\omega) := 20 \cdot \log(|G_V(\omega)|) \qquad G_{V\text{phase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G_V(\omega))$$

Análise da planta não compensada:

Planta de tensão não compensada - Magnitude



Planta de tensão não compensada - Fase



Controlador PI para malha de tensão:

Para o projeto do controlador primeiramente serão definidos o ganho do sensor de tensão e modulador PWM.

$$TBPRD := \frac{f_{\text{clock}}}{2} \cdot \frac{1}{f_s} = 450 \quad k_{\text{pwm}} := \frac{1}{TBPRD} = 2.222 \times 10^{-3} \quad k_v := \frac{2.5V}{380V} = 6.579 \times 10^{-3}$$

$$k_{\text{ADC}} := \frac{2^{12} - 1}{3.3} = 1.241 \times 10^3 \quad ZOH(\omega) := e^{-j \cdot \omega \cdot T_a}$$

$$FPB_v(\omega) := \frac{(2 \cdot \pi \cdot f_{c_fv})^2}{(j \cdot \omega)^2 + 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_c}{Q} \cdot f_v \cdot j \cdot \omega + (2 \cdot \pi \cdot f_{c_fv})^2}$$

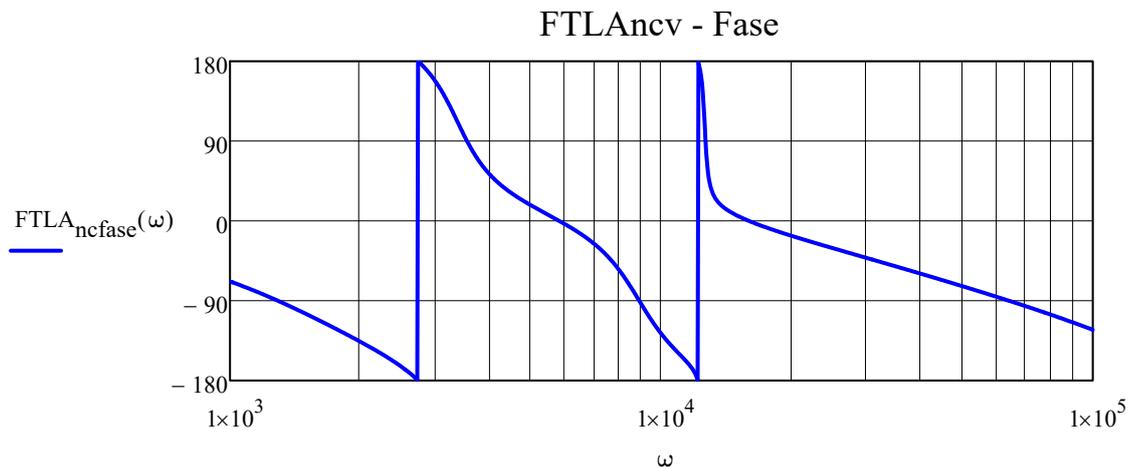
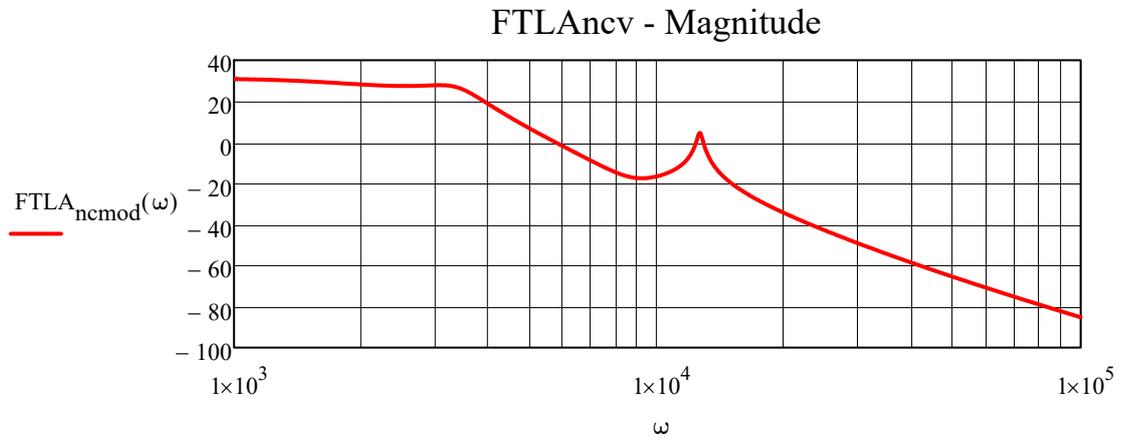
Definição da função de transferência laço aberto não compensada:

$$FTLA_{nc}(\omega) := k_{\text{pwm}} \cdot ZOH(\omega) \cdot G_v(\omega) \cdot FPB_v(\omega) \cdot k_v \cdot k_{\text{ADC}}$$

A frequência de cruzamento adotada para o projeto do controlador de corrente foi de 600Hz, a menor frequência respeitando o limite $10f_T > f_c > f_s/10$. O limite inferior foi adotado para garantir que o pico de ressonância fique abaixo de zero.

$$FTLA_{nc\text{mod}}(\omega) := 20 \log(|FTLA_{nc}(\omega)|) \quad FTLA_{nc\text{fase}}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{nc}(\omega))$$

A seguir temos o diagrama de bode da função de transferência laço aberto não compensada da malha de tensão.



Definição da frequência de cruzamento e margem de fase

$$\omega_c := \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot s}{10000} = 62.832 \quad \frac{\omega_c}{2 \cdot \pi} = 10$$

$$M_F := \frac{\pi}{180} \cdot 90 = 1.571$$

$$\omega_z := \frac{\omega_c}{\tan\left(M_F - \frac{\pi}{2} - \arg(\text{FTLA}_{nc}(\omega_c))\right)} = 910.798 \times 10^0$$

$$\tau_z := \frac{1}{\omega_z} = 1.098 \times 10^{-3}$$

$$k_c := \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} \cdot |\text{FTLA}_{nc}(\omega_c)|}$$

$$k_c = 1.996 \times 10^{-3}$$

Definição do controlador e planta compensada para análise

$$C_v(\omega) := k_c \cdot \left(\frac{j \cdot \omega + \omega_z}{j \cdot \omega} \right)$$

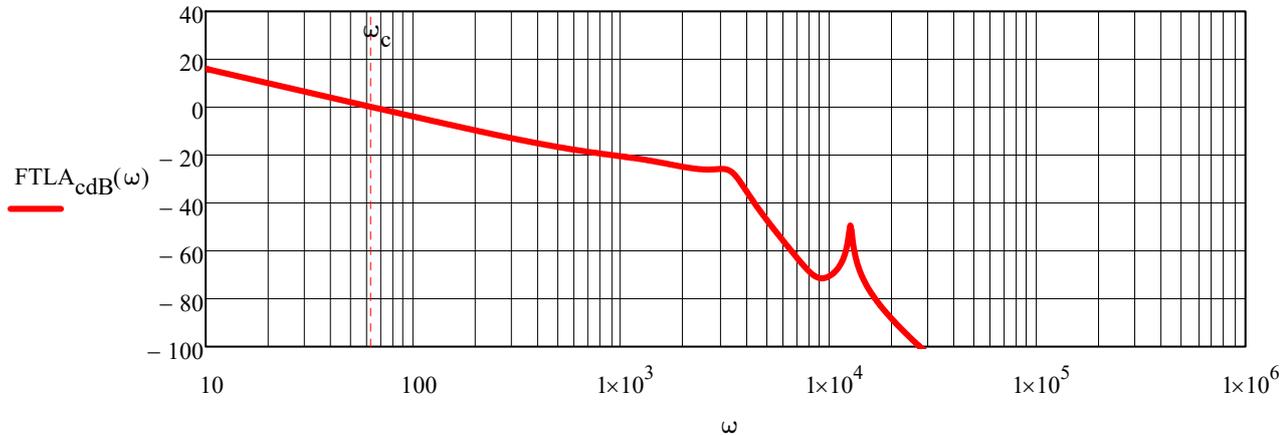
$$\text{FTLA}_c(\omega) := \text{FTLA}_{nc}(\omega) \cdot C_v(\omega)$$

$$\text{FTLA}_{cdB}(\omega) := 20 \cdot \log(|\text{FTLA}_c(\omega)|)$$

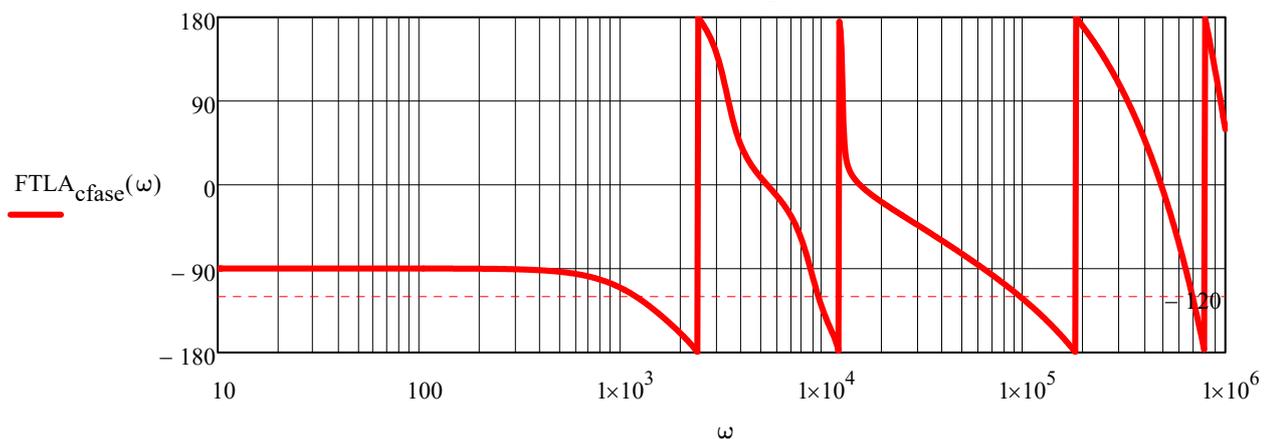
$$\text{FTLA}_{cfase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(\text{FTLA}_c(\omega))$$

Diagrama de bode da planta compensada

Planta de tensão compensada - Magnitude



Planta de tensão compensada - Fase



Discretização do controlador

Controlador no domínio da frequência

$$C_{vs}(s) := k_c \cdot \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right) \text{float, 3} \rightarrow \frac{0.002 \cdot (s + 911.0)}{s}$$

Discretização por Tustin

Tustin	$s = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}$
---------------	---

$$C_{v_d}(z) := C_{vs}(s) \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \\ \text{float, 3} \\ \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.00201 \cdot z - 0.00199}{z - 1.0}$$

Considerando a saída do sistema "U" e a entrada "E":

$$\frac{U}{E} = \frac{A1 \cdot z^0 - A2 \cdot z^{-1}}{z^0 - z^{-1}}$$

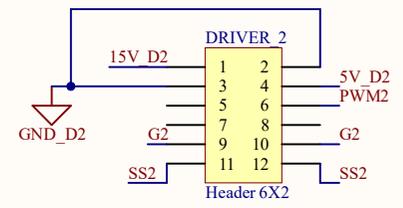
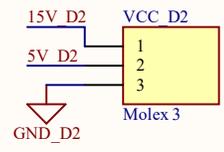
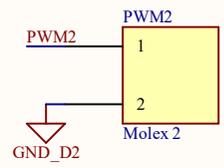
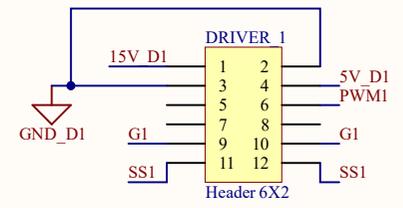
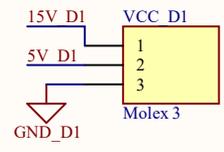
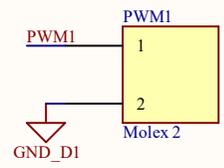
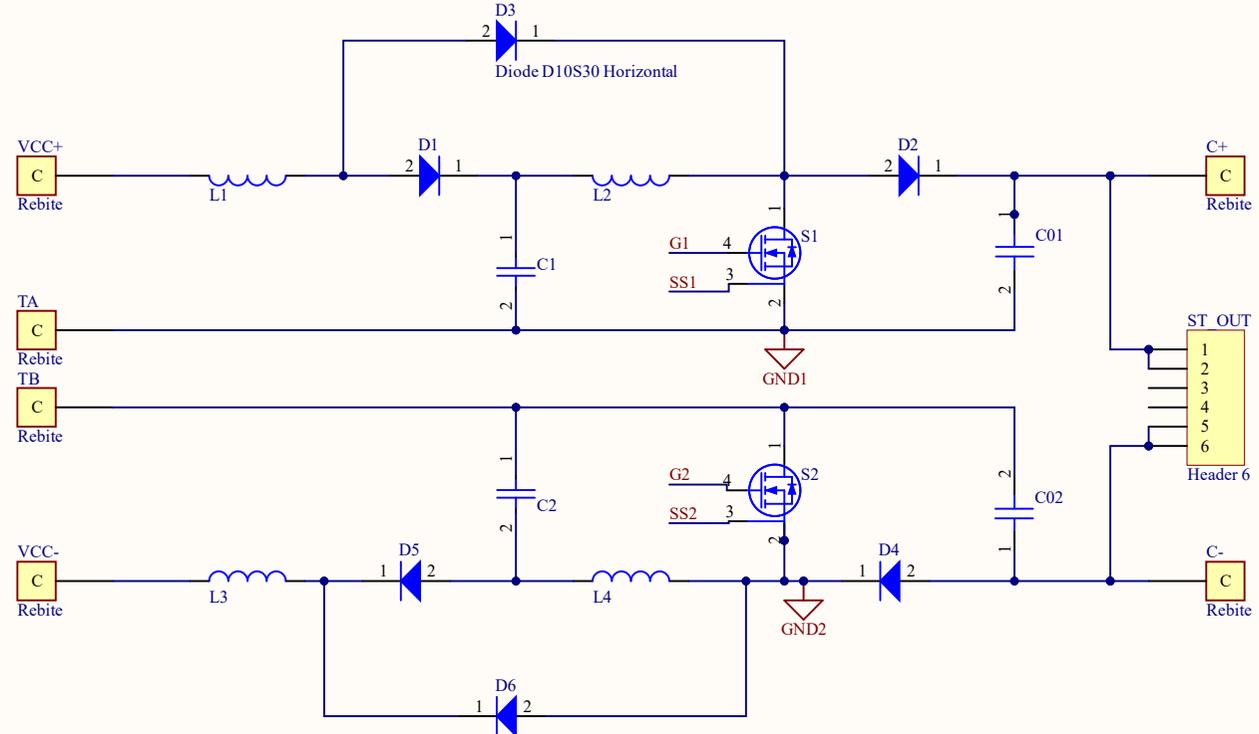
$$U \cdot z^0 - U \cdot z^{-1} = E \cdot A1 \cdot z^0 - E \cdot A2 \cdot z^{-1}$$

$$U \cdot z^0 = U \cdot z^{-1} + A1 \cdot E \cdot z^0 - A2 \cdot E \cdot z^{-1}$$

Sendo ($z^0 = K$) o valor atual, e ($z^{-1} = K - 1$) o valor no instante anterior

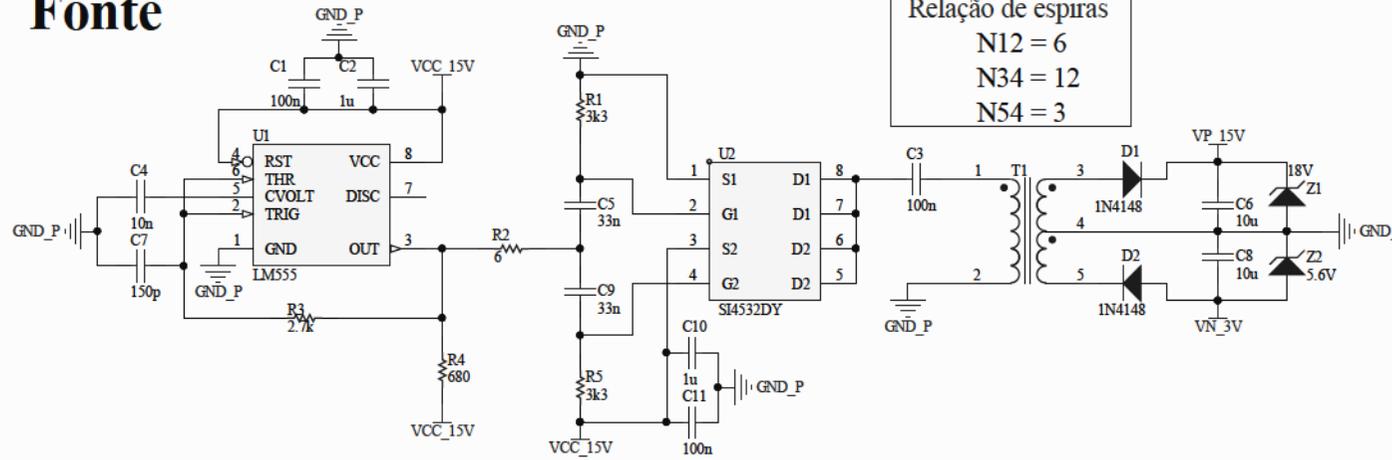
$$U \cdot (k) = U \cdot (k - 1) + A1 \cdot E \cdot (k) - A2 \cdot E \cdot (k - 1)$$

APÊNDICE E – ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR E GATE-DRIVER

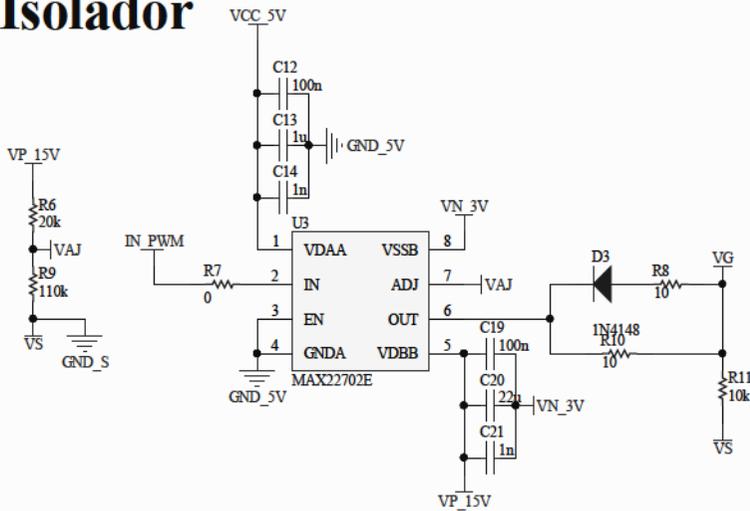


Title Dual Boost Quadrático		
Size A4	Number	Revision v1.1
Date:	10/10/2022	Sheet of
File:	D:\Documentos\...\Dual Boost.SchDoc	Drawn By: William Rafael

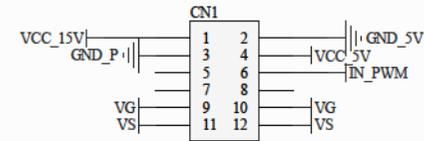
Fonte



Isolador



Conector



Title		
Gate Driver		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	20/05/2021	Sheet of
File:	D:\Google Drive\GD V01.SchDoc	Drawn By: