



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO**

ANDERSON PAULINO PONTES

**CONVERSOR ISOLADO DE ALTO GANHO COM BAIXA ONDULAÇÃO DE
CORRENTE DE ENTRADA E DE SAÍDA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS**

SOBRAL

2022

ANDERSON PAULINO PONTES

CONVERTOR ISOLADO DE ALTO GANHO COM BAIXA ONDULAÇÃO DE
CORRENTE DE ENTRADA E DE SAÍDA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.

SOBRAL

2022

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- P858c Pontes, Anderson Paulino.
CONVERSOR ISOLADO DE ALTO GANHO COM BAIXA ONDULAÇÃO DE CORRENTE DE ENTRADA E DE SAÍDA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS / Anderson Paulino Pontes. – 2022.
141 f. : il. color.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Sobral, 2022.
Orientação: Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Júnior.
1. Conversor c.c.-c.c.. 2. Sistemas Fotovoltaicos. 3. Microrredes. 4. Nanorredes. 5. Conversores de Alto Ganho. I. Título.

CDD 621.3

ANDERSON PAULINO PONTES

CONVERSOR ISOLADO DE ALTO GANHO COM BAIXA ONDULAÇÃO DE
CORRENTE DE ENTRADA E DE SAÍDA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em: ___/___/_____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Edilson Mineiro Sá Junior (Orientador)
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará – Campus Sobral (PPGEEC-UFC)

Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes
Universidade Federal do Ceará – Campus Fortaleza (PPGEE-UFC)

Prof. PhD. Marcus Rogério de Castro
Universidade Federal do Ceará – Campus Sobral (PPGEEC-UFC)

Prof. Dr. Kléber Cesar Alves de Souza
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará – Campus Sobral (PPGEEC-UFC)

AGRADECIMENTOS

Foram muitas as contribuições externas para a realização deste trabalho.

Agradeço ao Prof. Dr. Edilson Mineiro pela paciência em orientar meu trabalho e sua disponibilidade mesmo em vezes que esteve extremamente sobrecarregado de demandas de trabalho e pessoais.

Aos colegas professores do IFCE pelas ajudas em disponibilizar ferramentas pessoais, trabalhos publicados e conselhos no decorrer do tempo de mestrado.

Ao IFCE como instituição por ceder os materiais e equipamentos de trabalho que permitiram o desenvolvimento da pesquisa.

À UFC e ao PPGEEC pela oportunidade de ingresso em um programa de mestrado.

Aos amigos que não me negligenciaram atenção e companheirismo mesmo a distância no decorrer de um período duplamente conturbado devido à pandemia.

À minha família imediata, minha mãe e irmã, que apesar dos sérios problemas que a pandemia causou, não se deixaram abater e também me deram forças pra concluir este trabalho.

RESUMO

Este trabalho propõe uma topologia de conversor c.c.-c.c. de alto ganho para aplicações em sistemas fotovoltaicos ligados a microrredes e a nanorredes. A topologia apresentada tem como objetivo obter características de fonte de corrente de baixa ondulação na entrada e na saída do conversor, para satisfazer respectivamente o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) e evitar o “fenômeno de batimento” no barramento c.c., que pode gerar interferências, prejudicar o controle e interferir no barramento. A isolamento galvânica visa atender às normas de segurança estabelecidas em alguns países para sistemas fotovoltaicos. O trabalho apresenta a fundamentação teórica que mostra algumas técnicas de obtenção de alto ganho que foram utilizadas no conversor, em seguida são apresentadas as etapas de funcionamento do conversor, os equacionamentos de cada etapa e por fim as análises qualitativas e quantitativas, fazendo-se uma comparação entre a simulação e os resultados experimentais. O protótipo construído para validar o projeto teórico foi desenvolvido para suportar uma potência de 390 W, com tensão de saída de 380 V e apresentou um rendimento máximo de 91,76%, validando a proposta.

Palavras-chave: Conversor c.c.-c.c.; Sistemas Fotovoltaicos; Microrredes; Nanorredes; Conversores de Alto Ganho; Fenômeno de Batimento.

ABSTRACT

This work proposes a DC-DC converter topology. gain for applications in photovoltaic systems connected to microgrids and nanogrids. The presented topology aims to obtain low ripple current source characteristics at the input and output of the converter, to respectively satisfy the maximum power point tracking (MPPT) and avoid the "beat phenomenon" in the DC bus, which can generate interference, impair control and interfere with the bus. Galvanic isolation aims to meet the safety standards established in some countries for photovoltaic systems. The work presents the theoretical foundation that shows some techniques to obtain high gain that were used in the converter, then the stages of operation of the converter are presented, the equations of each stage and finally the qualitative and quantitative analyses, making a comparison between simulation and experimental results. The prototype built to validate the theoretical project was developed to support a power of 390 W, with an output voltage of 380 V and presented a maximum efficiency of 91.76%, validating the proposal.

Keywords: *DC-DC converter; Photovoltaic systems; Microgrids; Nanogrids; High Gain Converters; Beat Phenomenon.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Oferta Interna de Energia Elétrica por Fonte no Brasil em 2021	2
Figura 1.2 - Total diário da irradiação global horizontal – Média anual	3
Figura 1.3 - Conexão por tipo de fonte até 25/05/17	5
Figura 1.4 - Diagrama esquemático de uma microrrede ligada à rede principal.	6
Figura 1.5 – Nanorrede c.c. em ambiente residencial ligada à rede c.a.	7
Figura 2.1 – Principais técnicas para elevação de tensão.....	11
Figura 2.2 – Conversor <i>boost</i>	12
Figura 2.3 – Conversor <i>boost</i> em cascata de dois estágios.	12
Figura 2.4 – Conversor <i>boost</i> quadrático de dois estágios.....	13
Figura 2.5 – Topologias gerais para Células Multiplicadoras de Tensão.	14
Figura 2.6 – Célula Multiplicadora de Tensão em conversor de alto ganho.....	14
Figura 2.7 – Célula Multiplicadora de Tensão em conversor de alto ganho.....	15
Figura 2.8 – Conversor <i>boost</i> tipo <i>interleaved</i> com Célula Multiplicadora de Tensão.	15
Figura 2.9 – Conversor <i>boost-sepic</i> em forma separada (a) e integrada (b).	16
Figura 2.10 – Grampeamento ativo em conversor baseado em indutor acoplado.....	17
Figura 2.11 – Grampeamento ativo em conversor <i>boost</i> com indutor acoplado.....	18
Figura 2.12 – Conversor Ćuk nas versões não-isolado (a) e isolado (b).	18
Figura 2.13 – Simulações de tensão de saída sujeitas ao batimento provocado por diferentes frequências de saída de dois conversores.	19
Figura 3.1 - Conversor Proposto.....	21
Figura 3.2 - Principais formas de onda do conversor	22
Figura 3.3 - Circuito da etapa I de operação	23
Figura 3.4 - Circuito da etapa II de operação	24
Figura 3.5 - Circuito da etapa III de operação.....	24
Figura 3.6 - Circuito da etapa IV de operação.....	25
Figura 3.7 - Circuito da etapa V de operação.....	26
Figura 3.8 – Comparação entre os ganhos do conversor proposto e do conversor <i>boost</i> em função da razão cíclica D	30
Figura 3.9 – Tensão e corrente em um diodo durante o bloqueio	35
Figura 4.1 – Relação de áreas em um núcleo magnético	46
Figura 4.2 – Resistência dreno-fonte normalizada em função da temperatura de junção	50

Figura 4.3 – Corrente direta do diodo em função da queda de tensão para: (1) Temperatura da junção em 150 °C e valores típicos ; (2) Temperatura da junção em 150 °C e valores máximos e (3) Temperatura da junção em 25 °C e valores máximos;	51
Figura 5.1 - Circuito simulado do conversor proposto	55
Figura 5.2 – Janela de parametrização do módulo FV no <i>software</i> PSIM para alimentação do conversor proposto.....	56
Figura 5.3 – Tensão e corrente de entrada do conversor em simulação	57
Figura 5.4 – Tensão e corrente de saída do conversor em simulação	57
Figura 5.5 – Corrente no indutor L_1 em simulação.....	58
Figura 5.6 – Tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 em simulação	58
Figura 5.7 – Tensão e corrente no interruptor S_1 no instante de comutação ao ligar.	59
Figura 5.8 – Tensão e corrente no interruptor S_2 no instante de comutação ao ligar.	59
Figura 5.9 – Tensões nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4	60
Figura 5.10 – Tensões nos diodos D_1 e D_2	60
Figura 5.11 – Correntes nos diodos D_1 e D_2	61
Figura 5.12 – Correntes no primário, no secundário do transformador e corrente de magnetização do núcleo.	62
Figura 5.13 – Protótipo do conversor montado.	63
Figura 5.14 – Proposta simples do emulador: (a) Conexão física; (b) Diagrama do circuito equivalente.....	63
Figura 5.15 – Emulação do barramento c.c. de saída: (a) Conexão física; (b) Circuito equivalente.....	64
Figura 5.16 – Diagrama de montagem para ensaios do protótipo do conversor proposto.....	65
Figura 5.17 – Bancada de ensaios do protótipo do conversor.....	66
Figura 5.18 – Tensão e corrente de entrada do conversor.....	67
Figura 5.19 – Tensão e corrente de saída do conversor.....	67
Figura 5.20 – Formas de onda das correntes em L_1 e L_2	68
Figura 5.21 – Formas de onda das correntes no transformador I_P , I_S e I_{Lm}	68
Figura 5.22 – Curva de histerese B x H	69
Figura 5.23 – Formas de onda das correntes no transformador I_P , I_S e I_{Lm} com 25% da potência nominal.....	70
Figura 5.24 – Formas de onda simuladas das correntes no transformador I_P , I_S e I_{Lm} com 25% da potência nominal.	70
Figura 5.25 – Tensão e corrente no interruptor S_1	71

Figura 5.26 – Tensão e corrente no interruptor S_2 .	71
Figura 5.27 – Tensão e corrente no interruptor S_1 a 25% da potência nominal	72
Figura 5.28 – Tensão e corrente no interruptor S_1 a 25% da potência nominal em simulação.	72
Figura 5.29 – Tensão e corrente no interruptor S_2 a 25% da potência nominal	72
Figura 5.30 – Tensão e corrente no interruptor S_2 a 25% da potência nominal em simulação.	73
Figura 5.31 – Detalhe de tensão e corrente no interruptor S_1 no instante de condução.	73
Figura 5.32 – Detalhe de tensão e corrente no interruptor S_2 no instante de condução.	74
Figura 5.33 – Tensão e corrente no diodo D_1 .	74
Figura 5.34 – Tensão e corrente no diodo D_2 .	75
Figura 5.35 – Tensão e corrente no diodo D_1 a 25% da potência nominal.	75
Figura 5.36 – Tensão e corrente no diodo D_1 a 25% da potência nominal em simulação.	76
Figura 5.37 – Tensão e corrente no diodo D_2 a 25% da potência nominal.	76
Figura 5.38 – Tensão e corrente no diodo D_2 a 25% da potência nominal em simulação.	76
Figura 5.39 – Tensão nos capacitores (a) C_1 , (b) C_2 , (c) C_3 e (d) C_4 .	77
Figura 5.40 – Curva de rendimento do conversor.	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Unidades consumidoras com geração distribuída – Junho 2022	5
Tabela 4.1 - Parâmetros do módulo fotovoltaico.....	40
Tabela 4.2 - Parâmetros de projeto	40
Tabela 4.3 – Esforços de tensão nos interruptores controlados.....	41
Tabela 4.4 – Esforços de corrente nos interruptores controlados.....	42
Tabela 4.5 – Esforços de tensão e corrente nos interruptores não-controlados.....	42
Tabela 4.6 – Componentes escolhidos – Semicondutores	42
Tabela 4.7 – Tensão nos capacitores.....	43
Tabela 4.8 – Correntes eficazes dos capacitores obtidas por simulação.....	43
Tabela 4.9 – Componentes escolhidos – Capacitores	45
Tabela 4.10 – Parâmetros do transformador obtidos experimentalmente.....	47
Tabela 4.11 – Parâmetros do indutor L_1 obtidos experimentalmente	48
Tabela 4.12 – Parâmetros do indutor L_2 obtidos experimentalmente	49
Tabela 4.13 – Características do MOSFET IRFB 4227.....	49
Tabela 4.14 – Perdas nos capacitores	53
Tabela 4.15 – Perdas no indutor L_1	53
Tabela 4.16 – Perdas no indutor L_2	53
Tabela 4.17 – Perdas no transformador.....	53
Tabela 4.18 – Perdas do conversor por componente	54
Tabela 5.1 – Pesos e frações de potência máxima para os métodos de cálculo de rendimento americano e europeu.	79
Tabela 5.2– Rendimentos obtidos por fração de potência de entrada.....	80

LISTA DE SÍMBOLOS

n	Relação entre espiras do transformador
N_1	Número de espiras do primário do transformador
N_2	Número de espiras do secundário do transformador
M	Indutância mútua do transformador
L_m	Indutância de magnetização do transformador
k	Coefficiente de acoplamento do transformador
L_1	Indutância do indutor de entrada
L_2	Indutância do indutor de saída
L_k	Indutância de dispersão do transformador concentrada no primário
V_{in}	Tensão de entrada
V_{GS1}	Tensão no gatilho do interruptor S_1
V_{GS2}	Tensão no gatilho do interruptor S_2
V_{L1}	Tensão no indutor de entrada
V_{L2}	Tensão no indutor de saída
V_p	Tensão no primário do transformador
V_s	Tensão no secundário do transformador
V_{Lm}	Tensão na indutância de magnetização do transformador
V_{Lk}	Tensão na indutância de dispersão do transformador referida ao primário
V_{C1}	Tensão no capacitor $C1$
V_{C2}	Tensão no capacitor $C2$
V_{C3}	Tensão no capacitor $C3$
V_{C4}	Tensão no capacitor $C4$
V_{CPV}	Tensão no capacitor C_{PV} de desacoplamento
D	Razão cíclica
T_S	Período de chaveamento
V_O	Tensão de saída
I_{in}	Corrente de entrada
I_{Lm}	Corrente de magnetização do transformador
I_{L1}	Corrente no indutor de entrada
I_{L2}	Corrente no indutor de saída
I_O	Corrente de saída
ΔI_{Lm}	Ondulação de corrente de magnetização
ΔI_{L1}	Ondulação de corrente no indutor de entrada

ΔI_{L2}	Ondulação de corrente no indutor de saída
f_s	Frequência de chaveamento
t	Instante de tempo
η	Rendimento
P_{in}	Potência de entrada
P_O	Potência de saída
V_{S1_pk}	Tensão de pico no interruptor S_1
V_{S2_pk}	Tensão de pico no interruptor S_2
V_{S1_m}	Tensão média no interruptor S_1
V_{S2_m}	Tensão média no interruptor S_2
V_{S1_ef}	Tensão eficaz no interruptor S_1
V_{S2_ef}	Tensão eficaz no interruptor S_2
V_{D1_pk}	Tensão de pico no diodo D_1
V_{D2_pk}	Tensão de pico no diodo D_2
V_{D1_m}	Tensão de média no diodo D_1
V_{D2_m}	Tensão de média no diodo D_2
V_{D1_ef}	Tensão de eficaz no diodo D_1
V_{D2_ef}	Tensão de eficaz no diodo D_2
I_{S1_pk}	Corrente de pico do interruptor S_1
I_{S2_pk}	Corrente de pico do interruptor S_2
I_{S1_v}	Corrente de vale do interruptor S_1
I_{S2_v}	Corrente de vale do interruptor S_2
I_{D1_pk}	Corrente de pico do diodo D_1
I_{D2_pk}	Corrente de pico do diodo D_2
I_{D1_m}	Corrente média do diodo D_1
I_{D2_m}	Corrente média do diodo D_2
I_{D1_ef}	Corrente eficaz do diodo D_1
I_{D2_ef}	Corrente eficaz do diodo D_2
I_{DS1}	Corrente do diodo intrínseco do interruptor S_1
I_{DS2}	Corrente do diodo intrínseco do interruptor S_2
I_{S1_pk}	Corrente de pico no MOSFET
I_{S1_med}	Corrente média no MOSFET
I_{S1_ef}	Corrente eficaz no MOSFET
P_{S1_cond}	Perdas por condução no interruptor S_1
P_{S2_cond}	Perdas por condução no interruptor S_2

P_{S1_com}	Perdas por comutação no interruptor S_1
P_{S2_com}	Perdas por comutação no interruptor S_2
P_{S1}	Perdas totais no interruptor S_1
P_{S2}	Perdas totais no interruptor S_2
P_{D1_cond}	Perdas por condução no diodo D_1
P_{D2_cond}	Perdas por condução no diodo D_2
P_{D1_com}	Perdas por comutação no diodo D_1
P_{D2_com}	Perdas por comutação no diodo D_2
P_{D1}	Perdas totais no interruptor D_1
P_{D2}	Perdas totais no interruptor D_2
C_{j_D}	Capacitância de junção do diodo
C_{ds}	Capacitância intrínseca dreno-fonte do <i>MOSFET</i>
C_{oss_S1}	Capacitância de saída do <i>MOSFET</i>
C_{rss_S1}	Capacitância reversa do <i>MOSFET</i>
C_{j0_S1}	Capacitância equivalente do <i>MOSFET</i>
V_{ds_fab}	Tensão dreno-fonte indicado no manual do fabricante do <i>MOSFET</i>
V_D	Queda de tensão do diodo polarizado diretamente
R_D	Resistência intrínseca do diodo
Q_{rr}	Carga armazenada na junção do diodo no momento do desligamento
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa do diodo
I_{RM}	Corrente máxima reversa do diodo ao desligar
V_{RM}	Tensão máxima reversa do diodo ao desligar
P_{S_on}	Perda de potência do <i>MOSFET</i> ao entrar em condução
P_{S_off}	Perda de potência do <i>MOSFET</i> no bloqueio
ΔB_m	Variação da densidade de fluxo magnético
K_H	Coefficiente de perdas por histerese
K_E	Coefficiente de perdas por corrente parasita
ρ	Densidade do material do núcleo magnético
V_e	Volume do núcleo magnético projetado
P_e	Perdas no núcleo por unidade de massa
P_c	Perdas no núcleo
R_{w_CC}	Resistência c.c. no fio
P_{w_CC}	Potência c.c. dissipada nos enrolamentos
P_{w_CA}	Potência c.a. dissipada nos enrolamentos
ρ_w	Resistividade linear do fio

l_e	Comprimento médio do fio
S	Área da Secção do fio
I_{ef}	Corrente eficaz no enrolamento
f_{norm}	Fator normalizador para temperatura de junção
R_{ds}	Resistência dreno-fonte para temperatura de junção do <i>MOSFET</i>
m_{nucleo}	Massa do núcleo
Q	Fator de qualidade
R_o	Resistência da carga na saída
δ	Intervalo cíclico de descarga da indutância de magnetização do transformador

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Panorama energético atual.....	1
1.2	Justificativa do trabalho.....	9
1.3	Estrutura do trabalho.....	10
2	REVISÃO BIBLIOGRAFICA	11
2.1	Introdução	11
2.2	Conversores não-isolados	11
2.3	Células Multiplicadoras de Tensão (CMT)	13
2.4	Conversores intercalados (<i>Interleaved</i>)	15
2.5	Conversores baseados em indutores acoplados	17
2.6	Conversores com isolamento galvânica	18
2.7	Considerações Finais	19
3	CONVERSOR ISOLADO DE ALTO GANHO E BAIXA ONDULAÇÃO NA ENTRADA E NA SAÍDA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....	21
3.1	Introdução	21
3.2	Formas de Onda Teóricas	21
3.3	Análise Qualitativa – Etapas de Operação	22
3.3.1	<i>Primeira etapa ($t_0 - t_1$)</i>	<i>22</i>
3.3.2	<i>Segunda etapa ($t_1 - t_2$).....</i>	<i>23</i>
3.3.3	<i>Terceira etapa ($t_2 - t_3$).....</i>	<i>24</i>
3.3.4	<i>Quarta etapa ($t_3 - t_4$).....</i>	<i>25</i>
3.3.5	<i>Quinta etapa ($t_4 - t_5$).....</i>	<i>26</i>
3.4	Análise Quantitativa.....	26
3.4.1	<i>Ganho Estático.....</i>	<i>26</i>
3.5	Esforços nos Semicondutores	31
3.5.1	<i>Esforços de tensão e corrente nos interruptores controlados</i>	<i>31</i>
3.5.2	<i>Esforços de tensão e corrente nos diodos D_1 e D_2.....</i>	<i>32</i>
3.6	Esforços nos Capacitores.....	33
3.7	Perdas nos Semicondutores.....	33
3.7.1	<i>Perdas nos interruptores controlados</i>	<i>33</i>
3.7.2	<i>Perdas nos interruptores não-controlados</i>	<i>35</i>
3.8	Perdas nos elementos magnéticos	36

3.8.1	<i>Perdas no núcleo</i>	36
3.8.2	<i>Perdas no cobre</i>	37
3.9	Perdas nos capacitores	39
3.10	Considerações finais	39
4	PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO	40
4.1	Introdução	40
4.2	Cálculo dos principais parâmetros	40
4.3	Esforços de tensão e corrente nos semicondutores	41
4.3.1	<i>Esforços de tensão e corrente nos interruptores controlados</i>	41
4.3.2	<i>Esforços de tensão e corrente nos interruptores não-controlados</i>	42
4.4	Esforços de tensão e corrente nos capacitores	43
4.4.1	<i>Dimensionamento das capacitâncias</i>	44
4.5	Dimensionamento do transformador	45
4.6	Dimensionamento dos indutores de entrada e saída	48
4.7	Cálculo das perdas teóricas	49
4.7.1	<i>Perdas nos interruptores controlados</i>	49
4.7.2	<i>Perdas nos interruptores não-controlados</i>	51
4.7.3	<i>Perdas nos capacitores</i>	52
4.7.4	<i>Perdas nos magnéticos</i>	53
4.7.5	<i>Rendimento teórico</i>	54
4.8	Considerações Finais	54
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	55
5.1	Introdução	55
5.2	Resultados da simulação	56
5.3	Resultados Experimentais	62
5.3.1	<i>Montagem e preparação</i>	62
5.3.2	<i>Resultados dos ensaios – Formas de onda</i>	66
5.3.3	<i>Rendimento do conversor</i>	78
5.4	Considerações Finais	80
6	CONCLUSÃO	81
	PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO	83
	REFERÊNCIAS	84
	APÊNDICE A – CÁLCULO DO INTERVALO CÍCLICO Δ	88
	APÊNDICE B – PROJETO DO TRANSFORMADOR	90
	APÊNDICE C – PROJETO DO INDUTOR DE ENTRADA (L_1)	100

APÊNDICE D – PROJETO DO INDUTOR DE SAÍDA (L_2).....	107
APÊNDICE E – CÁLCULO DO GANHO, ESFORÇOS NOS COMPONENTES E PERDAS	114
APÊNDICE F – CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR.....	121

1 INTRODUÇÃO

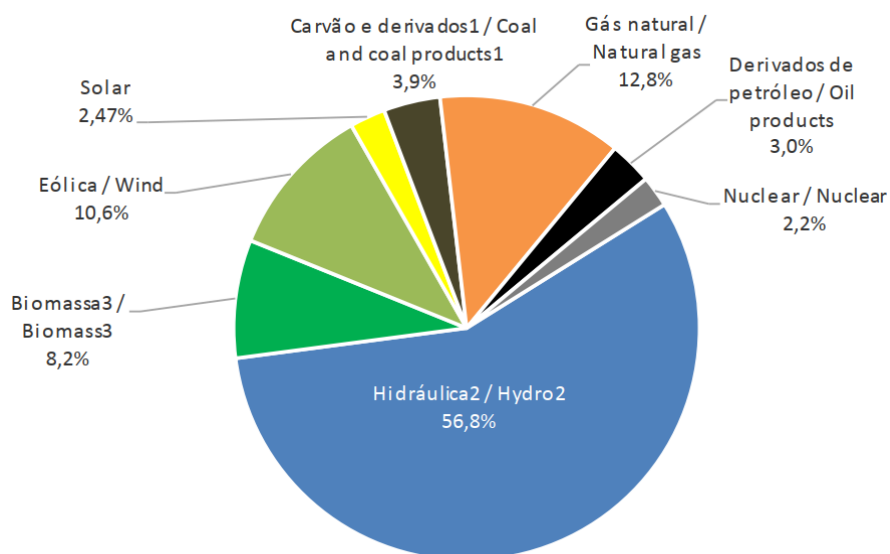
1.1 Panorama energético atual

O progresso da humanidade alcançou um estágio em que a dependência de fontes de energia elétrica é imprescindível não apenas para o desenvolvimento da sociedade, mas para evitar o seu colapso. Em contrapartida, este desenvolvimento pode afetar de forma negativa a vida dos próprios humanos e de outras espécies no planeta devido a fatores tais como a constante emissão de poluentes no meio ambiente, o desmatamento proporcionado pela construção de usinas geradoras, e outros impactos ambientais gerados pelo aumento da demanda de energia (FILHO et al., 2015). A escassez cada vez mais iminente de combustíveis fósseis também é um fator determinante para a busca de fontes alternativas às convencionais, que não agridam significativamente o meio ambiente e que sejam teoricamente inesgotáveis, uma vez que a tendência é o aumento do consumo conforme a população mundial cresce.

Segundo o relatório da agência americana EIA (*Energy Information Administration*) referente a 2017 (EIA, 2017), entre os anos de 2015 e 2050, a projeção de aumento no consumo mundial de energia elétrica é de 41,4%, impulsionada principalmente por países em desenvolvimento. No Brasil, segundo o Plano Decenal de Expansão de Energia de 2029 (EPE, 2019), a projeção para o crescimento do consumo de energia elétrica salta de 552 TWh em 2019 para 802 TWh em 2029, correspondendo a um aumento de 45,3% em 10 anos. O aumento da demanda de energia elétrica nos próximos anos deverá ser acompanhado por expansões no sistema elétrico que permitam atender não apenas o volume de energia solicitado, mas também itens como confiabilidade, disponibilidade, qualidade e sustentabilidade dessa energia (OLIVEIRA, 2016).

De acordo com o Balanço Energético Nacional referente ao ano de 2021 (EPE, 2022), 78,1% da oferta interna de eletricidade no Brasil, incluindo importação, provém de fontes renováveis, com grande destaque para a fonte hídrica, que corresponde a 56,8% da oferta interna, conforme é mostrado na Figura 1.1. Este grande percentual mostra o quanto a matriz nacional é dependente da geração hidrelétrica e leva à necessidade de se diversificar as fontes de energia, pois o sistema fica vulnerável a variações na intensidade e duração dos períodos chuvosos, impactando na operação do sistema elétrico e nos custos das tarifas (OLIVEIRA, 2016).

Figura 1.1 - Oferta Interna de Energia Elétrica por Fonte no Brasil em 2021 (Não inclui geração distribuída).



Fonte: (EPE, 2022).

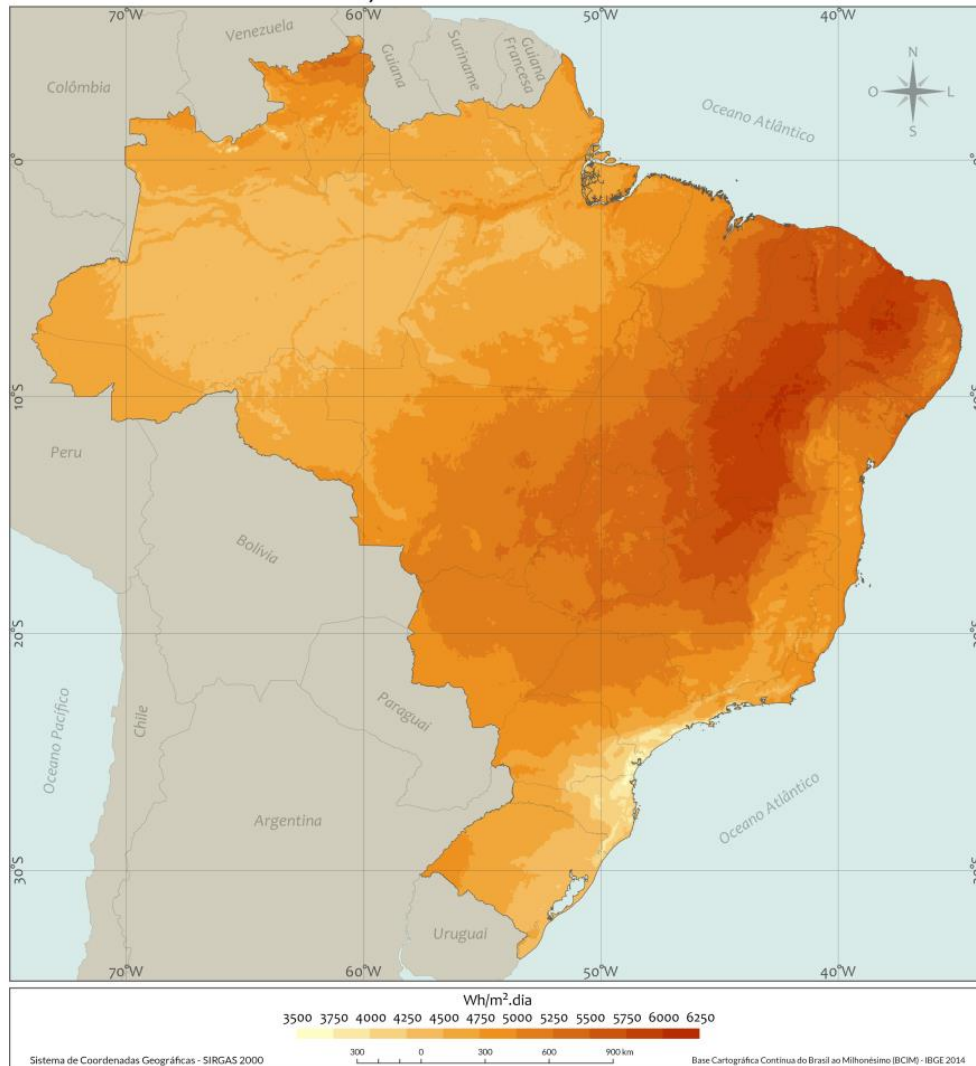
Além disso, a construção de barragens exige uma grande área a ser inundada pelos reservatórios, o que impacta negativamente a região tanto em termos ambientais como socioeconomicamente, pois a vegetação local precisa ser desmatada e a fauna de peixes diminui, o que também afeta comunidades locais que vivem da pesca, pois sem a fonte de alimentação e desocupados de suas casas, migram para outras regiões onde a perspectiva de vida é incerta (MORAN et al., 2018).

Conforme também pode ser observado na Figura 1.1, a energia elétrica de origem solar, apesar de ainda não ter tanta expressividade quanto outras fontes, é uma das alternativas mais promissoras devido à grande exposição que o Brasil tem à radiação solar, devido à sua grande área e por grande parte desta se localizar próxima à linha do Equador. Dados de 2017 mostram que em média o Brasil recebe uma quantidade diária de irradiação de 5153 Wh/m² (PEREIRA et al., 2017) sendo que a região nordeste é a que apresenta maiores índices de irradiação, conforme mostra a Figura 1.2.

A energia solar é também uma das fontes que mais crescem no país. Conforme é mostrado no Balanço Energético Nacional de 2021 (EPE, 2022), entre 2017 e 2018 a capacidade instalada de geração solar subiu de 935 MW para 1798 MW, um expressivo aumento de 92,2%. Em comparação com 2016, em que a capacidade era de apenas 24 MW, este aumento foi de 7391,6% em apenas 2 anos. Em 2021, a capacidade instalada de geração era de 4632 MW,

demonstrando que a energia solar tem um potencial muito grande de desenvolvimento no Brasil, sendo um setor estratégico de pesquisa para a melhoria do sistema elétrico nacional.

Figura 1.2 - Total diário da irradiação global horizontal – Média anual.



Fonte: (PEREIRA et al., 2017).

Os impactos ambientais causados pela adoção da energia fotovoltaica também existem, sendo os principais ocasionados no processo de fabricação e montagem dos painéis. Os impactos gerados pela instalação das usinas fotovoltaicas podem ser: Perda de cobertura vegetal, a alteração da dinâmica dos ecossistemas locais, o afugentamento da fauna local, riscos de acidentes com animais ou causados por animais, entre outros. Entre os impactos socioeconômicos podem ser citados como positivos a geração de emprego e renda, o crescimento da economia local e aumento da arrecadação tributária, mas em contrapartida há o aumento do custo de vida local, o aumento da circulação de veículos, escassez temporária de

certos bens de consumo, entre outros. Embora os efeitos negativos dos impactos da energia solar sejam bem menores que os causados pela fonte hídrica, se faz necessário analisar criteriosamente o empreendimento, de forma que ações preventivas e de mitigação sejam adotadas (FILHO et al., 2015).

Uma vez constatada a viabilidade da geração solar, é preciso adotar estratégias de como conectar as usinas geradoras ao sistema elétrico. Segundo Castro (2016), os sistemas fotovoltaicos podem ser classificados como:

- Domésticos Autônomos ou Isolados (Off-Grid Domestic System);
- Não-domésticos Isolados (Off-Grid Non Domestic System);
- Distribuídos Conectados à Rede Elétrica (On-Grid-Distributed System);
- Concentrados Conectados à Rede Elétrica (On-Grid-Concentrated System);

O modo como uma unidade de geração deve ser conectada à rede deve ser pensada com cuidado, já que podem aparecer problemas no sistema elétrico, pois este não foi projetado para lidar com grandes variações de potência e fluxo bidirecional. A tendência é que a forma de geração do tipo distribuída seja popularizada, pois por ser localizada próxima às cargas conectada ao sistema de distribuição do lado do consumidor de pequeno porte, apresenta vantagens tais como: Redução das perdas de transmissão, melhoria nos níveis de tensão, o aumento da confiabilidade do atendimento, pois pode permitir a operação ilhada das cargas em caso de falhas nos sistemas de distribuição, diversificação da matriz energética, redução do tempo de implantação em relação a grandes geradores, entre outras. (MME, 2010).

A regulamentação atual para a geração distribuída no Brasil é definida pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) através da Resolução Normativa N° 482 de 17 de abril de 2012, que foi atualizada pela Resolução Normativa N° 687 de 2015 (ANEEL, 2012; ANEEL, 2015), e pela Lei 14.300 de 2022. Estas resoluções definem minigeração distribuída (central geradora com potência instalada superior a 75 kW e menor ou igual a 5 MW) e microgeração distribuída (central geradora com potência instalada menor ou igual a 75 kW) além de definir o sistema de compensação, que é aquele no qual a energia ativa injetada pela unidade consumidora é cedida, por meio de empréstimo gratuito, à distribuidora local e posteriormente é compensada com o consumo de energia elétrica ativa. O sistema de compensação regulamentado se baseia no modelo de tarifação denominado de *Net Metering*, onde se analisa mensalmente a diferença entre a energia consumida e produzida pela central geradora e, em

caso de saldo negativo (maior produção), cria-se um crédito para abater faturas dos meses seguintes, em um prazo máximo de 60 meses (OLIVEIRA, 2016).

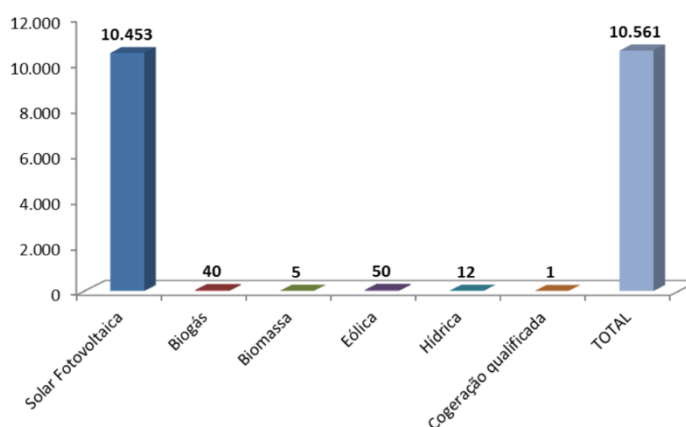
Segundo dados de junho de 2022 da ANEEL, apresentados na Tabela 1.1, o número de consumidores residenciais com geração distribuída é de 923.901 unidades, correspondentes a 78,5% do total de unidades. O uso de fontes fotovoltaicas já correspondia a 99% das fontes de geração distribuída segundo dados de 2017, conforme mostra a Figura 1.3, mostrando que o incentivo proporcionado pelas resoluções de 2012 e 2015 vem favorecendo o uso de fontes solares.

Tabela 1.1 - Unidades consumidoras com geração distribuída – Junho 2022.

Classe de Consumo	Quantidade	Quantidade de UCs que recebem os créditos	Potência Instalada (kW)
Comercial	137.879	232.070	3.891.807,39
Iluminação Pública	58	69	1.787,44
Industrial	20.317	28.459	897.570,86
Poder Público	3.177	4.810	131.760,60
Residencial	923.901	1.120.234	5.857.897,49
Rural	90.554	131.637	1.722.602,21
Serviço Público	231	683	13.109,51
Totais	1.176.135	1.517.962	12.516.535,50

Fonte: (ANEEL, 2022).

Figura 1.3 - Conexão por tipo de fonte até 25/05/17.

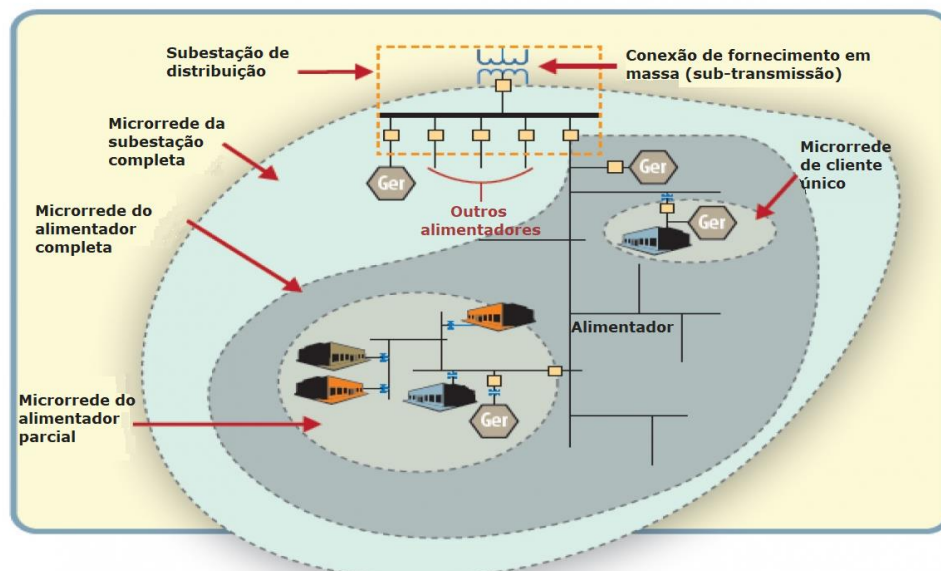


Fonte: (ANEEL, 2017).

O contexto de incentivos a pequenos geradores de energia fazerem o uso da fonte fotovoltaica para o suprir parte da demanda nos próximos anos leva à necessidade de se entender o conceito de microrredes (*microgrids*) e nanorredes (*nanogrids*).

Segundo o Departamento de Energia Norte-americano (DOE, 2019), uma microrrede é uma rede localizada que pode desconectar da rede tradicional e assim pode operar de forma autônoma. Por ter a capacidade de operar quando a rede principal estiver inoperante, as microrredes podem fortalecer a resiliência do sistema e ajudar a mitigar os seus distúrbios, além de funcionar como um recurso da rede para uma resposta e uma recuperação mais rápida do sistema. Um esquema de microrrede é mostrado na Figura 1.4.

Figura 1.4 - Diagrama esquemático de uma microrrede ligada à rede principal.

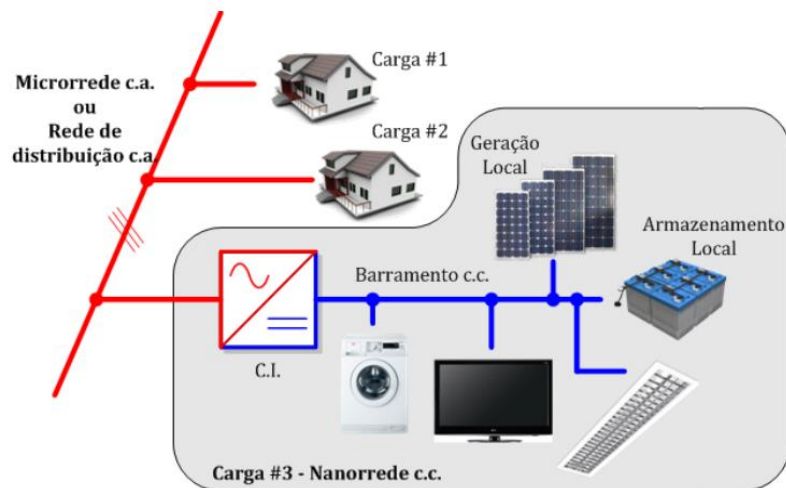


Fonte: Adaptado de (DOE, 2019).

Enquanto uma microrrede pode alimentar um conjunto limitado de unidades consumidoras de forma localizada, uma nanorrede pode ser definida como um sistema de distribuição de energia para uma única casa ou pequena edificação, com a habilidade de conectar ou desconectar de uma outra entidade de potência. Uma nanorrede pode gerar localmente energia que alimenta cargas locais, mas tem a opção de utilizar energia armazenada e/ou um sistema de controle (BURMESTER et al., 2017). Um conjunto de interconexões entre nanorredes também pode ser considerado uma microrrede, uma vez que esta topologia facilita o compartilhamento de energia entre nanorredes individuais.

Segundo Araújo (2017), as nanorredes atualmente podem ser classificadas em nanorredes exclusivamente de corrente contínua e nanorredes híbridas, que utilizam tanto corrente contínua (c.c.) quanto corrente alternada (c.a.). Nanorredes que trabalham com c.a. costumam ter mais perdas pelo acréscimo de inversores de frequência na rede para transformar c.c. em c.a.. Em grande parte dos aparelhos domésticos, tais como computadores, TVs, lâmpadas de LED, etc., esta corrente acaba por ser transformada novamente em c.c., gerando ainda mais perdas. Caso o barramento da nanorrede opere exclusivamente em c.c., as perdas nos aparelhos poderiam ser reduzidas de um intervalo entre 15% - 40% para 10% - 15%. Como cerca de 50% das cargas em muitas das casas de hoje poderiam ser alimentadas diretamente por c.c., o benefício de se instalar uma nanorrede em c.c. seria significativo (GHAREEB; MOHAMED; MOHAMMED, 2013). Um diagrama que serve como exemplo de nanorrede híbrida é mostrado na Figura 1.5.

Figura 1.5 – Nanorrede c.c. em ambiente residencial ligada à rede c.a.



Fonte: (OLIVEIRA, 2016).

Uma vez definido o conceito de um sistema de geração com fonte fotovoltaica e a distribuição localizada ligada a uma nanorrede em c.c., a preocupação seguinte deve ser com os níveis de tensão que devem ser injetados nos barramentos da rede para que os equipamentos e geradores operem em harmonia, pois a ausência de padrões de valores de tensão entre equipamentos e componentes de rede pode ocasionar uma série de perdas tanto em termos de potência quanto referentes a manutenção dos equipamentos devido à incompatibilidade. Além disso, os riscos envolvidos em se trabalhar com níveis de tensão elevados exigem componentes de proteção e técnicas de manobra apropriados para tal.

Não existe uma norma que regulamente níveis de tensão para nanorredes, pois é um tipo de tecnologia ainda recente, porém existe um esforço atual entre fabricantes, universidades e laboratórios de pesquisa e desenvolvimento que visa estabelecer padrões para distribuição, incluindo microrredes c.c.. Este esforço se concretizou na forma de um consórcio americano chamado *EMerge Alliance*, que pesquisa soluções para o desenvolvimento de uma padronização em relação à distribuição de energia em corrente contínua em construções residenciais e comerciais (EMERGE ALLIANCE, 2019). Segundo Araújo (2017), a *EMerge Alliance* trabalha em duas linhas de padronização. A primeira linha trabalha com 24 V, destinada a equipamentos para ambientes tais como casas, escritórios, entre outros estabelecimentos. A segunda linha trabalha com 380 V e é destinada à alimentação de centros de dados e edifícios comerciais. Este trabalho usará a tensão de 380 V como padrão de distribuição.

Por ser uma associação que é composta por muitas empresas, a tendência é que a medida que os produtos dos fabricantes associados à *EMerge Alliance* sejam distribuídos no mercado, estes padrões se consolidem. Frentes de padronização de outras organizações podem influenciar de alguma forma outros parâmetros de nanorredes além dos níveis de tensão c.c., tais como, o *design* de instalação, práticas de manutenção e recomendações de instrumentação e controle (DRAGIČEVIĆ et al., 2016), porém o desenvolvimento atual de nanorredes também pode empregar diretrizes e requisitos estabelecidos em documentos mais consolidados, como as normas da ABNT para instalações elétricas de baixa tensão (NBR 5410: 2004, brasileira) e a NFPA 70 (NEC - *National Electrical Code*, americana) e as normas para acesso de centrais de geração distribuída à rede elétrica PRODIST (Procedimentos de Distribuição da ANEEL) e IEEE 1547 (OLIVEIRA, 2016).

Ainda referente à tensão de distribuição, apesar da evolução da tecnologia envolvendo painéis fotovoltaicos fazer com que gerem cada vez mais potência, a tensão de saída destes ainda é limitada para operar em níveis mais seguros de tensão, com valores no intervalo de 20 a 50 V (FOROUZESH et al., 2018), de forma que para elevar a tensão até os níveis desejados podem ser adotadas duas soluções. Na primeira solução, os painéis podem ser associados em série, de forma que as tensões são somadas até atingir o valor desejado. Isto seria um problema, pois caso um dos painéis venha a apresentar falha, todo o conjunto em série deixaria de operar, além de que um sombreamento parcial em um único módulo poderia reduzir bastante a potência de saída da associação (CABRAL et al., 2013).

A segunda solução, mais viável, é a ligação cada painel a um conversor c.c.-c.c de alto ganho, tornando cada painel independente dos demais, evitando a parada total do sistema

em caso de manutenção em um painel e facilitando o rastreamento do ponto de máxima potência individualmente dos demais. Além disso, o conversor é um elevador de tensão, o que possibilita a redução da seção dos condutores e facilita a ampliação do sistema (ARAÚJO, 2017).

O conversor *boost* clássico, apesar de ser um elevador de tensão c.c., não é viável para aplicações em microrredes, pois para altos ganhos de tensão teria de trabalhar em uma razão cíclica alta, o que pode tornar o conversor instável e elevar as perdas, reduzindo seu rendimento (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2004). Vários estudos sobre conversores de alto ganho com aplicações em energias renováveis estão sendo feitos atualmente com o objetivo de melhorar a eficiência destes conversores, propondo modificações de topologias e técnicas elevem o rendimento do conversor (AMIR et al., 2019; FOROUZESH et al., 2017; GOPI; SREEJITH, 2018; REVATHI; PRABHAKAR, 2016). No geral estas topologias são baseadas na modificação de algum outro conversor encontrado na literatura clássica (*Boost*, *Ćuk*, *SEPIC*, *Zeta*) (ANDRADE et al., 2014; FAISTEL et al., 2019; SEDAGHATI et al., 2019) ou fazendo uma associação ou cascadeamento entre conversores (ASSIS; BRAGA, 2019; PARK; MOON; YOUN, 2010; SABZALI; ISMAIL; BEHBEHANI, 2015; UPADHYAY; KUMAR, 2019).

Este trabalho propõe uma combinação entre o conversor *boost* com um conversor *Ćuk* isolado por um transformador. Esta combinação tem como objetivo aliar as características do conversor *boost* de alto ganho e fonte de corrente na entrada do conversor, com a característica do conversor *Ćuk* de fonte de corrente na saída. Este conversor será ligado a um módulo fotovoltaico e terá como objetivo elevar a tensão do módulo para 380 V e injetar esta tensão em um barramento c.c., que pode estar alimentando uma microrrede ou uma nanorrede.

A característica de fonte de corrente na entrada tem como objetivo melhorar o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) do módulo fotovoltaico. A saída como fonte de corrente pode evitar oscilações indesejadas no barramento que geram o fenômeno de batimento, prejudicando a transferência de potência para as cargas. A isolação através do transformador visa atender a normas de vários países que recomendam a isolação galvânica em inversores para proteção contra choques, tais como as normas IEEE 1547, UL 1741 e AS/NZS 5033.

1.2 Justificativa do trabalho

Conforme já mostrado, o grande potencial energético fotovoltaico no Brasil, mais especificamente na região Nordeste, torna necessário que estudos na área de conversão de energia solar em elétrica sejam feitos, de forma que o desenvolvimento e aplicação de técnicas de conversão reduzam tanto custos quanto perdas e melhorem a confiabilidade do sistema

energético nacional, além de reduzir os impactos no meio ambiente causados pela geração convencional.

Os estudos na área de energias renováveis também permitem que o pequeno consumidor possa ter a oportunidade de depender menos da energia fornecida pela concessionária, de forma que o abatimento do valor da conta de energia incentive mais pequenos consumidores a produzirem sua própria energia, o que acarretará em, além da óbvia redução dos custos com consumo, uma maior competitividade e melhoria dos serviços prestados pelas concessionárias. Outro benefício é a diversificação da matriz energética, que pode atender a população em períodos de alta demanda ou de baixa geração hidrelétrica, como em anos de poucas chuvas.

O estudo de topologias de conversores que possam aumentar a eficiência da obtenção de energia solar e que também possam baratear custos pode incentivar a evolução das técnicas usadas nos conversores atuais.

1.3 Estrutura do trabalho

A introdução mostrou como o panorama da geração de energia no Brasil e no mundo traz a oportunidade de usar a fonte solar como alternativa à geração tradicional e apresentou alguns conceitos ligados à mini e microgeração distribuída, concluindo com a apresentação da proposta do trabalho.

O capítulo 2 traz a fundamentação teórica, mostrando os principais estudos que influenciaram a escolha da topologia deste trabalho, além de apresentar a problemática do fenômeno do batimento, inerente a microrredes.

O capítulo 3 apresenta a topologia do conversor proposto, a descrição das etapas de operação do conversor, o equacionamento do ganho e o cálculo dos esforços nos componentes e das perdas, o que possibilita uma estimativa do rendimento do conversor e a inserção dos valores corretos na simulação.

O capítulo 4 apresenta o dimensionamento dos componentes com base nos equacionamentos do capítulo 3.

O capítulo 5 apresenta o funcionamento do conversor usando simulações do modelo obtido, para que os cálculos de esforços sejam validados. Também é mostrada a construção do protótipo em laboratório, as medições experimentais e estabelece uma comparação entre os resultados obtidos com o protótipo e os esperados em simulação.

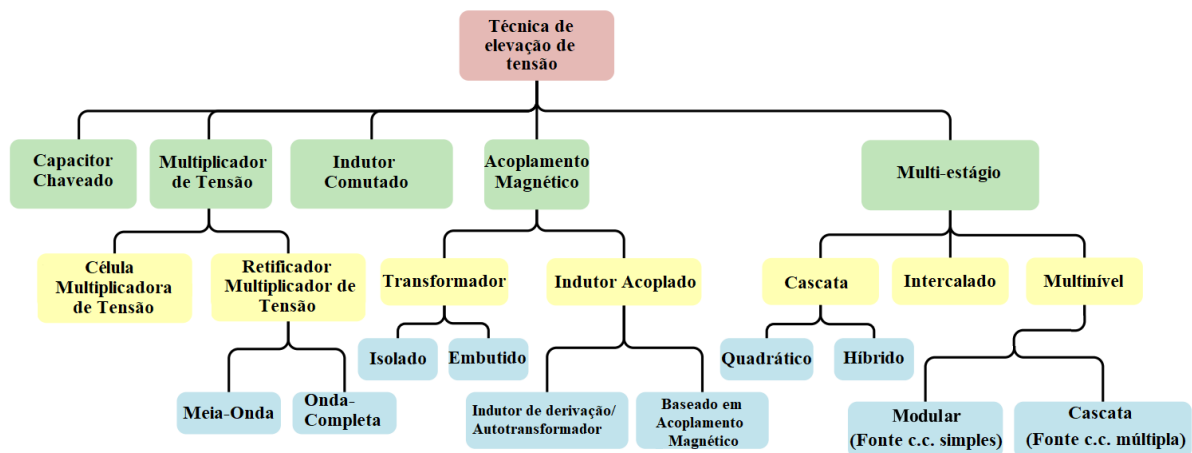
O capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRAFICA

2.1 Introdução

O desenvolvimento de um conversor c.c.-c.c. de alto ganho necessita de uma revisão das principais técnicas de elevação de tensão contínua já pesquisadas e deve ser focada nos trabalhos em que seus conversores possuam características desejáveis para a conversão fotovoltaica, tais como baixa ondulação de corrente na entrada e na saída e isolamento galvânica. Alguns trabalhos foram feitos para compilar as técnicas conhecidas de conversão c.c.-c.c. tais como os apresentados por Tofoli *et al.* (2015) e por Forouzesh *et al.* (2017), este último que apresenta uma classificação para os conversores conforme mostra a Figura 2.1.

Figura 2.1 – Principais técnicas para elevação de tensão.



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

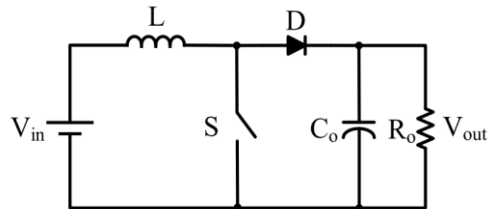
Os tópicos a seguir apresentam conversores cujas topologias auxiliam a compreensão das decisões de projeto em que este trabalho foi baseado, bem como desvantagens em cada um que necessitaram de uma adaptação para a topologia idealizada.

2.2 Conversores não-isolados

O conversor *boost* tradicional é a base para o estudo de técnicas de conversão c.c.-c.c. com elevação de tensão. Este tem como características o baixo número de componentes (basicamente um semicondutor chaveador, um diodo, e um indutor), o baixo custo e a simplicidade para a montagem, sendo apropriado para várias aplicações em tensão contínua de valores de saída não muito elevados. O conversor *boost* também tem como vantagem o uso de um indutor na entrada, que propicia uma corrente contínua de baixa ondulação, sendo desejável para aplicações com módulos fotovoltaicos que precisam desta baixa ondulação ao injetar

corrente na entrada do conversor, pois facilita o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) do módulo (ANSARI; MOGHANI, 2019). O conversor é mostrado na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Conversor *boost*.



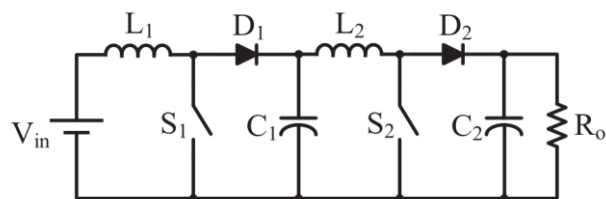
Fonte: Adaptado de (FOROUZESH et al., 2017).

A principal desvantagem do conversor *boost* tradicional é que para ganhos de tensão elevados, a razão cíclica de chaveamento deve ser muito próxima de 100%, o que provoca uma elevada corrente e grandes esforços de tensão que devem ser processados por apenas dois componentes semicondutores, gerando perdas nos mesmos que reduzem drasticamente o rendimento do conversor, tornando-o inviável para aplicações que necessitem de alto ganho (TOFOLI et al., 2015).

Para melhorar o ganho de tensão em conversores baseados no *boost* clássico, bem como reduzir a ondulação de corrente nos interruptores, foram criadas topologias que combinam vários conversores do tipo *boost*, tais como os conversores cascadeados e intercalados (*interleaved*).

O conversor *boost* do tipo cascata agrupa vários estágios *boost* em série, de forma que a tensão de saída de um estágio é a tensão de entrada para o estágio seguinte, aumentando assim o ganho geral do conversor. Esta topologia é apresentada na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Conversor *boost* em cascata de dois estágios.

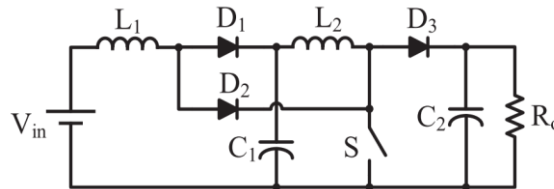


Fonte: Adaptado de (FOROUZESH et al., 2017).

Embora em teoria esta topologia melhore o ganho, é necessário um grande número de componentes para conseguir tensões mais altas e o circuito de controle, por ser mais complexo, deve ser cuidadosamente projetado (TOFOLI et al., 2015).

Uma forma de amenizar o problema do controle mais complexo é substituir o interruptor S_1 da Figura 2.2 por um diodo, resultando no circuito da Figura 2.4. Este circuito é denominado conversor *boost* quadrático.

Figura 2.4 – Conversor *boost* quadrático de dois estágios.



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

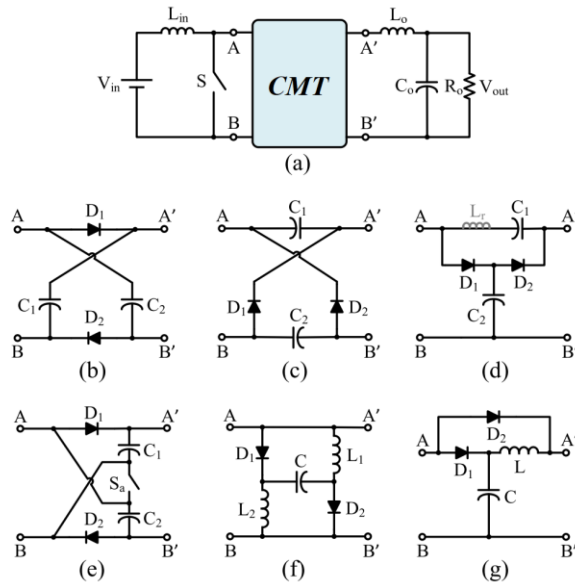
Cada um dos possíveis estágios de um conversor boost cascadeado pode ter seu interruptor substituído por um diodo que é ligado ao interruptor final, obtendo-se assim um conversor com um único interruptor de controle mais simples. O ganho global do conversor continua sendo igual ao produto dos ganhos de cada estágio, porém a técnica tem como desvantagens o alto esforço de tensão no diodo do último estágio e no único interruptor do conversor para o caso de altas tensões de saída, bem como também são motivos de preocupação a estabilidade e a recuperação reversa do último diodo (TOFOLI et al., 2015). Esta técnica é apropriada apenas para casos de poucos estágios, logo não deve ser aplicada para ganhos mais elevados (ORTIZ-LOPEZ et al., 2008).

2.3 Células Multiplicadoras de Tensão (CMT)

Segundo Forouzesh *et al.* (2017) um circuito multiplicador de tensão é um conjunto de diodos e capacitores que podem ser usados para obter alta tensão contínua de saída com eficiência, baixo custo e topologias simples. Indutores também podem ser utilizados nestes circuitos.

Quando é usado no meio de um circuito é denominado como *célula multiplicadora de tensão* (*Voltage Multiplier Cell* – VMC em inglês), e é aplicado em geral após o interruptor principal, para reduzir os esforços de tensão no interruptor. Quando é usado na saída de um estágio transformador ou de indutor acoplado é chamado de *retificador multiplicador de tensão* (*Voltage Multiplier Rectifier* – VMR em inglês), usado para retificar uma tensão alternada ou contínua pulsante enquanto atua como multiplicador de tensão. A topologia geral de uma CMT bem como algumas de suas configurações genéricas são mostradas na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Topologias gerais para Células Multiplicadoras de Tensão.

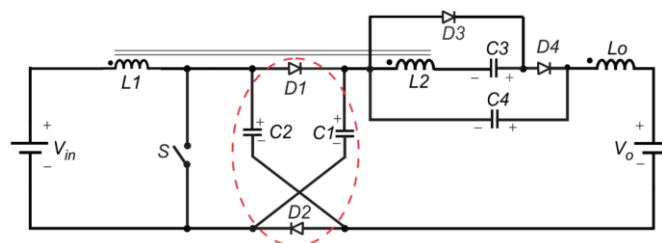


Fonte: Adaptado de (FOROUZESH et al., 2017).

As topologias da Figura 2.5 (b) e (c) são chamadas em alguns trabalhos de multiplicadores de tensão de capacitor comutado e é comum o uso destas na saída de conversores *boost* do tipo intercalados (*interleaved*), como o visto em Gules *et al.* (2003) com o objetivo de aumentar o ganho do conversor, uma vez que o aumento do ganho pela associação de muitos estágios é inviável devido a problemas já citados anteriormente.

Diversos trabalhos que usam CMTs podem ser encontrados com diferentes finalidades. O trabalho de Araújo (2017) usa a célula para elevar o ganho de tensão e reduzir os esforços de tensão no interruptor através de um grampeamento passivo, conforme é mostrado na Figura 2.6.

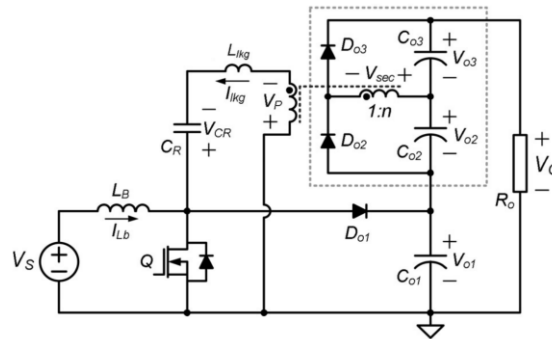
Figura 2.6 – Célula Multiplicadora de Tensão em conversor de alto ganho.



Fonte: Adaptado de (ARAÚJO, 2017).

O trabalho de Park et al (2012) propõe uma célula multiplicadora na saída de um indutor acoplado, que gera parte da tensão de saída ao funcionar em paralelo com um conversor *boost*, conforme é mostrado na Figura 2.7. Trabalhos bastante semelhantes foram elaborados por Baek *et al.* (2005) e Sathyan *et al.* (2016).

Figura 2.7 – Célula Multiplicadora de Tensão em conversor de alto ganho.



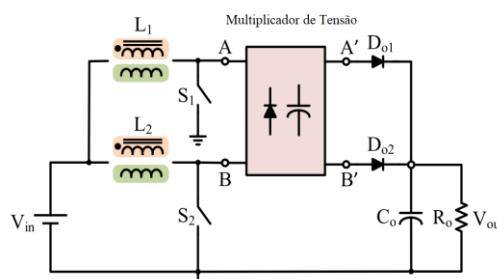
Fonte: Adaptado de (PARK; MOON; YOUN, 2012).

O conversor deste trabalho faz uso de uma CMT no secundário de um transformador para elevar a tensão de saída.

2.4 Conversores intercalados (*Interleaved*)

Conversores de alto ganho podem ter valores de corrente de entrada muito elevados, de forma que as perdas por condução nos semicondutores por conta da ondulação de corrente são um fator de preocupação, uma vez que o valor eficaz da corrente aumenta com o aumento da ondulação e conseqüentemente aumentam as perdas nos semicondutores. Para resolver isso, foi criada a topologia intercalada (ou *interleaved*), mostrada na Figura 2.8, em que duas ou mais topologias tipo *boost* são ligadas em paralelo com o objetivo de dividir a corrente de entrada e sendo obtido o mesmo ganho de um *boost* tradicional, reduzindo assim a ondulação de corrente e aumentando a densidade de potência no conversor pela redução das perdas por condução (FOROUZESH et al., 2017). A desvantagem desta técnica é que para ganhos elevados, a razão cíclica também deve ser muito alta e o conversor apresenta os mesmos problemas do *boost* tradicional. Para contornar isto, conversores tipo *interleaved* costumam ser construídos com uma célula multiplicadora de tensão na saída, para aumentar o ganho, conforme é mostrado em Forouzesh *et al.* (2017), Tofoli *et al.* (2015) e Amir *et al.* (2019).

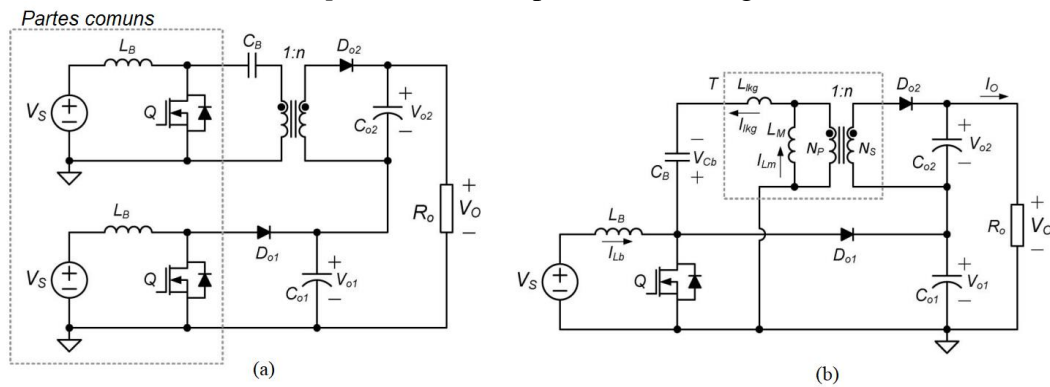
Figura 2.8 – Conversor *boost* tipo *interleaved* com Célula Multiplicadora de Tensão.



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

Seguindo a mesma lógica, embora não classifique o próprio conversor como tipo *interleaved*, o trabalho de Park *et al.* (2010) apresenta uma configuração de conversor que combina um *boost* tradicional com um conversor *sepic* em paralelo, porém os componentes semelhantes de entrada são compartilhados com o objetivo de simplificar o circuito e reduzir o número de componentes, conforme é mostrado na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Conversor *boost-sepic* em forma separada (a) e integrada (b).



Fonte: Adaptado de (PARK; MOON; YOUN, 2010).

O circuito usa um transformador no estágio *sepic* para auxiliar a elevação de tensão. A indutância de dispersão do transformador gera um efeito *snubber* na corrente, que alivia o problema com os esforços de recuperação reversa nos diodos por impedir que a corrente seja bruscamente interrompida na comutação. O conversor também mantém as vantagens do conversor *boost*, como corrente contínua de baixa ondulação na entrada e grameamento passivo por meio do conjunto diodo-capacitor, reduzindo os esforços de tensão no chaveamento do interruptor, e evitando problemas de pico de tensão que seriam gerados pela indutância de dispersão do transformador.

A desvantagem desta topologia é que embora auxilie na comutação dos diodos, a indutância de dispersão do transformador influencia fortemente no ganho, provocando diferenças significativas do modelo aproximado onde a mesma é desprezada, conforme pode ser observado no cálculo do intervalo cíclico δ mostrado no Apêndice A e posteriormente no cálculo do ganho. A impedância da carga também influencia no ganho do conversor.

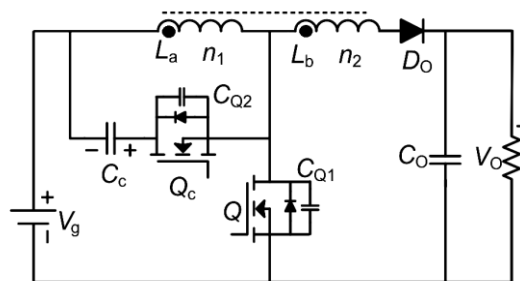
O conversor deste trabalho foi fortemente influenciado por esta topologia proposta por Park *et al.* (2010), pois também usa um conversor com transformador em paralelo com um conversor *boost*, com entrada compartilhada.

2.5 Conversores baseados em indutores acoplados

Segundo Amir et al. (2019), conversores tipo *boost* baseados em indutores acoplados podem oferecer alto ganho de tensão quando é escolhida adequadamente a relação de espiras dos enrolamentos, evitando assim uma razão cíclica extrema. Eles oferecem um estresse de tensão de comutação reduzido e possibilitam o uso de interruptores com baixa resistência interna. Sua estrutura simples também é uma característica favorável.

As desvantagens do uso de indutores acoplados se devem à indutância de dispersão, que pode restringir a indução de corrente no enrolamento secundário, causando perda considerável de condução c.a., resultando em declínio do ganho de tensão predominantemente quando o conversor opera em alta frequência. Uma solução apresentada para este problema em trabalhos como os de Watson et al. (1996) e Wu et al. (2005) envolve o uso de um circuito de grampeamento ativo com um segundo interruptor para reprocessar a energia da indutância de dispersão para obter uma comutação suave em tensão nula (ZVS). Convém lembrar que circuitos de grampeamento adicionais aumentam a complexidade da topologia do conversor. Um exemplo de circuito boost baseado em indutor acoplado com grampeamento ativo é mostrado na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Grampeamento ativo em conversor baseado em indutor acoplado.



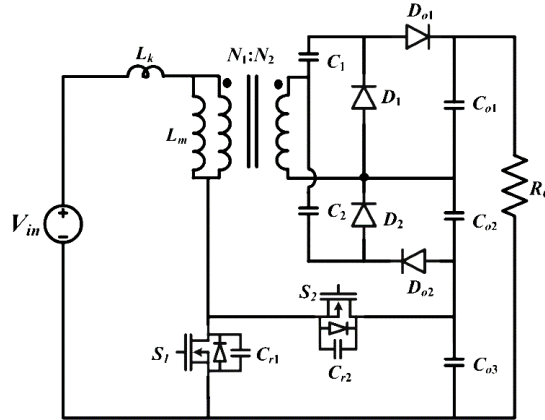
Fonte: Adaptado de (AMIR et al., 2019).

Além disso, com um aumento da relação de espiras, o estresse de tensão para o diodo na saída também aumenta, e a operação em alta tensão pode provocar altas perdas de recuperação reversa. Como solução, um circuito *snubber* extra pode ser usado para aliviar esse problema (WU et al., 2005).

Outro trabalho que também fez uso do grampeamento ativo para obtenção da comutação suave em tensão nula (ZVS) foi o de Sathyan et al. (2016), conforme é mostrado na Figura 2.11. O circuito recicla a energia armazenada na indutância de dispersão para a saída através do grampeamento ativo no estágio *boost*, em que o diodo é substituído pelo interruptor

S_2 , que embora melhore o rendimento do conversor, torna a topologia mais cara e complexa pela adição de um elemento de chaveamento ativo.

Figura 2.11 – Grampeamento ativo em conversor *boost* com indutor acoplado.



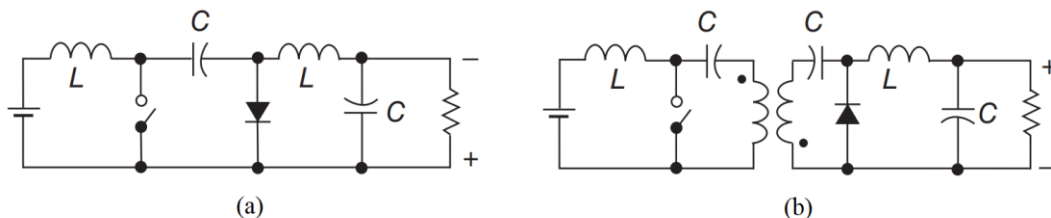
Fonte: Adaptado de (SATHYAN et al., 2016).

2.6 Conversores com isolação galvânica

Muitos países vêm adotando padrões que exigem aterramento para um sistema fotovoltaico ligado à rede, o que exige isolação galvânica nestes sistemas (FAISTEL *et al.*, 2019). Esta isolação pode ser conseguida pelo uso de transformadores separando entrada e saída do conversor, e o ganho de tensão pode ser elevado pelo aumento da razão cíclica de trabalho ou aumentando a relação de espiras do transformador (n). Valores altos de n geralmente resultam em um aumento das indutâncias de dispersão, enquanto o aumento da razão cíclica gera perdas e instabilidade que impede que valores muito próximos de 1 sejam aplicados.

Entre as topologias clássicas conhecidas que podem ter isolação galvânica, podem ser citados os conversores *flyback*, *forward*, *half-bridge*, *full-bridge* e *push-pull*. Para este trabalho, será destacado o conversor *Ćuk* em sua versão isolada, mostrado na Figura 2.12.

Figura 2.12 – Conversor *Ćuk* nas versões não-isolado (a) e isolado (b).



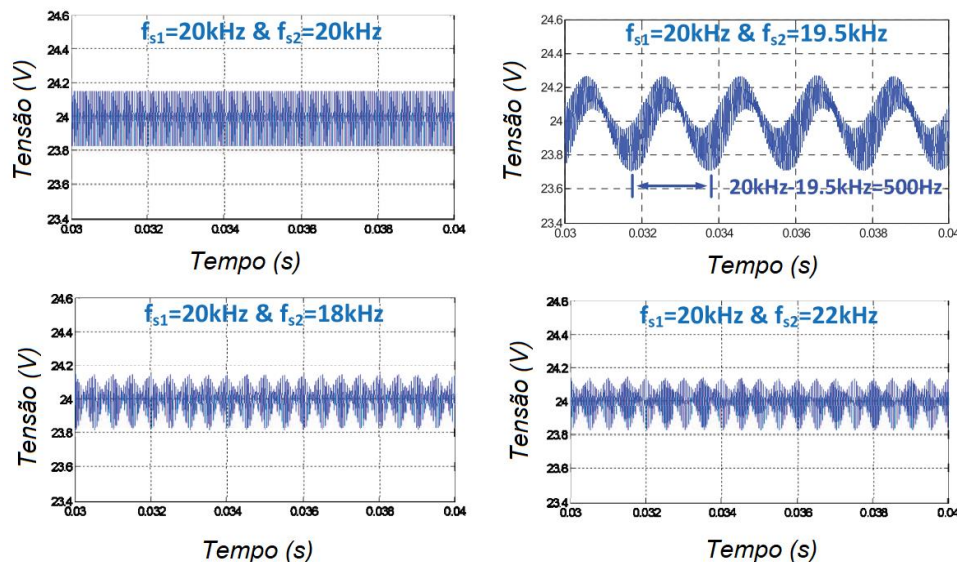
Fonte: Adaptado de (KAZIMIERCZUK, 2016).

Além da isolação galvânica, a versão isolada do conversor *Ćuk* traz como vantagem o uso de um indutor na saída, que pode possibilitar uma corrente de saída de baixa ondulação, se comportando assim como uma fonte de corrente.

Como exemplo de aplicação para saída como fonte de corrente, pode ser citado o fenômeno do batimento, que é uma oscilação indesejável em baixa frequência causada pela interação entre vários conversores independentes que alimentam um mesmo barramento, com frequências de chaveamento diferentes, mas próximas (YUE et al., 2016). A frequência de chaveamento de um conversor é uma perturbação para os outros, e a frequência de batimento gerada por essa interferência pode ser amplificada consideravelmente se tiver determinados valores. Assim, a potência injetada no barramento c.c. pode ser afetada negativamente pelo batimento. O efeito da tensão de saída sujeita ao batimento pode ser observado na Figura 2.13.

As influências deste fenômeno foram estudadas em alguns trabalhos (EL KHATEB et al., 2015; YUE et al., 2015) e algumas soluções foram propostas, como garantir uma corrente de saída de baixa ondulação (YUE et al., 2018). Esta solução usando indutores pode elevar o número de componentes magnéticos do sistema, o que leva à proposta de usar uma topologia que naturalmente contenha um indutor na saída, semelhante ao que acontece por exemplo com o conversor Ćuk.

Figura 2.13 – Simulações de tensão de saída sujeitas ao batimento provocado por diferentes frequências de saída de dois conversores.



Fonte: Adaptado de (YUE et al., 2016).

2.7 Considerações Finais

Este capítulo apresentou as principais topologias de alto ganho que influenciaram as decisões de projeto para este trabalho.

O conversor *boost* é a topologia mais básica para alto ganho, que apesar de ter elevadas perdas para ganhos maiores, foi utilizada neste trabalho para garantir uma corrente

contínua de baixa ondulação na entrada e um grampeamento ativo para limitar os picos de tensão que poderiam prejudicar os interruptores.

Células multiplicadoras de tensão (CMTs) são subcircuitos simples que podem ser usados na saída de conversores limitados para aumentar o ganho, tal como ocorre neste trabalho.

Conversores intercalados são topologias de dois ou mais conversores operando em paralelo com o objetivo de dividir os esforços de corrente. Foram estudadas propostas em que conversores de diferentes topologias trabalham em paralelo, mas com alguns componentes compartilhados na entrada com o objetivo de reduzir custos. Este trabalho apresenta uma proposta combinando um conversor *boost* e um conversor Ćuk isolado.

Circuitos baseados em indutores acoplados podem melhorar a recuperação reversa dos diodos de saída e aumentar o ganho pela escolha conveniente da relação de espiras. Neste trabalho, foi escolhido um transformador para garantir também uma isolamento galvânica que é exigida por algumas normas internacionais para inversores de sistemas fotovoltaicos.

Além do citado acima, foi escolhida uma topologia isolada do conversor Ćuk que contém um indutor na saída, propiciando assim uma corrente constante de baixa ondulação na saída que ajuda a evitar o fenômeno do batimento entre conversores que injetam corrente num barramento c.c. de uma nanorrede.

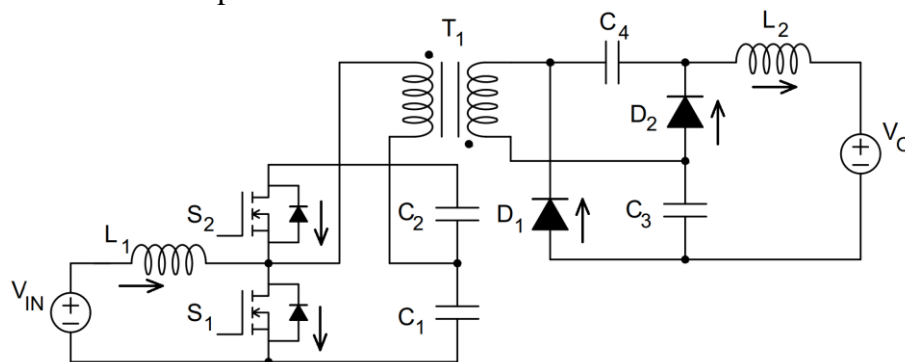
3 CONVERSOR ISOLADO DE ALTO GANHO E BAIXA ONDULAÇÃO NA ENTRADA E NA SAÍDA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.

3.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor proposto para este trabalho. Serão descritas as etapas de funcionamento, e por meio das equações das etapas, será deduzida a equação do ganho estático. Também serão apresentadas as equações dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores e as equações das perdas nos principais componentes.

Para a análise qualitativa os valores das capacitâncias de C_1 , C_2 , C_3 e C_4 serão suficientemente grandes para considerar a tensão nestes componentes praticamente constante. As tensões de polarização dos diodos D_1 e D_2 serão consideradas. As perdas por condução e por comutação dos interruptores S_1 e S_2 serão desconsideradas. As perdas magnéticas serão desconsideradas. Para análise das etapas de operação, considera-se que o conversor opera em modo de condução contínua (MCC). Na Figura 3.1 é apresentado o circuito do conversor proposto.

Figura 3.1 - Conversor Proposto.

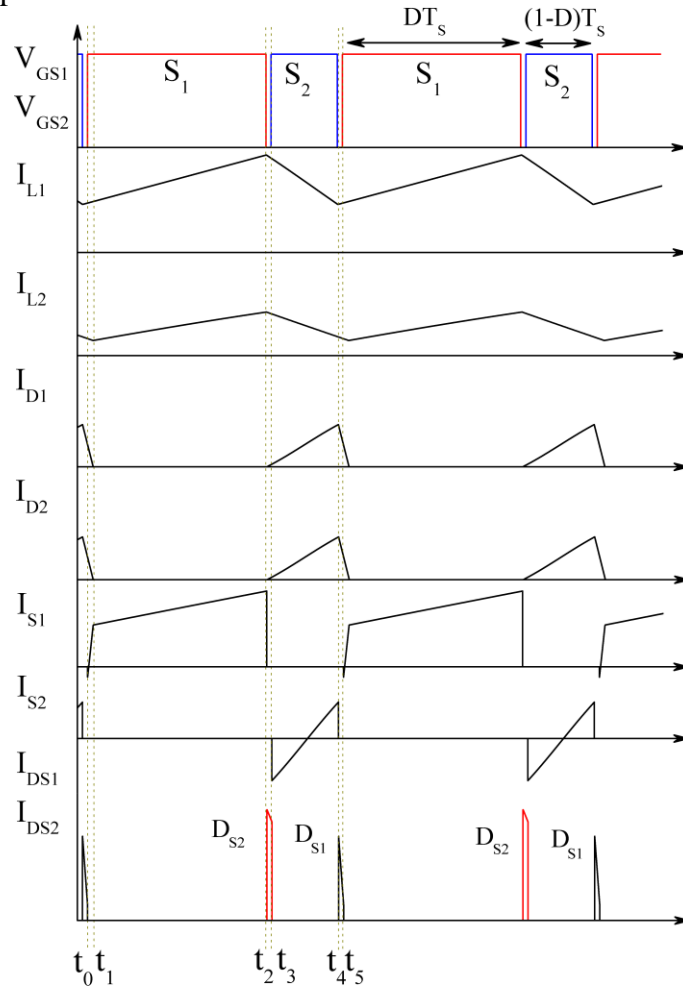


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2 Formas de Onda Teóricas

As formas de onda ideais utilizadas para caracterizar as etapas de operação do conversor proposto foram: Os sinais do chaveamento dos interruptores (V_{GS1} e V_{GS2}), as correntes nos indutores L_1 e L_2 , as correntes nos diodos D_1 e D_2 , as correntes nos interruptores S_1 e S_2 , e por fim as correntes nos diodos intrínsecos dos interruptores (I_{DS1} e I_{DS2}), todas apresentadas na Figura 3.2.

Figura 3.2 - Principais formas de onda do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 Análise Qualitativa – Etapas de Operação

Algumas considerações devem ser feitas para o entendimento das etapas. Assume-se que:

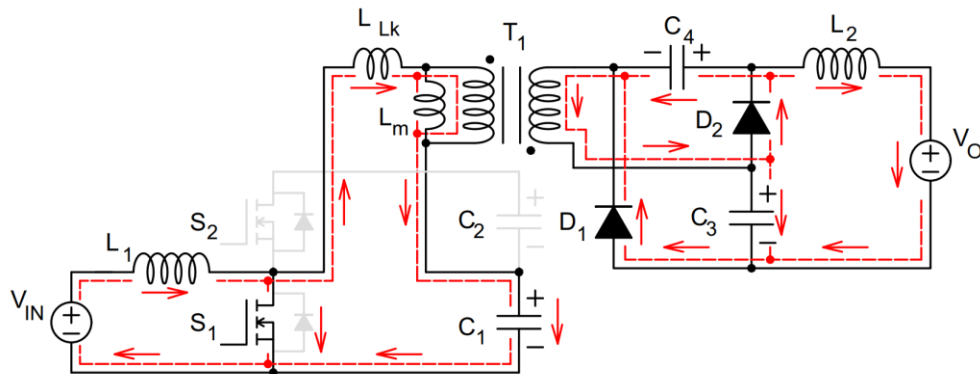
- As capacitâncias de C_3 e C_4 tem o mesmo valor, logo tem tensões iguais em todo o período de operação;
- Toda a dispersão de fluxo magnético nos enrolamentos do transformador está concentrada na indutância de dispersão no primário (L_k).

3.3.1 Primeira etapa ($t_0 - t_1$)

Esta etapa é mostrada na Figura 3.3. A etapa inicia quando a chave S_1 é ligada. A chave S_2 está desligada. O capacitor C_2 não tem corrente circulando enquanto C_1 , C_3 e C_4

iniciam a etapa em processo de carga, mas passam a descarregar ao final. A corrente em L_1 está aumentando indicando o processo de carga do indutor. A intensidade da corrente no primário do transformador é reduzida até que inverte o sentido, indicando que a energia armazenada na indutância de dispersão foi transferida para a carga. As correntes em D_1 e D_2 reduzem até o ponto que os diodos são bloqueados. Apenas neste instante L_2 começa a elevar sua corrente, atrasada de L_1 e o estágio é finalizado. É neste intervalo que é definido o intervalo cíclico δ , correspondente à descarga da indutância de dispersão L_k . Este intervalo também pode ser definido como o tempo para que L_2 comece a elevar sua corrente depois que L_1 inicia a elevação de sua corrente.

Figura 3.3 - Circuito da etapa I de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações (3.1), (3.2) e (3.3) descrevem o funcionamento da etapa I.

$$V_{IN} = V_{L1}^{(I)} \quad (3.1)$$

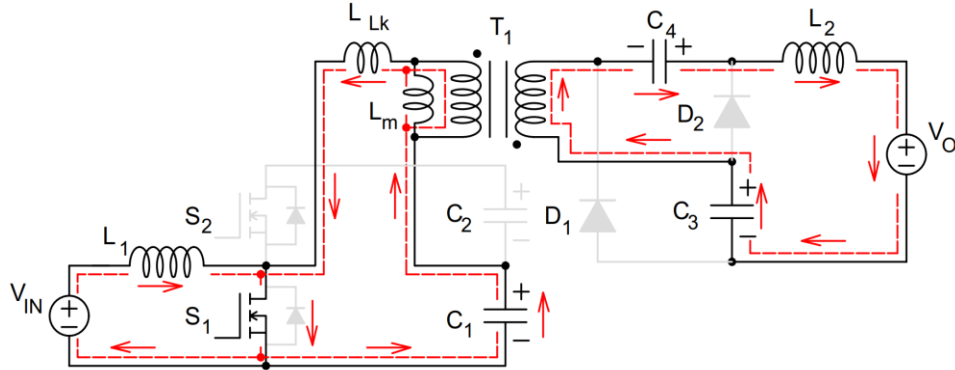
$$V_P^{(I)} = -V_{C1} \quad (3.2)$$

$$V_S^{(I)} = V_{C4} \quad (3.3)$$

3.3.2 Segunda etapa ($t_1 - t_2$)

Esta etapa começa em t_1 e é finalizada em t_2 , e é mostrada na Figura 3.4. Durante este intervalo, a chave S_1 está ligada e a chave S_2 está desligada. Os capacitores C_1 , C_3 e C_4 estão em processo de descarga, enquanto C_2 continua sem corrente. A corrente no primário do transformador T_1 é elevada negativamente, indicando a transferência de energia para o secundário que também tem sua corrente sendo elevada com sinal negativo. O indutor L_1 continua a armazenar energia proveniente da fonte e sua corrente está sendo elevada linearmente, assim como também L_2 . A etapa é finalizada com o bloqueio da chave S_1 .

Figura 3.4 - Circuito da etapa II de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações (3.4) e (3.5) descrevem o funcionamento da etapa II.

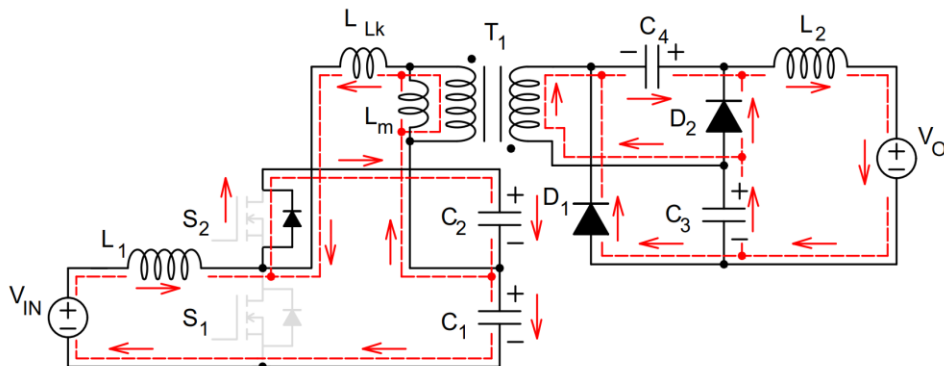
$$V_P^{(II)} = -V_{C1} \quad (3.4)$$

$$V_{C3} + V_{C4} - V_S^{(II)} - V_{L2}^{(II)} = V_O \quad (3.5)$$

3.3.3 Terceira etapa ($t_2 - t_3$)

Esta etapa começa em t_2 e é finalizada em t_3 , e é mostrada na Figura 3.5. Quando a chave S_1 é desligada, é iniciado um intervalo de tempo morto antes que S_2 seja ligada, para fins de comutação suave. O diodo intrínseco do MOSFET S_2 passa a conduzir, permitindo que C_1 e C_2 sejam carregados com a energia vinda de L_1 . Os diodos D_1 e D_2 são polarizados diretamente e passam a conduzir. Os capacitores C_3 e C_4 ainda descarregam, porém com correntes de intensidades cada vez menores. As correntes em L_1 e L_2 começam a reduzir. A etapa finaliza quando a chave S_2 é ligada.

Figura 3.5 - Circuito da etapa III de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações da etapa III são dadas por (3.6), (3.7), (3.8) e (3.9).

$$V_{IN} - V_{C1} - V_{C2} = V_{L1}^{(III)} \quad (3.6)$$

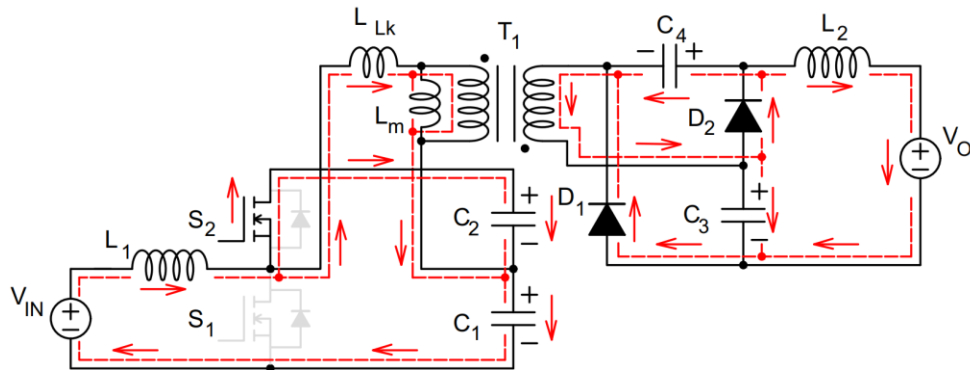
$$V_P^{(III)} = V_{C2} \quad (3.7)$$

$$V_{C4} - V_{L2}^{(III)} = V_O \quad (3.8)$$

3.3.4 Quarta etapa ($t_3 - t_4$)

Esta etapa começa em t_3 e finaliza em t_4 , a qual é mostrada na Figura 3.6. A chave S_2 é ligada e o capacitor C_2 continua carregando até certo ponto da etapa, passando a descarregar em seguida. A corrente do primário do transformador é invertida e passa a aumentar, o que indica que indutância de dispersão do transformador agora está armazenando energia. O mesmo ocorre com a corrente do secundário, que ao aumentar passa a carregar C_3 e C_4 . O capacitor C_1 continua carregando. Os indutores L_1 e L_2 continuam a ter suas correntes em redução. A etapa finaliza quando a chave S_2 é desligada.

Figura 3.6 - Circuito da etapa IV de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações (3.9), (3.10), (3.11) e (3.12) descrevem o funcionamento da etapa IV.

$$V_{IN} - V_{C1} - V_{C2} = V_{L1}^{(IV)} \quad (3.9)$$

$$V_{C2} = V_P^{(IV)} \quad (3.10)$$

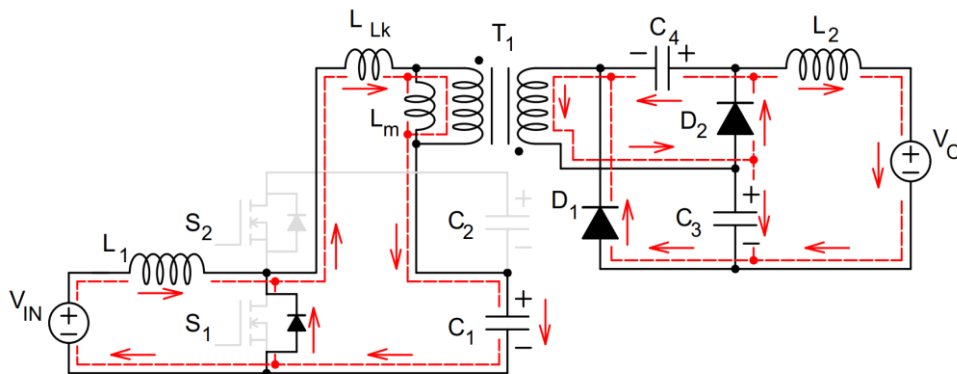
$$V_{C4} = V_S^{(IV)} \quad (3.11)$$

$$V_{C3} + V_{C4} - V_S^{(IV)} - V_{L2}^{(IV)} = V_O \quad (3.12)$$

3.3.5 Quinta etapa ($t_4 - t_5$)

Esta etapa começa em t_4 e é finalizada em t_5 , a qual é mostrada na Figura 3.7. Quando a chave S_2 deixa de conduzir, um segundo intervalo de tempo morto inicia para reduzir perdas por comutação. O diodo intrínseco do *MOSFET* S_1 passa a conduzir, permitindo C_1 continue a ser carregado através do primário do transformador com a corrente vinda também da indutância de dispersão do transformador, cuja corrente está diminuindo. Os capacitores C_3 e C_4 continuam a ser carregados pela corrente do secundário do transformador por meio de D_1 e D_2 , enquanto C_2 está em aberto. A corrente do indutor L_1 começa a aumentar no início desta etapa, indicando o início do seu processo de carga enquanto L_2 está atrasada de L_1 , e ainda continua a descarregar. A etapa finaliza quando a chave S_1 é ligada.

Figura 3.7 - Circuito da etapa V de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações (3.13), (3.14) e (3.15) descrevem o funcionamento da etapa V.

$$V_P^{(V)} = -V_{C1} \quad (3.13)$$

$$V_{C4} = V_S^{(V)} \quad (3.14)$$

$$V_{C3} + V_{C4} - V_S^{(V)} - V_{L2}^{(V)} = V_O \quad (3.15)$$

3.4 Análise Quantitativa

3.4.1 Ganho Estático

Algumas considerações devem ser feitas para a obtenção do ganho estático. Assume-se que as capacitâncias de C_3 e C_4 são iguais e muito grandes, fazendo as ondulações de tensão serem muito pequenas, de forma que as tensões nos capacitores podem ser consideradas iguais e constantes. Assume-se também que as etapas III e V, referentes ao tempo morto, são tão pequenas que podem ser desprezadas para os cálculos a seguir. Portanto só serão

consideradas as etapas I, II e IV. Também é assumido que toda a dispersão de fluxo magnético nos enrolamentos do transformador está concentrada na indutância de dispersão no primário (L_k). São definidas seguintes as variáveis:

- n – Relação de transformação do transformador;
- D – Razão cíclica;
- T_S – Período de chaveamento.

Considerando que a tensão média no indutor L_l é zero, é possível definir a equação (3.16).

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{L_l}(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} v_{L_l}(t) dt + \int_{DT}^T v_{L_l}(t) dt \right] = 0 \quad (3.16)$$

Substituindo a equação (3.1) e a equação (3.6) na equação (3.16), pode ser obtida a equação (3.17) e por consequência (3.18).

$$\int_0^{DT} (V_{IN}) dt + \int_{DT}^T (V_{IN} - V_{C1} - V_{C2}) dt = 0 \quad (3.17)$$

$$V_{IN} - V_{C2} \cdot (1 - D) = V_{C1} \cdot (1 - D) \quad (3.18)$$

Considerando que a tensão média no primário do transformador é zero, é possível definir a equação (3.19).

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_P(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} v_P(t) dt + \int_{DT}^T v_P(t) dt \right] = 0 \quad (3.19)$$

Substituindo a equação (3.2) e a equação (3.7) na equação (3.19), pode ser obtida a equação (3.20) e por consequência (3.21).

$$\int_0^{DT} (-V_{C1}) dt + \int_{DT}^T (V_{C2}) dt = 0 \quad (3.20)$$

$$\frac{V_{C2}}{V_{C1}} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (3.21)$$

Substituindo a equação (3.21) em (3.18) é possível obter as equações (3.22) e (3.23).

$$V_{C1} = V_{IN} \quad (3.22)$$

$$V_{C2} = V_{IN} \cdot \frac{D}{(1-D)} \quad (3.23)$$

Define-se k (coeficiente de acoplamento) como a relação entre a indutância de magnetização L_m e a indutância total ($L_m + L_k$).

$$k = \frac{L_m}{(L_m + L_k)} \quad (3.24)$$

Durante as etapas I e IV pode-se considerar a tensão no secundário do transformador igual a tensão no capacitor C_4 , de acordo com as equações (3.3) e (3.11). Como toda a dispersão está concentrada no lado primário, a tensão no secundário é a tensão na indutância de magnetização refletida para o secundário. Ao aplicar a relação de transformação do lado secundário, pode-se obter (3.25):

$$V_S^{(I,IV)} = V_{C4} = n \cdot V_{Lm} \quad (3.25)$$

Na Etapa II, a indutância de magnetização e a indutância de dispersão fazem um divisor de tensão no primário do transformador, de forma que pode-se considerar que:

$$V_{Lm}^{(II)} = V_P^{(II)} \cdot \frac{L_m}{L_m + L_k} \quad (3.26)$$

Durante a etapa II, a tensão no primário do transformador é igual a tensão do capacitor C_1 , mas negativa, de acordo com a equação (3.4). Pode-se aplicar a equação (3.4) na equação (3.26) para achar a tensão na indutância de magnetização em função da tensão de C_1 , obtendo-se:

$$V_{Lm}^{(II)} = -V_{C1} \cdot \frac{L_m}{L_m + L_k} = -V_{C1} \cdot k \quad (3.27)$$

Assumindo que a tensão média na indutância de magnetização é zero durante um período T_s , e que o período é composto de três tensões correspondentes às etapas I, II e IV, pode-se definir a seguinte relação:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{Lm}(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} v_{Lm}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} v_{Lm}(t) dt + \int_{t_2}^{t_5} v_{Lm}(t) dt \right] = 0 \quad (3.28)$$

Substituindo o valor de V_{Lm} das equações (3.25) e (3.27) em (3.28), pode-se chegar em:

$$\int_0^{t_1} \left(\frac{V_{C4}}{n} \right) dt + \int_{t_1}^{t_2} (-V_{C1} \cdot k) dt + \int_{t_2}^{t_5} \left(\frac{V_{C4}}{n} \right) dt = 0 \quad (3.29)$$

$$\left(\frac{V_{C4}}{n} \right) \cdot (t_1 + t_3 - t_2) = V_{C1} \cdot k \cdot (t_2 - t_1) \quad (3.30)$$

Considerando que $t_2 = DT_S$, $t_1 = \delta T_S$, e $t_3 - t_2 = (1-D)T_S$, em que δ é o intervalo cíclico correspondente ao tempo em que a indutância de dispersão descarrega sua energia, estes valores podem ser substituídos na equação (3.30), e chega-se ao resultado da equação (3.31).

$$V_{C4} = V_{C1} \cdot \frac{n \cdot k \cdot (D - \delta)}{(\delta - D + 1)} \quad (3.31)$$

Considerando que V_{C1} tem como valor médio a tensão de entrada conforme a equação (3.22), e que V_{C4} é igual a V_{C3} , chega-se ao resultado da equação (3.32).

$$V_{C3} = V_{C4} = V_{in} \cdot \frac{n \cdot k \cdot (D - \delta)}{(\delta - D + 1)} \quad (3.32)$$

A tensão média de saída é a soma das tensões médias dos componentes conectados à malha de saída, conforme a equação (3.33).

$$V_O = V_{C3} + V_{C4} + V_{T2} + V_{L2} \quad (3.33)$$

Admitindo que as tensões médias do indutor L_2 e do secundário do transformador são iguais a zero, pode-se considerar que:

$$V_O = V_{C3} + V_{C4} \quad (3.34)$$

Substituindo os valores de tensão de C_3 e C_4 da equação (3.32) em (3.34), obtém-se finalmente a expressão do ganho dada por (3.35).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2nk \cdot (D - \delta)}{(\delta - D + 1)} \quad (3.35)$$

O valor de δ é função do fator de qualidade Q , do fator de acoplamento k , da relação de transformação n e a razão cíclica D conforme mostrado em (3.36).

$$\delta = 4n^2Q \cdot \left[\frac{k(D+1)}{D(1-k) + (k-2) + \left(\frac{1}{D}\right)} \right] \quad (3.36)$$

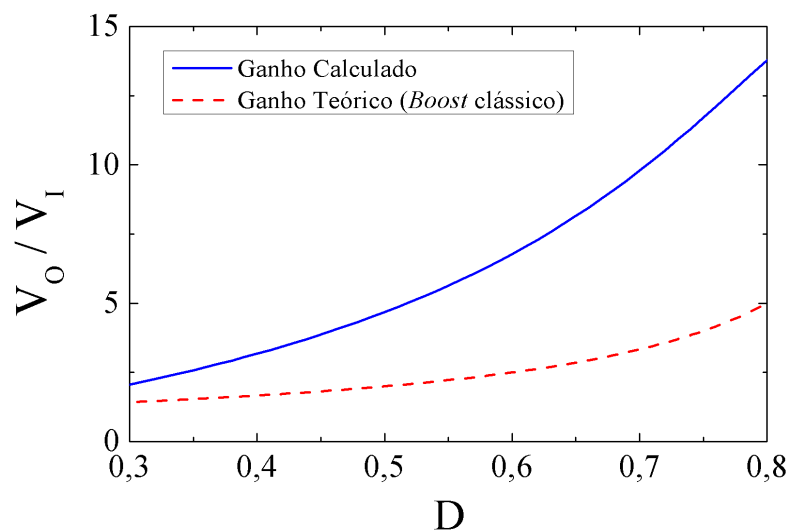
O fator de qualidade Q , por sua vez, depende da indutância de dispersão L_k , da frequência de chaveamento f_s e da resistência da carga R_o (ou a razão V_o/I_o), conforme mostrado em (3.37).

$$Q = \frac{L_k \cdot f_s}{R_o} \quad (3.37)$$

A demonstração para a obtenção de δ se encontra no Apêndice A deste trabalho.

A Figura 3.8 mostra como o ganho do conversor varia de acordo com a razão cíclica, comparando com o ganho teórico do conversor *boost*.

Figura 3.8 – Comparação entre os ganhos do conversor proposto e do conversor *boost* em função da razão cíclica D .



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.5 Esforços nos Semicondutores

Nesta seção serão apresentados os esforços de tensão e corrente aos quais os semicondutores estão submetidos, para que seja possível o dimensionamento com base nas correntes e tensões máximas suportadas pelos componentes, bem como o cálculo teórico do rendimento do conversor.

3.5.1 Esforços de tensão e corrente nos interruptores controlados

A tensão máxima à qual as chaves S_1 e S_2 ficam submetidas depende da tensão de entrada e pode ser calculada por (3.39).

$$V_{S1_pk} = V_{S2_pk} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \quad (3.39)$$

O valor médio de tensão da chave S_1 pode ser calculada por (3.40). A chave S_2 funciona de forma complementar a S_1 , portanto sua tensão média é calculada conforme (3.41).

$$V_{S1_m} = V_{S1_pk} \cdot (1-D) \quad (3.40)$$

$$V_{S2_m} = V_{S2_pk} \cdot D \quad (3.41)$$

O valor eficaz de tensão da chave S_1 pode ser calculada por (3.42). A chave S_2 funciona de forma complementar a S_1 , portanto sua tensão eficaz é calculada conforme (3.43).

$$V_{S1_ef} = V_{S1_pk} \cdot \sqrt{(1-D)} \quad (3.42)$$

$$V_{S2_ef} = V_{S2_pk} \cdot \sqrt{D} \quad (3.43)$$

As correntes máximas dos interruptores controlados S_1 e S_2 são iguais e podem ser calculadas por (3.44)

$$I_{S1_pk} = I_{S2_pk} = \frac{I_{in}}{D} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (3.44)$$

O valor médio da corrente do interruptor controlado S_1 pode ser calculado pela área do trapézio característico de sua forma de onda, conforme é mostrado na Figura 3.2. A corrente média do interruptor S_2 é nula, pois há uma simetria na forma de onda.

$$I_{S1_m} = \frac{D(I_{S1_pk} + I_{S1_v})}{2} \quad (3.45)$$

$$I_{S2_m} = 0 \quad (3.46)$$

As correntes dos interruptores S_1 e S_2 tem forma trapezoidal, de forma que dependem do valor de pico e do valor de vale das correntes (I_{S1_v} e I_{S2_v}). Os valores de vale de I_{S1} e I_{S2} são dados respectivamente por (3.47) e (3.48).

$$I_{S1_v} = \frac{I_{in}}{D} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (3.47)$$

$$I_{S2_v} = -\frac{I_{in}}{D} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (3.48)$$

Assim, os valores eficazes das correntes nos interruptores controlados S_1 e S_2 são dados respectivamente por (3.49) e (3.50).

$$I_{S1_ef} = \sqrt{\frac{D}{3} \cdot (I_{S1_pk}^2 + I_{S1_pk} \cdot I_{S1_v} + I_{S1_v}^2)} \quad (3.49)$$

$$I_{S2_ef} = \sqrt{\frac{(1-D)}{3} \cdot (I_{S2_pk}^2 + I_{S2_pk} \cdot I_{S2_v} + I_{S2_v}^2)} \quad (3.50)$$

3.5.2 Esforços de tensão e corrente nos diodos D_1 e D_2

A tensão máxima à qual o diodo D_1 fica submetido é a soma da tensão do capacitor C_3 com a tensão do secundário do transformador, que na etapa de pico é aproximadamente igual a tensão no capacitor C_1 refletida para o secundário. Logo a tensão máxima no diodo D_1 pode ser dada por (3.51).

$$V_{D1_pk} = V_{C3} + n \cdot V_{C1} \quad (3.51)$$

Substituindo (3.22) e (3.32) na equação (3.51) e considerando $\delta \approx 0$, e $k \approx 1$, pode-se calcular a tensão máxima pela equação (3.52).

$$V_{D1_pk} = \frac{n \cdot V_{in}}{(1-D)} \quad (3.52)$$

O mesmo raciocínio é válido para o diodo D_2 ao usar o capacitor C_4 , que tem tensão igual a C_3 , portanto a tensão de pico em D_2 é dada por (3.53).

$$V_{D2_pk} = \frac{n \cdot V_{in}}{(1-D)} \quad (3.53)$$

Os valores médios das correntes nos diodos são iguais, e tem o mesmo valor médio da corrente de saída, conforme é dado por (3.54).

$$I_{D1_m} = I_{D2_m} = I_o \quad (3.54)$$

Assim como os valores médios, os valores de pico dos diodos são iguais, podendo ser calculados por (3.55)

$$I_{D1_pk} = I_{D2_pk} = \frac{2I_o}{(1-D+\delta)} \quad (3.55)$$

Os valores eficazes das correntes nos diodos também são iguais, e podem ser calculados por (3.56).

$$I_{D1_ef} = I_{D2_ef} = I_{D1_pk} \cdot \sqrt{\frac{(1-D)}{3}} \quad (3.56)$$

3.6 Esforços nos Capacitores

O cálculo dos esforços de tensão nos capacitores já foi apresentado no decorrer da dedução do ganho, em (3.22), (3.23), (3.31) e (3.32). Para o cálculo da corrente eficaz nos capacitores, devido à complicação de haver diversos picos de corrente em um período de chaveamento, os valores foram extraídos através de simulação.

3.7 Perdas nos Semicondutores

O cálculo das perdas possibilita a obtenção do rendimento do conversor. O método para o cálculo das perdas é indicado por Kazimierczuk (2016).

3.7.1 Perdas nos interruptores controlados

O cálculo da perdas nos interruptores controlados S_1 e S_2 é composto por duas etapas: Perdas por condução (P_{cond}) e perdas por comutação (P_{com}), que devem ser somadas, conforme mostra (3.57)

$$P_S = P_{S_cond} + P_{S_comut} \quad (3.57)$$

O cálculo das perdas por condução no caso do interruptor ser um *MOSFET* é feito considerando a resistência entre o dreno e a fonte do componente enquanto está conduzindo corrente (R_{ds}). A potência dissipada depende da corrente eficaz no componente (I_{S_ef}) e é dada por (3.58).

$$P_{S_cond} = I_{S_ef}^2 \cdot R_{ds} \quad (3.58)$$

Na comutação, as perdas ocorrem tanto ao ligar quanto ao desligar o interruptor. O *MOSFET* possui uma capacitância intrínseca entre o dreno e a fonte (C_{ds}) que acumula energia, que é dissipada na comutação. Assim, para o cálculo da potência dissipada ao ligar (P_{S_on}) e ao desligar (P_{S_off}) são usadas respectivamente as equações (3.59) e (3.60).

$$P_{S_on} = \frac{2}{3} \cdot f_s \cdot V_s^2 \cdot C_{ds} \quad (3.59)$$

$$P_{S_off} = \frac{4}{3} \cdot f_s \cdot V_s^2 \cdot C_{ds} \quad (3.60)$$

A capacitância C_{ds} não é linear para todos os valores de tensão, de forma que deve-se fazer uma aproximação para um valor linear equivalente tomando como base a tensão indicada na folha de dados do fabricante. Segundo Kazimierczuk (2016) a capacitância equivalente para a tensão V_{SI_pk} pode ser calculada pela equação (3.61).

$$C_{ds_V_{SI_pk}} = C_{ds_fab} \cdot \sqrt{\frac{V_{ds_fab}}{V_{ds_pk}}} \quad (3.61)$$

Onde:

V_{ds_fab} – Tensão dreno-fonte em que o fabricante realizou o ensaio para determinar a capacitância C_{ds_fab} .

A capacitância C_{ds_fab} não é dada diretamente por algumas folhas de dados, e deve ser calculada conforme (3.62).

$$C_{ds_fab} = C_{oss} - C_{rss} \quad (3.62)$$

Onde:

C_{oss} – Capacitância de saída.

C_{rss} – Capacitância de transferência reversa.

O chaveamento do conversor deste trabalho trabalha com comutação suave do tipo *ZVS* (*zero-volt switching* ou chaveamento por tensão nula), mas somente no ato de ligar os dois interruptores. Portanto, para os cálculos de perdas, a potência P_{S_on} nos dois interruptores será considerada igual a zero.

3.7.2 Perdas nos interruptores não-controlados

As perdas nos diodos também podem ser divididas em perdas por condução e perdas por comutação, que somadas dão a potência total dissipada no componente.

As perdas por condução no diodo são calculadas por (3.63)

$$P_{cond} = V_D \cdot I_{D_m} + I_{D_ef}^2 \cdot R_D \quad (3.63)$$

Onde:

V_D – Queda de tensão de limiar do diodo;

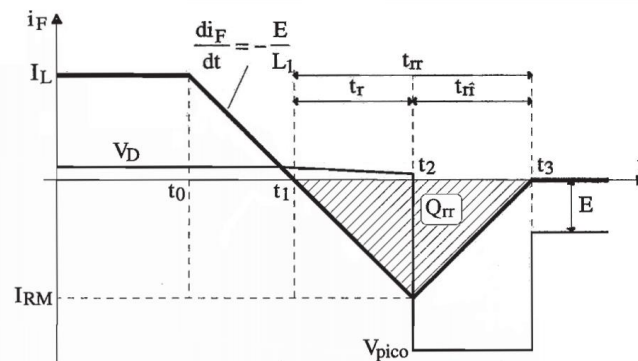
I_{D_m} – Corrente média no diodo;

R_D – Resistência intrínseca do diodo;

I_{D_ef} – Corrente eficaz no diodo.

As perdas por comutação estão associadas à recuperação reversa do diodo, que é o fenômeno em que a corrente do diodo continua a fluir no sentido reverso mesmo após ocorrer o bloqueio do diodo pela polarização reversa. Esta corrente é causada pela carga Q_{rr} armazenada na capacitância intrínseca do diodo (BARBI, 2005). A Figura 3.9 mostra o comportamento da corrente e da tensão no bloqueio do diodo.

Figura 3.9 – Tensão e corrente em um diodo durante o bloqueio.



Fonte: (BARBI, 2005).

O tempo de recuperação reversa t_{rr} e a corrente reversa máxima I_{RM} dependem da inclinação da queda da corrente i_F no tempo, ou seja, dependem da derivada di_F/dt . A carga Q_{rr} costuma ser informada na folha de dados do fabricante, ou por outro lado são informados os valores de di_F/dt , t_{rr} e I_{RM} que permitem o cálculo de Q_{rr} . Segundo Barbi (2005), os valores de t_{rr} e I_{RM} podem ser obtidos em função de Q_{rr} por (3.64) e (3.65).

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{3Q_{rr}}{di_r / dt}} \quad (3.64)$$

$$I_{RM} = \sqrt{\frac{4}{3} Q_{rr} \frac{di_F}{dt}} \quad (3.65)$$

As perdas por comutação do diodo são calculadas por (3.66), em que V_{RM} é a tensão máxima reversa no bloqueio e f_s é a frequência de chaveamento.

$$P_{com} = V_{RM} \cdot Q_{rr} \cdot f_s \quad (3.66)$$

Existem diodos que reduzem as perdas por comutação por terem tempos de recuperação reversa muito curtos, tais como os diodos Schottky e diodos ultrarrápidos.

3.8 Perdas nos elementos magnéticos

3.8.1 Perdas no núcleo

Os modelos abordados na literatura para o cálculo das perdas nos núcleos magnéticos não são exatos, pois dependem de aproximações e no geral são aplicados para ondas senoidais, gerando erros quando usados em conversores que usam ondas retangulares. O método muda conforme o autor da obra, e neste trabalho será usado o método apresentado por Kazimierczuk (2014) que mostra a equação empírica de *Steinmetz*, que simplifica os fenômenos que ocorrem no indutor e facilita a sua análise.

Admitindo uma variação de fluxo magnético senoidal, a perda total no núcleo, que abrange tanto as perdas por histerese quanto por correntes parasitas, depende do volume do núcleo, e pode ser calculada por (3.67).

$$P_C = P_e \cdot V_C = k \cdot f_s^a \cdot B_m^b \cdot V_C \quad (3.67)$$

Onde:

P_e – Perda por unidade de volume;

f_s – frequência de chaveamento;

B_m – Densidade de fluxo magnético;

Os coeficientes k , a e b são constantes para um mesmo material e podem ser determinados através de tabelas fornecidas pelos fabricantes de materiais magnéticos, para várias faixas de frequências ou podem ser determinados a partir de dados empíricos fornecidos

pelos fabricantes usando técnicas de ajuste de curvas. Os fabricantes fornecem informações sobre a perda total do material do núcleo (devido tanto à histerese quanto à corrente parasita) em watts por unidade de volume (W/m^3) ou em watts por unidade de peso (W/kg) na forma de tabelas ou gráficos de perda de potência específica em função da componente c.a. da amplitude de densidade de fluxo B_m com a frequência f_s como parâmetro ou com a temperatura do material.

3.8.2 Perdas no cobre

Conforme é abordado por Kondrath e Kazimierczuk (2010), as perdas nos enrolamentos dos componentes magnéticos são divididas em perdas devido à componente contínua e perdas devido à componente alternada da corrente, esta última sendo fortemente influenciada pelo efeito pelicular (efeito *skin*) e pelo efeito de proximidade.

As perdas c.c. nos enrolamentos dependem da resistência c.c. do condutor, que por sua vez depende do comprimento total do condutor, e conseqüentemente do número de espiras. Caso o enrolamento seja composto por vários condutores em paralelo, deve-se dividir a resistência pelo número de condutores em paralelo, conforme (3.68).

$$R_{w_CC} = \rho_w \cdot \frac{N_e \cdot l_{med}}{N_{par}} \quad (3.68)$$

Onde:

ρ_w – Resistividade do cobre;

N_e – Número de espiras do enrolamento;

N_{par} – Número de condutores em paralelo;

l_{med} – Comprimento médio de uma espira.

A potência c.c. dissipada nos enrolamentos depende da corrente eficaz e é calculada por (3.69).

$$P_{w_CC} = R_{w_CC} \cdot I_{ef}^2 \quad (3.69)$$

A potência c.a. dissipada nos enrolamentos é calculada por (3.70).

$$P_{w_CA} = P_{w_CC} \cdot F_{Rh_CA} \quad (3.70)$$

O termo F_{Rh_CA} é denominado fator de perdas do enrolamento e é definido como a potência do enrolamento c.a. (incluindo todos os harmônicos) normalizada em relação à perda

de potência do enrolamento c.c.. Este fator depende da relação entre a corrente eficaz de cada componente harmônica e a componente fundamental, conforme é mostrado em (3.71).

$$F_{Rh_CA} = \frac{P_{w_CA}}{P_{w_CC}} = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} F_{Rn} \left(\frac{I_{mn}}{I_L} \right)^2 \quad (3.71)$$

O termo F_{Rn} por sua vez é denominado fator de resistência do enrolamento e é definido como razão entre a resistência do enrolamento para cada um dos harmônicos, incluindo a componente fundamental, e a resistência c.c. do enrolamento. Este fator é calculado por (3.72).

$$F_{Rn} = \frac{R_{wn}}{R_{w_CC}} = A\sqrt{n} \left[F_{RS} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} F_{RP} \right] \quad (3.72)$$

Onde:

A – Dimensão do enrolamento normalizada, com respeito à profundidade de penetração da corrente pelicular no condutor em relação à superfície do condutor;

N_l – Número de camadas de condutores;

n – Ordem da componente harmônica;

F_{RS} – Fator de efeito pelicular;

F_{RP} – Fator de efeito de proximidade.

Os fatores F_{RS} e F_{RP} por sua vez são calculados respectivamente em (3.73) e (3.74).

$$F_{RS} = \frac{\sinh(2A\sqrt{n}) + \sin(2A\sqrt{n})}{\cosh(2A\sqrt{n}) - \cos(2A\sqrt{n})} \quad (3.73)$$

$$F_{RP} = \frac{\sinh(A\sqrt{n}) - \sin(A\sqrt{n})}{\cosh(A\sqrt{n}) + \cos(A\sqrt{n})} \quad (3.74)$$

Os cálculos acima devem ser feitos para cada enrolamento dimensionado para os componentes magnéticos, ou seja, no caso de um transformador de dois enrolamentos, esta série de cálculos deve ser feita tanto para o lado primário quanto para o lado secundário.

3.9 Perdas nos capacitores

As perdas no capacitor dependem do valor eficaz de corrente que o percorre e de sua resistência série equivalente (ESR), segundo mostra a equação (3.75).

$$P_{CAP} = ESR \cdot I_{CAP_ef}^2 \quad (3.75)$$

O valor da resistência série equivalente, por sua vez, varia com a frequência de chaveamento do conversor, segundo a equação (3.76).

$$ESR = \frac{\tan \delta}{2\pi \cdot f_s \cdot C} \quad (3.76)$$

Os fabricantes costumam indicar a ESR para uma frequência padrão de 120Hz e curvas que permitem a correção em função da frequência de operação da aplicação.

A grandeza $\tan \delta$ é denominada fator de dissipação, que indica a razão entre a reatância capacitiva e a ESR do capacitor. Normalmente o fator de dissipação é o dado disponibilizado pelo fabricante, o que permite o cálculo da ESR segundo a equação (3.76).

3.10 Considerações finais

Neste capítulo foi apresentada a topologia do conversor proposto por este trabalho. Foram apresentadas suas principais formas de onda, suas etapas de funcionamento foram descritas e por fim foi deduzido a partir das equações de cada etapa uma fórmula para o ganho estático.

Os esforços de tensão e corrente nos semicondutores também foram apresentados, pois o cálculo destes esforços permite a escolha correta dos componentes usados.

Por fim foram apresentadas as equações para o cálculo das perdas nos principais componentes, o que permite uma estimativa do rendimento do conversor para que a comparação com os resultados experimentais valide a teoria apresentada.

4 PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

4.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o projeto do conversor proposto, com especificações de tensão e corrente que permitem dimensionar os componentes e avaliar as perdas teóricas com o objetivo de estimar o rendimento do conversor. O projeto será baseado na condição de trabalho do conversor com o módulo fotovoltaico em seu ponto de máxima potência.

Os valores de referência que possibilitam a avaliação dos resultados teóricos foram obtidos a partir dos dados de placa do painel de modelo JAM72S09-390/PR da fabricante JA Solar, cujos valores são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Parâmetros do módulo fotovoltaico.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência máxima	P_{max}	390 W
Tensão máxima de saída do painel	V_{max}	40,21 V
Corrente máxima de saída do painel	I_{max}	9,7 A
Tensão de circuito aberto	V_{OC}	49,35 V
Corrente de curto-circuito	I_{SC}	10,22 A

Fonte: (JA SOLAR, 2019)

Os principais parâmetros de projeto são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Parâmetros de projeto.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência de entrada	P_{in}	390 W
Tensão nominal de entrada	V_{in}	40 V
Tensão de saída	V_O	380 V
Frequência de comutação	f_s	50 kHz
Rendimento esperado	η	0,96
Razão cíclica adotada	D	0,7

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2 Cálculo dos principais parâmetros

A potência esperada na saída do conversor pode ser obtida por (4.1).

$$P_o = P_{in} \cdot \eta = 374,4 \text{ W} \quad (4.1)$$

A corrente média de entrada do conversor pode ser obtida por (4.2).

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = 9,75 \text{ A} \quad (4.2)$$

A corrente média de saída do conversor pode ser obtida por (4.2).

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 0,985 \text{ A} \quad (4.3)$$

4.3 Esforços de tensão e corrente nos semicondutores

Os valores apresentados nesta seção permitirão a escolha dos semicondutores para a montagem e a avaliação das perdas por condução e comutação nos semicondutores, permitindo assim a estimativa do rendimento do conversor.

4.3.1 Esforços de tensão e corrente nos interruptores controlados

Substituindo os valores de projeto nas equações (3.39) a (3.43), são calculados os esforços de tensão de pico, médio e eficaz nas chaves S_1 e S_2 conforme é mostrado na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Esforços de tensão nos interruptores controlados.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de pico em S_1	V_{S1_pk}	133,33 V
Tensão de pico em S_2	V_{S2_pk}	133,33 V
Tensão média em S_1	V_{S1_m}	40 V
Tensão média em S_2	V_{S2_m}	93,33 V
Tensão eficaz em S_1	V_{S1_ef}	73,03 V
Tensão eficaz em S_2	V_{S2_ef}	111,55 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

Substituindo os valores de projeto nas equações (3.44) a (3.50), são calculados os esforços de corrente de pico, médio e eficaz nas chaves S_1 e S_2 cujos valores são apresentados na Tabela 4.4. A ondulação de corrente no indutor L_1 foi considerada 30% da corrente de entrada I_{in} .

Tabela 4.4 – Esforços de corrente nos interruptores controlados.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Corrente de pico em S_1	I_{S1_pk}	15,39 A
Corrente de pico em S_2	I_{S2_pk}	15,39 A
Corrente de vale em S_1	I_{S1_v}	12,47 A
Corrente de vale em S_2	I_{S1_v}	-15,39 A
Corrente média em S_1	I_{S1_m}	9,99 A
Corrente média em S_2	I_{S2_m}	0
Corrente eficaz em S_1	I_{S1_ef}	11,98 A
Corrente eficaz em S_2	I_{S2_ef}	5,06 A

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.2 Esforços de tensão e corrente nos interruptores não-controlados

Substituindo os valores de projeto nas equações (3.52) a (3.56), são calculados os esforços de tensão e corrente nos diodos D_1 e D_2 , cujos valores são apresentados na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Esforços de tensão e corrente nos interruptores não-controlados.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão de pico em D_1	V_{D1_pk}	330 V
Tensão de pico em D_2	V_{D2_pk}	330 V
Corrente média em D_1	I_{D1_m}	0,985 A
Corrente média em D_2	I_{D2_m}	0,985 A
Corrente de pico em D_1	I_{D2_pk}	5,88 A
Corrente de pico em D_2	I_{D2_pk}	5,88 A
Corrente eficaz em D_1	I_{D1_ef}	1,859 A
Corrente eficaz em D_2	I_{D2_ef}	1,859 A

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com base nestas informações, foram determinados os componentes semicondutores a serem usados na montagem do protótipo, conforme é mostrado na Tabela 4.6. O diodo NUR460P foi escolhido por ser um diodo ultrarrápido e ter uma comutação melhorada.

Tabela 4.6 – Componentes escolhidos – Semicondutores.

Componente	Especificação	Principais Parâmetros
Interruptores S_1 e S_2	IRFB4227 PbF	$V_{DS} = 200$ V; $I_D = 65$ A (a 25°C)
Diodos D_1 e D_2	NUR460P	$V_{RRM} = 600$ V; $I_F = 4$ A

Fonte: Autor e folhas de dados dos fabricantes.

4.4 Esforços de tensão e corrente nos capacitores

As tensões máximas suportadas pelos capacitores escolhidos devem ser maiores que os valores médios apresentados em (3.22), (3.23) e (3.32). Substituindo os valores de projeto nas equações citadas, são calculadas as tensões médias nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 , e C_4 , conforme é apresentado na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Tensão nos capacitores.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Valor médio de tensão em C_1	V_{C1}	40 V
Valor médio de tensão em C_2	V_{C2}	93,33 V
Valor médio de tensão em C_3	V_{C3}	195,83 V
Valor médio de tensão em C_4	V_{C4}	195,83 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

O valor da corrente eficaz de cada capacitor também é importante para o projeto, pois mesmo que o valor de capacitância esteja dentro do projetado, um excesso de corrente pode sobreaquecer e danificar o componente. O cálculo da corrente eficaz é baseado na forma de onda do capacitor em cada intervalo de interesse dentro do período de chaveamento e devido a sua complexidade cada valor foi obtido por meio de simulação. Os valores de corrente eficaz para cada capacitor são apresentados na Tabela 4.8.

Tabela 4.8 – Correntes eficazes dos capacitores obtidas por simulação.

Capacitor	Corrente Eficaz (I_{ef})
C_1	7,17 A
C_2	5,38 A
C_3	1,75 A
C_4	1,75 A
C_{PV}	0,85 A

Fonte: Elaborado pelo autor.

O capacitor C_{PV} é previsto para ser colocado em paralelo com a tensão de entrada, para prover o desacoplamento entre a frequência fornecida pelo módulo e a frequência da corrente absorvida pelo conversor, visto que o módulo FV tem característica de fonte de corrente. Este capacitor foi montado junto com os componentes na placa do protótipo do conversor.

4.4.1 Dimensionamento das capacitâncias

O dimensionamento das capacitâncias é baseado na forma de onda da corrente que circula por cada capacitor. A área sob a curva de corrente no decorrer do tempo permite o cálculo da carga absorvida ou fornecida pelo capacitor em cada etapa. A capacitância mínima exigida depende da variação de carga (ΔQ) e da tensão de ondulação (V_{cpp}) admitida para o projeto, podendo ser calculada por (4.4).

$$C_{\min} = \frac{\Delta Q}{V_{cpp}} \quad (4.4)$$

Os capacitores C_{PV} , C_1 e C_2 foram dimensionados para uma ondulação de 1% de sua respectiva tensão média, enquanto C_3 e C_4 foram dimensionados para 1,5%. A simulação e a obtenção das formas de onda possibilitou a constatação de que as áreas são compostas por figuras simples tais como trapézios e triângulos, bastando assim, para o cálculo da carga absorvida, usar os valores máximos e mínimos de corrente que circulam entre os semicondutores e o capacitor na etapa considerada. Uma vez obtido o valor algébrico da carga absorvida e a tensão de ondulação de projeto, pode-se usar a equação (4.4) para obter as expressões a seguir e calcular a capacitância mínima de cada capacitor.

O valor de projeto do capacitor C_1 pode ser dimensionado por (4.5).

$$C_1 = \frac{I_{in} \cdot (1-D)}{f_s \cdot V_{C1} \cdot 0,01} = 150,4 \mu F \quad (4.5)$$

O valor de projeto do capacitor C_2 pode ser dimensionado por (4.6).

$$C_2 = \frac{I_{S2_pk} \cdot (1-D)}{4 \cdot f_s \cdot V_{C2} \cdot 0,01} = 26,58 \mu F \quad (4.6)$$

O valor de projeto dos capacitores C_3 e C_4 pode ser dimensionado por (4.7).

$$C_3 = C_4 \cong \frac{I_o \cdot (1+D)}{2 \cdot f_s \cdot V_{C3} \cdot 0,015} = 5,18 \mu F \quad (4.7)$$

O valor de projeto do capacitor de desacoplamento C_{PV} pode ser dimensionado por (4.8).

$$C_{PV} = \frac{P_{IN}}{2\pi \cdot f_s \cdot V_{IN}^2 \cdot 0,01} = 76,78 \mu F \quad (4.8)$$

Com base nestas informações, foram escolhidos os capacitores conforme é mostrado na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Componentes escolhidos – Capacitores.

Componente	Especificação	Número de Capacitores em paralelo	Principais Parâmetros
Capacitor C_1	B43840-F3227M	3	220 μ F /385 V
Capacitor C_2	B43840-F3227M	2	220 μ F /385 V
Capacitor C_3	CBB21 305J	2	3 μ F /250 V
Capacitor C_4	CBB21 305J	2	3 μ F /250 V
Capacitor C_{PV}	B43840-F3227M	1	220 μ F /385 V

Fonte: Elaborado pelo autor e folhas de dados dos fabricantes.

Alguns capacitores foram sobredimensionados na capacitância e associados em paralelo para que o componente possa suportar a corrente eficaz esperada e para que a resistência série equivalente (ESR) da associação seja reduzida, diminuindo assim as perdas nos mesmos.

Foram previstos também capacitores de polipropileno do tipo B32613/M8 de 47 μ F/250 V a serem ligados em paralelo com C_1 , C_2 e C_{PV} , com o objetivo de filtrar possíveis componentes harmônicos de corrente em alta frequência. Por estas correntes serem de muito baixo valor, suas perdas serão desprezadas.

4.5 Dimensionamento do transformador

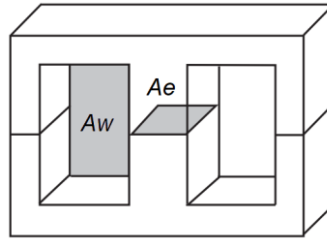
Para o cálculo do transformador, inicialmente deve-se estimar o valor da relação de transformação n . Isto pode ser feito por meio da fórmula do ganho apresentada em (3.35). Ao manipular a equação para que o valor de n fique isolado, é possível obter a equação apresentada em (4.9).

$$n = \frac{V_o \cdot (\delta - D + 1)}{V_{in} \cdot 2k(D - \delta)} \quad (4.9)$$

Considerando $V_{in} = 40$ V; $V_o = 380$ V; $D = 0,7$; $k = 0,99$ e $\delta = 0,04$ o valor obtido para n é de aproximadamente 2,5.

Para a escolha do núcleo, deve-se estimar o produto de área do núcleo A_p que será necessário para o transformador. Segundo Kazimierczuc (2014), o produto de área A_p , também conhecido como relação $A_e A_w$, é o produto da área da janela do enrolamento do núcleo A_w pela área da seção transversal do núcleo A_e , conforme é mostrado na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Relação de áreas em um núcleo magnético.



Fonte: (KAZIMIERCZUC, 2014).

O produto de área é definido por (4.10).

$$A_p = A_e \cdot A_w \quad (4.10)$$

A relação A_p determina o tamanho do núcleo que deve ser escolhido para o componente magnético. O método para estimar o valor de A_p varia entre os trabalhos na área de conversores, e neste trabalho foi adotado o método descrito por McLyman (2004) que estima o valor de A_p , em cm^4 , em função da potência total que circula nos enrolamentos do núcleo, de acordo com a equação (4.11).

$$A_p = \left(\frac{P_{in} + P_o}{k_f \cdot k_u \cdot J_{fio} \cdot B_m \cdot f} \right) \cdot 10^4 \quad (4.11)$$

Onde:

P_{in} – Potência no primário do transformador, em Watts;

P_o – Potência no secundário do transformador, em Watts;

J_{fio} – Densidade de corrente projetada para os condutores, em A/cm^2 ;

k_f – Coeficiente da forma de onda, que varia com o tipo de sinal de entrada;

k_u – Fator de utilização da janela, que define o máximo de ocupação do volume do núcleo pelos condutores;

B_m – Densidade de fluxo magnético máxima gerada no núcleo, em Teslas.

A escolha do núcleo deve estar atrelada à possibilidade de execução, determinada pelo fator de utilização de janela k_u . Caso durante os cálculos dos condutores o valor de k_u ultrapasse 0,4, um núcleo maior deve ser escolhido para que seja possível a montagem.

Para o cálculo do número de voltas em cada enrolamento, primeiro estima-se o número de espiras no primário em função da tensão eficaz V_{pri_ef} , conforme é mostrado em (4.12).

$$n_1 = \left(\frac{V_{pri_ef}}{k_f \cdot B_m \cdot f_s \cdot A_e} \right) \cdot 10^4 \quad (4.12)$$

Para uma tensão eficaz de $V_{pri_ef} = 59,88$ V, obtida por meio de simulação, o número de espiras obtido é de aproximadamente 5 espiras. Usando a relação de transformação $n = 2,5$ é dimensionado para o secundário um total de 12 espiras.

Para a construção do transformador utilizado no protótipo, inicialmente foi especificado um núcleo MMT139EE4220, da fabricante Magmattec. Entretanto, durante a obtenção dos resultados experimentais, o efeito da saturação do núcleo foi observado. Os resultados experimentais são detalhados no Capítulo 5, em que o dimensionamento do núcleo é reavaliado, sendo escolhido então o núcleo MMT139EE5525.

Os principais parâmetros do transformador que foi construído a partir destes dimensionamentos são mostrados na Tabela 4.10. Estes valores foram medidos e são apresentados neste capítulo por serem importantes ao serem usados na simulação, que deve ser o mais próximo possível da realidade. O projeto físico do transformador está disponível no Apêndice B.

Tabela 4.10 – Parâmetros do transformador obtidos experimentalmente.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Fator de indutância	A_L	7950 nH/esp ²
Variação da Densidade de fluxo máxima	ΔB	0,5 T
Densidade de corrente	J	350 A/cm ²
Número de espiras no enrolamento primário	n_1	5
Número de espiras no enrolamento secundário	n_2	12
Número fios em paralelo no enrolamento primário	n_{par1}	10
Número fios em paralelo no enrolamento secundário	n_{par2}	4
Fio utilizado no primário (AWG)	-	23
Fio utilizado no secundário (AWG)	-	23
Densidade do material do núcleo	$\rho_{núcleo}$	4,48 g/cm ³
Volume do núcleo	V_e	28,8 cm ³
Indutância de magnetização referenciada ao primário	L_m	227,5 μ H
Indutância de dispersão total referenciada ao primário	L_{kp}	2,549 μ H
Indutância de dispersão total referenciada ao secundário	L_{ks}	12,965 μ H
Resistência do primário	R_p	0,005 Ω
Resistência do secundário	R_s	0,027 Ω

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6 Dimensionamento dos indutores de entrada e saída

Para o cálculo do indutor de entrada, a ondulação de corrente (ΔI_{L1}) para o projeto foi considerada com 30% da corrente de entrada, conforme mostra (4.14).

$$\Delta I_{L1} = 0,3 \cdot I_{in} = 2,925 \text{ A} \quad (4.14)$$

Substituindo o valor na expressão (4.15), a indutância de entrada é obtida.

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} = 191,5 \mu\text{H} \quad (4.15)$$

Para a implementação deste indutor foi utilizado o núcleo MMT139EE4220 da fabricante Magmattec. O projeto físico do indutor L_1 está disponível no Apêndice C. Os parâmetros do indutor são apresentados na Tabela 4.11.

Tabela 4.11 – Parâmetros do indutor L_1 obtidos experimentalmente.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Fator de indutância	A_L	5800 nH/esp ²
Varição da Densidade de fluxo máxima	ΔB	0,3 T
Densidade de corrente	J	376 A/cm ²
Número de espiras	n_{L1}	29
Número fios em paralelo no enrolamento	n_{par_L1}	10
Fio utilizado (AWG)	-	23
Densidade do material do núcleo	$\rho_{núcleo}$	4,25 g/cm ³
Volume do núcleo	V_e	12,7 cm ³
Resistência c.c. do enrolamento	R_{L1}	0,023 Ω
Comprimento do entreferro	l_{gap_L1}	0,134 cm

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para o cálculo do indutor de saída, a ondulação de corrente (ΔI_{L2}) para o projeto foi considerada com 10% da corrente de saída, conforme mostra (4.16).

$$\Delta I_{L2} = 0,1 \cdot I_o = 0,099 \text{ A} \quad (4.16)$$

A tensão aplicada ao indutor L_2 pode ser calculada no momento em que a chave S_1 está desligada (intervalo $(1 - D)T_s$). Analisando a malha de saída para o conversor isolado na etapa IV, pode-se obter a tensão em L_2 pela expressão (4.17).

$$V_{L2}^{(IV)} = V_o - V_{C3} = 184,17 \text{ V} \quad (4.17)$$

Substituindo os valores de (4.16) e (4.17) em (4.18), pode-se obter a indutância de saída.

$$L_2 = \frac{V_{L2}^{(IV)} \cdot (1-D)}{\Delta I_{L2} \cdot f_s} = 12 \text{ mH} \quad (4.18)$$

Para a implementação deste indutor também foi utilizado o núcleo MMT139EE4220 da fabricante Magmattec. O projeto físico do indutor L_2 está disponível no Apêndice D. Os parâmetros do indutor são apresentados na Tabela 4.12.

Tabela 4.12 – Parâmetros do indutor L_2 obtidos experimentalmente.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Fator de indutância	A_L	5800 nH/esp ²
Varição da Densidade de fluxo máxima	ΔB	0,3 T
Densidade de corrente	J	324 A/cm ²
Número de espiras	n_{L2}	174
Número fios em paralelo no enrolamento	n_{par_L2}	3
Fio utilizado (AWG)	-	27
Densidade do material do núcleo	$\rho_{núcleo}$	4,25 g/cm ³
Volume do núcleo	V_e	12,7 cm ³
Resistência c.c. do enrolamento	R_{L2}	1,37 Ω
Comprimento do entreferro	l_{gap_L2}	0,076 cm

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.7 Cálculo das perdas teóricas

4.7.1 Perdas nos interruptores controlados

As características de componente necessárias para o cálculo das perdas referentes ao MOSFET IRFB 4227 são apresentadas na Tabela 4.13.

Tabela 4.13 – Características do MOSFET IRFB 4227.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão dreno-fonte de ensaio do fabricante	V_{ds_25}	25 V
Capacitância de entrada	C_{iss}	4600 pF
Capacitância de saída	C_{oss}	460 pF
Capacitância de transferência reversa	C_{rss}	91 pF
Resistência dreno-fonte para temperatura de 25°C	R_{ds}	19,7 m Ω

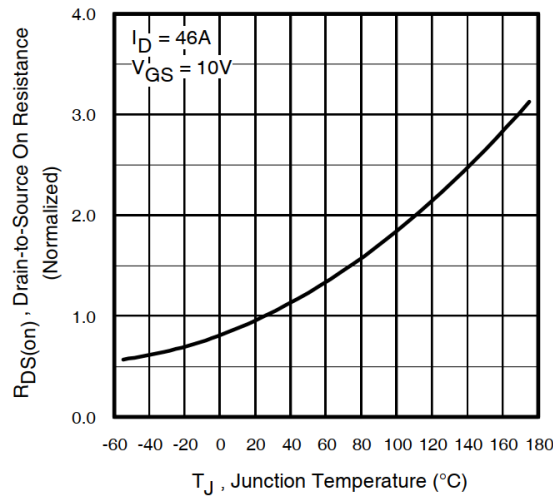
Fonte: Folha de dados do IRFB4227PBF.

Para o cálculo das perdas por condução, faz-se necessário corrigir a resistência dreno-fonte para a temperatura de operação em que o MOSFET irá trabalhar, pois a resistência dada pelo fabricante é medida com base na temperatura de 25°C. Para esta correção, o fabricante fornece um gráfico de onde pode-se tirar o fator de correção, mostrado na Figura 4.2.

Considerando uma temperatura de junção de 60°C , o fator de correção da resistência R_{ds} obtido, denominado f_{60} , é de 1,35. Portanto, pode-se obter a resistência em 60°C através da expressão (4.19)

$$R_{ds_60} = R_{ds} \cdot f_{60} = 27 \text{ m}\Omega \quad (4.19)$$

Figura 4.2 – Resistência dreno-fonte normalizada em função da temperatura de junção.



Fonte: Folha de dados do IRFB 4227PBF.

Substituindo os valores de resistência dreno-fonte e corrente eficaz da chave S_1 e da chave S_2 em (3.58), pode-se obter as perdas por condução para os dois *MOSFETs*.

$$P_{S1_cond} = I_{S1_ef}^2 \cdot R_{ds_60} = 3,82 \text{ W} \quad (4.20)$$

$$P_{S2_cond} = I_{S2_ef}^2 \cdot R_{ds_60} = 0,681 \text{ W} \quad (4.21)$$

Para o cálculo das perdas por comutação, inicialmente calcula-se a capacitância entre dreno e fonte para a condição do fabricante, de 25 V, conforme a equação (3.62).

$$C_{ds_fab} = C_{oss} - C_{rss} = 369 \text{ pF} \quad (4.22)$$

Em seguida calcula-se a capacitância para a tensão de pico nos interruptores, que é a mesma, e vale 133,33 V. Substituindo esta tensão em (3.61) e adotando os valores de fabricante de 25 V e 369 pF, obtém-se o valor dado por (4.23).

$$C_{ds_V_{S1_pk}} = C_{ds_fab} \cdot \sqrt{\frac{V_{ds_fab}}{V_{ds_pk}}} = 159,8 \text{ pF} \quad (4.23)$$

As perdas no ligar e no desligar de S_1 são iguais às perdas de S_2 e são dadas ao substituir os valores em (3.59) e (3.60). Admitindo que o conversor trabalhe com comutação suave tipo ZVS ao ligar os dois interruptores, as perdas P_{S1_on} e P_{S2_on} serão consideradas nulas.

$$P_{S1_on} = P_{S2_on} = 0 \quad (4.24)$$

$$P_{S1_off} = P_{S2_off} = \frac{4}{3} \cdot f_s \cdot V_s^2 \cdot C_{ds} = 0,189 \text{ W} \quad (4.25)$$

As perdas por comutação em S_1 e S_2 são dadas por:

$$P_{S1_com} = P_{S2_com} = P_{S1_on} + P_{S1_off} = 0,284 \text{ W} \quad (4.26)$$

Finalmente, as perdas totais nos interruptores podem ser calculadas por:

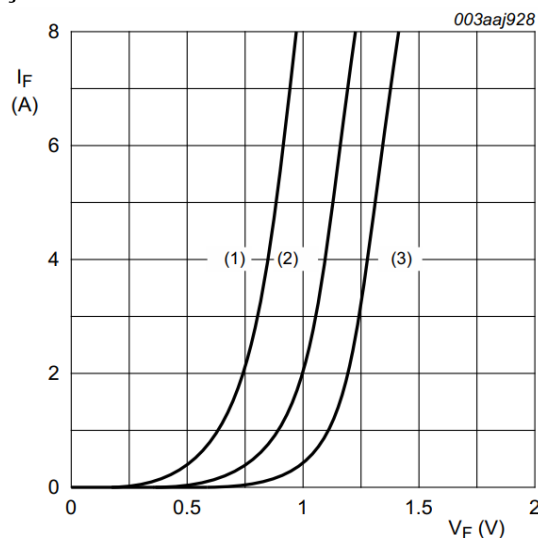
$$P_{S1} = P_{S1_cond} + P_{S1_com} = 4,001 \text{ W} \quad (4.27)$$

$$P_{S2} = P_{S2_cond} + P_{S2_com} = 0,865 \text{ W} \quad (4.28)$$

4.7.2 Perdas nos interruptores não-controlados

Para o cálculo das perdas por condução nos diodos, deve-se calcular a queda de tensão para a corrente média que irá percorrer o componente. Para tal, o fabricante do diodo NUR460P fornece um gráfico de onde pode-se estimar esta queda para uma temperatura típica de 150 °C, conforme é mostrado na curva 1 da Figura 4.3.

Figura 4.3 – Corrente direta do diodo em função da queda de tensão para: (1) Temperatura da junção em 150 °C e valores típicos ; (2) Temperatura da junção em 150 °C e valores máximos e (3) Temperatura da junção em 25 °C e valores máximos.



Fonte: Folha de dados do diodo NUR460P.

Com o auxílio do gráfico 1 da Figura 4.3, que corresponde a uma temperatura de junção de 150 °C, a curva entre as correntes de 1 A e 2 A foi aproximada de uma reta e foi calculada a tangente da mesma. Portanto, foi adotada uma queda de tensão no diodo de 0,625 V e estimou-se uma resistência interna de 0,125 Ω. Substituindo na equação (3.63) estes valores, bem como os valores de corrente média e eficaz, e sabendo que os dois diodos tem os mesmos valores de corrente, pode-se calcular as perdas por condução nos diodos por:

$$P_{D1_cond} = P_{D2_cond} = V_D \cdot I_{D_m} + I_{D_ef}^2 \cdot R_D = 1,048 \text{ W} \quad (4.29)$$

Para o cálculo das perdas por comutação, deve-se atentar ao fenômeno da recuperação reversa no diodo. A folha de dados do fabricante do diodo NUR460P fornece como informações um tempo de recuperação reversa $t_{rr} = 35 \text{ ns}$ para uma taxa de queda de corrente $di_f/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$. Substituindo estes valores em (3.64), é possível obter uma carga acumulada na recuperação reversa ao isolar na equação a carga Q_{rr} , conforme é mostrado em (4.30).

$$Q_{rr} = \frac{di_f/dt \cdot t_{rr}^2}{3} = 4,083 \cdot 10^{-8} \text{ C} \quad (4.30)$$

A potência dissipada na comutação é calculada por (3.66), considerando a tensão reversa no diodo como $V_{D1_pk} = 330 \text{ V}$ e a frequência de chaveamento $f_s = 50 \text{ kHz}$.

$$P_{D1_com} = V_{RM} \cdot Q_{rr} \cdot f_s = 0,674 \text{ W} \quad (4.31)$$

Assim as perdas totais em cada diodo são de:

$$P_{D1} = P_{D2} = P_{D1_cond} + P_{D1_com} = 1,722 \text{ W} \quad (4.32)$$

4.7.3 Perdas nos capacitores

A potência dissipada nos capacitores foi calculada de acordo com a equação (3.75) e os valores de corrente eficaz foram obtidos a partir de simulações, de acordo com a Tabela 4.7. Para a obtenção dos valores de ESR de C_1 , C_2 e C_{PV} , foram consultadas as folhas de dados do capacitor B43840-F3227M de 220 μF e 385 V, corrigido para a frequência de operação em 50 kHz. Para C3 e C4 foram consultadas as folhas de dados do modelo CBB21 305J, de 3 μF e 250 V. Os dados são apresentados na Tabela 4.14.

Tabela 4.14 – Perdas nos capacitores.

Capacitor	Componente	Nº de capacitores em paralelo	ESR da associação (mΩ)	Perdas (W)
C_1	B43840-F3227M / 220 μF / 385 V	3	0,9647	0,05
C_2	B43840-F3227M / 220 μF / 385 V	2	1,447	0,042
C_3	CBB21 305J / 3 μF / 250 V	2	0,5305	0,0016
C_4	CBB21 305J / 3 μF / 250 V	2	0,5305	0,0016
C_{PV}	B43840-F3227M / 220 μF / 385 V	1	2,894	0,0021

Fonte: Elaborado pelo autor.

A perda total nos capacitores foi estimada em 0,097 W.

4.7.4 Perdas nos magnéticos

Para o cálculo das perdas nos elementos magnéticos, adota-se a equação 3.67 para as perdas no núcleo enquanto para os enrolamentos adotam-se as equações (3.69) e (3.70). O detalhamento do cálculo das perdas pode ser conferido nos apêndices C, D e E.

Para as perdas no indutor de entrada (L_1), os valores são apresentados na Tabela 4.15.

Tabela 4.15 – Perdas no indutor L_1 .

Perdas no núcleo	0,115 W
Perdas c.c. nos enrolamentos	2,2 W
Perdas c.a. nos enrolamentos	0,054 W
Total de perdas em L_1	2,37 W

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para as perdas no indutor de saída (L_2), os valores são apresentados na Tabela 4.16.

Tabela 4.16 – Perdas no indutor L_2 .

Perdas no núcleo	0,015 W
Perdas c.c. nos enrolamentos	1,356 W
Perdas c.a. nos enrolamentos	0,0023 W
Total de perdas em L_2	1,374 W

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para as perdas no transformador, os valores são apresentados na Tabela 4.17.

Tabela 4.17 – Perdas no transformador.

Perdas no núcleo	3,819 W
Perdas c.c. no enrolamento primário	0,354 W
Perdas c.c. no enrolamento secundário	0,329 W
Total de perdas no transformador	4,503 W

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.7.5 *Rendimento teórico*

A soma das perdas dos componentes estimadas anteriormente permite o cálculo do rendimento teórico do conversor. A Tabela 4.18 mostra um resumo das perdas, bem como a contribuição percentual de cada componente na potência total dissipada na forma de calor.

Tabela 4.18 – Perdas do conversor por componente.

Discriminação da perda	Potência dissipada (W)	Porcentagem em relação à perda total (%)
Perdas no interruptor S_1	4,001	24,33
Perdas no interruptor S_2	0,865	5,72
Perdas no diodo D_1	1,722	10,21
Perdas no diodo D_2	1,722	10,21
Perdas nos capacitores	0,097	0,57
Perdas no indutor L_1	2,37	14,06
Perdas no indutor L_2	1,374	8,15
Perdas no transformador	4,503	26,72
Total	16,654	100

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 4.18 mostra que os maiores consumidores de potência são o transformador e o interruptor S_1 , ambos contribuindo com metade das perdas do conversor. O valor total das perdas é estimado em 16,854 W. Considerando a potência de entrada como 390 W, ou seja, a potência máxima fornecida pelo módulo FV, o rendimento teórico é dado por (4.33).

$$\eta(\%) = \frac{P_{IN} - P_{LOSS}}{P_{IN}} \cdot 100 = 95,73\% \quad (4.33)$$

4.8 **Considerações Finais**

Este capítulo apresentou, com base nos equacionamentos do Capítulo 3, os dimensionamentos dos valores de tensão, corrente e perdas nos componentes do conversor proposto, tais como interruptores, diodos, capacitores, transformador e indutores.

Estes dimensionamentos permitiram a escolha dos componentes que devem ser montados no protótipo experimental para a validação da teoria.

A partir do cálculo das perdas, foi estimado o rendimento do conversor em 95,73%.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

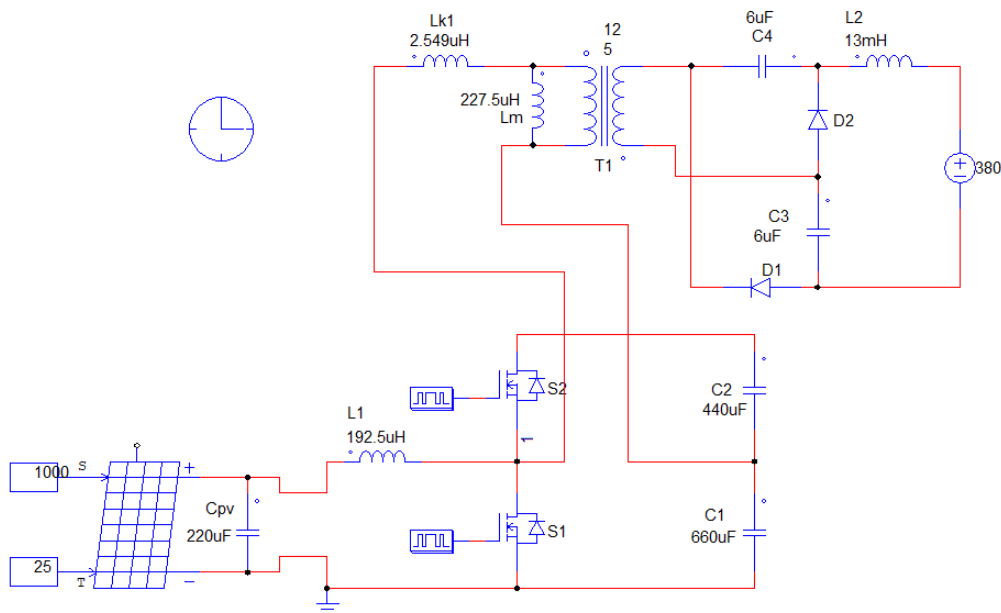
5.1 Introdução

Este capítulo apresentará a parametrização e simulação do circuito do conversor proposto, mostrando as formas de onda esperadas em cada componente do conversor, permitindo assim a comparação dos valores simulados com os valores calculados a partir dos equacionamentos na fundamentação teórica.

Em seguida, são apresentados os procedimentos práticos que foram adotados na montagem do protótipo do conversor em bancada, o que permitirá a comparação dos resultados práticos com os resultados de simulação e assim a validação da teoria sobre o conversor.

O circuito de potência da topologia proposta foi simulado no *software* PSIM em malha aberta. A Figura 5.1 é mostra o circuito do conversor simulado no PSIM.

Figura 5.1 - Circuito simulado do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

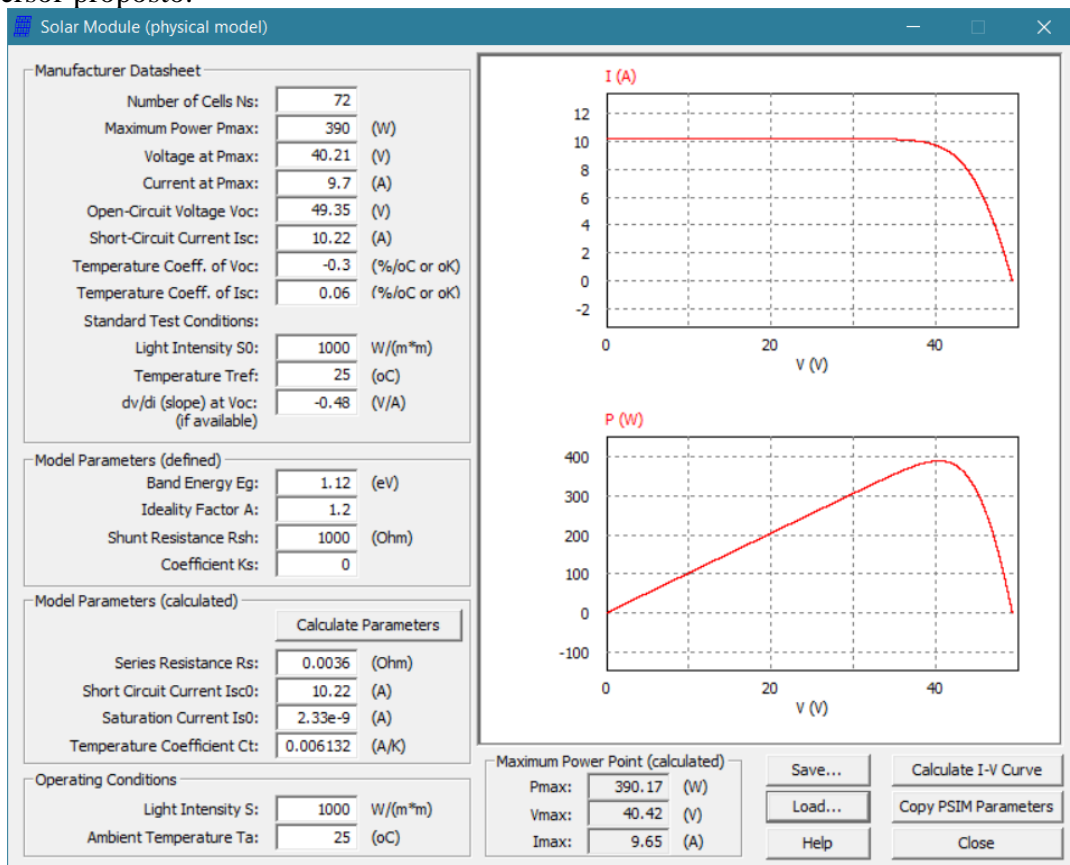
A carga na saída foi simulada por uma fonte de tensão no valor padronizado de 380 V, pois é o comportamento que é esperado de um barramento c.c. teoricamente infinito de uma microrrede ou nanorrede.

O transformador foi simulado por um modelo de trafo ideal, em que a indutância de magnetização L_m é modelada por uma indutância em paralelo com os enrolamentos e a indutância de dispersão L_k é simulada por uma indutância em série. Isto permite que seja medida diretamente a corrente de magnetização do transformador e a tensão na indutância de dispersão,

o que permite analisar melhor o comportamento do intervalo cíclico δT conforme outros parâmetros são ajustados.

Para a simulação do módulo fotovoltaico, o *software* PSIM dispõe de um bloco FV que pode ser parametrizado segundo as características do módulo real. A Figura 5.2 mostra a tela de parametrização do bloco conforme os dados do módulo JAM72S09-390/PR, da fabricante JA Solar, usado na montagem do protótipo. Os dados do fabricante foram apresentados na Tabela 4.1, no Capítulo 4. A temperatura ambiente onde se encontra o módulo foi ajustada em 25°C e a irradiação em 1000 W/m². O módulo é simulado operando no ponto de máxima potência, transferindo 390 W para a saída.

Figura 5.2 – Janela de parametrização do módulo FV no *software* PSIM para alimentação do conversor proposto.



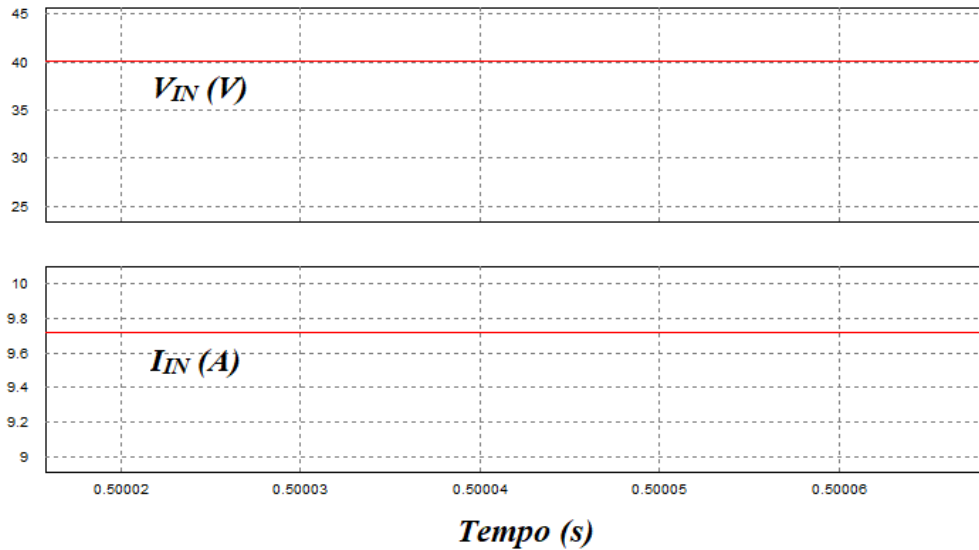
Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2 Resultados da simulação

A Figura 5.3 mostra o comportamento da tensão e da corrente de entrada no conversor, que correspondem à tensão e corrente de saída do módulo. É possível observar na figura que o módulo está trabalhando nas especificações do seu ponto de máxima potência, com

tensão de 40 V e corrente de 9,7 A. A ondulação na tensão de entrada é muito pequena devido à atuação do capacitor C_{PV} .

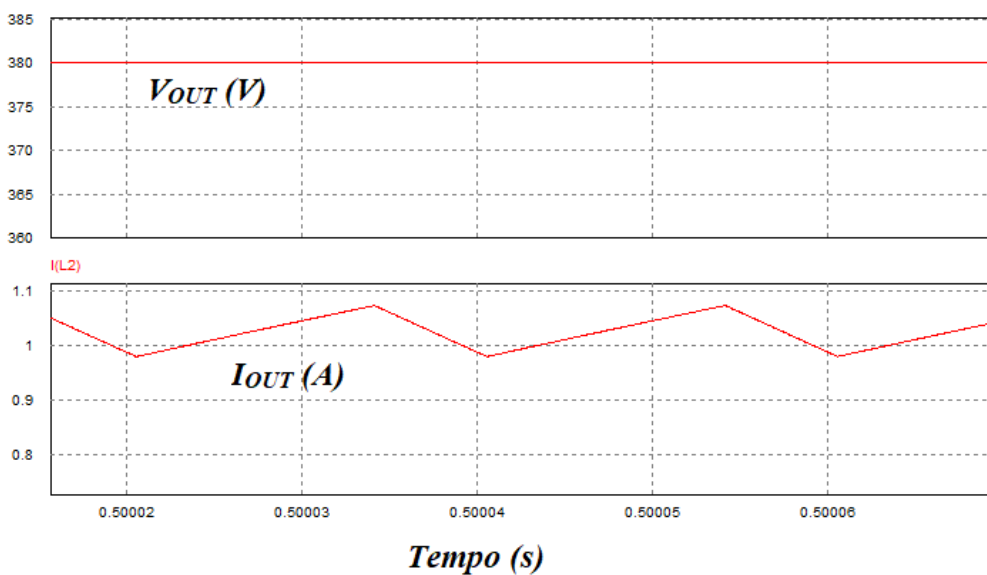
Figura 5.3 – Tensão e corrente de entrada do conversor em simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.4 mostra as formas de onda de tensão e corrente de saída. A corrente de saída também é a corrente do indutor L_2 , que foi projetado para uma ondulação de 10% da tensão média. Em simulação, a ondulação foi de 8,7%, atingindo portanto o valor projetado.

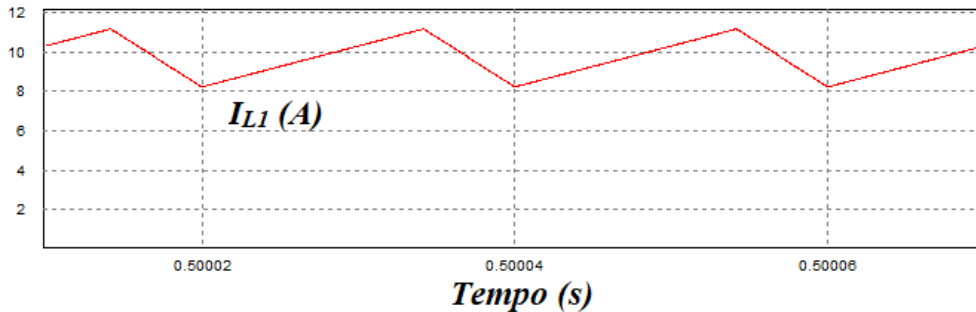
Figura 5.4 – Tensão e corrente de saída do conversor em simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A forma de onda da corrente do indutor de entrada L_1 é mostrada na Figura 5.5. A ondulação da corrente em L_1 foi projetada em 30% da corrente média. Por meio de simulação, o valor de ondulação obtido foi de 30,43%, portanto dentro da especificação de projeto.

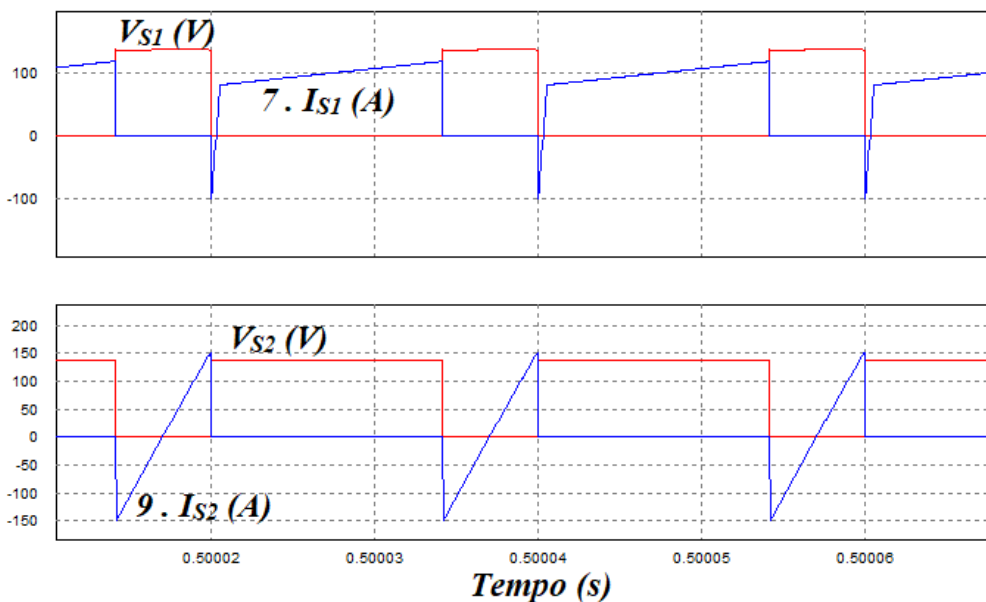
Figura 5.5 – Corrente no indutor L_1 em simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As formas de onda de tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 são mostradas na Figura 5.6 em vermelho e azul respectivamente. As correntes foram multiplicadas por constantes na simulação para melhor visualização das formas de onda.

Figura 5.6 – Tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 em simulação.

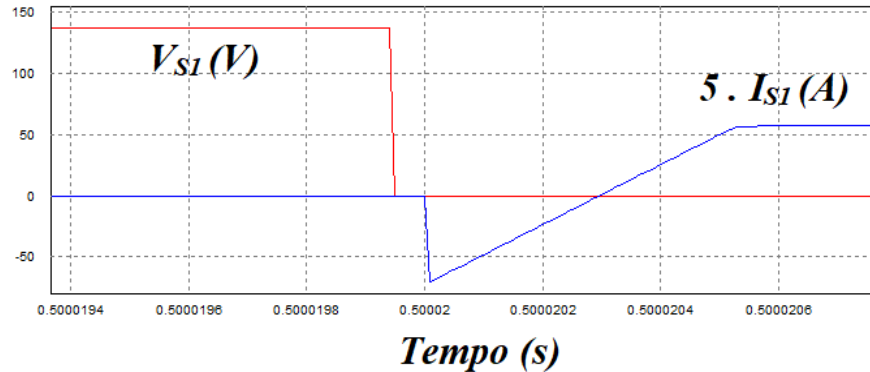


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.7 mostra o detalhe ao ligar do interruptor S_1 em que fica evidente o efeito da indutância de dispersão L_k do transformador na comutação de S_1 . Devido à corrente que circula no capacitor C_1 na etapa anterior à comutação, a corrente inicial em S_1 é negativa, pois também circula pela indutância de dispersão L_k e o sentido não pode ser abruptamente invertido.

Esta corrente é elevada gradativamente devido à indutância de dispersão L_k . O tempo de subida da corrente em S_1 corresponde ao intervalo cíclico δT já definido anteriormente e o fato de que a indutância de dispersão não deixa a corrente aumentar abruptamente auxilia na comutação suave do *MOSFET* e reduz as perdas.

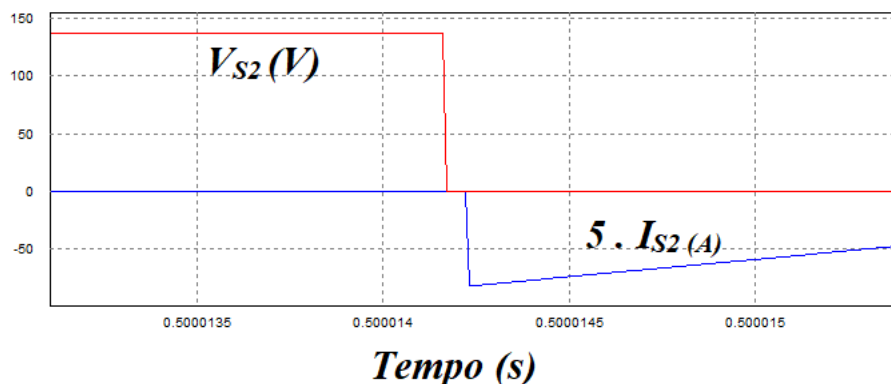
Figura 5.7 – Tensão e corrente no interruptor S_1 no instante de comutação ao ligar.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.7 também mostra outra técnica importante de comutação para redução de perdas, que é a adição do tempo morto pelo drive de acionamento dos *MOSFETs*, o que permite que a corrente no interruptor só passe a circular no componente quando a tensão é igual a zero. Esta técnica é conhecida como Comutação sob Tensão Nula (*ZVS – Zero Voltage Switching*) e faz com que o produto entre tensão e corrente seja teoricamente igual a zero e como consequência as perdas de potência na comutação sejam mitigadas. As correntes nos intervalos de tempo morto circulam nos diodos intrínsecos dos *MOSFETs*, garantindo que a tensão no componente seja nula. A Figura 5.8 mostra o mesmo efeito no interruptor S_2 .

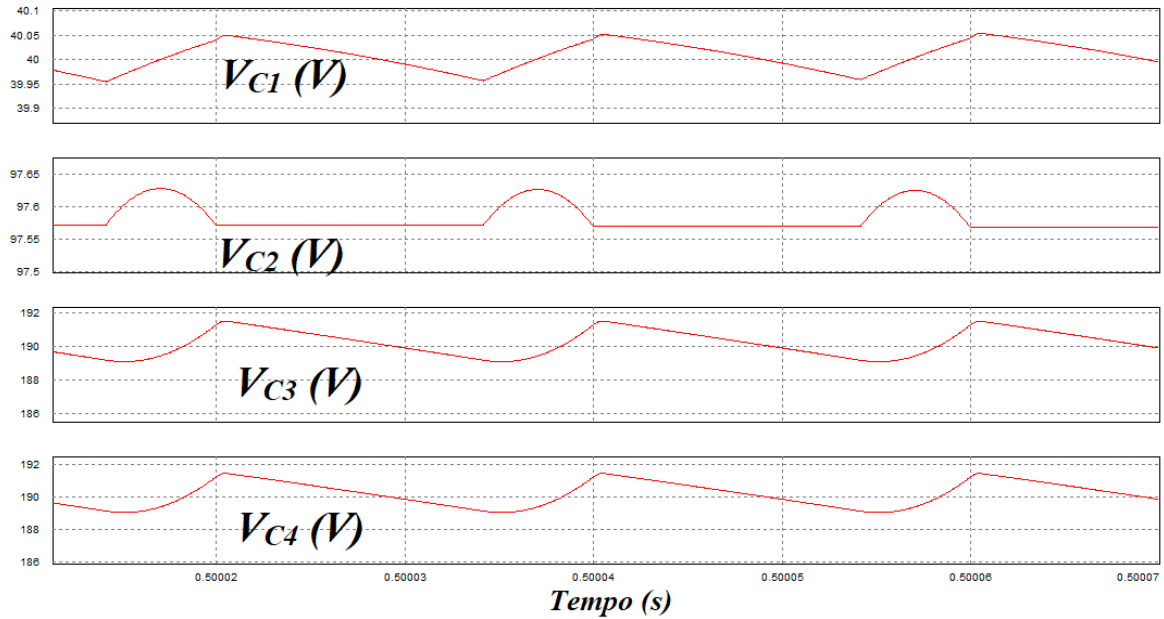
Figura 5.8 – Tensão e corrente no interruptor S_2 no instante de comutação ao ligar.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.9 mostra a tensão nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , cujos valores médios estão em conformidade com os cálculos apresentados na Tabela 4.7.

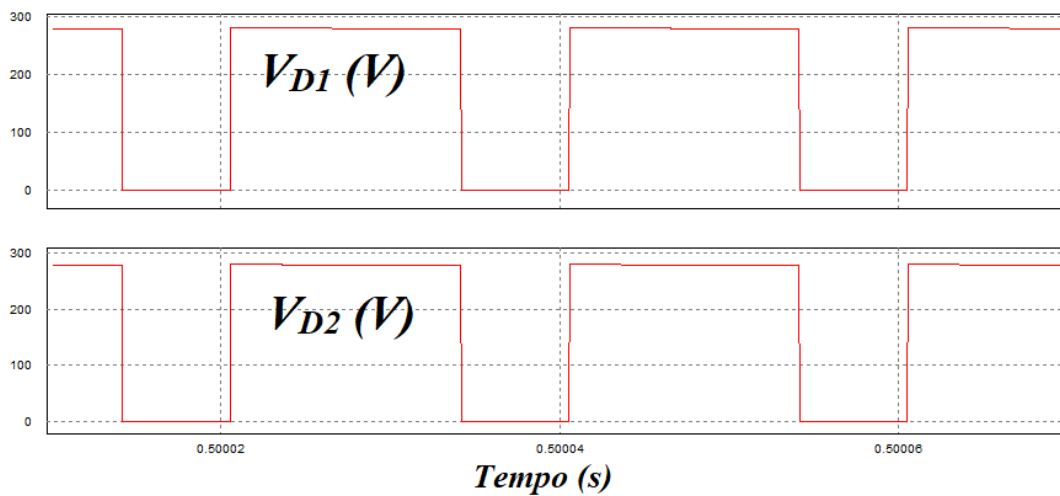
Figura 5.9 – Tensões nos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

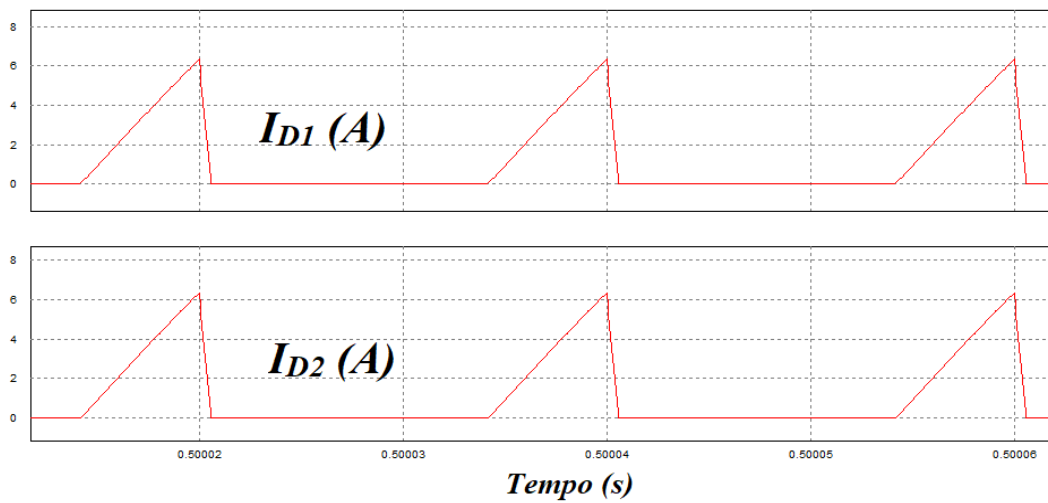
As tensões nos diodos são mostradas na Figura 5.10, enquanto as correntes nos diodos são mostradas na Figura 5.11.

Figura 5.10 – Tensões nos diodos D_1 e D_2 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.11 – Correntes nos diodos D_1 e D_2 .

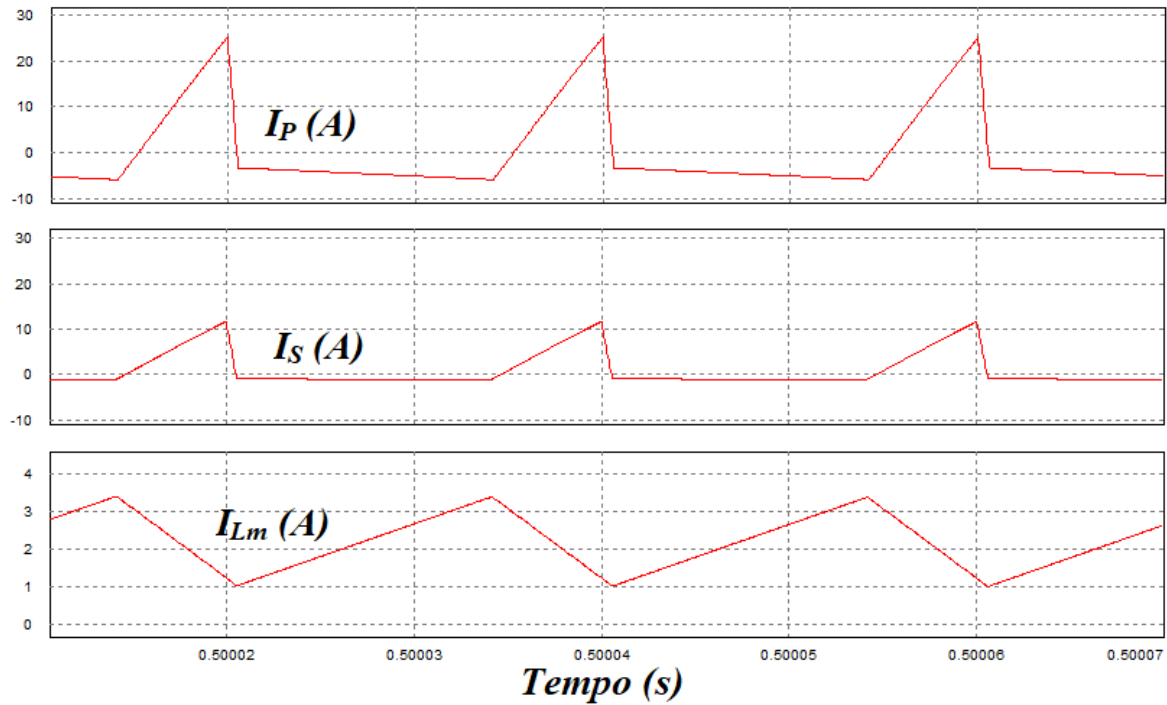


Fonte: Elaborado pelo autor.

Os valores de pico de tensão e corrente nos diodos estão em conformidade com os valores calculados pelos equacionamentos e apresentados na Tabela 4.5. O tempo que o diodo leva para que sua corrente diminua do valor de pico até zero também corresponde ao intervalo cíclico δT e este auxilia na comutação do diodo ao desligar, pois quanto maior o tempo, menor é a derivada di/dt (menor inclinação da reta ao desligar), e menor é a energia dissipada na comutação devido à recuperação reversa do diodo.

As correntes no primário e no secundário do transformador, bem como a corrente de magnetização I_{Lm} do núcleo referenciada ao primário são mostradas na Figura 5.12. Conforme é possível observar, existe uma componente contínua de corrente que gera um fluxo magnético em um único sentido no núcleo do transformador e o valor máximo desta corrente deve ser um parâmetro de dimensionamento do núcleo para evitar que o mesmo entre em saturação e venha a deformar as formas de onda esperadas por simulação. A corrente de magnetização ser puramente contínua também garante que o conversor está trabalhando em modo de condução contínua (MCC).

Figura 5.12 – Correntes no primário, no secundário do transformador e corrente de magnetização do núcleo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A forma de onda da corrente de magnetização não pode ser medida diretamente na prática, mas conforme pode ser constatado por simulação, a curva é a mesma quando é feita a subtração entre as correntes dos lados do transformador segundo a equação (5.1) em que n é a relação de transformação.

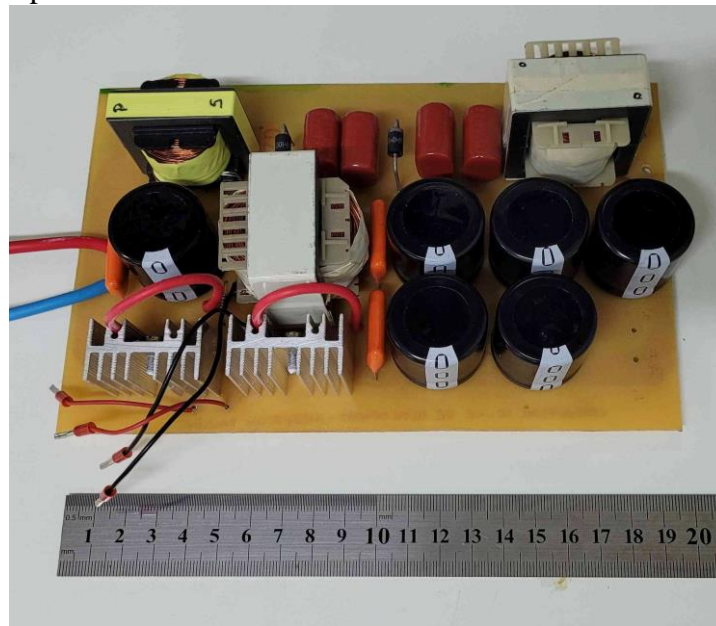
$$I_{Lm} = n \cdot I_S - I_P \quad (5.1)$$

5.3 Resultados Experimentais

5.3.1 Montagem e preparação

O protótipo do conversor montado e pronto para testes é mostrado na Figura 5.13. O protótipo foi montado segundo os componentes apresentados nas Tabelas 4.6, 4.9, 4.10, 4.11 e 4.12.

Figura 5.13 – Protótipo do conversor montado.

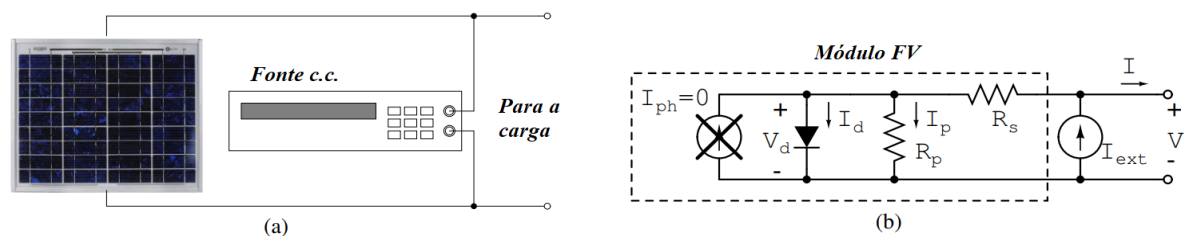


Fonte: Elaborado pelo autor.

Para que os resultados experimentais possam ser validados, é necessário que as condições em que o módulo FV venha a operar estejam em suas especificações máximas. Contudo, a obtenção destas condições em campo se torna difícil por conta das variações constantes de temperatura e irradiação que ocorrem rapidamente em um curto intervalo de tempo.

A solução para de conseguir condições constantes de operação do painel FV foi a emulação do comportamento do módulo com o auxílio de uma fonte externa, modelo CPS-6517 da fabricante *Gophert*, ligada em paralelo com o módulo JAM72S09-390/PR da fabricante JA Solar. Esta solução tem como base o método proposto por Qin *et al.* (2013). A Figura 5.14 mostra esquematicamente o método proposto.

Figura 5.14 – Proposta simples do emulador: (a) Conexão física; (b) Diagrama do circuito equivalente.

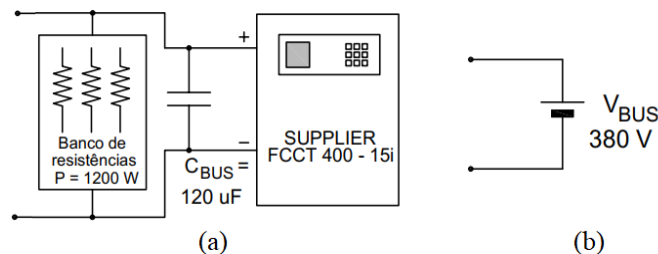


Fonte: Adaptado de (QIN *et al.*, 2013).

Para emular a irradiação máxima, o módulo deve ter sua superfície totalmente coberta para que a corrente gerada pelo módulo I_{PH} seja igual a zero. Além disso, deve ser ligado em série com a fonte c.c. uma indutância L_{EXT} que aumente a impedância c.a. do conjunto e garanta que a fonte c.c. funcione como fonte de corrente, se aproximando assim do comportamento do módulo. A temperatura do módulo pode ser facilmente controlada em um ambiente interno de laboratório com o uso de condicionadores de ar.

Para emular o barramento c.c. de saída, foi usada uma fonte c.c. FCCT 400 – 15i da fabricante *Supplier*. Além disso, foi providenciado um banco de resistores de 1200 W para absorver a potência proveniente das duas fontes, evitando assim danos à fonte c.c. de saída para o caso da tensão no barramento ser temporariamente maior que a tensão da fonte em algum transitório, garantindo o fluxo de potência constante das fontes para a carga. Para garantir a característica de fonte de tensão do barramento, também foi providenciado um capacitor de $120\mu\text{F}/450\text{ V}$ ligado em paralelo com o banco de resistores, que absorve quaisquer distúrbios de corrente provocados por possíveis falhas na conexão do conversor com a carga. O diagrama de emulação da saída do conversor é mostrado na Figura 5.15.

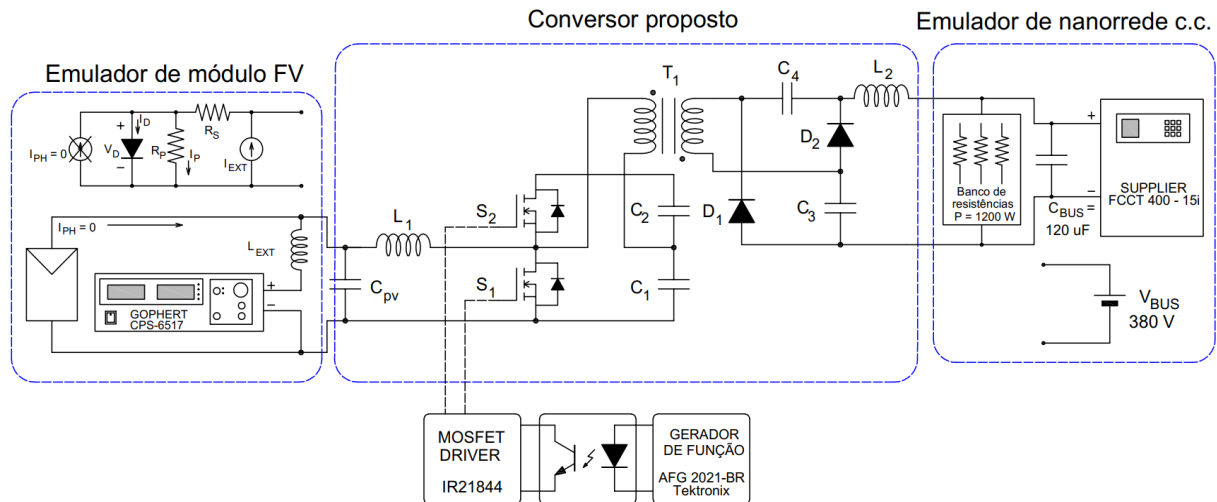
Figura 5.15 – Emulação do barramento c.c. de saída: (a) Conexão física; (b) Circuito equivalente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O diagrama completo de montagem dos ensaios com o protótipo é mostrado na Figura 5.16. Além dos emuladores já citados, a figura mostra o esquema de acionamento dos *MOSFETs* em que é usado um gerador de funções AFG2021-BR da fabricante Tektronix. Este é ligado a uma placa de circuito que contém o driver de acionamento IR21844 que por sua vez aciona diretamente os *MOSFETs*.

Figura 5.16 – Diagrama de montagem para ensaios do protótipo do conversor proposto.



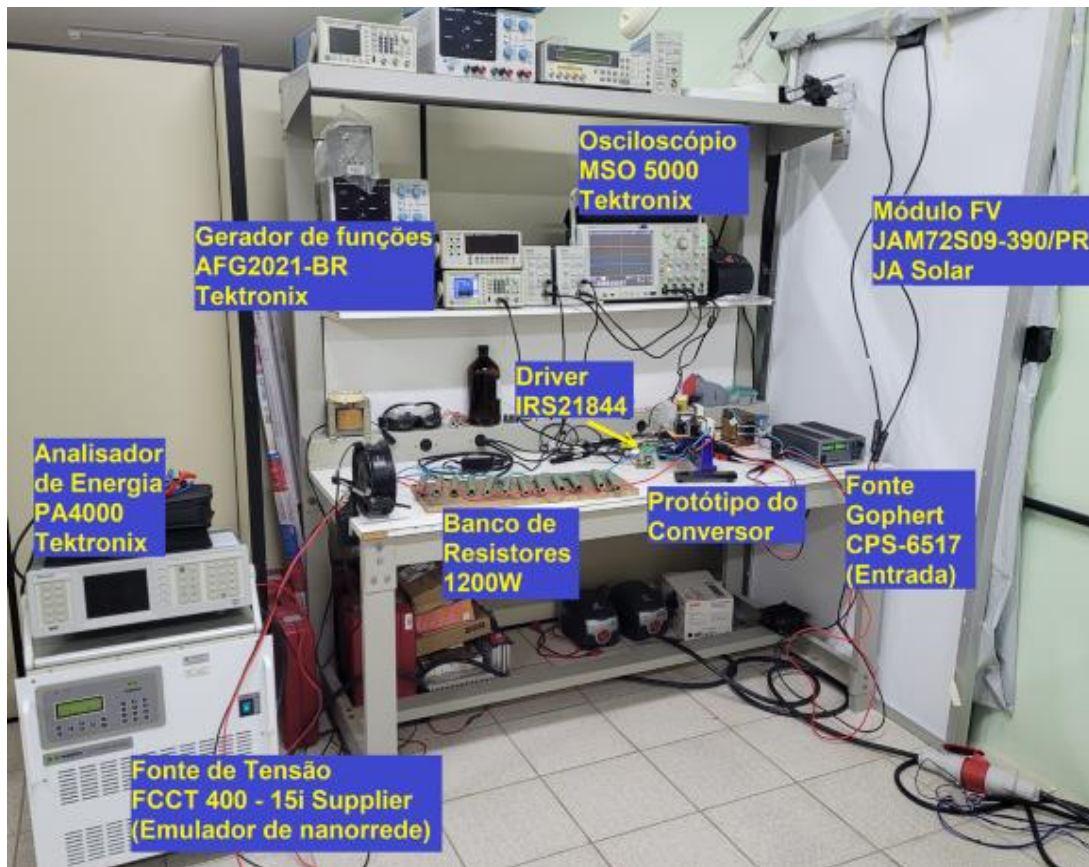
Fonte: Elaborado pelo autor.

As medições das grandezas foram feitas usando os seguintes instrumentos:

- Osciloscópio MSO 5034 – Tektronix;
- Pontas de prova de tensão diferenciais P5200 – Tektronix;
- Sondas de corrente TCP300 – Tektronix;
- Amplificadores para sonda de corrente TCPA300 – Tektronix;
- Termovisor i40 – Flir, para detecção de possíveis superaquecimentos;
- Analisador de energia PA4000 – Tektronix, para medição de potências de entrada e saída e cálculo do rendimento.

O conjunto completo de ensaio montado em bancada é mostrado na Figura 5.17. Ajustes foram feitos nos instrumentos de medição para evitar ruídos que não fazem parte da forma real das grandezas medidas do conversor. A ponta de prova diferencial P5200 foi ajustada para ler apenas as frequências até 5 MHz e o osciloscópio foi ajustado em cada canal com uma frequência de leitura de no máximo 20 MHz, com aquisição em alta resolução, o que possibilitou a atenuação de ruídos captados pelos sensores na comutação dos *MOSFETs*.

Figura 5.17 – Bancada de ensaios do protótipo do conversor.

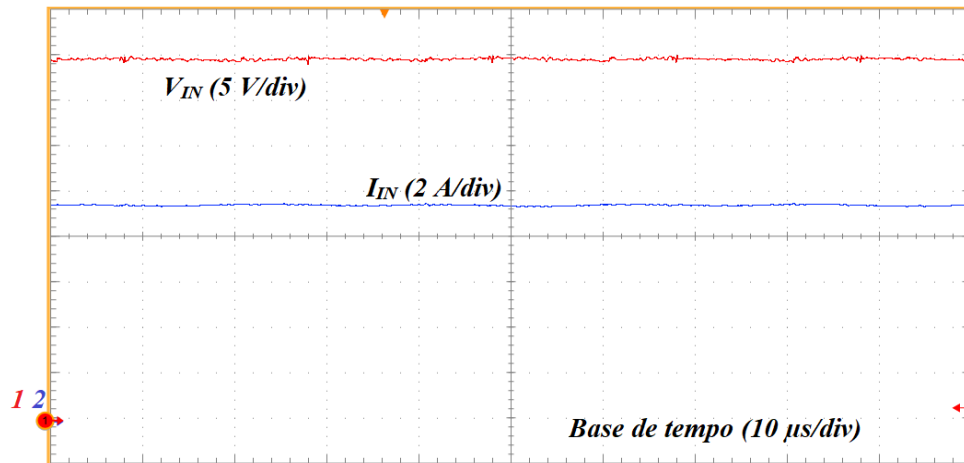


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3.2 Resultados dos ensaios – Formas de onda

As formas de onda de tensão e corrente dos componentes obtidas por meio de medição são apresentadas a seguir. A Figura 5.18 mostra as formas de onda de tensão e corrente de entrada do conversor, sendo as grandezas que saem diretamente do módulo FV, em que é possível observar que a corrente tem ondulação muito baixa, garantindo assim a característica do módulo FV como fonte de corrente.

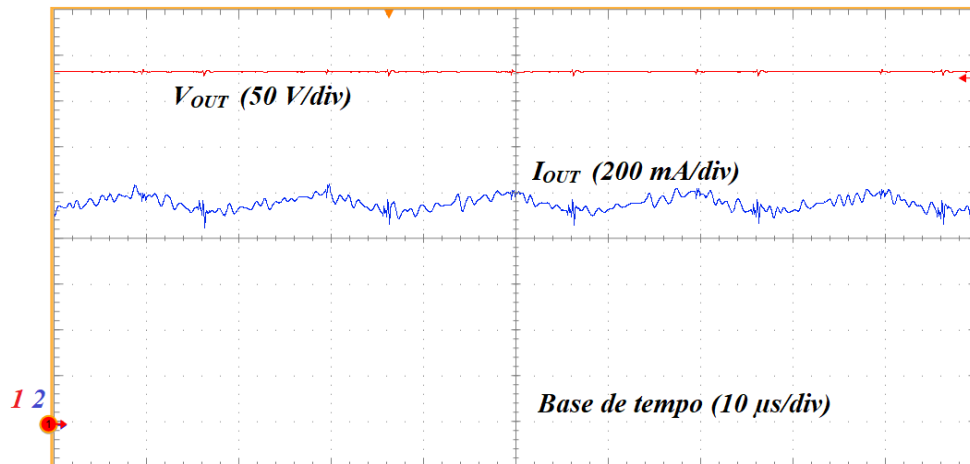
Figura 5.18 – Tensão e corrente de entrada do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As formas de onda de tensão e corrente na saída do conversor são apresentadas na figura 5.19, em que se observa que a ondulação de corrente na saída é muito baixa, pois o indutor L_2 foi dimensionado para uma ondulação de 10%, atingindo o objetivo que permite a mitigação do efeito de batimento no barramento.

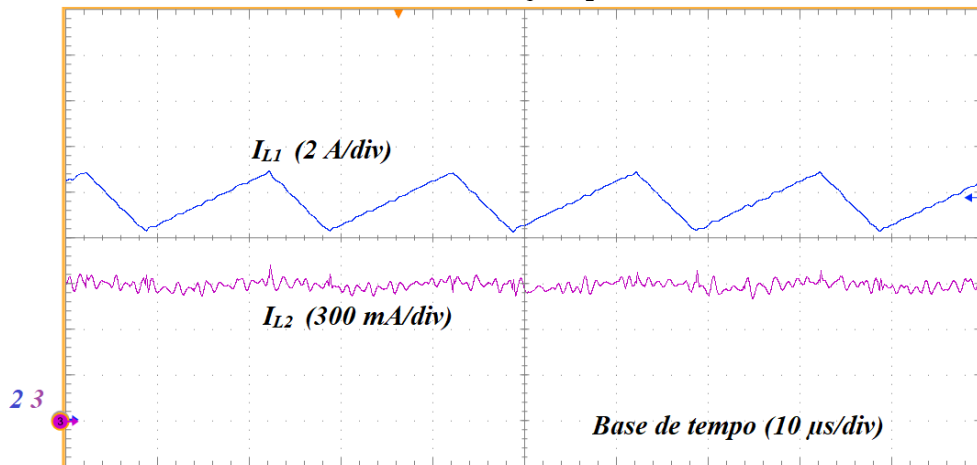
Figura 5.19 – Tensão e corrente de saída do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As formas de onda de corrente nos indutores L_1 e L_2 são mostradas na Figura 5.20, em que é possível observar que a ondulação de corrente em L_1 está dentro da especificação de projeto de 30%. A corrente em L_2 é a mesma corrente de saída, mas observada em escala menor, e é observada que a ondulação é muito baixa, embora seja difícil a leitura do valor exato devido a ruídos na medição.

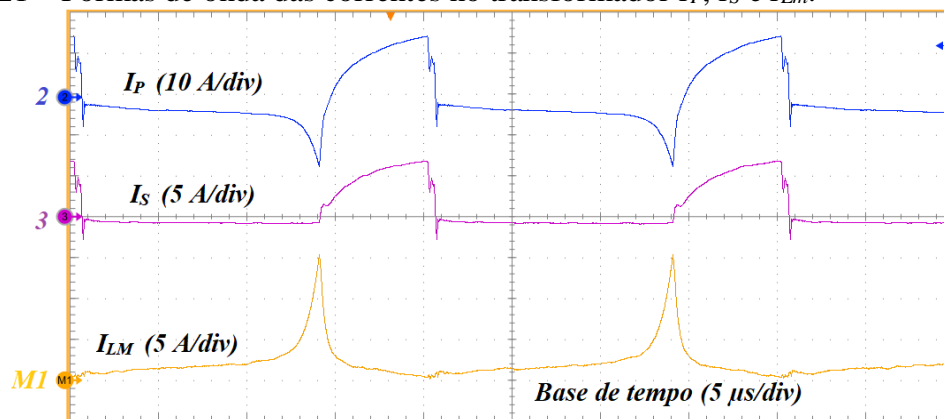
Figura 5.20 – Formas de onda das correntes em L_1 e L_2 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

As formas de onda de corrente no transformador em seu lado primário, seu lado secundário e a corrente de magnetização são mostrados na Figura 5.21.

Figura 5.21 – Formas de onda das correntes no transformador I_P , I_S e I_{LM} .

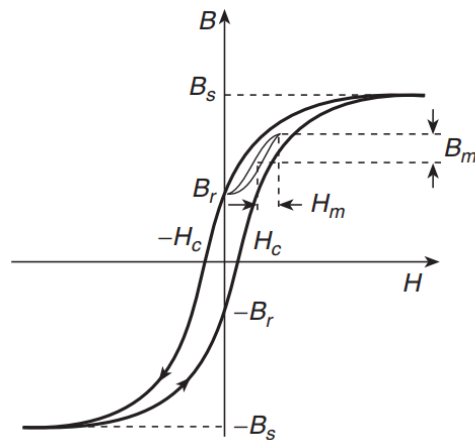


Fonte: Elaborado pelo autor.

Observou-se o aquecimento excessivo do transformador e dos *MOSFETs* no decorrer das medições. As formas de onda do transformador indicaram que a causa era o núcleo que estava operando próximo à saturação, conforme pode ser constatado pela corrente de magnetização na Figura 5.21. A saturação do núcleo distorceu as formas de onda tanto do transformador quanto dos *MOSFETs* e diodos.

Para entender o que foi observado, é necessário analisar o comportamento do núcleo por meio da curva de histerese do transformador, como mostrado na Figura 5.22. Conforme pode ser analisado pela simulação da corrente de saturação, espera-se que em carga nominal a variação do fluxo magnético opere apenas no quadrante positivo da curva de histerese do transformador, como mostrado no detalhe da Figura 5.22.

Figura 5.22 – Curva de histerese B x H .



Fonte: (KAZIMIERCZUC, 2014).

Portanto, o fluxo gerado pela corrente de magnetização é somado ao magnetismo residual do núcleo B_r mostrado na Figura 5.22, fazendo com que o transformador opere próximo à saturação do núcleo, representada pela densidade de fluxo B_s , em que os domínios magnéticos já estão quase todos alinhados em um sentido e a densidade de fluxo B não aumenta mais com o aumento do campo magnetizante H .

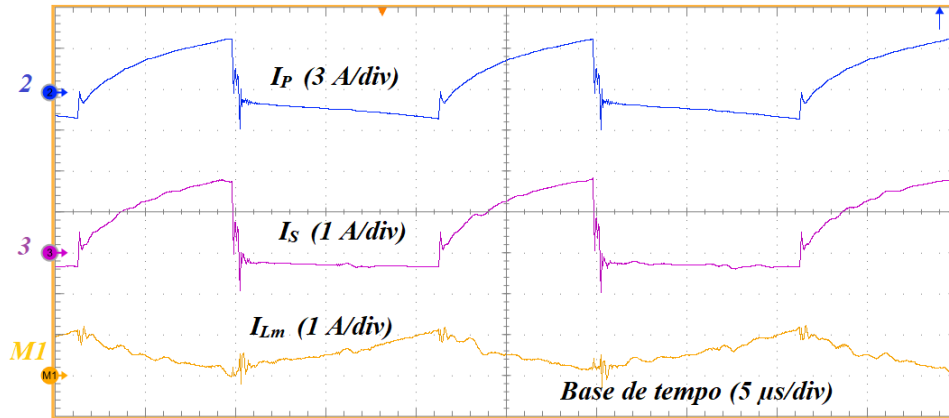
Para evitar que o núcleo sature quando a corrente de magnetização I_{Lm} for máxima, é necessário que as dimensões físicas do núcleo, em relação ao comprimento médio do circuito magnético, tenham um valor mínimo que depende do valor máximo da corrente de magnetização ($I_{Lm_máx}$), bem como da densidade de fluxo magnético máxima admitida ($B_{máx}$), da permeabilidade magnética do núcleo ($\mu_r \cdot \mu_o$) e do número de espiras adotado (N_1 , caso a corrente de magnetização seja referida ao primário). A fórmula para o cálculo do comprimento mínimo do núcleo é mostrada em (5.2).

$$N_1 \cdot I_{Lm_max} = H_{max} \cdot l_{min} \Rightarrow l_{min} = \frac{N_1 \cdot I_{Lm_max} \cdot \mu_r \cdot \mu_o}{B_{max}} \quad (5.2)$$

O projeto do transformador foi revisado e o núcleo foi trocado para o um tamanho maior e foi observado que apesar de ter melhorado e o rendimento e reduzido o aquecimento, não foi possível eliminar totalmente a saturação. A validação das formas de onda portanto deve ser feita pela análise das correntes no transformador em potências mais baixas, em que é constatado que é reduzido o efeito da saturação e quase não há deformação das formas de onda, conforme é mostrado na Figura 5.23, em que o ensaio foi feito com 25% da potência nominal,

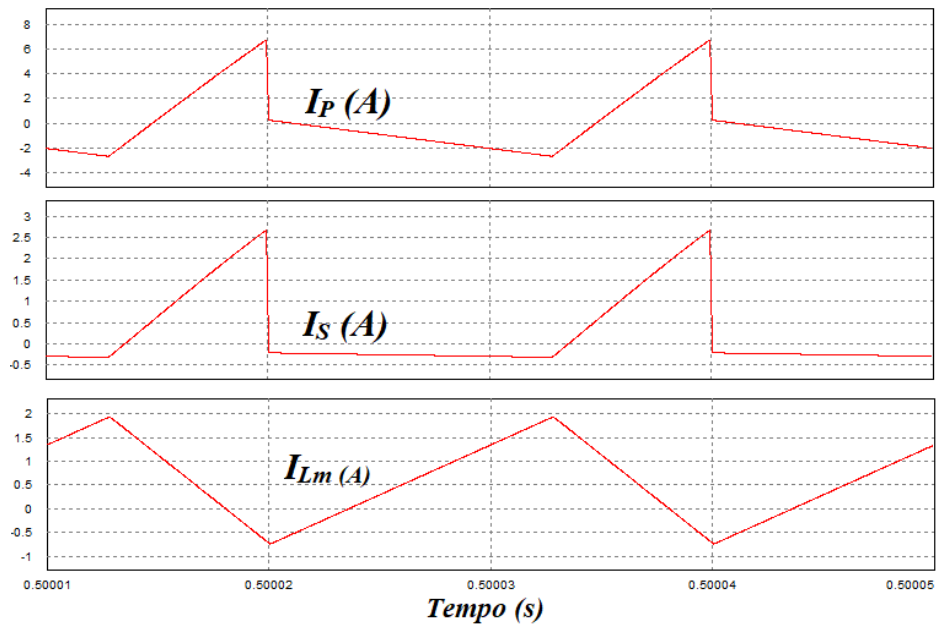
e é verificado que as formas de onda são mais próximas das formas obtidas por simulação, conforme mostrado na Figura 5.24.

Figura 5.23 – Formas de onda das correntes no transformador I_P , I_S e I_{Lm} com 25% da potência nominal.



Fonte: Elaborado pelo autor.

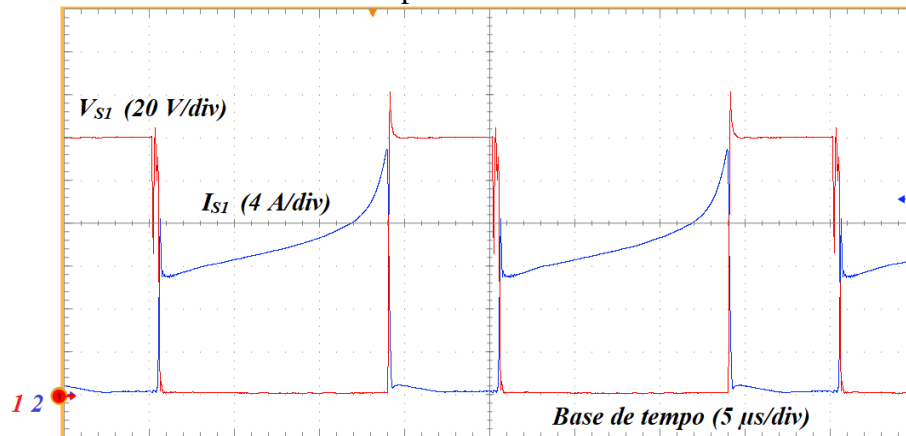
Figura 5.24 – Formas de onda simuladas das correntes no transformador I_P , I_S e I_{Lm} com 25% da potência nominal.



Fonte: Elaborado pelo autor.

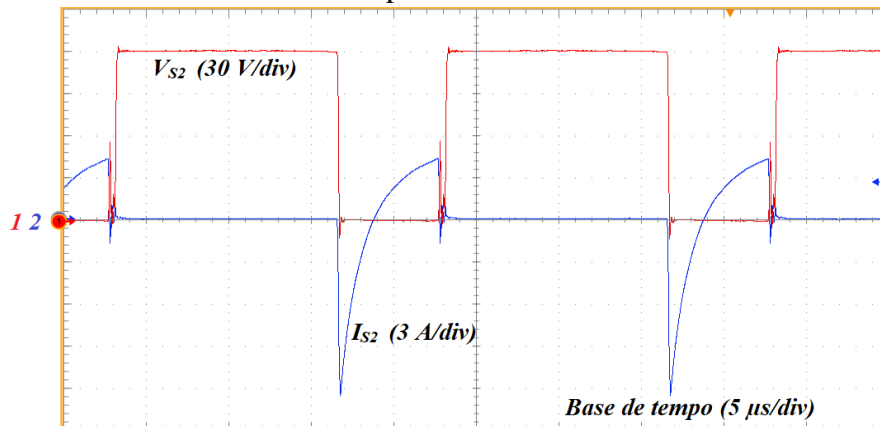
As formas de onda de tensão e corrente medidas nos interruptores S_1 e S_2 são mostradas respectivamente nas Figuras 5.23 e 5.24.

Figura 5.25 – Tensão e corrente no interruptor S_1 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.26 – Tensão e corrente no interruptor S_2 .

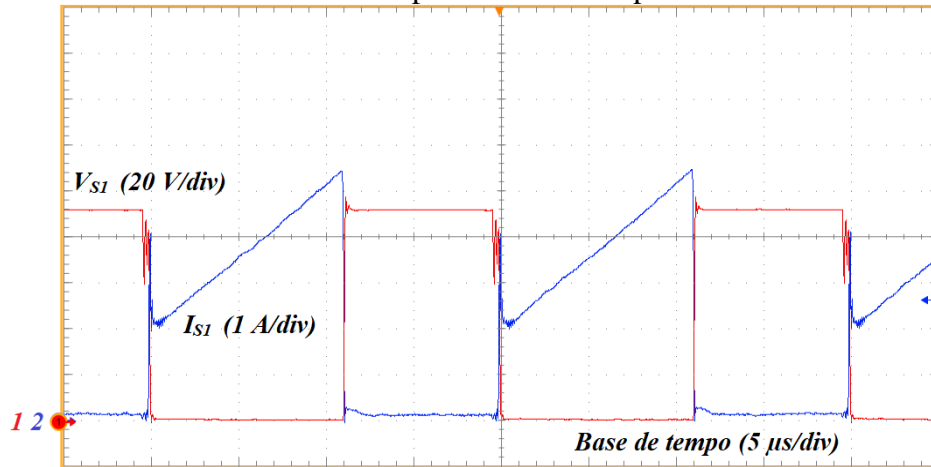


Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota-se na Figura 5.25 que a corrente de S_1 que deveria ser uma reta de inclinação constante passa a adquirir uma “ponta” pouco antes de desligar por conta da saturação do núcleo do transformador. Isto faz com que o *MOSFET* tenha mais perdas por condução, aqueça mais e por consequência o rendimento do conversor seja reduzido. Conforme é visto na Figura 5.26, algo parecido ocorre com S_2 no momento de ligar, já que o instante da troca de condução entre S_1 e S_2 é mesmo o instante em que o núcleo do transformador satura por sua corrente de magnetização ser máxima. A corrente de S_2 também deveria ser simétrica, o que não ocorre por conta do mesmo efeito.

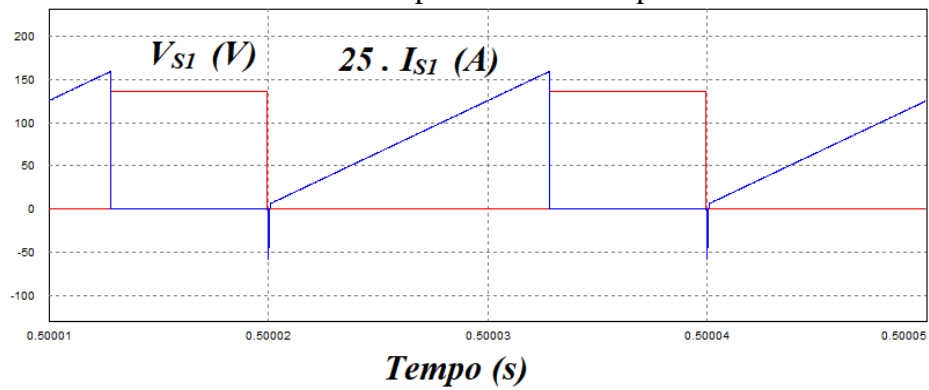
O resultado das medições com uma potência de entrada em 25% da potência nominal é mostrado nas Figuras 5.27 e 5.29. Para fins de comparação com os resultados de simulação, as formas de onda de S_1 e S_2 em 25% da potência no simulador são mostradas nas Figuras 5.28 e 5.30 respectivamente. As correntes nas simulações foram multiplicadas por constantes para melhor visualização.

Figura 5.27 – Tensão e corrente no interruptor S_1 a 25% da potência nominal.



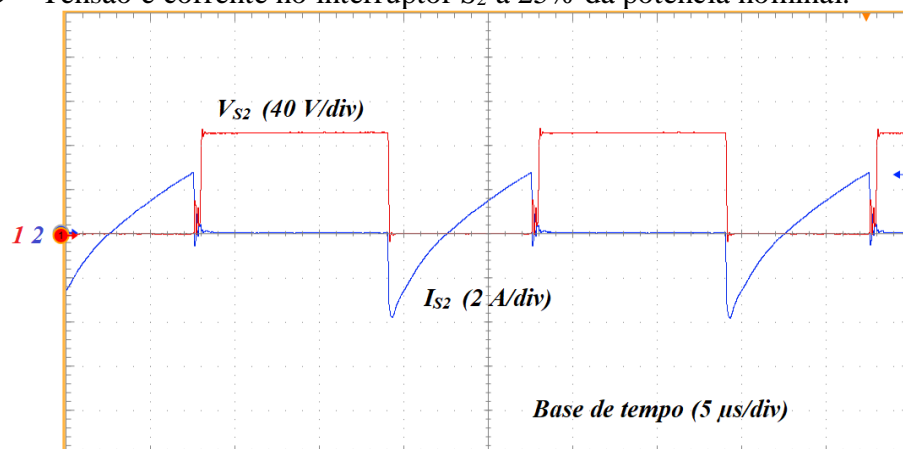
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.28 – Tensão e corrente no interruptor S_1 a 25% da potência nominal em simulação.



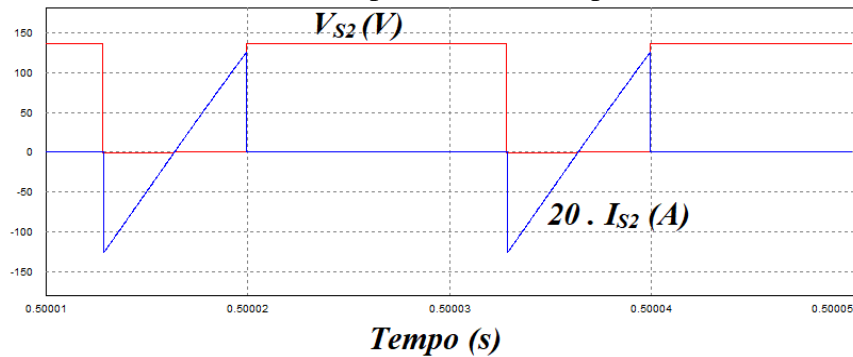
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.29 – Tensão e corrente no interruptor S_2 a 25% da potência nominal.



Fonte: Elaborado pelo autor.

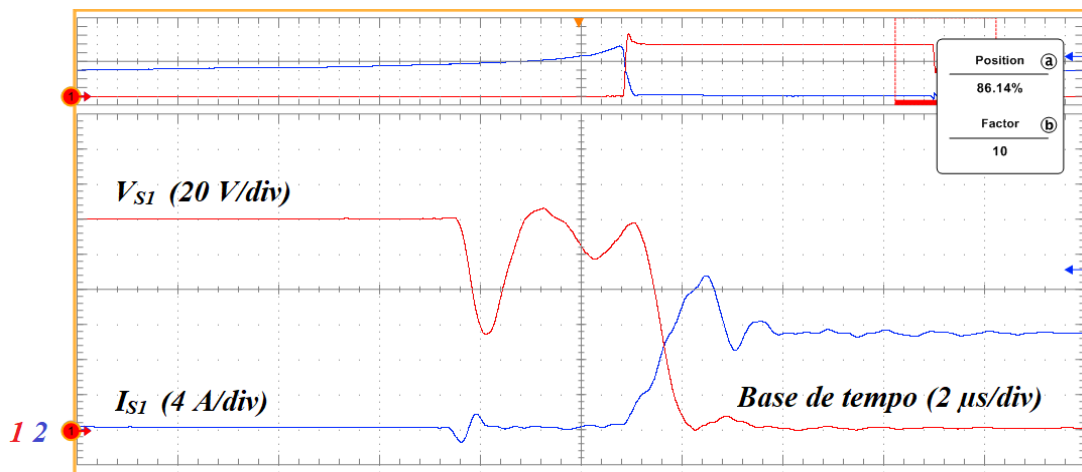
Figura 5.30 – Tensão e corrente no interruptor S_2 a 25% da potência nominal em simulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

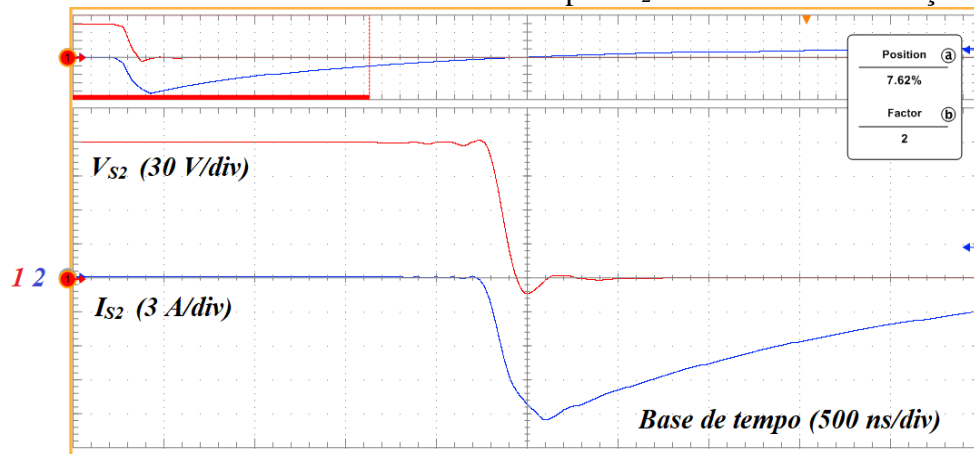
As figuras 5.31 e 5.32 mostram em detalhe o momento em que os interruptores S_1 e S_2 respectivamente entram em condução. A Figura 5.31 mostra que, apesar de ser esperada uma comutação sob tensão nula no acionamento de S_1 , não foi possível obtê-la na prática, por conta das interações entre a indutância de dispersão do transformador e as capacitâncias intrínsecas do *MOSFET*. A curva mostrada em azul, indicando a corrente no *MOSFET*, deveria ser negativa por um breve momento mostrando o intervalo em que o diodo intrínseco do *MOSFET* deveria estar conduzindo, tal como é previsto na Figura 5.7. A Figura 5.32 mostra que este problema não ocorreu com S_2 e a comutação sob tensão nula foi conseguida.

Figura 5.31 – Detalhe de tensão e corrente no interruptor S_1 no instante de condução.



Fonte: Elaborado pelo autor.

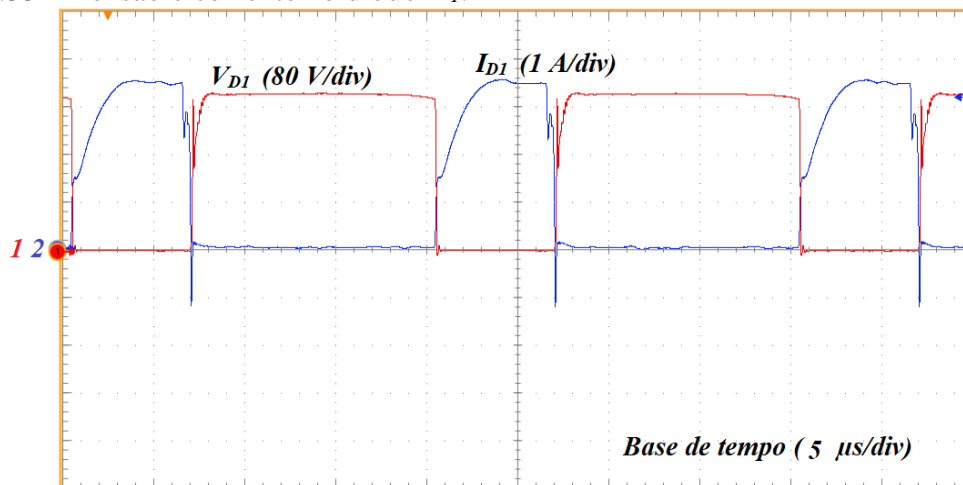
Figura 5.32 – Detalhe de tensão e corrente no interruptor S_2 no instante de condução.



Fonte: Elaborado pelo autor.

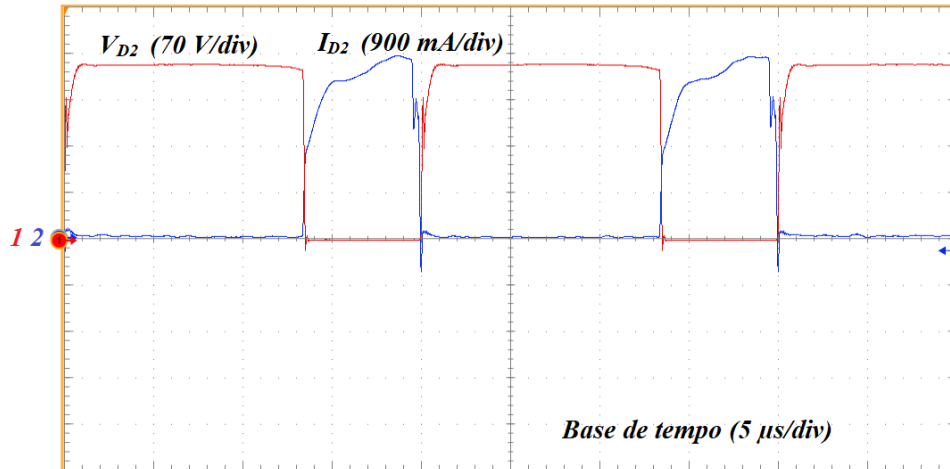
As formas de onda de tensão e corrente nos diodos D_1 e D_2 são mostradas respectivamente nas Figuras 5.33 e 5.34. É possível observar nas figuras que os valores máximos de corrente previstos por simulação não são alcançados na prática devido ao efeito da saturação do núcleo do transformador, bem como a forma de onda que deveria ser triangular e passa a ficar “achatada” pela limitação que a saturação impõe.

Figura 5.33 – Tensão e corrente no diodo D_1 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

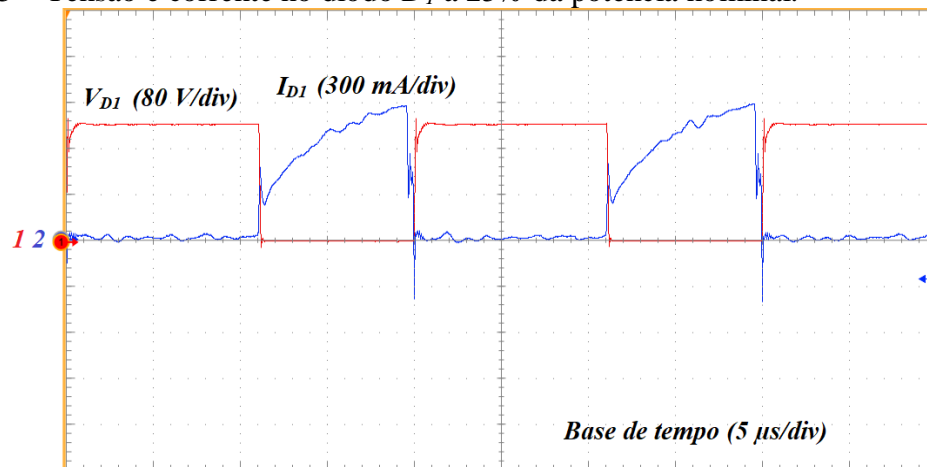
Figura 5.34 – Tensão e corrente no diodo D_2 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

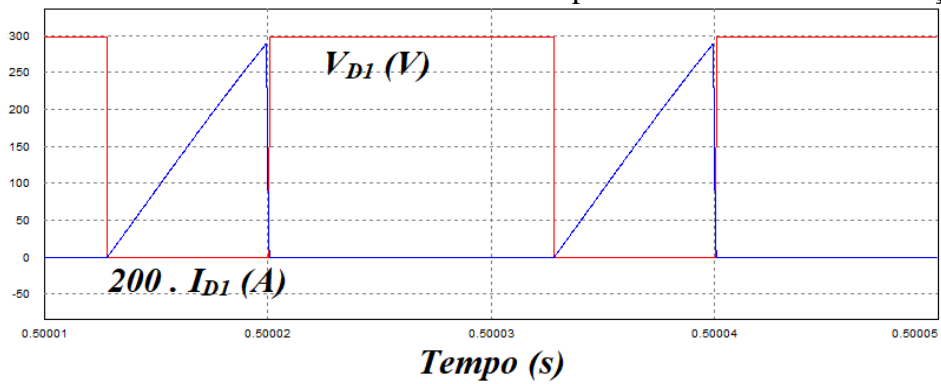
Para a validação dos resultados, as formas de onda nos diodos D_1 e D_2 a 25% da potência nominal são mostradas nas Figuras 5.35 e 5.37 respectivamente. Um comparativo pode ser feito ao analisar as formas de onda simuladas a 25%, mostradas nas Figuras 5.36 e 5.38. As correntes nas simulações foram multiplicadas por 200 para melhor visualização.

Figura 5.35 – Tensão e corrente no diodo D_1 a 25% da potência nominal.



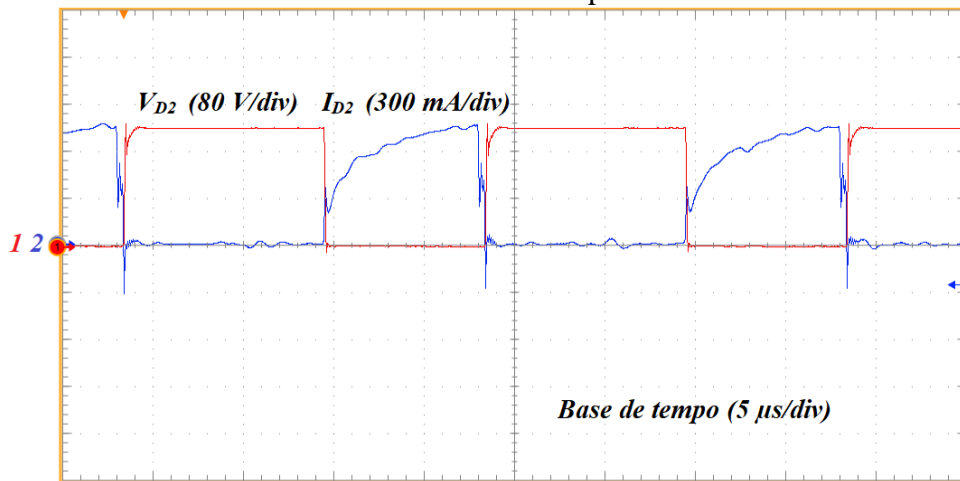
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.36 – Tensão e corrente no diodo D_1 a 25% da potência nominal em simulação.



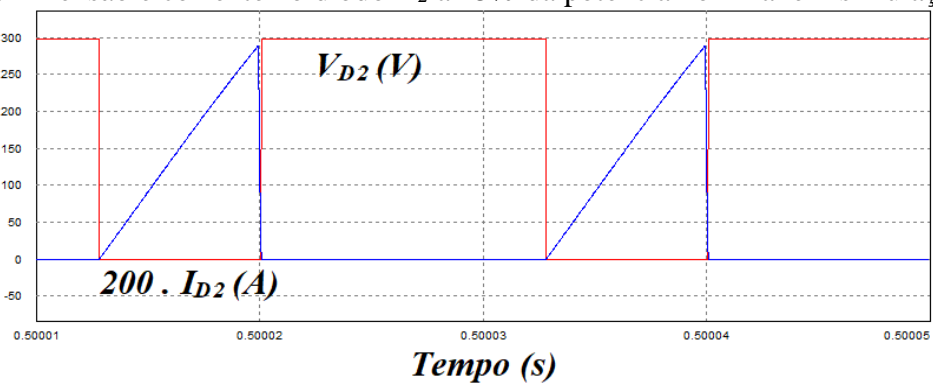
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.37 – Tensão e corrente no diodo D_2 a 25% da potência nominal.



Fonte: Elaborado pelo autor.

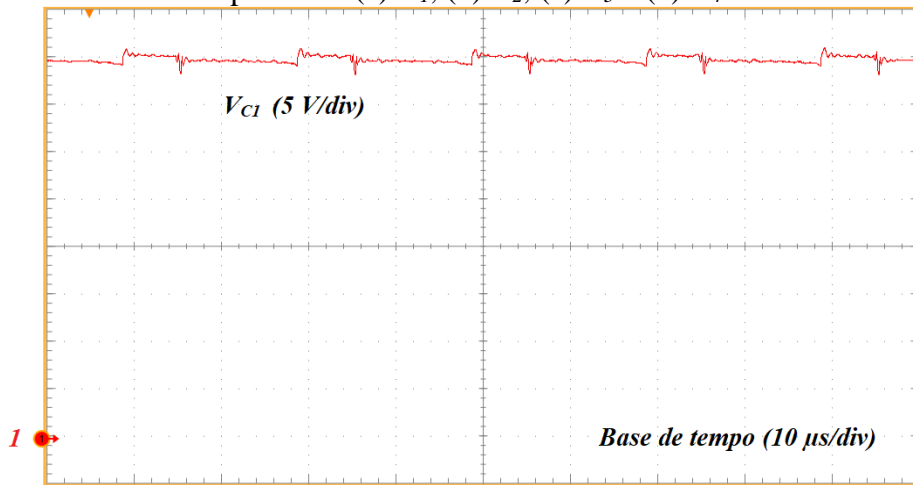
Figura 5.38 – Tensão e corrente no diodo D_2 a 25% da potência nominal em simulação.



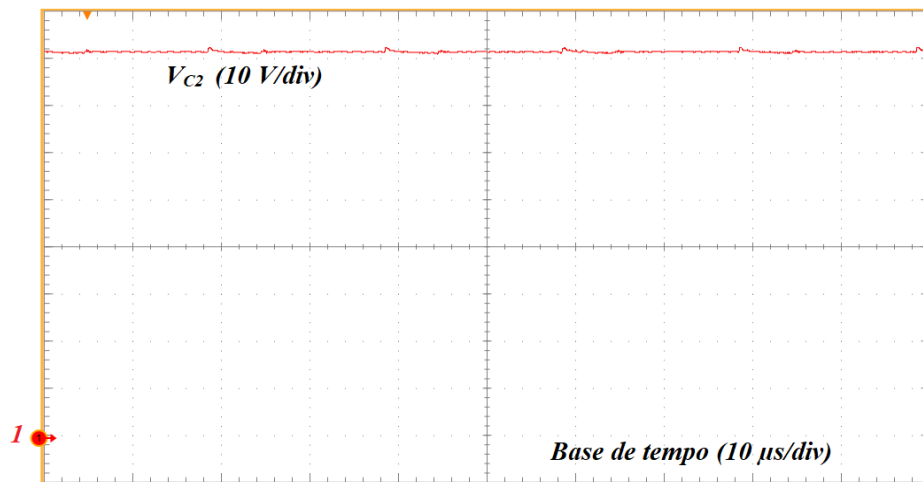
Fonte: Elaborado pelo autor.

As formas de onda de tensão nas capacitâncias são mostradas na Figura 5.39.

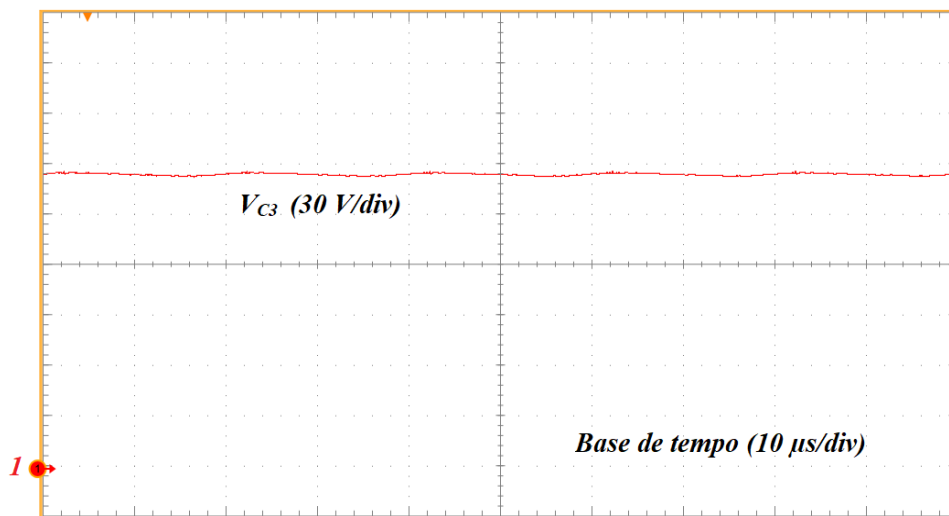
Figura 5.39 – Tensão nos capacitores (a) C_1 , (b) C_2 , (c) C_3 e (d) C_4 .



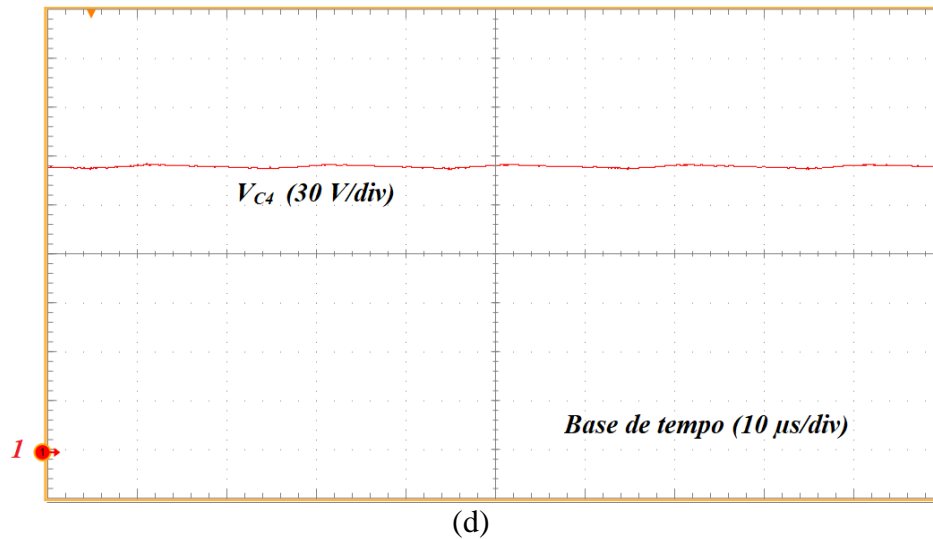
(a)



(b)



(c)

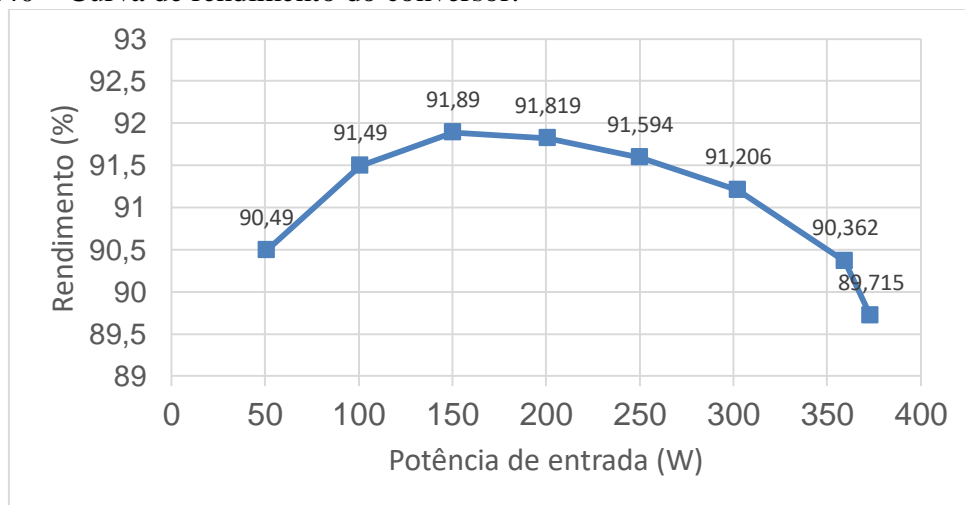


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3.3 *Rendimento do conversor*

Os valores de rendimento para variações da potência de entrada do conversor foram medidos *alterando a razão cíclica no gerador de funções* até o valor de potência de entrada desejado ser alcançado. Os valores medidos são apresentados na curva de rendimento mostrada na Figura 5.40.

Figura 5.40 – Curva de rendimento do conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para o cálculo do rendimento geral do conversor, são aplicados os métodos descritos por Ongun e Özdemir (2013) em que dois padrões de comparação entre inversores para módulos FV são estabelecidos:

- O europeu, em que os dados que ponderam o cálculo não levam e em consideração toda a região europeia, especialmente o Sul, de forma que os

níveis mais baixos de irradiação são os mais enfatizados, não sendo assim um método apropriado para locais de baixa latitude e altos níveis de irradiação solar;

- O americano, introduzido pela Comissão Energética da Califórnia (CEC), que utiliza os dados climáticos da cidade de Sacramento, atribuindo assim maiores pesos para maiores níveis de irradiação.

A fórmula geral para o cálculo da eficiência é bastante semelhante nos dois casos, apresentada na equação (5.3).

$$\eta = a_1 \cdot \eta_{MPP1} + a_2 \cdot \eta_{MPP2} + a_3 \cdot \eta_{MPP3} + a_4 \cdot \eta_{MPP4} + a_5 \cdot \eta_{MPP5} + a_6 \cdot \eta_{MPP6} \quad (5.3)$$

Onde:

- a_n – Peso atribuído ao rendimento de uma fração específica da potência máxima de entrada do conversor;
- η_{MPPn} – Rendimento medido a uma fração específica da potência máxima de entrada do conversor.

Cada rendimento é medido na condição de potência de entrada na porcentagem da potência máxima indicada pelo método e esta medida é multiplicada pelo respectivo peso. Os pesos e as frações de potência de entrada para cada método são mostrados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Pesos e frações de potência máxima para os métodos de cálculo de rendimento americano e europeu.

Método Europeu		Método Americano	
Peso (a_n)	Fração de potência máxima ($P_{IN}/P_N * 100$)	Peso (a_n)	Fração de potência máxima ($P_{IN}/P_N * 100$)
0,03	5%	0,04	10%
0,06	10%	0,05	20%
0,13	20%	0,12	30%
0,1	30%	0,21	50%
0,48	50%	0,53	75%
0,2	100%	0,05	100%

Fonte: Adaptado de (ONGUN; ÖZDEMİR, 2013).

Os valores de rendimento medidos em bancada para cada fração de potência são mostrados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2– Rendimentos obtidos por fração de potência de entrada.

Fração de potência máxima ($P_{IN}/P_N * 100$)	Potência de entrada (W)	Rendimento medido (%)
5%	19,5	82,72
10%	39	88,62
20%	78	91,16
30%	117	91,46
50%	195	91,76
75%	292,5	91,08
100%	390	89,51

Fonte: Elaborado pelo autor.

O rendimento máximo conseguido foi de 91,76% para uma potência de entrada de 50% do valor nominal.

Os valores de rendimento europeu e americano são apresentados em (5.4) e (5.5).

$$\eta_{EUR} = 0,03 \cdot 82,72 + 0,06 \cdot 88,62 + 0,13 \cdot 91,16 + 0,1 \cdot 91,46 + 0,48 \cdot 91,76 + 0,2 \cdot 89,51 = 90,74\% \quad (5.4)$$

$$\eta_{CEC} = 0,04 \cdot 88,62 + 0,05 \cdot 91,16 + 0,12 \cdot 91,46 + 0,21 \cdot 91,76 + 0,53 \cdot 91,08 + 0,05 \cdot 89,51 = 91,09\% \quad (5.5)$$

5.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou os resultados de simulação usando dimensionamentos dos componentes apresentados no Capítulo 4. Verificou-se que as formas de onda apresentaram resultados compatíveis com os valores obtidos nos equacionamentos do Capítulo 3, validando assim parcialmente a proposta para o conversor.

Em seguida foram apresentados o protótipo do conversor, a bancada de ensaios e os métodos adotados para a emulação do módulo FV funcionando em condições de máxima potência e para a emulação da microrrede com seu barramento c.c..

Foram também mostrados os resultados de medição das formas de onda dos componentes, em que foi verificado um significativo desvio dos resultados de simulação, devido à saturação do núcleo do transformador, fazendo-se necessário realizar os ensaios em potências menores que a nominal para conseguir as formas de onda próximas do que era esperado.

Por fim foi calculado o rendimento geral do conversor, em que para o padrão Europeu foi obtido um rendimento de 90,74% e para o padrão americano foi obtido um rendimento de 91,09%. O rendimento máximo do conversor foi de 91,76% obtido com 50% da potência nominal de entrada.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento, construção e testes de um conversor c.c.-c.c. de alto ganho com isolamento galvânica, com baixa ondulação de corrente na entrada e na saída, com o objetivo de alimentar microrredes e nanorredes padronizadas em 380 V por meio de conversão fotovoltaica.

O trabalho apresentou em resumo o panorama energético brasileiro, com destaque para a contribuição da geração de energia solar fotovoltaica e seu potencial de crescimento nos próximos anos, por meio da modalidade de geração distribuída conectada à matriz elétrica brasileira. Foi apresentado também o conceito de microrredes e nanorredes, com alimentação local em corrente contínua. Foram apresentados os padrões de tensão atuais e as possíveis soluções já desenvolvidas para converter a tensão baixa de um módulo fotovoltaico em tensões na ordem dos 380 V.

Uma revisão bibliográfica foi feita com o objetivo de apresentar as técnicas conhecidas de elevação de tensão em conversores c.c.-c.c. que foram usadas na proposta deste trabalho.

Em seguida foi apresentada a topologia desenvolvida para este trabalho, que tem como características fundamentais:

- Isolamento galvânica, para atender a alguns padrões internacionais que a exigem;
- Baixa ondulação de corrente na entrada, visando facilitar o rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT);
- Baixa ondulação de corrente na saída, o que garante a característica de fonte de corrente ao conversor e evita o fenômeno de batimento e evitando interferir na potência injetada por outros conversores no barramento c.c..

As etapas de funcionamento do conversor foram descritas, os equacionamentos das etapas foram estabelecidos e a partir destes foi deduzida a equação do ganho estático. Também foram estabelecidas as equações de esforços de tensão e corrente que permitiram a escolha dos componentes que foram usados na montagem do protótipo, bem como as equações para o cálculo das perdas, que permitiu estimar o rendimento do conversor.

O capítulo 4 mostrou o uso das equações do capítulo 3 para a obtenção dos parâmetros de projeto dos componentes, foram apresentados os componentes escolhidos para a montagem do protótipo, e com os componentes definidos foram calculadas as perdas, que resultaram num rendimento estimado em 95,73%.

Foram feitas simulações para validar os cálculos e fazer pequenas correções de dimensionamentos. As formas de onda puderam ser obtidas para que posteriormente fossem comparadas com as formas de onda medidas no protótipo. Os resultados de simulação se mostraram satisfatórios quando comparados com os cálculos teóricos dos equacionamentos.

Os resultados experimentais foram obtidos pelos ensaios com o conversor sendo alimentado por um módulo FV operando em paralelo com uma fonte de tensão, emulando assim o comportamento do módulo em condições constantes de máxima potência, tendo em vista que em campo não se pode garantir as condições de máxima potência pelas variações constantes do clima local. O conversor foi ligado na saída a uma fonte c.c. de 380 V junto a um banco de resistores e a um capacitor, emulando assim um barramento c.c. de uma microrrede.

Pelos resultados experimentais pode-se constatar que inicialmente houve um aquecimento excessivo do transformador e dos *MOSFETs* do conversor, e a medição das formas de onda permitiu constatar uma saturação no núcleo do transformador. Houve uma revisão dos cálculos e a troca do componente, e notou-se que houve uma expressiva melhora, embora o problema não tenha sido eliminado, conforme foi constatado pelas formas de onda obtidas depois da troca. A falha em não se eliminar a saturação pode ser estudada para que o projeto do transformador possa ser refinado.

Verificou-se que ao fazer o conversor operar em uma potência mais baixa, as formas de onda obtidas por medição são compatíveis com as formas de onda previstas por simulação, pois a corrente nominal é elevada e faz com que a corrente de magnetização do transformador trabalhe próximo à saturação. A potência de entrada foi reduzida para 25% da potência nominal do conversor para que as formas de onda pudessem ser obtidas.

A saturação do transformador refletiu negativamente no rendimento do conversor, cujos valores foram medidos segundo os padrões Europeu e Americano (CEC) de comparação entre sistemas fotovoltaicos. Os rendimentos gerais calculados para os padrões Europeu e Americano foram de respectivamente de 90,74% e 91,09%. O rendimento máximo foi conseguido com 50% da potência nominal de entrada, sendo de 91,76%.

Como sugestão de trabalhos futuros, podem ser apontados:

- Redimensionamento do transformador com outros tipos e materiais de núcleo, observando o ponto em que o mesmo começa a saturar segundo o conceito de ciclo de histerese apresentado no capítulo 05.
- Modificação da topologia do conversor, de forma que a componente contínua na corrente de magnetização do transformador seja eliminada.

PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE DESTE TRABALHO

Artigo publicado em congresso nacional

PONTES, ANDERSON P.; VIEIRA, HUGO DOS S.; SÁ JR., EDILSON M.; Isolated High Gain DC-DC Converter with Low Input and Output Current Ripple for Photovoltaic System Applications. **2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**, 2021.

Artigo publicado em congresso internacional

PONTES, ANDERSON P.; VIEIRA, HUGO DOS S.; SÁ JR., EDILSON M.; Conversor De Alto Ganho Com Baixa Ondulação De Corrente De Entrada E De Saída Para Aplicações Em Sistemas Fotovoltaicos. **2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, 2021.

REFERÊNCIAS

- AMIR, A. et al. Comparative analysis of high voltage gain DC-DC converter topologies for photovoltaic systems. **Renewable Energy**, v. 136, p. 1147–1163, 2019.
- ANDRADE, A. M. S. S. et al. Integrated Quadratic-Boost-Zeta converter for high voltage gain applications. **2014 11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, IEEE INDUSCON 2014 - Electronic Proceedings**, 2014.
- ANEEL. **Resolução Normativa nº 482 de 2012**. [s.l: s.n.].
- ANEEL. **Resolução Normativa nº 687 de 2015**. [s.l: s.n.].
- ANEEL. Nota Técnica nº 0056/2017. p. 26, 2017.
- ANEEL. **Unidades Consumidoras com geração distribuída**. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD_Classe.asp>. Acesso em: 01 set. 2022.
- ANSARI, S. A.; MOGHANI, J. S. A Novel High Voltage Gain Noncoupled Inductor SEPIC Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 9, p. 7099–7108, 2019.
- ARAÚJO, F. C. DE. **CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO COM CARACTERÍSTICA DE FONTE DE CORRENTE NA SAÍDA PARA APLICAÇÕES EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS E INJEÇÃO DE CORRENTE EM NANORREDES**. [s.l.] Universidade Federal do Ceará, 2017.
- ASSIS, D.; BRAGA, P. C. HIGH-VOLTAGE-GAIN INTEGRATED BOOST-SEPIC DC-DC CONVERTER. p. 336–344, 2019.
- BAEK, J. W. et al. High boost converter using voltage multiplier. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, v. 2005, n. 2, p. 567–572, 2005.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 5ª ed. Florianópolis: [s.n.].
- BURMESTER, D. et al. A review of nanogrid topologies and technologies. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 67, p. 760–775, 2017.
- CABRAL, J. B. R. F. et al. A new high gain non-isolated DC-DC boost converter for photovoltaic application. **2013 Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2013 - Proceedings**, p. 569–574, 2013.
- CASTRO, L. A. DE. **Projeto de conversor CC/CC Z-source aplicado ao sistema fotovoltaico interligado a uma microrrede CC**. [s.l.] Universidade Federal do Ceará, 2016.
- DOE (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY). **How Microgrids Work**. Disponível em: <<https://www.energy.gov/articles/how-microgrids-work>>. Acesso em: 30 dez. 2019.
- DRAGIČEVIĆ, T. et al. DC Microgrids - Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3528–3549, 2016.

EIA (U.S. ENERGY INFORMATION AND ADMINISTRATION). **International energy outlook 2017**. Washington (DC): [s.n.].

EL KHATEB, A. H. et al. DC-to-DC Converter With Low Input Current Ripple for Maximum Photovoltaic Power Extraction. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 4, p. 2246–2256, 2015.

EMERGE ALLIANCE. **EMerge Alliance**. Disponível em: <<https://www.emergealliance.org/>>.

EPE (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA). **Plano Decenal de Expansão de Energia 2029**. Rio de Janeiro: [s.n.].

EPE (EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA). **Balço Energético Nacional 2019: Ano base 2018**. Rio de Janeiro: [s.n.].

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics 2nd Edition**. 2nd. ed. New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.

FAISTEL, T. M. K. et al. Modelling and control of DC-DC Ćuk converter with R2P2 and voltage multiplier cells for PV applications. **IET Power Electronics**, v. 12, n. 9, p. 2214–2223, 2019.

FILHO, W. P. B. et al. Expansão da energia solar fotovoltaica no Brasil: Impactos ambientais e políticas públicas. **Revista Gestão & Sustentabilidade Ambiental**, 2015.

FOROUZESH, M. et al. Step-Up DC – DC Converters : A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques ., **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017.

FOROUZESH, M. et al. High-Efficiency High Step-Up DC-DC Converter with Dual Coupled Inductors for Grid-Connected Photovoltaic Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 5967–5982, 2018.

GHAREEB, A. T.; MOHAMED, A. A.; MOHAMMED, O. A. **DC microgrids and distribution systems: An overview**. 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting. **Anais...2013**

GOPI, R. R.; SREEJITH, S. Converter topologies in photovoltaic applications – A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 94, n. December 2017, p. 1–14, 2018.

GULES, R.; PFITSCHER, L. L.; FRANCO, L. C. An interleaved boost DC-DC converter with large conversion ratio. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, v. I, p. 411–416, 2003.

JA SOLAR. **395W PERC Module JAM72S09 375-395/PR Series**, 2019.

KAZIMIERCZUK, M. K. **High-Frequency Magnetic Components**. 2nd Ed ed. UK: John Wiley & Sons, 2014.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters**. 2nd Ed. ed. UK: John Wiley & Sons, 2016.

KONDRATH, N.; KAZIMIERCZUK, M. K. Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode. **IET Power Electronics**, v. 3, n. 6, p. 989–1000, 2010.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3^a ed. ed. [s.l.: s.n.].

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA (MME). **Relatório Smart Grid do Grupo de Trabalho de Redes Elétricas Inteligentes**. [s.l.: s.n.].

MORAN, E. F. et al. Sustainable hydropower in the 21st century. **Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America**, v. 115, n. 47, p. 11891–11898, 2018.

OLIVEIRA, T. R. DE. **Distribuição local de energia em corrente contínua: estudo, desenvolvimento e implementação de um protótipo de nanorrede c.c. dedicado aos setores residencial e comercial**. [s.l.] UFMG, 2016.

ONGUN, I.; ÖZDEMİR, E. Weighted efficiency measurement of PV inverters: Introducing η_{IZMIR} . **Journal of Optoelectronics and Advanced Materials**, v. 15, n. 5–6, p. 550–554, 2013.

ORTIZ-LOPEZ, M. G. et al. Modelling and analysis of switch-mode cascade converters with a single active switch. **IET Power Electronics**, v. 1, n. 4, p. 478–487, 2008.

PARK, K. B.; MOON, G. W.; YOUN, M. J. Nonisolated high step-up boost converter integrated with sepic converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 9, p. 2266–2275, 2010.

PARK, K. B.; MOON, G. W.; YOUN, M. J. High step-up boost converter integrated with a transformer-assisted auxiliary circuit employing quasi-resonant operation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 4, p. 1974–1984, 2012.

PEREIRA, E. B. et al. **Atlas Brasileiro de Energia Solar**. 2^a ed. [s.l.: s.n.].

QIN, S.; KIM, K. A.; PILAWA-PODGURSKI, R. C. N. Laboratory emulation of a photovoltaic module for controllable insolation and realistic dynamic performance. **2013 IEEE Power and Energy Conference at Illinois, PECEI 2013**, p. 23–29, 2013.

REVATHI, B. S.; PRABHAKAR, M. Non isolated high gain DC-DC converter topologies for PV applications – A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 66, p. 920–933, 2016.

SABZALI, A. J.; ISMAIL, E. H.; BEHBEHANI, H. M. High voltage step-up integrated double Boost-Sepic DC-DC converter for fuel-cell and photovoltaic applications. **Renewable Energy**, v. 82, p. 44–53, 2015.

SATHYAN, S. et al. ZVS-ZCS High Voltage Gain Integrated Boost Converter for DC Microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 11, p. 6898–6908, 2016.

SEDAGHATI, F. et al. A High-Efficiency Non-Isolated High-Gain Interleaved DC-DC Converter with Reduced Voltage Stress on Devices. **2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, PEDSTC 2019**, n. Ccm, p. 729–734, 2019.

TOFOLI, F. L. et al. Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter. **IET Power Electronics**, v. 8, n. 10, p. 2044–2057, 2015.

UPADHYAY, P.; KUMAR, R. A high gain cascaded boost converter with reduced voltage stress for PV application. **Solar Energy**, v. 183, n. July 2018, p. 829–841, 2019.

WATSON, R.; LEE, F. C.; HUA, G. C. Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 1, p. 162–169, 1996.

WU, T. F. et al. Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 1, p. 154–162, 2005.

YUE, X. et al. A modulation and sampling based modeling method for the nonlinearities of power converters and its application analysis. **2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2015**, n. 28, p. 1–10, 2015.

YUE, X. et al. A frequency domain model for beat frequency oscillation analysis in microgrid. **2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2016 ECCE Europe**, p. 1–10, 2016.

YUE, X. et al. Beat Frequency Oscillation Analysis for Power Electronic Converters in DC Nanogrid Based on Crossed Frequency Output Impedance Matrix Model. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 4, p. 3052–3064, 2018.

APÊNDICE A – CÁLCULO DO INTERVALO CÍCLICO δ

O valor de δ pode ser obtido quando se obtém o valor de pico da corrente na indutância de dispersão (I_{Lk_pk}) e a tensão na mesma indutância (v_{Lk}) no intervalo δT_S . Para se obter I_{Lk_pk} , primeiro deve-se admitir que a corrente média de saída I_O é igual à corrente média em D_I , conforme é dado em (1).

$$\overline{I_{D_I}} = I_O \quad (1)$$

A partir de (1), pode-se relacionar a corrente de pico do diodo D_I com a corrente média de saída I_O conforme mostrado em (2).

$$I_{D_I_pk} = \frac{2I_O}{(1-D)} \quad (2)$$

O cálculo em (2) permite o cálculo da corrente de pico do secundário do transformador I_{sec_pk} , mostrado em (3).

$$I_{sec_pk} = \frac{I_O(3+D)}{(1-D)} \quad (3)$$

Para o cálculo da corrente no primário do transformador, deve-se primeiro admitir que a corrente de magnetização I_{Lm} é aproximadamente constante e igual à corrente de saída I_O refletida para o primário, conforme mostrado em (4).

$$I_{Lm} = n \cdot I_O \quad (4)$$

Em seguida a corrente de magnetização da corrente I_{sec_pk} refletida para o primário é subtraída. O resultado é a corrente I_{Lk_pk} conforme mostrado em (5).

$$I_{Lk_pk} = \frac{2n \cdot I_O(1+D)}{(1-D)} \quad (5)$$

A tensão na indutância de dispersão v_{Lk} no intervalo δT_S depende da tensão nos capacitores C_I e C_4 neste intervalo de tempo e é mostrada em (6).

$$V_{Lk}^{(t)} = \frac{V_O}{2n} \cdot \left[1 + \frac{(1-D)}{kD} \right] \quad (6)$$

O tempo que L_k leva para descarregar é dado por (7).

$$\Delta t = L_k \cdot \frac{\Delta I_{Lk}}{V_{Lk}^{(I)}} \quad (7)$$

Admite-se que o intervalo de tempo Δt é aproximadamente igual a δT_S e que a variação de corrente no indutor é I_{Lk_pk} , pois neste ponto também é feita uma aproximação em que a corrente mínima é igual a zero.

O fator de qualidade Q é definido como a relação entre a indutância de dispersão L_k , a resistência da carga R_O (ou a razão V_O/I_O), e a frequência de chaveamento f_S , conforme mostrado em (8).

$$Q = \frac{L_k \cdot f_S}{R_O} \quad (8)$$

Substituindo (5), (6) e (8) em (7), pode-se obter o valor de δ em função do fator de qualidade Q , do fator de acoplamento k , da relação de transformação n e da razão cíclica D conforme mostrado em (9).

$$\delta = 4 \cdot n^2 \cdot Q \cdot \left[\frac{k(D+1)}{D(1-k) + (k-2) + \left(\frac{1}{D}\right)} \right] \quad (9)$$

APÊNDICE B – PROJETO DO TRANSFORMADOR

Autoria: Prof. Edilson Mineiro, Adaptação: Anderson Paulino

$P_{in} := 390$	[W]	Potência de entrada
$\eta := 0.96$		Rendimento do transformador
$P_{out} := P_{in} \cdot \eta = 374.4$	[W]	Potência de saída (potência processada pelo núcleo).
$V_o := 380$	[V]	Tensão no barramento.
$I_o := \frac{P_{out}}{V_o} = 0.985$	[A]	Corrente de saída
$k_t := 0.71$		Fator da Topologia
$k_u := 0.40$		Fator de Utilização da Janela (0.40 para todas as topologias)
$k_p := 0.50$		Fator da Area do Primario
$k := k_t \cdot k_u \cdot k_p = 0.142$		
$J_{fio} := 350$	[A/cm ²]	Densidade de corrente (usualmente 420 A/cm ²)
$f := 50000$	[Hz]	Frequência de operação do transformador
$D_{max} := 0.7$		Razão cíclica máxima
$V_{in} := 40.21$	[V]	Tensão de entrada
$\Delta V_{in} := V_{in} \cdot 0.01 = 0.402$	[V]	Varição da Tensão de entrada
$I_{pmax} := 9.75$	[A]	Corrente nominal de entrada (saída do painel no ponto de máxima potência)
$I_{t1_ef} := 8.42$	[A]	Corrente eficaz no primário
$I_{t2_ef} := 3.49$	[A]	Corrente eficaz no secundário
$I_{RMS_primario} := I_{t1_ef}$		
$I_{RMS_secundario} := I_{t2_ef}$		
$\Delta B := 0.5$	[T]	Varição da densidade do fluxo magnético (2 x B _{saturacao})
$a := \frac{1}{2.442} = 0.41$		Ajuste da Relação de transformação
$V_{t1_ef} := 59.88$	[V]	Tensão eficaz no primário obtido por simulação

Obs.: Geralmente para um transformador de um push-pull, para evitar a saturação, é utilizado uma densidade de fluxo máximo de 0.15 T, o que equivale a uma variação da densidade de fluxo magnético de 0.3 T. Para um push-pull com entrada em corrente e contínua (MCC), por não haver desequilíbrio de corrente nos enrolamentos, a densidade de fluxo magnético pode ser mais elevada. A variação da densidade do fluxo magnético depende das perdas e o seu valor deve ser reduzido quando a frequência é elevada.

A tabela 1 mostra os fatores dos principais configurações.

Tab. 1 - Os fatores das principais configurações.

		K	K_t	K_u	K_p
Forward Converter	SE/SE	0.141	0.71	0.40	0.50
Bridge/Half Bridge	SE/CT	0.165	1.0	0.40	0.41
Full Wave Center-Tap	CT/CT	0.141	1.41	0.40	0.25

Escolha do núcleo é definido pelo AeAw, mostrada nos três métodos abaixo.

Método 01

$$P_{in_tr} := 524.27$$

$$AeAw1 := \left(\frac{P_{in_tr} \cdot 10^4}{k_t \cdot k_u \cdot k_p \cdot J_{fio} \cdot \Delta B \cdot 2 \cdot f} \right)^{1.143}$$

$$AeAw1 = 2.347 \quad [cm^4]$$

Método 02 - Cálculo de AeAw conforme Dixon.

$$K_d := 0.014$$

$$P_{out_tr} := 499.48$$

$$AeAw2 := \left(\frac{P_{out_tr}}{K_d \cdot \Delta B \cdot f} \right)^{\left(\frac{4}{3} \right)}$$

$$AeAw2 = 1.607$$

Método 03 - Cálculo de AeAw conforme McLyman.

$$P_1 := 524.27$$

Potência de entrada do trafo baseada na simulação do conversor.

$$P_2 := 499.48$$

Potência de saída do trafo baseada na simulação do conversor.

$$P_t := P_1 + P_2 = 1.024 \times 10^3$$

$$k_f := \frac{2}{\sqrt{[D_{max}(1 - D_{max})]}} = 4.364$$

$$B_m := 0.25$$

$$AeAw3 := \left(\frac{P_t \cdot 10^4}{k_f \cdot k_u \cdot B_m \cdot J_{fio} \cdot f} \right)$$

$$AeAw3 = 1.34$$

Foi escolhido o método 01 para o dimensionamento inicial do núcleo. Posteriormente deve ser feita a verificação da saturação do núcleo pelas dimensões do circuito magnético do núcleo escolhido

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

nucleo := "EE5525_Mag"

$$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \end{pmatrix} := \begin{cases} \begin{pmatrix} 0.825 \\ 0.699 \\ 4.238 \\ 0.577 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE28/11"} \\ \begin{pmatrix} 0.6 \\ 1.19 \\ 2.45 \\ 0.714 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE3007_Mag"} \\ \begin{pmatrix} 1.22 \\ 1.19 \\ 8.174 \\ 1.45 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE3014_Mag"} \\ \begin{pmatrix} 1.53 \\ 1.7 \\ 6.164 \\ 2.6 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE4012_Mag"} \\ \begin{pmatrix} 2.4 \\ 2.56 \\ 12.69 \\ 6.14 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE4220_Mag"} \\ \begin{pmatrix} 4.22 \\ 3.756 \\ 28.84 \\ 15.85 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE5525_Mag"} \\ \begin{pmatrix} 2.644 \\ 5.478 \\ 36.475 \\ 14.484 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE65/13"} \end{cases}$$

$$A_L := 7950 \cdot 10^{-9}$$

AL = 7950*10⁻⁹ considerando núcleo 5525 de material 139

$$Ae = 4.22 \quad [\text{cm}^2]$$

$$Aw = 3.756 \quad [\text{cm}^2]$$

$$AeAw = 15.85 \quad [\text{cm}^4]$$

$$Ve = 28.84 \quad [\text{cm}^3]$$

$$T_{on_max} := \frac{(1 - D_{max})}{f} = 6 \times 10^{-6}$$

$$V_{primario} := 89.45 \quad [V]$$

Tensão de pico no primário obtido por simulação

Método 01 - Número mínimo de espiras do primário (para cada enrolamento).

$$Num_espiras_min := \left(\frac{T_{on_max} \cdot V_{primario} \cdot 10^4}{Ae \cdot \Delta B} \right)$$

$$Num_espiras_min = 2.544$$

Método 02 - Número mínimo de espiras do primário segundo McLyman.

$$Num_espiras_min := \left(\frac{V_{t1_ef} \cdot 10^4}{k_f \cdot B_m \cdot f \cdot Ae} \right)$$

$$Num_espiras_min = 2.601$$

$$Num_espiras_adotado_pri := \text{ceil}(Num_espiras_min)$$

$$Num_espiras_adotado_pri = 3$$

$$Num_espiras_adotado_pri = 5$$

<<< Redefine o número de espiras

$$Num_espiras_sec := \frac{Num_espiras_adotado_pri}{a}$$

$$Num_espiras_sec = 12.21$$

$$Num_espiras_adotado_sec := \text{round}(Num_espiras_sec)$$

$$Num_espiras_adotado_sec = 12$$

$$A_L = 7.95 \times 10^{-6}$$

$$L_{m_pri} := Num_espiras_adotado_pri^2 \cdot A_L = 1.988 \times 10^{-4}$$

Indutância de magnetização vista do primário

$$L_{m_sec} := Num_espiras_adotado_sec^2 \cdot A_L = 1.145 \times 10^{-3}$$

Indutância de magnetização vista do secundário

$$L_{Lk1} := L_{m_pri} \cdot 0.01 = 1.988 \times 10^{-6}$$

Conversão do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$AWG(Diametro_fio) := \left| \begin{array}{l} r \leftarrow 50 \\ \text{while } Diametro_fio \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ r \leftarrow r - 1 \\ r \end{array} \right.$$

Enrolamento Primário

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$P := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} \quad \text{Profundidade de penetração}$$

$$\text{Diametro_máximo} := 2 \cdot P \quad \text{Diametro_máximo} = 0.068 \quad [\text{cm}^2]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor. Logo o seu valor será:

$$\text{Diametro_otimo} := 2 \cdot P \cdot 0.50$$

$$\text{Diametro_otimo} = 0.034 \quad [\text{cm}^2]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_otimo}) = 27 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado_pri} := \text{AWG}(\text{Diametro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado_pri} = 27 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado_pri} := 23 \quad \lll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO PRIMÁRIO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_p := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado_pri}}{20}} \quad D_p = 0.057$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_p}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio_pelicular}} = 0.002573$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{RMS_primario}}}{J_{\text{fio}}} \quad A_{\text{Cu}} = 0.024 \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\text{No_fiosParalelo_pri} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio_pelicular}}} \right) \quad \text{No_fiosParalelo_pri} = 10$$

$$A_{\text{PCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{\text{No_fiosParalelo_pr}} \quad A_{\text{PCu}} = 2.406 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$\text{AWG_utilizado_pri} = 23$$

$$\text{No_fiosParalelo_pri} = 10$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_x := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado_pr}}{20}} \quad D_x = 0.057$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio}} := \pi \cdot \left(\frac{D_x}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio}} = 0.002573$$

Densidade de corrente final

$$J_{\text{fio_pri_final}} := \frac{I_{\text{RMS_primario}}}{\text{No_fiosParalelo_priSfio}}$$

$$J_{\text{fio_pri_final}} = 327.231 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Dx_{\text{iso}} := Dx + 0.028 \cdot \sqrt{Dx} \quad Dx_{\text{iso}} = 0.064$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso_pri}} := \pi \cdot \left(\frac{Dx_{\text{iso}}}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio_iso_pri}} = 3.211 \times 10^{-3}$$

Enrolamento Secundário

$$AWG_{\text{utilizado_sec}} := AWG(\text{Diametro_otimo})$$

$$AWG_{\text{utilizado_sec}} = 27 \quad [\text{AWG}]$$

$$AWG_{\text{utilizado_sec}} := 23 \quad \lll\lll \text{ REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO NO SECUNDÁRIO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$Dp := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{\text{utilizado_sec}}}{20}} \quad Dp = 0.057$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{Dp}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio_pelicular}} = 0.002573$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{Cu} := \frac{I_{\text{RMS_secundario}}}{J_{\text{fio}}} \quad A_{Cu} = 9.971 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$\text{No_fiosParalelo_sec} := \text{ceil} \left(\frac{A_{Cu}}{S_{\text{fio_pelicular}}} \right) \quad \text{No_fiosParalelo_sec} = 4$$

$$A_{pCu} := \frac{A_{Cu}}{\text{No_fiosParalelo_sec}} \quad A_{pCu} = 2.493 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fio a ser utilizado

$$AWG_{\text{utilizado_sec}} = 23$$

$$\text{No_fiosParalelo_sec} = 4$$

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$Dx := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-AWG_{\text{utilizado_sec}}}{20}} \quad Dx = 0.057$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio}} := \pi \cdot \left(\frac{Dx}{2} \right)^2 \quad S_{\text{fio}} = 0.002573$$

Densidade de corrente final

$$J_{\text{fio_sec_final}} := \frac{I_{\text{RMS_secundario}}}{\text{No_fiosParalelo_secSfio}} \quad J_{\text{fio_sec_final}} = 339.084 \quad [\text{A/cm}^2]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$Dx_{iso} := Dx + 0.028 \cdot \sqrt{Dx} \quad Dx_{iso} = 0.064$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$Sfio_{iso_sec} := \pi \cdot \left(\frac{Dx_{iso}}{2} \right)^2 \quad Sfio_{iso_sec} = 3.211 \times 10^{-3}$$

Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol_pri} := Sfio_{iso_pri} \cdot Num_espiras_adotado_pri \cdot No_fiosParalelo_pr$$

$$A_{Cu_isol_pri} = 0.161 \quad [cm^2]$$

$$n_{enr_sec} := 1 \quad [\text{numero de enrolamento do secundário}]$$

$$A_{Cu_isol_sec} := (Sfio_{iso_sec} \cdot Num_espiras_adotado_sec \cdot No_fiosParalelo_se) \cdot n_{enr_sec}$$

$$A_{Cu_isol_sec} = 0.154 \quad [cm^2]$$

$$ku_{pri} := \frac{2 \cdot A_{Cu_isol_pri}}{Aw}$$

$$ku_{pri} = 0.085$$

$$ku := \frac{A_{Cu_isol_pri} + A_{Cu_isol_sec}}{Aw} \quad ku = 0.084$$

$$Possibilidade := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } ku < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } ku \geq 0.4 \end{cases}$$

Possibilidade = "OK"

Quando o fator ku é menor 0.4, é possível a construção do trafo.

Perdas no Núcleo

$$nucleo = \text{"EE5525_Mag"}$$

$$Ve = 28.84 \quad [cm^3] \quad [\text{Volume do Núcleo}]$$

$$P_{unit_nuc} := 132.43 \quad [mW/cm^3] \quad [\text{Perda no núcleo escolhido na tabela acima em função da frequência e da variação do fluxo}]$$

$$P_{nucleo} := P_{unit_nuc} \cdot Ve \cdot 10^{-3} = 3.819 \times 10^0 \quad [W] \quad [\text{Perda no núcleo do trafo}]$$

Perdas no Cobre

$$L_{med_volta} := 84 \quad [mm]$$

$$I_{t1_ef} = 8.42 \quad [\text{valores obtidos por simulação}]$$

$$I_{t2_ef} = 3.49$$

$$n_1 := Num_espiras_adotado_pri = 5 \quad [esp]$$

$$n_2 := Num_espiras_adotado_sec = 12 \quad [esp]$$

$$\rho_1 := 130.7 \quad [\Omega / km] \quad [AWG 26]$$

$$\rho_2 := 130.7 \quad [\Omega / km] \quad [AWG 26]$$

$n_{1_paral} := \text{No_fiosParalelo_pri} = 10$ [número de fios em paralelo]

$n_{2_paral} := \text{No_fiosParalelo_sec} = 4$ [número de fios em paralelo]

$$R_{1_cu} := \frac{(n_1 \cdot L_{med_volta} \cdot \rho_1)}{n_{1_paral} \cdot 10^6} = 5.489 \times 10^{-3} \quad [\Omega]$$

$$R_{2_cu} := \frac{(n_2 \cdot L_{med_volta} \cdot \rho_2)}{n_{2_paral} \cdot 10^6} = 0.033 \quad [\Omega]$$

$$P_{1_cu} := R_{1_cu} \cdot I_{t1_ef}^2 = 0.389 \quad [W]$$

$$P_{2_cu} := R_{2_cu} \cdot I_{t2_ef}^2 = 0.401 \quad [W]$$

Perdas totais no transformador:

$$P_{total_trafo} := P_{nucleo} + P_{1_cu} + P_{2_cu} = 4.61 \quad [W]$$

Resumo do Transformador:

nucleo = "EE5525_Mag" [Nucleo utilizado]

Num_espiras_adotado_pri= 5 [Número de espiras]

AWG_utilizado_pri= 23 [AWG] [Tipo de Fio]

No_fiosParalelo_pri= 10 [Número de fios em paralelo]

$J_{fio_pri_final} = 327.231$ [A/cm²]

Num_espiras_adotado_sec= 12 [Número de espiras]

AWG_utilizado_sec= 23 [AWG] [Tipo de Fio]

No_fiosParalelo_sec= 4 [Número de fios em paralelo]

$J_{fio_sec_final} = 339.084$ [A/cm²]

$P_{total_trafo} = 4.61 \times 10^0$ [W] [Perdas total no Magnético]

ku = 0.084 [Possibilidade de execução ku<0.4]

Possibilidade= "OK"

Estimativa das dimensões do núcleo para evitar saturação

$$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7} = 1.257 \times 10^{-6}$$

Permeabilidade magnética do vácuo

$$\mu_r := 1575 = 1.575 \times 10^3$$

Permeabilidade relativa do ferrite

Valores das dimensões lineares dos núcleos Magmattec

nucleo := "EE5525_Mag"

$$\begin{pmatrix} A_{\text{nucleo}} \\ B_{\text{nucleo}} \\ C_{\text{nucleo}} \\ D_{\text{nucleo}} \\ E_{\text{nucleo}} \\ F_{\text{nucleo}} \end{pmatrix} := \begin{cases} \begin{pmatrix} 41 \\ 29 \\ 16 \\ 11 \\ 12 \\ 12 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE4012_Mag"} \\ \begin{pmatrix} 30 \\ 20 \\ 15 \\ 9.7 \\ 7.2 \\ 7.3 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE3007_Mag"} \\ \begin{pmatrix} 42 \\ 30 \\ 21 \\ 15 \\ 12 \\ 20 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE4220_Mag"} \\ \begin{pmatrix} 55 \\ 38 \\ 28 \\ 19 \\ 17 \\ 25 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE5525_Mag"} \\ \begin{pmatrix} 67 \\ 44 \\ 33 \\ 22 \\ 20 \\ 27 \end{pmatrix} & \text{if nucleo = "EE6527_Mag"} \end{cases}$$

Dimensões lineares em mm segundo a folha de dados da Magmattec para cálculo do comprimento do circuito magnético

$$A_{\text{nucleo}} = 55$$

$$B_{\text{nucleo}} = 38$$

$$C_{\text{nucleo}} = 28$$

$$D_{\text{nucleo}} = 19$$

$$E_{\text{nucleo}} = 17$$

$$F_{\text{nucleo}} = 25$$

$$A_1 := E_{\text{nucleo}} \cdot F_{\text{nucleo}} = 425 \quad [\text{mm}^2] \text{ Área do ramo central}$$

$$A_2 := \frac{(A_{\text{nucleo}} - B_{\text{nucleo}})}{2} \cdot F_{\text{nucleo}} = 212.5 \quad [\text{mm}^2] \text{ Área do braço}$$

$$A_3 := (C_{\text{nucleo}} - D_{\text{nucleo}}) \cdot F_{\text{nucleo}} = 225 \quad [\text{mm}^2] \text{ Área inferior e superior}$$

$$l_1 := \frac{E_{\text{nucleo}}}{2} + \frac{(A_{\text{nucleo}} - B_{\text{nucleo}})}{4} + \frac{(B_{\text{nucleo}} - E_{\text{nucleo}})}{2} = 23.25 \quad [\text{mm}] \text{ altura das colunas}$$

$$l_2 := 2 \cdot D_{\text{nucleo}} + (C_{\text{nucleo}} - D_{\text{nucleo}}) = 47 \quad [\text{mm}] \text{ comprimento das vigas}$$

$$l_{\text{medio}} := 2 \cdot (l_1 + l_2) = 140.5 \quad [\text{mm}] \text{ comprimento médio do circuito magnético}$$

Cálculo da corrente de saturação pela relação $NI=B \cdot l / \mu_0$

$$B_{\text{max}} := 0.3 \quad [\text{T}] \text{ [Densidade de fluxo máxima admitida]}$$

$$N_1 := 5 \quad [\text{Número de espiras no primário}]$$

$$I_{\text{m_max}} := \frac{(B_{\text{max}} \cdot l_{\text{medio}}) \cdot 10^{-3}}{N_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} = 4.259 \quad [\text{A}] \text{ [Corrente de magnetização máxima suportada pelo núcleo antes da saturação]}$$

$$I_{\text{m_max_simu}} := 3 \quad [\text{A}] \text{ Módulo da corrente DC máxima segundo simulação}$$

$$l_{\text{minimo}} := \frac{(I_{\text{m_max_simu}} \cdot N_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r)}{B_{\text{max}} \cdot 10^{-3}} = 98.96$$

O núcleo 5525 tem comprimento médio maior que o comprimento mínimo calculado, portanto é apto para o projeto

APÊNDICE C – PROJETO DO INDUTOR DE ENTRADA (L₁)

Autoria: Prof. Edilson Mineiro, Adaptação: Anderson Paulino

1 - Especificações:

$L := 1.897 \cdot 10^{-4}$	[H]	[Indutância]
$I_{L_{CC}} := 9.682$	[A]	[Variação da corrente]
$\Delta I_L := I_{L_{CC}} \cdot 0.3 = 2.905$	[A]	[Valor médio de corrente]
$I_{L_{peak}} := I_{L_{CC}} + \frac{\Delta I_L}{2} = 11.134$	[A]	[Valor de pico da corrente]
$I_{L_{rms}} := I_{L_{CC}} = 9.682$	[A]	[Valor eficaz da corrente]
$f := 50000$	[Hz]	[Frequencia de operação]
$D_{max} := 0.69$		[Ração cíclica para o conversor]
$K_w := 0.4$		[Fator de enrolamento]
$J := 400$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
$B_{max} := 0.3$	[T]	[Densidade de fluxo maximo]
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$\rho_c := 8$	[Ω *m]	[Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1]
$\rho_{Cu60} := 1.983 \cdot 10^{-8}$	[Ω *m]	[Resistividade do cobre p/ 60°C]

Harmônicos de corrente

$n := 1..5$ (Numero de harmônicos)

$$I_{mn} := \left| \Delta I_L \cdot \left[\frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{max})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{max})} \right] \right| = \dots$$

$$I_{mn} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1.138 \\ 0.32 \\ 0.033 \\ 0.059 \\ 0.054 \end{pmatrix}$$

Valores das harmônicas dependente de ΔI_L , para os conversores BUCK, BUCK-BOOST e BOOST!!!

2 - Escolha do fio:

Conversão do diâmetro para AWG

$$\pi := 3.141592654$$

$$\text{AWG}(\text{Diâmetro_fio}) := \begin{cases} r \leftarrow 50 \\ \text{while } \text{Diâmetro_fio} \geq \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}} \\ r \leftarrow r - 1 \\ r \end{cases}$$

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.034 \quad [\text{Profundidade de penetração}]$$

$$\text{Diametro_máximo} := 2 \cdot \delta = 0.068 \quad [\text{cm}]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e enlhamamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

$$\text{Diametro_otimo} := 2 \cdot \delta \cdot 0.35 = 0.024 \quad [\text{cm}]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_otimo}) = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado} = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := 23 \quad \llll \text{REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado}}{20}} \quad D_i = 0.057 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 = 2.573 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{rms}}}{J} = 0.024 \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio_pelicular}}} \right) = 10$$

$$A_{\text{PCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{N_{\text{fios}}} = 2.42 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{rms}}}{S_{\text{fio_pelicular}} N_{\text{fios}}} = 376.277 \quad [\text{A/cm}^2]$$

$$\text{Fio a ser utilizado} \quad \text{AWG_utilizado} = 23 \quad N_{\text{fios}} = 10$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i_iso} := D_i + 0.028 \cdot \sqrt{D_i} = 0.064 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2} \right)^2 = 3.211 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

3 - Escolha do núcleo:

$$AeAw := \frac{L \cdot \Pi_{rms} \cdot \Pi_{peak} \cdot 10^4}{Kw \cdot J \cdot B_{max}}$$

$$AeAw = 4.26 \quad [cm^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

nucleo := "EE4220_Mag"

Ae	0.6	
Aw	1.19	
Ve	2.45	
AeAw	0.714	if nucleo = "EE3007_Mag"
μ _{rc}	1750	
l _t	5.6	
l _e	6.7	
D	0.97	
	1.22	
	1.19	
	8.174	
	1.45	if nucleo = "EE3014_Mag"
	1750	
	6.7	
	6.7	
	0.97	
	1.53	
	1.7	
	6.164	
	2.6	if nucleo = "EE4012_Mag"
	1750	
	7	
	7.9	
	1.1	
	2.4	
	2.56	
	12.69	
	6.14	if nucleo = "EE4220_Mag"
	1750	
	10.5	
	9.7	
	1.5	

$A_e = 2.4$	[cm ²]	[Área da seção]
$A_w = 2.56$	[cm ²]	[Área da janela]
$V_e = 12.69$	[cm ³]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 6.14$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1750$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 10.5$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 9.7$	[cm]	[Comprimento efetivo]
$D = 1.5$	[cm]	[Comprimento da janela]

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{\text{peak}} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\text{max}}}$$

$$NL = 29.336 \quad [\text{espiras}]$$

$$\underline{NL} := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 29 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$lg = 0.134 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o número de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{A_{Cu} \cdot 4}{\pi}} = 0.176 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e_iso} := D_e + N_{\text{fios}} \cdot 0.028 \cdot \sqrt{D_e} = 0.293 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{\text{camadas}} := \frac{2D}{D_{e_iso}} = 10.243 \quad [\text{Numero de fios por camada}]$$

$$N_1 := \frac{NL}{N_{\text{camadas}}} = 2.831 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot N_{fio}$$

$$A_{Cu_isol} = 0.931 \quad [cm^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu_isol}}{A_w}$$

$$k_u = 0.364$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no indutor:

nucleo = "EE4220_Mag"		[Nucleo utilizado]
Ae = 2.4	[cm ²]	[Área da seção]
Aw = 2.56	[cm ²]	[Área da janela]
Ve = 12.69	[cm ³]	[Volume efetivo]
AeAw = 6.14	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1.75 \times 10^3$		[Permeabilidade relativa]
l _t = 10.5	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
l _e = 9.7	[cm]	[Comprimento efetivo]

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_v := 132.43 \cdot 10^{-3}$	[W/cm ³]	[Perdas relativas do núcleo à 80°C Datasheet]
$f_n := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação do núcleo, Datasheet]
$B_n := 0.15$	[T]	[Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]

5.1 Perdas no Núcleo

$$\Delta B := \frac{B_{max} \cdot \Delta I_L}{I_{peak}} = 0.078 \quad [T] \quad [\text{Variação da densidade de fluxo}]$$

$$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.039 \quad [T] \quad [\text{Valor de pico da variação da densidade}]$$

$$\alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_n)^2} = 117.716 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas do magnético - APROXIMAÇÃO}]$$

$$k_{ec} := \frac{1}{2\pi D_{max} (1 - D_{max})} = 0.744$$

$$K_E := k_{ec} \cdot \frac{A_e \cdot 10^{-4}}{\rho_c} = 22.322 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_H := B_m^2 \alpha \cdot f \cdot V_e = 0.114 \quad [\text{W}] \quad [\text{Perdas por histerese}]$$

$$P_E := B_m^2 K_E \cdot f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 1.084 \times 10^{-3} \quad [\text{W}] \quad [\text{Perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_n := P_H + P_E = 0.115 \quad [\text{W}] \quad [\text{Perdas do núcleo}]$$

5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := NL \cdot l_t = 304.5 \quad [\text{cm}]$$

5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_{cu60}}{N_{\text{fios}}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 23.467 \times 10^{-3} \quad [\Omega]$$

5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC (P_{wDC}) são dependentes da resistência (R_{wDC}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{Lc}^2 \cdot R_{wcc} = 2.2 \quad [\text{W}]$$

5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA (P_{wAC}) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor (Δi_L).

5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$$dp := 0.8 \quad (d_i / p) \quad (\text{Diâmetro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo"})$$

5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A_{ww} := \left(\frac{\pi}{4} \right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{D_i}{\delta} \right) \cdot \sqrt{dp} = 1.251$$

5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{RN_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[F_{RS_n} + 2 \cdot (N_1^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

5.3.6 Fator de Perdas do Enrolamento

$$F_{Rhca_n} := \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \left[F_{RN_n} \cdot \left(\frac{I_{mn_n}}{I_{L_{rms}}} \right)^2 \right] = \dots$$

$$FRhca := \sum F_{Rhca} = 0.025$$

5.3.7 Potência Dissipada CA pelo Enrolamento

$$P_{wca} := P_{wcc} \cdot FRhca = 0.054 \quad [W]$$

5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := P_{wcc} + P_{wca} = 2.254 \quad [W]$$

5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := P_w + P_n = 2.37 \quad [W]$$

6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE4220_Mag"		[Nucleo utilizado]
NL = 29		[Número de espiras]
AWG_utilizado = 23	[AWG]	[Tipo de Fio]
N_fios = 10		[Número de fios em paralelo]
lg = 0.134	[cm]	[Gap]
ku = 0.364		[Possibilidade de execução ku<0.4]
Possibilidade = "OK"		
J_final = 376.277	[A/cm ²]	[Densidade final de corrente]
P_H = 0.114	[W]	[Perdas por histerese no núcleo]
P_E = 1.084 × 10 ⁻³	[W]	[Perdas por corrente parasitas no núcleo]
P_n = 0.115	[W]	[Perdas totais no núcleo]
P_wcc = 2.2	[W]	[Perdas CC no cobre]
P_wca = 0.054	[W]	[Perdas CA no cobre]
P_w = 2.254	[W]	[Perdas totais no cobre]
P_t = 2.37	[W]	[Perdas totais no indutor]

APÊNDICE D – PROJETO DO INDUTOR DE SAÍDA (L₂)

Autoria: Prof. Edilson Mineiro, Adaptação: Anderson Paulino

1 - Especificações:

$L := 12 \cdot 10^{-3}$	[H]	[Indutância]
$I_{L_{CC}} := 0.9959$	[A]	[Valor médio de corrente]
$\Delta I_L := I_{L_{CC}} \cdot 0.1 = 0.1$	[A]	[Variação da corrente]
$I_{L_{peak}} := I_{L_{CC}} + \frac{\Delta I_L}{2} = 1.046$	[A]	[Valor de pico da corrente]
$I_{L_{rms}} := 0.9959$	[A]	[Valor eficaz da corrente]
$f := 50000$	[Hz]	[Frequencia de operação]
$D_{max} := 0.69$		[Ração cíclica para o conversor]
$K_w := 0.4$		[Fator de enrolamento]
$J := 400$	[A/cm ²]	[Densidade de corrente]
$B_{max} := 0.3$	[T]	[Densidade de fluxo maximo]
$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$	[Tm/A]	[Permeabilidade do ar]
$\rho_c := 8$	[Ω *m]	[Resistividade do núcleo 0.8 para IP12R, para núcleos melhores é próximo de 1]
$\rho_{Cu60} := 1.983 \cdot 10^{-8}$	[Ω *m]	[Resistividade do cobre p/ 60°C]
$P_v := 132.43 \cdot 10^{-3}$	[W/cm ³]	[Perdas relativas do núcleo à 80°C Datasheet]

Harmônicos de corrente

$n := 1..5$ (Numero de harmônicos)

$$I_{mn_n} := \left| \Delta I_L \cdot \left[\frac{\text{sinc}(n \cdot \pi \cdot D_{max})}{n \cdot \pi \cdot (1 - D_{max})} \right] \right| = \dots \quad I_{mn} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0.039 \\ 0.011 \\ 1.143 \times 10^{-3} \\ 2.018 \times 10^{-3} \\ 1.864 \times 10^{-3} \end{pmatrix}$$

Valores das harmônicas dependente de ΔI_L , para os conversores BUCK, BUCK-BOOST e BOOST!!!

2 - Escolha do fio:

Conversão do diâmetro para AWG

$\pi := 3.141592654$

```
AWG(Diametro_fio) :=
  r ← 50
  while Diametro_fio ≥  $\frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-r}{20}}$ 
  r ← r - 1
  r
```

Efeito pelicular sobre os enrolamentos:

$$\delta := \frac{7.6328}{\sqrt{f}} = 0.034 \quad [\text{Profundidade de penetração}]$$

$$\text{Diametro_máximo} := 2 \cdot \delta = 0.068 \quad [\text{cm}]$$

Otimizando o valor do diâmetro máximo para minimizar as perdas, é utilizado somente 37% deste valor (fator de aproximação e enlhamento das espiras) [Ver o livro do Keith Billings: 1999, Switchmode Power Supply Handbook, 2 ed., McGraw-Hill]. Logo o seu valor será:

$$\text{Diametro_otimo} := 2 \cdot \delta \cdot 0.35 = 0.024 \quad [\text{cm}]$$

$$\text{AWG}(\text{Diametro_otimo}) = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := \text{AWG}(\text{Diametro_otimo})$$

$$\text{AWG_utilizado} = 30 \quad [\text{AWG}]$$

$$\text{AWG_utilizado} := 27 \quad \lll\lll \text{ REDEFINE O FIO A SER UTILIZADO}$$

Diâmetro máximo do fio sem isolamento em centímetros:

$$D_i := \frac{2.54}{\pi} \cdot 10^{\frac{-\text{AWG_utilizado}}{20}} \quad D_i = 0.036 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio sem isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_pelicular}} := \pi \cdot \left(\frac{D_i}{2} \right)^2 = 1.024 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Escolha do fio para o enrolamento :

$$A_{\text{Cu}} := \frac{I_{\text{rms}}}{J} = 2.49 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

Fios paralelos no enrolamento:

$$N_{\text{fios}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{Cu}}}{S_{\text{fio_pelicular}}} \right) = 3$$

$$A_{\text{PCu}} := \frac{A_{\text{Cu}}}{N_{\text{fios}}} = 8.299 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

Densidade de corrente final:

$$J_{\text{final}} := \frac{I_{\text{rms}}}{S_{\text{fio_pelicular}} N_{\text{fios}}} = 324.069 \quad [\text{A/cm}^2]$$

$$\text{Fio a ser utilizado} \quad \text{AWG_utilizado} = 27 \quad N_{\text{fios}} = 3$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{i_iso} := D_i + 0.028 \cdot \sqrt{D_i} = 0.041 \quad [\text{cm}]$$

Secção do fio com isolamento em centímetros quadrados

$$S_{\text{fio_iso}} := \pi \cdot \left(\frac{D_{i_iso}}{2} \right)^2 = 1.348 \times 10^{-3} \quad [\text{cm}^2]$$

3 - Escolha do núcleo:

$$AeAw := \frac{L \cdot I_{rms} \cdot I_{peak} \cdot 10^4}{Kw \cdot J \cdot B_{max}}$$

$$AeAw = 2.604 \quad [cm^4]$$

ESCOLHA O MODELO DO NUCLEO

nucleo := "EE4220_Mag"

$\begin{pmatrix} Ae \\ Aw \\ Ve \\ AeAw \\ \mu_{rc} \\ l_t \\ l_e \\ D \end{pmatrix} :=$	$\begin{pmatrix} 0.6 \\ 1.19 \\ 2.45 \\ 0.714 \\ 1750 \\ 5.6 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE3007_Mag"
	$\begin{pmatrix} 1.22 \\ 1.19 \\ 8.174 \\ 1.45 \\ 1750 \\ 6.7 \\ 6.7 \\ 0.97 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE3014_Mag"
	$\begin{pmatrix} 1.53 \\ 1.7 \\ 6.164 \\ 2.6 \\ 1750 \\ 7 \\ 7.9 \\ 1.1 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE4012_Mag"
	$\begin{pmatrix} 2.4 \\ 2.56 \\ 12.69 \\ 6.14 \\ 1750 \\ 10.5 \\ 9.7 \\ 1.5 \end{pmatrix}$	if nucleo = "EE4220_Mag"

$A_e = 2.4$	[cm ²]	[Área da seção]
$A_w = 2.56$	[cm ²]	[Área da janela]
$V_e = 12.69$	[cm ³]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 6.14$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1750$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 10.5$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 9.7$	[cm]	[Comprimento efetivo]
$D = 1.5$	[cm]	[Comprimento da janela]

O número de espiras do indutor deve ser:

$$NL := \frac{L \cdot I_{L_{peak}} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}}$$

$$NL = 174.283 \quad [\text{espiras}]$$

$$\underline{NL} := \text{floor}(NL)$$

Para o projeto assume-se:

$$NL = 174 \quad [\text{espiras}]$$

O entreferro deve ser ajustado em:

$$lg := \frac{\mu_0 \cdot NL^2 \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L}$$

$$lg = 0.076 \quad [\text{cm}]$$

Para encontrar o numero de camadas de fios no carretel, deve-se considerar o diâmetro do cobre como todo, através da sua área.

Diâmetro do fio sem isolamento em centímetros

$$D_e := \sqrt{\frac{A_{Cu} \cdot 4}{\pi}} = 0.056 \quad [\text{cm}]$$

Diâmetro do fio com isolamento em centímetros

$$D_{e_iso} := D_e + N_{fios} \cdot 0.028 \cdot \sqrt{D_e} = 0.076 \quad [\text{cm}]$$

$$N_{camadas} := \frac{2D}{D_{e_iso}} = 39.352 \quad [\text{Numero de fios por camada}]$$

$$N_1 := \frac{NL}{N_{camadas}} = 4.422 \quad [\text{Numero de camadas}]$$

4 - Possibilidade de execução:

Possibilidade de execução (menor ou igual 0.4):

$$A_{Cu_isol} := S_{fio_iso} \cdot N_L \cdot N_{fios}$$

$$A_{Cu_isol} = 0.704 \quad [cm^2]$$

$$k_u := \frac{A_{Cu_isol}}{A_w}$$

$$k_u = 0.275$$

$$\text{Possibilidade} := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } k_u < 0.4 \\ \text{"Núcleo muito pequeno ! Escolha outro!"} & \text{if } k_u \geq 0.4 \end{cases}$$

O fator k_u é menor 0.4, possibilitando a sua construção do indutor.

5 - Perdas no indutor:

nucleo = "EE4220_Mag"		[Nucleo utilizado]
$A_e = 2.4$	[cm ²]	[Área da seção]
$A_w = 2.56$	[cm ²]	[Área da janela]
$V_e = 12.69$	[cm ³]	[Volume efetivo]
$A_e A_w = 6.14$	[cm ⁴]	[Produto da área do núcleo]
$\mu_{rc} = 1.75 \times 10^3$		[Permeabilidade relativa]
$l_t = 10.5$	[cm]	[Comprimento médio de uma espira]
$l_e = 9.7$	[cm]	[Comprimento efetivo]

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_{\text{rel}} := 132.43 \cdot 10^{-3}$	[W/cm ³]	[Perdas relativas do núcleo à 80°C Datasheet]
$f_n := 50 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequencia de operação do núcleo, Datasheet]
$B_n := 0.15$	[T]	[Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]

5.1 Perdas no Núcleo

$$\Delta B := \frac{B_{\text{max}} \cdot \Delta I_L}{I_{L_{\text{peak}}}} = 0.029 \quad [T] \quad [\text{Variação da densidade de fluxo}]$$

$$B_m := \frac{\Delta B}{2} = 0.014 \quad [T] \quad [\text{Valor de pico da variação da densidade}]$$

$$\alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_n)^2} = 117.716 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas do magnético - APROXIMAÇÃO}]$$

$$k_{ec} := \frac{1}{2\pi D_{\text{max}} (1 - D_{\text{max}})} = 0.744$$

$$K_E := k_{ec} \cdot \frac{A_e \cdot 10^{-4}}{\rho_c} = 22.322 \times 10^{-6} \quad [\text{Coeficiente de perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_H := B_m^2 \alpha \cdot f \cdot V_e = 0.015 \quad [W] \quad [\text{Perdas por histerese}]$$

$$P_E := B_m^2 K_E \cdot f^2 \cdot V_e \cdot 10^{-6} = 1.445 \times 10^{-4} \quad [W] \quad [\text{Perdas por correntes parasitas}]$$

$$P_n := P_H + P_E = 0.015 \quad [W] \quad [\text{Perdas do núcleo}]$$

5.2 Perdas no Cobre CC

Formula obtida da pág 164 do livro Kazimierczuk, High-Frequency Magnetic Components, second edition - 2014

5.2.1 Tamanho do Condutor

$$l_w := NL \cdot l_t = 1.827 \times 10^3 \quad [\text{cm}]$$

5.2.2 Resistência do Condutor

$$R_{wcc} := \frac{\rho_{Cu60}}{N_{\text{fios}}} \cdot \frac{4 \cdot l_w \cdot 10^{-2}}{\pi \cdot (D_i \cdot 10^{-2})^2} = 1.179 \times 10^0 \quad [\Omega]$$

5.2.3 Potência Dissipada CC pelo Enrolamento

Equacionamento obtido do artigo publicado na IET Power Electronics em 2010 por Kondrath e Kazimierczuk "Inductor winding loss owing to skin and proximity effects including harmonics in non-isolated pulse-width modulated dc-dc converters operating in continuous conduction mode"

As perdas CC (P_{wdc}) são dependentes da resistência (R_{wdc}) com o quadrado da corrente que passa pelo indutor. As perdas são aumentadas com o aumento da corrente no indutor.

$$P_{wcc} := I_{Lc}^2 \cdot R_{wcc} = 1.169 \quad [W]$$

5.3 Perdas CA no Cobre

As perdas CA (P_{wac}) são independentes da corrente no indutor e são proporcional a variação da corrente no indutor (Δi_L).

5.3.1 Amplitude das Harmônicas da Corrente do Indutor

$$dp := 0.8 \quad (d_i / p) \quad (\text{Diâmetro do enrolamento sem isolante / distância centro a centro dos enrolamentos "valor do artigo"})$$

5.3.2 Dimensão do Enrolamento Normalizado

$$A_{ww} := \left(\frac{\pi}{4}\right)^{\frac{3}{4}} \cdot \left(\frac{D_i}{\delta}\right) \cdot \sqrt{dp} = 0.789$$

5.3.3 Fator Efeito Skin

$$F_{RS_n} := \frac{(\sinh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) + \sin(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(2 \cdot A \cdot \sqrt{n}) - \cos(2 \cdot A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.4 Fator Efeito Proximidade

$$F_{RP_n} := \frac{(\sinh(A \cdot \sqrt{n}) - \sin(A \cdot \sqrt{n}))}{\cosh(A \cdot \sqrt{n}) + \cos(A \cdot \sqrt{n})} = \dots$$

5.3.5 Fator da Resistência do Enrolamento

$$F_{RN_n} := A \cdot \sqrt{n} \cdot \left[F_{RS_n} + 2 \cdot (N_1^2 - 1) \cdot \frac{F_{RP_n}}{3} \right] = \dots$$

5.3.6 Fator de Perdas do Enrolamento

$$F_{Rhca_n} := \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \left[F_{RN_n} \cdot \left(\frac{I_{mn_n}}{I_{L_{rms}}} \right)^2 \right] = \dots$$

$$FRhca := \sum F_{Rhca} = 1.707 \times 10^{-3}$$

5.3.7 Potência Dissipada CA pelo Enrolamento

$$P_{wca} := P_{wcc} \cdot FRhca = 1.996 \times 10^{-3} \quad [W]$$

5.3.8 Perdas no Enrolamento

$$P_w := P_{wcc} + P_{wca} = 1.171 \quad [W]$$

5.3.9 Perdas Totais no Indutor

$$P_t := P_w + P_n = 1.187 \quad [W]$$

6 - Resumo do indutor:

nucleo = "EE4220_Mag"		[Nucleo utilizado]
NL = 174		[Número de espiras]
AWG_utilizado = 27	[AWG]	[Tipo de Fio]
N_fios = 3		[Número de fios em paralelo]
lg = 0.076	[cm]	[Gap]
ku = 0.275		[Possibilidade de execução ku<0.4]
Possibilidade = "OK"		
J_final = 324.069	[A/cm ²]	[Densidade final de corrente]
P_H = 0.015	[W]	[Perdas por histerese no núcleo]
P_E = 1.445 × 10 ⁻⁴	[W]	[Perdas por corrente parasitas no núcleo]
P_n = 0.015	[W]	[Perdas totais no núcleo]
P_wcc = 1.169	[W]	[Perdas CC no cobre]
P_wca = 1.996 × 10 ⁻³	[W]	[Perdas CA no cobre]
P_w = 1.171	[W]	[Perdas totais no cobre]
P_t = 1.187	[W]	[Perdas totais no indutor]

APÊNDICE E – CÁLCULO DO GANHO, ESFORÇOS NOS COMPONENTES E PERDAS

Autoria: Anderson Paulino

$V_{in} := 40$	[V] [Tensão de entrada do conversor]
$V_o := 380$	[V] [Tensão de saída do conversor]
$P_{in} := 390$	[W] [Potência de entrada do conversor]
$\eta := 0.96$	[W] [Rendimento esperado]
$P_o := P_{in} \cdot \eta = 374.4$	[W] [Potência de saída do conversor]
$f_s := 50000$	[Hz] [Frequência de chaveamento]
$T_s := \frac{1}{f_s} = 2 \times 10^{-5}$	[s] [Período de chaveamento]
$D := 0.71$	[] [Razão cíclica]
$n := 2.255$	[] [Relação de transformação]
$k := 0.989$	[] [Fator de acoplamento do transformador]
$R_o := \frac{V_o^2}{P_o} = 385.684$	[Ω] [Resistência nominal da carga de saída]
$L_k := 2.549 \cdot 10^{-6}$	[Ω] [Indutância de dispersão do transformador]
$Q := \frac{L_k \cdot f_s}{R_o} = 3.305 \times 10^{-4}$	[] [Fator de qualidade do conversor]

Cálculo do intervalo cíclico δ e do ganho estático

$$\delta_{\text{calc}} := 4Q \cdot n^2 \cdot \left[\frac{k \cdot (1 + D)}{D \cdot (1 - k) + (k - 2) + \left(\frac{1}{D}\right)} \right] = 0.028$$

$$G_{V1} := \frac{2 \cdot n \cdot k \cdot (D - \delta)}{(1 - D + \delta)} = 9.564 \quad [\text{Ganho estático}]$$

$$V_{o_calc} := V_{in} \cdot G_{V1} = 382.553 \quad [\text{Tensão de saída calculada}]$$

$$I_{in} := \frac{P_{in}}{V_{in}} = 9.75 \quad [\text{Corrente de entrada}]$$

$$G_{I2} := \frac{(1 - D + \delta)}{2 \cdot n \cdot k \cdot (D - \delta)} = 0.105 \quad [\text{Ganho de corrente}]$$

$$I_o := \eta \cdot I_{in} \cdot G_{I2} = 0.979 \quad [\text{Corrente de saída teórica pelo ganho}]$$

$$I_{o_calc} := \frac{P_o}{V_o} = 0.985 \quad [\text{Corrente de saída}]$$

Valores médios de tensão nos capacitores

$$V_{C1} := V_{in} = 40 \quad V_{C3} := V_{in} \cdot \frac{n \cdot k \cdot (D - \delta)}{(\delta - D + 1)} = 191.277$$

$$V_{C2} := V_{in} \cdot \frac{D}{1 - D} = 97.931 \quad V_{C4} := V_{C3} = 191.277$$

Valores de tensão nos indutores nos estágios on e off

$$V_{L2_on} := V_{C1} \cdot n + V_{C3} + V_{C4} - V_o = 92.753$$

$$V_{L2_off} := V_{C3} - V_o = -188.723$$

Valores médios de corrente nos indutores

$$I_{L1_m} := I_{in} = 9.75 \quad \Delta I_{L1} := I_{L1_m} \cdot 0.3 = 2.925$$

$$I_{L2_m} := I_o = 0.985 \quad \Delta I_{L2} := I_{L2_m} \cdot 0.1 = 0.099$$

Indutâncias dimensionadas para dos indutores

$$L_1 := \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} = 1.942 \times 10^{-4}$$

$$L_{2_off} := \frac{-V_{L2_off} \cdot (1 - D)}{\Delta I_{L2} \cdot f_s} = 0.011$$

considerando os valores de tensão no indutor L2 no estágio off

$$L_{2_on} := V_{L2_on} \cdot \frac{D}{\Delta I_{L2} \cdot f_s} = 0.013$$

considerando os valores de tensão no indutor L2 no estágio on

Tensões de pico nos semicondutores

$$V_{S1_pk} := \frac{V_{in}}{1 - D} = 137.931 \quad V_{D1_pk} := n \cdot V_{in} \cdot \left[1 + \frac{D}{(1 - D)} \right] = 311.034$$

$$V_{S2_pk} := \frac{V_{in}}{1 - D} = 137.931 \quad V_{D2_pk} := n \cdot V_{in} \cdot \left[1 + \frac{D}{(1 - D)} \right] = 311.034$$

Tensões médias

$$V_{S1_m} := V_{S1_pk} \cdot (1 - D) = 40 \quad V_{S2_m} := V_{S1_pk} \cdot D = 97.931$$

Tensões Eficazes

$$V_{S1_ef} := V_{S1_pk} \cdot \sqrt{(1 - D)} = 74.278 \quad V_{S2_ef} := V_{S1_pk} \cdot \sqrt{D} = 116.223$$

Correntes de pico e de vale nos semicondutores e transformador

$$I_{D1_pk} := \frac{2 \cdot I_o}{(1 - D + \delta)} = 6.196 \quad I_{D2_pk} := \frac{2 \cdot I_o}{(1 - D + \delta)} = 6.196$$

$$I_{T1_pk} := \frac{2n \cdot I_o \cdot (1 + D - \delta)}{(1 - D + \delta)} = 23.499 \quad I_{T2_pk} := \frac{I_o \cdot (3 + D - \delta)}{(1 - D + \delta)} = 11.406$$

$$I_{S1_pk} := I_{in} + 2n \cdot I_o + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 15.656 \quad I_{S2_pk} := I_{T1_pk} - \left(I_{in} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) = 15.211$$

$$I_{S1_v} := \frac{-\Delta I_{L1}}{2} + \frac{I_{in}}{D} = 12.27 \quad I_{S2_v} := -2 \cdot n \cdot I_o - \left(I_{in} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right) = -15.656$$

$$I_{T1_v} := -2 \cdot n \cdot I_o = -4.444$$

$$I_{L1_min} := I_{T1_pk} - I_{S2_pk} = 8.287$$

$$I_{L1_max} := I_{T1_v} - I_{S2_v} = 11.212$$

Correntes médias

$$I_{S1_m} := \frac{D \cdot (I_{S1_v} + I_{S1_pk})}{2} = 9.914$$

$$I_{D1_m} := I_o = 0.985$$

$$I_{S2_m} := 0$$

$$I_{D2_m} := I_o = 0.985$$

Correntes eficazes

$$I_{S1_ef} := \sqrt{\frac{D}{3} \cdot (I_{S1_pk}^2 + I_{S1_pk} \cdot I_{S1_v} + I_{S1_v}^2)} = 11.794$$

$$I_{S2_ef} := \sqrt{\frac{(1-D)}{3} \cdot (I_{S2_pk}^2 + I_{S2_pk} \cdot I_{S2_v} + I_{S2_v}^2)} = 4.8$$

$$I_{D1_ef} := I_{D1_pk} \cdot \sqrt{\frac{(1-D)}{3}} = 1.926$$

$$I_{D2_ef} := I_{D2_pk} \cdot \sqrt{\frac{(1-D)}{3}} = 1.926$$

Perdas nos MOSFETs

Parâmetros IRFB4227PBF (V_{ds} = 200V; I_{rp} = 130 A; I_d = 65A):

$$V_{ds_25} := 25$$

$$f_{Rds_50} := 1.25$$

$$V_{ds_S1} := V_{S1_pk} = 137.931$$

$$f_{Rds_60} := 1.35$$

$$C_{S1_oss} := 460 \cdot 10^{-12}$$

$$f_{Rds_100} := 1.8$$

$$C_{S1_rss} := 91 \cdot 10^{-12}$$

$$R_{DS} := 19.7 \cdot 10^{-3}$$

Obs.: Explicação do cálculo, página 39 kazimierczuk (2008)

$$C_{ds_25} := C_{S1_oss} - C_{S1_rss} = 3.69 \times 10^{-10}$$

[capacitância não-linear dreno-fonte para 25V]

$$C_{ds_S1} := C_{ds_25} \cdot \sqrt{\frac{V_{ds_25}}{V_{ds_S1}}} = 1.571 \times 10^{-10}$$

[capacitância linear equivalente dreno-fonte para 133V]

$$P_{S1_on} := 0$$

[Potência dissipada no ligar de S1 (em ZVS é nula)]

$$P_{S1_off} := \frac{4}{3} \cdot f_s \cdot C_{ds_S1} \cdot V_{ds_S1}^2 = 0.199$$

[Potência dissipada no desligar de S1]

$$P_{S1_comut} := P_{S1_on} + P_{S1_off} = 0.299$$

[W] [Perdas de potência de comutação em S1]

$$P_{S2_comut} := P_{S1_comut} = 0.299$$

[W] [Perdas de potência de comutação em S2]

$R_{ds_60} := R_{DS} \cdot f_{Rds_60} = 0.027$	[Ω] [Resistência dreno-fonte no estado on para temperatura de 60°C]
$I_{S1_simu_ef} := 12.099$	[A] [Corrente em S1 obtida por simulação]
$I_{S2_simu_ef} := 5.519$	[A] [Corrente em S2 obtida por simulação]
$P_{S1_cond} := R_{ds_60} \cdot I_{S1_ef}^2 = 3.699$	[W] [Perdas de potência de condução em S1]
$P_{S2_cond} := R_{ds_60} \cdot I_{S2_ef}^2 = 0.613$	[W] [Perdas de potência de condução em S2]
$P_{S1} := P_{S1_comut} + P_{S1_cond} = 3.998$	[W] [Perdas de potência totais em S1]
$P_{S2} := P_{S2_comut} + P_{S2_cond} = 0.912$	[W] [Perdas de potência totais em S2]

Perdas nos diodos

Obs.: Explicação pag 101 - Kazimierczuk - pulse-width modulated DC-DC Power Converters

Parâmetros:

$$V_F := 0.625$$

[Valores obtidos do gráfico do datasheet do diodo NUR460, página 2: Tensão de queda para temperatura igual a 100°C e corrente igual à média de 0.8A]

$$R_F := 0.125$$

$$t_{rr_datasheet} := 35 \cdot 10^{-9}$$

$$didt_datasheet := 100 \cdot 10^6$$

[Corrente fracamente estimada pela ausencia de dados. Ver na prática esse tempo no osciloscópio]

$$Q_{rr_calc} := \frac{t_{rr_datasheet}^2 \cdot didt_datasheet}{3} = 4.083 \times 10^{-8}$$

$$I_{RM_calc} := \sqrt{\frac{4}{3} \cdot Q_{rr_calc} \cdot didt_datasheet} = 2.333$$

$$P_{D1_com} := V_{D1_pk} \cdot Q_{rr_calc} \cdot f_s = 0.635$$

$$I_{rr_datasheet} := 0.7$$

$$I_{rm_osc} := 0.7$$

[A] [corrente máxima de recuperação reversa no osciloscópio, sem precisão]

$$t_{rr_osc} := 0.2 \cdot 10^{-6}$$

[s] [tempo de recuperação reversa no osciloscópio, sem precisão]

$$Q_{rr} := \frac{(t_{rr_datasheet} \cdot I_{rr_datasheet})}{2} = 1.225 \times 10^{-8}$$

$$Q_{rr_osc} := \frac{(t_{rr_osc} \cdot I_{rm_osc})}{2} = 7 \times 10^{-8}$$

$$di := 5.88$$

[Variação de Corrente no osciloscópio]

$$dt := 0.5 \times 10^{-6}$$

[Variação de tempo no osciloscópio]

$$didt := \frac{di}{dt} = 1.176 \times 10^7$$

$$t_{rr} := \left(\frac{3 \cdot Q_{rr}}{didt} \right)^{\left(\frac{1}{2} \right)} = 5.59 \times 10^{-8}$$

[Fórmula cálculo trr Ivo Barbi]

$$I_{RM} := \left(\frac{4}{3} \cdot Q_{rr} \cdot didt \right)^{\left(\frac{1}{2} \right)} = 0.438$$

[Fórmula Ivo Barbi]

$$V_{RM} := 287$$

[Tensão máxima reversa simulada]

Perdas por condução nos diodos

$$P_{VF} := V_F \cdot I_{D1_m} = 0.616$$

$$P_{RF} := R_F \cdot I_{D1_ef}^2 = 0.464$$

$$P_{D1_cond} := P_{VF} + P_{RF} = 1.08$$

Perdas por comutação nos diodos

$$P_{D1_com_osc} := \left(\frac{1}{2} \right) \cdot V_{RM} \cdot I_{rm_osc} \cdot t_{tr_osc} \cdot f_s = 1.004$$

Perdas totais nos diodos

$$P_{D1} := P_{D1_cond} + P_{D1_com} = 1.715$$

$$P_{D2} := P_{D1} = 1.715$$

Perdas nos semicondutores:

$$P_{SC} := P_{S1} + P_{S2} + P_{D1} + P_{D2} = 8.339$$

Perdas nos enrolamentos de cobre do transformador

$$L_{med_volta_1} := 66.71 \quad [\text{mm}]$$

$$L_{med_volta_2} := 104 \quad [\text{mm}]$$

$$I_{t1_ef} := 8.42 \quad [\text{valores obtidos por simulação}]$$

$$I_{t2_ef} := 3.49$$

$$n_1 := 5 \quad [\text{espiras}]$$

$$n_2 := 12 \quad [\text{espiras}]$$

$$\rho_1 := 56.4 \quad [\Omega / \text{km}] \quad [\text{AWG 23}]$$

$$\rho_2 := 56.4 \quad [\Omega / \text{km}] \quad [\text{AWG 23}]$$

$$n_{1_paral} := 10 \quad [\text{número de fios em paralelo}]$$

$$n_{2_paral} := 4 \quad [\text{número de fios em paralelo}]$$

$$R_{1_cu} := \frac{(n_1 \cdot L_{med_volta_1} \cdot \rho_1)}{n_{1_paral} \cdot 10^6} = 1.881 \times 10^{-3} \quad [\Omega]$$

$$R_{2_cu} := \frac{(n_2 \cdot L_{med_volta_2} \cdot \rho_2)}{n_{2_paral} \cdot 10^6} = 0.018 \quad [\Omega]$$

$$R_{1_cu} := 0.005 \quad [\text{medido}]$$

$$R_{2_cu} := 0.027 \quad [\text{medido}]$$

$$P_{1_cu} := R_{1_cu} \cdot I_{t1_ef}^2 = 0.354 \quad [\text{W}]$$

$$P_{2_cu} := R_{2_cu} \cdot I_{t2_ef}^2 = 0.329 \quad [\text{W}]$$

Perdas no núcleo do transformador

$\rho_c := 8$	[$\Omega \cdot m$]	[resistividade do núcleo]
$A_e := 4.22$	[cm^2]	[Área da janela núcleo 5525]
$V_c := 28.84$	[cm^3]	[Volume efetivo do núcleo]
$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7}$	[T.m/A]	[Permeabilidade magnética do vácuo]
$\mu_{rc} := 1575$		[Permeabilidade relativa do núcleo]
$B_m := 0.3$	[T]	

Valores extraídos próximo ao ponto de operação do conversor. Para posterior utilização na estimativa de perdas do magnético

$P_v := 380 \cdot 10^3$	[W/m^3]	[Perdas relativas do núcleo a 100°C Datasheet]
$f_n := 100 \cdot 10^3$	[Hz]	[Frequência de operação do núcleo, Datasheet]
$B_n := 0.2$	[T]	[Densidade de fluxo do núcleo, Datasheet]

Perdas por correntes parasitas - Pag 126 Kazimierczuk - High-Frequency Magnetic Components 2 ed 2013

$$k_{ec} := \frac{1}{2\pi \cdot D \cdot (1 - D)} = 0.773$$

$$K_E := k_{ec} \cdot \frac{A_e \cdot 10^{-4}}{\rho_c} = 4.077 \times 10^{-5} \quad \text{[Coeficiente de perdas por histerese no núcleo]}$$

$$P_E := K_E B_m^2 \cdot f_s^2 \cdot V_c \cdot 10^{-6} = 0.265 \quad \text{[W] [Perdas no núcleo]}$$

Perdas por histerese - Pag 126 Kazimierczuk - High-Frequency Magnetic Components 2 ed 2013

$$K_H := \frac{4}{\mu_0 \cdot \mu_{rc}} = 2.021 \times 10^3 \quad \alpha := \frac{P_v}{f_n \cdot (B_n)^2} = 95$$

$$P_H := \alpha B_m^2 \cdot f_s \cdot V_c \cdot 10^{-6} = 12.329 \quad \text{[Mais coerente com a realidade]}$$

$$P_{HK} := K_H B_m^2 \cdot f_s \cdot V_c \cdot 10^{-6} = 262.287 \quad \text{[Muito alto, provavelmente errado]}$$

Segundo folha de dados Magmattec material 139 depois de várias interpolações

$$P_{unit_c} := 132.43 \quad \text{[mW/cm}^3 \text{] [Perdas estimadas no núcleo segundo datasheet]}$$

$$P_c := P_{unit_c} \cdot V_c \cdot 10^{-3} = 3.819 \quad \text{[W]}$$

Perdas nos Capacitores

$I_{C1_ef} := 7.17$	[A]	[Corrente Eficaz em C1 obtida por simulação]
$I_{C2_ef} := 5.38$	[A]	[Corrente Eficaz em C2 obtida por simulação]
$I_{C3_ef} := 1.75$	[A]	[Corrente Eficaz em C3 obtida por simulação]
$I_{C4_ef} := 1.75$	[A]	[Corrente Eficaz em C4 obtida por simulação]
$I_{Cpv_ef} := 0.85$	[A]	[Corrente Eficaz em Cpv obtida por simulação]

Perdas em C1

$$ESR_1 := 2.894 \cdot 10^{-3} \quad [\Omega] \quad \text{[Resistência Série Equivalente capacitor 220uF B43840-F3227M a 50kHz]}$$

$$\eta_{\text{par_C1}} := 3 \quad \text{[numero de capacitores em paralelo]}$$

$$ESR_{\text{eq_C1}} := \frac{ESR_1}{\eta_{\text{par_C1}}} = 9.647 \times 10^{-4} \quad [\Omega] \quad \text{[Resistência Série Equivalente da associação]}$$

$$P_{C1} := ESR_{\text{eq_C1}} \cdot I_{C1_ef}^2 = 0.05$$

Perdas em C2

$$ESR_2 := 2.894 \cdot 10^{-3} \quad [\Omega] \quad \text{[Resistência Série Equivalente capacitor 220uF B43840-F3227M a 50kHz]}$$

$$\eta_{\text{par_C2}} := 2 \quad \text{[numero de capacitores em paralelo]}$$

$$ESR_{\text{eq_C2}} := \frac{ESR_2}{\eta_{\text{par_C2}}} = 1.447 \times 10^{-3} \quad [\Omega] \quad \text{[Resistência Série Equivalente da associação]}$$

$$P_{C2} := ESR_{\text{eq_C2}} \cdot I_{C2_ef}^2 = 0.042$$

Perdas em C3 e C4

$$ESR_3 := 1.061 \cdot 10^{-3} \quad [\Omega] \quad \text{[Resistência Série Equivalente capacitor 3uF CBB21 305J a 50kHz]}$$

$$\eta_{\text{par_C3}} := 2 \quad \text{[numero de capacitores em paralelo]}$$

$$ESR_{\text{eq_C3}} := \frac{ESR_3}{\eta_{\text{par_C3}}} = 5.305 \times 10^{-4} \quad [\Omega] \quad \text{[Resistência Série Equivalente da associação]}$$

$$P_{C3} := ESR_{\text{eq_C3}} \cdot I_{C3_ef}^2 = 1.625 \times 10^{-3}$$

$$P_{C4} := P_{C3} = 1.625 \times 10^{-3}$$

Perdas em Cpv

$$ESR_{Cpv} := 2.894 \cdot 10^{-3} \quad [\Omega] \quad \text{[Resistência Série Equivalente capacitor 220uF B43840-F3227M a 50kHz]}$$

$$P_{Cpv} := ESR_{Cpv} \cdot I_{Cpv_ef}^2 = 2.091 \times 10^{-3}$$

$$P_{CAP} := P_{C1} + P_{C2} + P_{C3} + P_{C4} + P_{Cpv} = 0.097$$

Perdas totais no transformador

$$P_{\text{total_trafo}} := P_c + P_{1_cu} + P_{2_cu} = 4.503 \quad [W]$$

Perdas totais do conversor

$$P_{L1} := 2.423 \quad [W] \quad \text{[Perdas de potência no indutor de entrada L1]}$$

$$P_{L2} := 1.373 \quad [W] \quad \text{[Perdas de potência no indutor de entrada L1]}$$

$$P_{\text{conversor}} := P_{SC} + P_{L1} + P_{L2} + P_{CAP} + P_{\text{total_trafo}} = 16.735$$

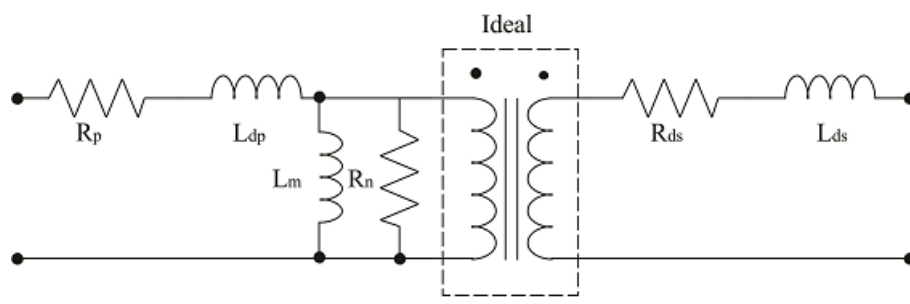
Rendimento teórico do conversor

$$\eta_{\text{teorico}} := \left(1 - \frac{P_{\text{conversor}}}{P_{\text{in}}} \right) \cdot 100 = 95.709$$

APÊNDICE F – CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO TRANSFORMADOR

Autoria: Prof. Edilson Mineiro, Adaptação: Anderson Paulino

Modelo elétrico do Transformador



Onde:

R_p : Resistência do Primário

R_n : Resistência do núcleo

L_{dp} : Indutância de dispersão do primário

R_{ds} : Resistência do secundário

L_m : Indutância de Magnetização

L_{ds} : Indutância de dispersão do secundário

Parâmetros Obtidos Experimentalmente

Resistência do Primário - R_p

Atenção: Primeiro é preciso curto-circuitar as pontes do ohmímetro e obter o valor de resistência das pontes, $R_{PONTEIRA}$. Utilizando um ohmímetro no primário do transformador é obtido o valor deste parâmetro, $R_{primario}$.

O valor de resistência do primário útil $R_p = R_{primario} - R_{PONTEIRA}$

$$R_{pont} := 0.025$$

$$R_1 := 0.030$$

$$R_p := R_1 - R_{pont} = 5 \times 10^{-3} \quad [\Omega] \quad [\text{Resistência do Primário}]$$

Resistência do Secundário - R_s

Atenção: Utilizando um ohmímetro no primário do transformador é obtido o valor deste parâmetro, $R_{secundario}$.

O valor de resistência do secundário útil é : $R_s = R_{secundario} - R_{PONTEIRA}$

$$R_2 := 0.052$$

$$R_s := R_2 - R_{pont} = 0.027 \quad [\Omega] \quad [\text{Resistência do Secundário}]$$

Auto-Indutância do Primário - L_1

OBS: Utilizando a Ponte LCR no modo de medir indutância com a frequência de 100 kHz com o secundário em vazio. Considerando que $L_m \gg L_{dp}$.

$$L_1 := 230 \cdot 10^{-6} \quad [H] \quad [\text{Indutância do primário}]$$

Auto-Indutância do Secundário - L_2

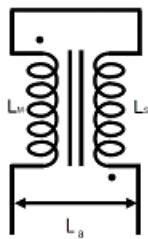
OBS: Utilizando a Ponte LCR no modo de medir indutância com a frequência de 100 kHz com o primário a vazio.

$$L_2 := 1.17 \cdot 10^{-3} \quad [H] \quad [\text{Indutância do Secundário}]$$

Indutância Mútua - M

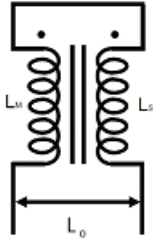
A indutância mútua é a capacidade de um indutor induzir tensão em um indutor próximo. Para se determinar a polaridade da tensão mútua é necessário analisar a maneira com que as bobinas são enroladas.

Para se encontrar o valor da indutância mútua, as bobinas foram conectadas em duas configurações. Na primeira, é encontrada a indutância série aditiva L_a , conectando-se a saída de uma bobina com o início da outra, como mostrado na figura abaixo.



$$L_a := 2.42 \cdot 10^{-3} \quad [\text{H}] \quad [\text{Indutância série aditiva}]$$

Para a segunda configuração são conectados os finais das duas bobinas, sendo encontrado o valor da indutância série subtrativa L_o , como mostrado na figura.



$$L_o := 368 \cdot 10^{-6} \quad [\text{H}] \quad [\text{Indutância série subtrativa}]$$

Com os valores de L_a e L_o , a indutância mútua do transformador pode ser calculada através dessas relações:

$$L_a = L_1 + L_2 + 2 \cdot M$$

$$L_o = L_1 + L_2 - 2 \cdot M$$

Desse modo M pode ser calculado:

$$M := \frac{L_a - L_o}{4} = 513 \times 10^{-6} \quad [\text{H}] \quad [\text{Indutância mútua}]$$

OBS: Para a análise da indutância mútua foram utilizadas como referências os livros **Inductors and Transformers for Power Electronics 1th**, capítulo 11.

Relação de Espiras - a

$$a := \frac{12}{5} = 2.4 \quad [\text{Relação de Espiras}]$$

$$a_{\text{ww}} := \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 2.255$$

Onde: L1 - Auto-Indutância do Primário
L2 - Auto-Indutância do Secundário

Fator de Acoplamento - k

$$k := \sqrt{\frac{M^2}{L_1 \cdot L_2}} = 0.989 \quad [\text{Fator de acoplamento}]$$

O Coeficiente de acoplamento é a fração do fluxo total que sai do primário concatenado no secundário. Onde $0 \leq k \leq 1$.

Se todo o fluxo produzido lado atinge o outro, então $k = 1$, ou seja um acoplamento perfeito.

Indutância de Dispersão no Primário - L_{dp}

$$L_{m1} := \frac{1}{a}M = 2.275 \times 10^{-4} \quad [H] \quad [\text{Indutância de magnetização do primário}]$$

$$L_{dp} := L_1 - L_{m1} = 2.549 \times 10^{-6} \quad [H] \quad [\text{Indutância de dispersão total refletida no primário}]$$

Indutância de Dispersão no Secundário - L_{ds}

$$L_{m2} := aM = 1.157 \times 10^{-3} \quad [H] \quad [\text{Indutância de magnetização do secundário}]$$

$$L_{ds} := L_2 - L_{m2} = 12.965 \times 10^{-6} \quad [H] \quad [\text{Indutância de dispersão total refletida no secundário}]$$

OBS: Para a análise das indutâncias de dispersão foram utilizadas como referências os livro **Inductors and Transformers for Power Electronics 1th**, capítulo 11.

Simulação no PSIM[®]

Para simulação no PSIM[®] foi definido uma quantidade de espiras no primário que satisfaça a relação de espira e que no secundário o numero de espiras seja um valor inteiro ou bem próximo.

$$N_s := 12 \quad [\text{Espiras}] \quad [\text{Número de espiras no enrolamento secundário}]$$

$$N_p := \frac{N_s}{a} = 5.32 \quad [\text{Espiras}] \quad [\text{Número de espiras no enrolamento primário}]$$

$$\frac{N_s}{N_p} = 2.255 \quad [\text{Relação de Espiras}]$$

Resumo

$$R_p = 5 \times 10^{-3} \quad [\Omega] \quad [\text{Resistência do Primário}]$$

$$R_s = 27 \times 10^{-3} \quad [\Omega] \quad [\text{Resistência do Secundário}]$$

$$L_1 = 230 \times 10^{-6} \quad [H] \quad [\text{Indutância do Primário}]$$

$$L_2 = 1.17 \times 10^{-3} \quad [H] \quad [\text{Indutância do Secundário}]$$

$$L_{dp} = 2.549 \times 10^{-6} \quad [H] \quad [\text{Indutância de Dispersão do Primário}]$$

$$L_{ds} = 12.965 \times 10^{-6} \quad [H] \quad [\text{Indutância de Dispersão do Secundário}]$$

$$L_{m1} = 2.275 \times 10^{-4} \quad [H] \quad [\text{Indutância de magnetização refletida no primário}]$$

Referências

Carvalho G. Máquinas Elétricas Teoria e Ensaio. 2ª Edição REVISÁ. São Paulo, 2009;

Fitzgerald A.; Kingsley C.; Umans S. Máquinas Elétricas. 6ª Edição. São Paulo, 2008;

Koerich A. Circuitos Elétricos Circuitos Magneticamente Acoplados. Engenharia de Computação Pontifícia Universidade Católica do Paraná (PUCPR). Paraná, 2009;

Basso C. AN1679/D - How to deal with Leakage Elements in Flyback Converters.ON Semiconductor, 2005.

Agilent Technologies. **Application Note 1305-3** - Agilent Effective Transformer/LF Coil Testing. 2008

Agilent Technologies. Agilent Impedance Measurement Handbook - A guide to measurement technology and techniques, 4ª Edição. 2008

ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 3ª. ed. São Paulo: McGraw-Hill, 2008