



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CAMPUS DE SOBRAL
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSÉ DAVI SOUZA BRAZ

APRIMORAMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO
QUASI-Z-SOURCE

SOBRAL
2018

JOSÉ DAVI SOUZA BRAZ

APRIMORAMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO

QUASI-Z-SOURCE

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à coordenação do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de graduado em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro.

SOBRAL

2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- B839a Braz, José Davi Souza.
Aprimoramento de um conversor cc-cc de alto ganho quasi-z-source / José Davi Souza Braz. – 2018.
99 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral,
Curso de Engenharia Elétrica, Sobral, 2018.
Orientação: Prof. Dr. Marcus Rogério de Castro.
1. Quasi-z-Source. 2. Conversor cc-cc de alto ganho. I. Título.

CDD 621.3

JOSÉ DAVI SOUZA BRAZ

APRIMORAMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC DE ALTO GANHO
QUASI-Z-SOURCE

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à coordenação do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de graduado em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em: ___/___/_____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. D.Sc. Marcus Rogério de Castro (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. D.Sc. Isaac Rocha Machado
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Eng. Paulo Robson Melo Costa
Mestrando em Engenharia Elétrica

Aos meus pais, Ivani e Maurete.

As minhas irmãs, Liviane e Raquel.

AGRADECIMENTOS

À minha mãe Ivani, primeiramente, por ter me acompanhado durante toda esta caminhada, sempre preocupada e dedicada em me fornecer uma educação de qualidade através de apoio e conselhos que foram fundamentais nos momentos em que mais precisei.

As minhas irmãs Liviane e Raquel que me guiaram na busca de um futuro melhor através de conselhos, amor e paciência durante toda minha vida.

Ao meu pai Maurete que sempre se preocupou em me mostrar as dificuldades que a vida propicia, me tornando uma pessoa mais forte e cautelosa.

Ao meu professor e orientador Marcus Rogério pela confiança, apoio e suporte durante a orientação deste trabalho, mas principalmente por ter me fornecido uma segunda chance no decorrer da minha graduação, a qual foi fundamental para meu amadurecimento e desenvolvimento como aluno no restante do curso.

Aos amigos Douglas, Jerfson e Thiago que, durante toda a graduação, dividiram apartamento comigo fornecendo uma ajuda mútua através de conselhos, estudos e trabalhos, além dos momentos de descontração.

“Não importa quanto a vida possa ser ruim,
sempre existe algo que você pode fazer, e
triunfar. Enquanto há vida, há esperança”

Stephen Hawking

RESUMO

Neste trabalho é abordado um estudo sobre um conversor CC-CC não isolado de alto ganho com topologia *Quasi-Z-Source* que utiliza indutores acoplados. Tal conversor faz parte de um sistema responsável por alimentar, através de painéis solares, um sistema elétrico de tração em um triciclo para cadeirantes. O objetivo do trabalho é apresentar soluções que diminuam o volume da placa do conversor e a dissipação de potência nos componentes. O método utilizado para alcançar tal objetivo é alterar o ciclo de trabalho e frequência de operação do conversor. Para análise, é utilizado um algoritmo que examina a influência das diversas combinações de ciclo de trabalho e frequência nas perdas e volume do circuito e retorna dados que possibilitem a escolha de um estado que venha a apresentar resultados satisfatórios. A substituição dos componentes do sistema também é foco neste trabalho, pois determinados dispositivos apresentam parâmetros que podem aumentar significativamente o rendimento do conversor.

Palavras-chave: Conversor *Boost* de alto ganho. Topologia *Quasi-Z-Source*. Indutores acoplados. Algoritmos em eletrônica de potência.

ABSTRACT

In this work a study about a non-isolated high gain DC-DC converter with Quasi-Z-Source topology using coupled inductors was discussed. This converter is part of a system responsible for feeding through solar panels an electric traction system on a tricycle for wheelchair users. The objective of the work is to present solutions that reduce the volume of the converter board and a power dissipation of our components. The method used to achieve the purpose of the duty cycle and the frequency of operation of the drive. For analysis, an algorithm is used that examines an influence of the various combinations of duty cycle and frequency on the losses and volume of the circuit and returns data that allows a choice of a state that will present satisfactory results. A replacement of the system components is also focus in this work because some devices have parameters that can significantly increase the efficiency of the converter.

Keywords: *High gain Boost converter. Quasi-Z-Source topology. Coupled inductors. Algorithms in power electronics.*

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Estrutura típica da interface de um sistema de conversão de energia fotovoltaica para alimentação de uma carga residencial.	1
Figura 1.2 – Diagrama de blocos de um sistema elétrico de potência em um triciclo autônomo.	2
Figura 1.3 – Conversor CC-CC de alto ganho utilizando rede Quasi-Z-Source e indutores acoplados.	4
Figura 2.1 – Conversor CC-CC de alto ganho Quasi-Z-Source em estudo.....	7
Figura 2.2 – Estado do circuito na primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$).	8
Figura 2.3 – Estado do circuito na segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$).	9
Figura 2.4 – Estado do circuito na terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$).	9
Figura 2.5 – Estado do circuito na quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$).	10
Figura 2.6 – Estado do circuito na quinta etapa de operação ($t_4 - t_5$).	11
Figura 2.7 – Principais formas de onda do conversor proposto.	11
Figura 2.8 – Ganho estático do conversor proposto.	15
Figura 2.9 – Ondulação da corrente de entrada.	16
Figura 2.10 – Forma de onda aproximada da corrente no diodo 1.....	19
Figura 2.11 – Forma de onda das correntes no diodo 4, diodo 2 e PWM.	20
Figura 2.12 – Formas de onda das correntes no capacitor 1, indutor de entrada, diodo 2 e PWM.	21
Figura 2.13 – Forma de onda aproximada da corrente no diodo 3.....	22
Figura 2.14 – Forma de onda da tensão na chave.....	24
Figura 2.15 – Forma de onda da corrente na chave.....	25
Figura 2.16 – Circuito equivalente de um diodo.	28
Figura 2.17 – Recuperação de um diodo.	29
Figura 2.18 – Circuito para análise de perdas no MOSFET.....	31
Figura 2.19 – Curvas de tensão, corrente e potência no MOSFET.	31
Figura 2.20 – Ciclo de histerese.	32
Figura 2.21 – Núcleo e carretel do tipo E.....	35
Figura 2.22 – Circuito equivalente de um capacitor.....	37
Figura 3.1 – Simulação do conversor boost QUASI-Z-SOURCE de alto ganho.....	39
Figura 4.1 – Soma matricial das matrizes de perdas do algoritmo.....	47

Figura 4.2 – Evolução do produto $A_e \cdot A_w$ do indutor acoplado de acordo com a frequência e ciclo de trabalho.....	50
Figura 4.3 – Evolução do produto $A_e \cdot A_w$ do núcleo do indutor de entrada com a variação da frequência e ciclo de trabalho.....	51
Figura 4.4 – Evolução das perdas nos componentes do conversor com a variação do ciclo de trabalho e frequência de chaveamento.....	52
Figura 4.5 – Evolução das perdas nos componentes do conversor com a variação do ciclo de trabalho e frequência que fornecem as menores perdas.	53
Figura 4.6 – Comparativo entre as perdas obtidas através do estado de operação escolhido por E SILVA (2015) e o selecionado para este trabalho.	54
Figura 5.1 – Ondulação na corrente de entrada.	63
Figura 5.2 – Ondulação nas formas de onda das tensões nos capacitores 1 e 2.....	64
Figura 5.3 – Ondulação nas formas de onda das tensões nos capacitores 3, 4 e 5.....	64
Figura 5.4 – Tensão e corrente no interruptor.	65
Figura 5.5 – Corrente no diodo 1.....	66
Figura 5.6 – Tensão na saída do conversor.	66
Figura 5.7 – Tensão na saída do conversor com zoom.....	67
Figura 5.8 – Corrente na saída do conversor.....	68
Figura 5.9 – Corrente na saída do conversor com zoom.	68
Figura 5.10 – Comparação entre as perdas obtidas por E SILVA (2015) e as atingidas neste trabalho.....	69
Figura 5.11 – Comparação entre o rendimento obtido por E SILVA (2015) e o atingido neste trabalho.....	69

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros da simulação 1.	40
Tabela 3.2 – Comparação entre os parâmetros obtidos na simulação 1 e equações analíticas.	41
Tabela 3.3 – Parâmetros da simulação 2.	42
Tabela 3.4 – Comparação entre os parâmetros obtidos na simulação 2 e equações analíticas.	43
Tabela 3.5 – Parâmetros da simulação 3.	44
Tabela 3.6 – Comparação entre os parâmetros obtidos na simulação 3 e equações analíticas.	45
Tabela 5.1 – Parâmetros do indutor de entrada.	48
Tabela 5.2 – Parâmetros do indutor acoplado.	48
Tabela 5.3 – Capacitâncias do circuito.	49
Tabela 5.4 – Diodos e MOSFET do circuito.	49
Tabela 5.5 – Perdas nos componentes do circuito.	49
Tabela 6.1 – Perdas nos componentes do circuito utilizando 162,88 kHz de frequência e 0,30 de ciclo de trabalho.	55
Tabela 7.1 – Esforços de tensão e corrente nos semicondutores do circuito determinados pelo algoritmo em conjunto com a simulação com o conversor operando em uma frequência de 162,88 kHz e 0,30 de ciclo de trabalho.	56
Tabela 7.2 – Substituição dos diodos no conversor.	58
Tabela 7.3 – Substituição do MOSFET do conversor.	59
Tabela 8.1 – Perdas nos componentes do circuito utilizando 162,88 kHz de frequência e 0,30 de ciclo de trabalho em conjunto com os novos componentes escolhidos.	59
Tabela 8.2 – Parâmetros do indutor de entrada para novo estado de operação.	60
Tabela 8.3 – Parâmetros do indutor acoplado para novo estado de operação.	61
Tabela 8.4 – Capacitâncias do circuito com novo estado de operação.	61
Tabela 8.5 – Comparação entre os parâmetros obtidos na simulação com novo estado de operação e equações analíticas.	62

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
MIT	Motor de Indução Trifásico
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor eficaz)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i> (Rastreamento do ponto máximo de potência)
RSE	Resistência Série Equivalente
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
MOSFET	<i>Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
RSE	Resistência Série Equivalente
LSE	Indutância Série Equivalente
PSIM	<i>Power Electronics Simulation</i> (Simulador de eletrônica de potência)
AWG	<i>American Wire Gauge</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$D1$	Diodo 1
$D2$	Diodo 2
$D3$	Diodo 3
$D4$	Diodo 4
$C1$	Capacitância 1
$C2$	Capacitância 2
$C3$	Capacitância 3
$C4$	Capacitância 4
$C5$	Capacitância 5
$S1$	Transistor de chaveamento
V_{out}	Tensão na saída do conversor
I_{out}	Corrente na saída do conversor
V_{in}	Tensão na entrada do conversor
L_{in}	Indutância de entrada
L_{k2}	Indutância de dispersão do lado secundário do indutor acoplado
L_{k1}	Indutância de dispersão do lado primário do indutor acoplado
N_2	Enrolamentos do lado secundário do indutor acoplado
N_1	Enrolamentos do lado primário do indutor acoplado
V_{L2}	Tensão sobre os enrolamentos do lado secundário do indutor acoplado
V_{L1}	Tensão sobre os enrolamentos do lado primário do indutor acoplado
L_m	Indutância de magnetização
V_g	Tensão sobre o interruptor controlado
I_{Lin}	Corrente média na entrada do conversor
I_{D1}	Corrente no diodo 1
I_{D2}	Corrente no diodo 2
I_{D3}	Corrente no diodo 3
I_{D4}	Corrente no diodo 4

I_{SI}	Corrente no interruptor controlado
t_{on}	Tempo de condução do interruptor controlado
t_{off}	Tempo de bloqueio do interruptor
n	Relação de transformação do indutor acoplado
M	Indutância mútua entre os enrolamentos do indutor acoplado
k	Coefficiente de acoplamento das bobinas do núcleo
L_1	Indutância do enrolamento primário do indutor acoplado
L_2	Indutância do enrolamento secundário do indutor acoplado
V_{Lin}	Tensão sobre o indutor de entrada
V_{in}	Tensão na entrada do conversor
V_{C1}	Tensão sobre o capacitor 1
V_{C2}	Tensão sobre o capacitor 2
V_{C3}	Tensão sobre o capacitor 3
V_{C4}	Tensão sobre o capacitor 4
V_{C5}	Tensão sobre o capacitor 5
V_{Lm}	Tensão de magnetização do indutor acoplado
T_s	Período de chaveamento
D	Ciclo de trabalho do interruptor
f	Frequência de chaveamento do interruptor
Δi_{Lin}	Ondulação da corrente de entrada
P_{out}	Potência na saída do conversor
P_{in}	Potência na entrada do conversor
η	Rendimento do conversor
$I_{Lin\ max}$	Máximo valor da corrente de entrada
$I_{Lin\ min}$	Mínimo valor da corrente de entrada
$\Delta i_{Lin}\ %$	Porcentagem da ondulação de corrente da entrada do conversor
I_{Lm}	Corrente de magnetização
$I_{Lm\ max}$	Maior valor da corrente de magnetização
$I_{Lm\ min}$	Menor valor da corrente de magnetização
Δi_{Lm}	Ondulação da corrente de magnetização

$\Delta i_{Lm} \%$	Porcentagem da ondulação de corrente de magnetização
$I_{D1 max}$	Corrente de pico ou corrente máxima no diodo 1
$I_{D1 med}$	Corrente média no diodo 1
$I_{D1 ef}$	Corrente eficaz no diodo 1
$V_{D1 max}$	Tensão máxima ou tensão de pico no diodo 1
$V_{D1 ef}$	Tensão eficaz no diodo 1
$I_{D2 med}$	Corrente média no diodo 2
$I_{D2 min}$	Corrente mínima no diodo 2
$I_{D2 max}$	Corrente máxima no diodo 2
$I_{D2 ef}$	Corrente eficaz no diodo 2
t_{D2}	Tempo de condução do diodo 2
$I_{D4 max}$	Corrente máxima no diodo 4
I_{C1}	Corrente do capacitor 1
t_1	Tempo de bloqueio do interruptor
ΔV_{C1}	Ondulação de tensão no capacitor 1
$V_{D2 max}$	Tensão máxima ou tensão de pico no diodo 2
$V_{D2 ef}$	Tensão eficaz no diodo 2
$I_{D3 med}$	Corrente média no diodo 3
$I_{D3 max}$	Corrente máxima ou corrente de pico no diodo 3
$I_{D3 ef}$	Corrente eficaz no diodo 3
$V_{D3 max}$	Tensão máxima ou tensão de pico no diodo 3
$V_{D3 ef}$	Tensão eficaz no diodo 3
$I_{D4 med}$	Corrente média no diodo 4
$I_{D4 ef}$	Corrente eficaz no diodo 4
$V_{D4 max}$	Tensão máxima ou tensão de pico no diodo 4
$V_{D4 ef}$	Tensão eficaz no diodo 4
$V_{ch max}$	Tensão máxima ou tensão de pico no interruptor
$V_{ch med}$	Tensão média no interruptor
$V_{ch ef}$	Tensão eficaz no interruptor

$I_{ch\ max}$	Corrente máxima no interruptor
$I_{ch\ min}$	Corrente mínima no interruptor
$I_{ch\ med}$	Corrente média do interruptor
$I_{ch\ ef}$	Corrente eficaz no interruptor
$I_{Lin\ med}$	Corrente média no indutor de entrada
$I_{Lin\ ef}$	Corrente eficaz no indutor de entrada
$I_{ac\ med}$	Corrente média no indutor acoplado
$I_{ac\ 1\ max}$	Corrente máxima no primário do indutor acoplado
$I_{ac\ 1}$	Corrente no enrolamento primário do indutor acoplado
$I_{ac\ 2}$	Corrente no enrolamento secundário do indutor acoplado
$I_{Lm\ rms}$	Corrente eficaz de magnetização
$I_{ac\ 1\ rms}$	Corrente eficaz no enrolamento primário do indutor acoplado
$I_{ac\ 2\ rms}$	Corrente eficaz no enrolamento secundário do indutor acoplado
$P_{tot\ diodo}$	Perdas totais em um diodo
$P_{D\ cond}$	Perdas de condução do diodo
$P_{D\ comut}$	Perdas de comutação do diodo
$V_{(TO)}$	Força eletromotriz intrínseca de um diodo
r_T	Resistência série intrínseca de um diodo
$I_{D\ med}$	Corrente média de um diodo
$I_{D\ ef}$	Corrente eficaz de um diodo
t_{cond}	Tempo de condução do diodo
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa de um diodo
I_L	Corrente de recuperação reversa
V_D	Tensão reversa do diodo
t_{ri}	Parte do tempo de recuperação reversa de um diodo
V_{pico}	Máxima tensão reversa de um diodo
I_{RM}	Máxima corrente reversa de um diodo
$P_{tot\ ch}$	Perdas totais em um transistor
$P_{ch\ cond}$	Perdas em condução do transistor

$P_{ch\ comut}$	Perdas de comutação do transistor
$R_{D\ on}$	Resistência de condução do transistor
$P_{ch\ on}$	Perdas em condução do interruptor
$P_{ch\ off}$	Perdas em bloqueio do interruptor
V_{DS}	Tensão média entre dreno e fonte
I_{DS}	Corrente média entre dreno e fonte
E_{on}	Potência dissipada quando a chave é ligada
E_{off}	Potência dissipada quando a chave é desligada
τ_{on}	Tempo de subida da corrente em um interruptor no momento que ele conduz
τ_{off}	Tempo de descida da corrente em um interruptor no momento que ele bloqueia
B	Densidade de fluxo magnético
H	Intensidade do campo magnético
K_H	Coefficiente de perdas por histerese
K_E	Coefficiente de perdas por correntes parasitas
ΔB_m	Excursão da densidade de fluxo magnético
V_{nucleo}	Volume do núcleo de um elemento magnético
B_{max}	Densidade máxima de fluxo magnético
i_{max}	Máxima corrente para gerar o fluxo magnético
Δi	Varição de corrente correspondente ao fluxo magnético
P_{cobre}	Perdas nos enrolamentos de um elemento magnético
ρ	Resistividade elétrica de um condutor
l_t	Comprimento médio de uma espira
N	Número de espiras
S	Seção transversal de um condutor
N_{fios}	Número de fios em paralelo
Δ	Profundidade de penetração dos elétrons em um condutor
R	Máximo raio de um condutor
A_e	Área da perna central de um núcleo do tipo E
A_w	Área interna de um carretel de um núcleo do tipo E
J_{max}	Máxima densidade de corrente

k_w	Fator de ocupação dos condutores em um carretel de um núcleo tipo E
N_{espiras}	Número de espiras contidas em um indutor
N_{fios}	Quantidade de condutores em paralelo
S_{adotado}	Seção transversal do condutor adotada pelo projetista
K_p	Fator de utilização do primário do indutor acoplado
ΔV_C	Ondulação da tensão em um capacitor
R_{SE}	Resistência série equivalente em um capacitor
Δi_C	Ondulação de corrente em um capacitor
P_C	Perdas em capacitores

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Motivação	1
1.2 Características do conversor CC-CC de alto ganho Quasi-Z-Source	4
1.3 Objetivos	5
2 CONCEITOS BÁSICOS	7
2.1 Etapas de Operação do Conversor CC-CC de alto ganho Quasi-Z-Source	7
2.1.1 Primeira Etapa de Operação ($t_0 - t_1$).....	8
2.1.2 Segunda Etapa de Operação ($t_1 - t_2$).....	8
2.1.3 Terceira Etapa de Operação ($t_2 - t_3$)	9
2.1.4 Quarta Etapa de Operação ($t_3 - t_4$).....	10
2.1.5 Quinta Etapa de Operação ($t_4 - t_5$).....	10
2.2 Formas de Ondas Ideais	11
2.3 Análise Quantitativa	12
2.4 Cálculo das Correntes e Tensões nos Componentes do Conversor	18
2.4.1 Correntes e Tensões nos Diodos	18
2.4.1.1 Correntes no diodo 1	18
2.4.1.2 Tensões no diodo 1	19
2.4.1.3 Correntes no diodo 2	20
2.4.1.4 Tensões no diodo 2	22
2.4.1.5 Correntes no diodo 3	22
2.4.1.6 Tensões no diodo 3	23
2.4.1.7 Correntes no diodo 4	23
2.4.1.8 Tensões diodo 4	23
2.4.2 Correntes e Tensões na Chave	24
2.4.2.1 Tensões na chave	24
2.4.2.2 Correntes chave	25
2.4.3 Correntes no indutor de entrada	26
2.4.4 Correntes no indutor acoplado	26
2.5 Equacionamento das Perdas nos Componentes do Conversor	27
2.5.1 Perdas em diodos	28

2.5.1.1 Perdas por condução nos diodos.....	28
2.5.1.2 Perdas por comutação nos diodos.....	29
2.5.2 Perdas em transistores do tipo MOSFET	30
2.5.2.1 Perdas por condução em MOSFET's	30
2.5.2.2 Perdas por comutação em MOSFET's	30
2.5.3 Perdas nos elementos magnéticos.....	32
2.5.3.1 Perdas no núcleo dos elementos magnéticos	32
2.5.3.2 Perdas nos enrolamentos dos elementos magnéticos	34
2.6 Volume, Peso e Dimensão dos Componentes do Conversor	34
2.6.1 Volume e dimensão do indutor de entrada	35
2.6.2 Volume e dimensão do indutor acoplado	36
2.7 Computação em Problemas de Engenharia	36
2.8 Escolha dos Capacitores.....	37
3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	39
3.1 Comparação Entre a Simulação 1 e as Equações Analíticas	39
3.2 Comparação Entre a Simulação 2 e as Equações Analíticas	42
3.3 Comparação Entre a Simulação 3 e as Equações Analíticas	44
4 ALGORITMO DE BUSCA PARA SOLUÇÃO ÓTIMA	46
4.1 Simulação Sem o Uso do Algoritmo	48
4.2 Estudo do Melhor Estado de Operação do Conversor Utilizando o Algoritmo	50
5 ESCOLHA DE NOVOS COMPONENTES PARA O CONVERSOR.....	56
5.1 Simulação Com o Novo Estado de Operação e Componentes.....	59
6 CONCLUSÃO.....	71
6.1 Considerações Finais	71
6.2 Trabalhos Futuros	73
REFERÊNCIAS	74
ANEXO A – CÓDIGO DO ALGORITMO UTILIZADO PARA APRIMORAMENTO DO CONVERSOR CC-CC DE ALGO GANHO COM TOPOLOGIA QUASI-Z-SOURCE UTILIZANDO INDUTORES ACOPLADOS.....	76

1 INTRODUÇÃO

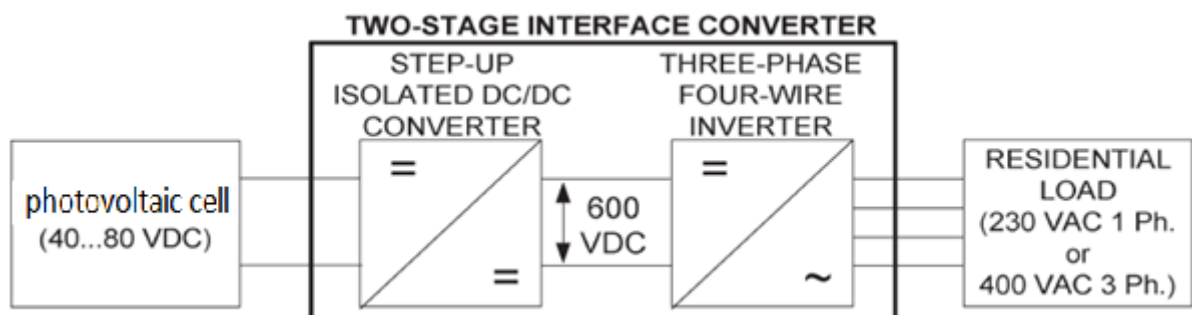
1.1 Motivação

A conversão da radiação solar em energia elétrica por meio de células fotovoltaicas é a abordagem moderna mais eficiente para geração distribuída (VINNIKOV; ROASTO, 2011, p. 192). A eficiência da conversão, isto é, a proporção de energia elétrica disponível para ser utilizada em relação a radiação solar instantânea, encontra-se entre 65% e 70%, teoricamente. Porém, as tecnologias atuais só conseguem alcançar uma eficiência em torno de 20%.

A eficiência de um sistema fotovoltaico depende da capacidade das células fotovoltaicas transformarem a radiação solar em energia elétrica e da eficiência dos componentes associados ao sistema, como conversor, inversor, baterias, controlador de carga, etc.

Em alguns sistemas elétricos, especialmente os autônomos (que não necessitam estar conectados à rede elétrica para consumo e produção de energia), ao utilizarem painéis fotovoltaicos para a alimentação de cargas em corrente alternada, utiliza-se, em um dos estágios de conversão de energia, um conversor elevador de tensão CC-CC na entrada do inversor de frequência que é conectado à carga CA para adequar a tensão que será utilizada pela carga como ilustrado na figura 1.1.

Figura 1.1 – Estrutura típica da interface de um sistema de conversão de energia fotovoltaica para alimentação de uma carga residencial.



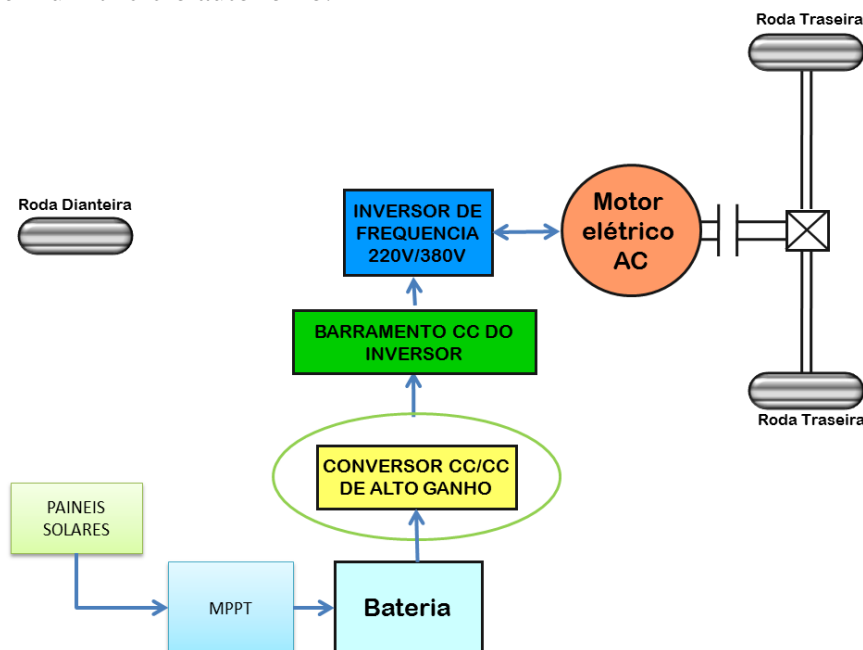
Fonte: VINNIKOV e ROASTO (2011).

Este conversor CC-CC denomina-se *Boost* e é responsável por elevar a tensão contínua do banco de baterias para adequar com o nível de tensão requisitado pela carga ao inversor de frequência. O projeto deste conversor é o estágio mais desafiador, pois nele é que há a maior contribuição da eficiência, peso e tamanho do conversor eletrônico (VINNIKOV;

ROASTO, 2011, p. 192), pois a baixa tensão fornecida pelo painel solar é associada a altas correntes na entrada do conversor (transistores de chaveamento, diodos e indutores) elevando as perdas por condução e comutação nos semicondutores, consequentemente reduzindo a eficiência do sistema.

A figura 1.2 ilustra um diagrama de blocos proposto por E SILVA (2015) que apresenta, em um dos seus estágios, um bloco que representa um conversor *Boost* de alto ganho que será estudado neste trabalho. Nesta topologia, utilizou-se um módulo fotovoltaico para alimentar um banco de baterias. A tensão na saída do banco de baterias é elevada através do conversor CC-CC de alto ganho e ficará disponível para o inversor de frequência através do barramento CC. O inversor de frequência tem a função de converter a tensão CC do barramento em CA e disponibiliza-la a carga.

Figura 1.2 – Diagrama de blocos de um sistema elétrico de potência em um triciclo autônomo.



Fonte: E SILVA (2015).

Segundo E SILVA (2015, p. 86), a carga do sistema da figura 1.2 é um motor elétrico de indução trifásico (MIT) em corrente alternada, logo para este caso, necessita-se de uma tensão de fase com 311 volts de pico e 220 volts RMS para correto funcionamento do mesmo; porém, a tensão do banco de baterias é contínua e tem um valor de 24 volts, portanto torna-se necessário, na entrada do inversor de frequência, um conversor elevador CC-CC *Boost* para adequação do nível de tensão.

Outra importante função fundamental do conversor *Boost* é a possibilidade de atuar como seguidor do ponto de máxima potência (MPPT) do painel solar. A técnica MPPT atua de forma a regular o ciclo de trabalho do conversor com a finalidade de variar a tensão de saída do módulo fotovoltaico para manter a potência constante de acordo com a corrente de entrada. Esta técnica aumenta significativamente a eficiência do sistema fotovoltaico.

Segundo AYDERMIR; EVRAN (2013, p. 117), existem alguns métodos alternativos que podem ser utilizados em substituição do conversor *Boost* nesse sistema como é o caso de arranjar os painéis em série para aumentar a tensão e diminuir o custo do sistema, contudo os efeitos de sombreamento e queda de tensão nos fios reduzem a eficiência do sistema. Outra alternativa é usar conversores isolados DC-DC do tipo *Flyback*, porém há a presença de perturbações de tensão na chave por conta da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador, além de que o tempo de recuperação reversa do diodo no lado secundário do transformador causa problemas de interferência eletromagnética nestes conversores. Uma solução para a indutância de dispersão seria usar circuitos *snubbers*, porém a eficiência do conversor diminui devido as perdas nos componentes resistivos destes circuitos, e ainda há o caso do aumento da complexidade do conversor.

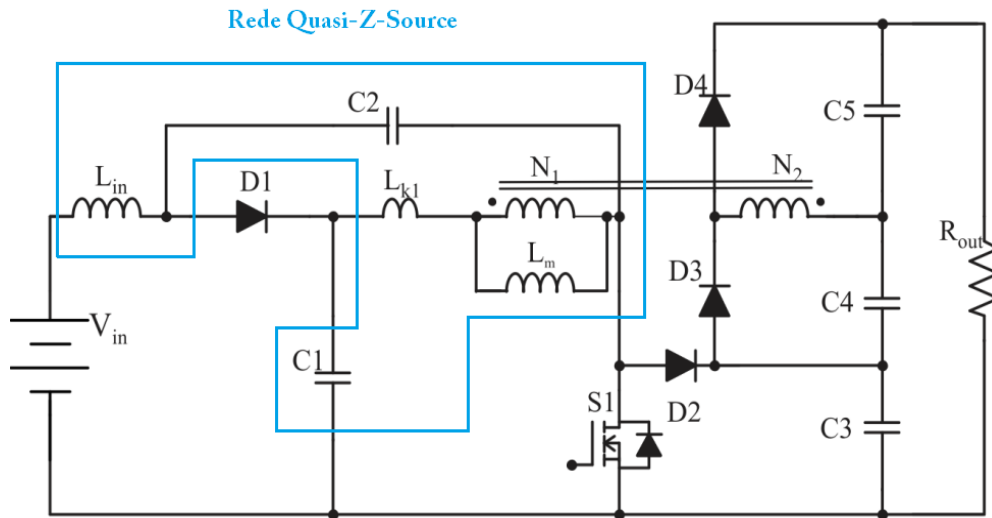
WAI et al (2007, p. 354), expõem que os conversores *Boost* convencionais não fornecem elevado ganho de tensão devido as perdas associadas ao indutor, filtro capacitivo, chave e diodo. Se a chave operar com um elevado ciclo de trabalho para aumentar o ganho, surgirá um alto tempo de recuperação reversa e o diodo apresentará altas perdas em comutação, consequentemente, o conversor apresentará baixa eficiência além de problemas de interferência eletromagnética. Mesmo com o acréscimo de técnicas de grampeamento de tensão para diminuir o problema na recuperação reversa, existem altos picos de tensão na chave, devido a indutância de dispersão, que diminuem o rendimento do conversor ao aumentar as perdas.

Neste trabalho, uma topologia de conversor de alto ganho utilizando indutores acoplados vem como solução para os problemas apresentados nos conversores *Boost* convencionais. Esta topologia proporciona alto ganho de tensão na saída, além de baixos picos de tensão na chave com redução do tempo de recuperação reversa no diodo da saída. O problema resultante da energia armazenada na indutância de dispersão e magnetização do primário causar altos picos de tensão na chave, é solucionado com o acréscimo de um diodo e um capacitor que permitem a reciclagem desta energia ao fornece-la a carga.

1.2 Características do conversor CC-CC de alto ganho *Quasi-Z-Source*

A topologia em estudo, mostrada na figura 1.3, tem como característica principal a presença da rede *Quasi-Z-Source* em conjunto com a utilização de indutores acoplados.

Figura 1.3 – Conversor CC-CC de alto ganho utilizando rede *Quasi-Z-Source* e indutores acoplados.



Fonte: E SILVA (2015). Adaptado pelo autor.

Esta topologia é do tipo não isolada e garante uma corrente contínua na fonte de entrada com baixa ondulação (E SILVA, 2015). O uso de indutores acoplados é o que reduz a ondulação de corrente na entrada do módulo fotovoltaico causada pela variação de potência nas células fotovoltaicas. Isto garante alguns benefícios como a garantia que os indutores não venham a saturar devido aos altos picos de corrente, menores perdas no cobre e por condução, e redução das ondulações de tensão na saída, conseqüentemente menores filtros capacitivos (KIM, K. D. et al. 2011).

Segundo WU, T. F., et al. (2008, p. 154), para se obter um alto ganho de tensão é preciso utilizar conversores em conjunto com transformadores ou indutores acoplados. Em comparação a um transformador isolado, um indutor acoplado tem uma estrutura de enrolamentos mais simples, menor perda por condução e ainda garante o uso de menores quantidades de componentes na estrutura.

O ganho nos conversores DC-DC com topologia *Z-Source* é dado por: $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-2\cdot D)}$, que é maior que o ganho no conversor *Boost* convencional: $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)}$. Ao se utilizar

indutores acoplados na topologia, menores valores de ciclo de trabalho serão necessários para alcançar um alto ganho no conversor e assim obtendo-se uma eficiência mais elevada com menores perdas (AYDERMIR; EVRAN, 2013, p. 118).

Segundo E SILVA (2015, p. 28), a topologia em questão é indicada pelo fato de permitir o uso de transistores com resistência série equivalente (RSE) baixa para diminuir as perdas por comutação, utilizar valores de capacitância reduzida, apresentar elementos magnéticos com tamanhos reduzidos e garantir um ganho estático de aproximadamente 13 vezes garantido pelo indutor acoplado.

O capacitor C2 da rede *Quasi-Z-Source* acumula a energia resultante das sobretensões causadas pelas indutâncias de dispersão e magnetização. Ao ser carregado, ele polariza diretamente o diodo D2 que foi inserido nesta topologia com o intuito de tornar possível a transferência da energia acumulada nas indutâncias de magnetização e dispersão para o capacitor C3, que também foi acrescentado nesta topologia. Com o acréscimo destes componentes, a relação de espiras do indutor acoplado é minimizada, resultando na diminuição do volume e, segundo PARK, K. B. (2011, p. 577), em uma menor ondulação de corrente na entrada do conversor, porém, ao adicionar um diodo de potência, aumenta-se também as perdas por recuperação reversa.

E SILVA (2015, p. 30) ainda ressalta que a conexão do primário do indutor acoplado na saída do conversor pode promover a redução da razão cíclica e, segundo (PARK, K. B. 2011, p. 578), balancear a ondulação de tensão entre o primário e secundário.

1.3 Objetivos

Diante dos motivos apresentados que nos remete ao uso do conversor CC-CC com topologia *Quasi-Z-Source* de alto ganho para o sistema da figura 1.2, o presente trabalho tem como objetivo reduzir as perdas nos componentes e diminuir o peso e volume, ou seja, aprimorar o conversor da figura 1.3 para aumentar o rendimento do sistema com uma menor placa para o circuito. Os métodos utilizados para se chegar aos resultados esperados terão como finalidade alterar o ciclo de trabalho e a frequência de chaveamento visando um estado que forneça as melhores condições desejadas.

Um estudo aprofundado do conversor em questão também será foco deste trabalho, bem como a busca por componentes ou alterações na topologia que forneçam maiores

rendimentos. Como o trabalho será voltado para redução da potência dissipada pelos componentes, um estudo detalhado sobre as perdas de cada componente do sistema será abordado de forma a melhorar o entendimento sobre o que se deseja alcançar neste trabalho e como será realizado.

2 CONCEITOS BÁSICOS

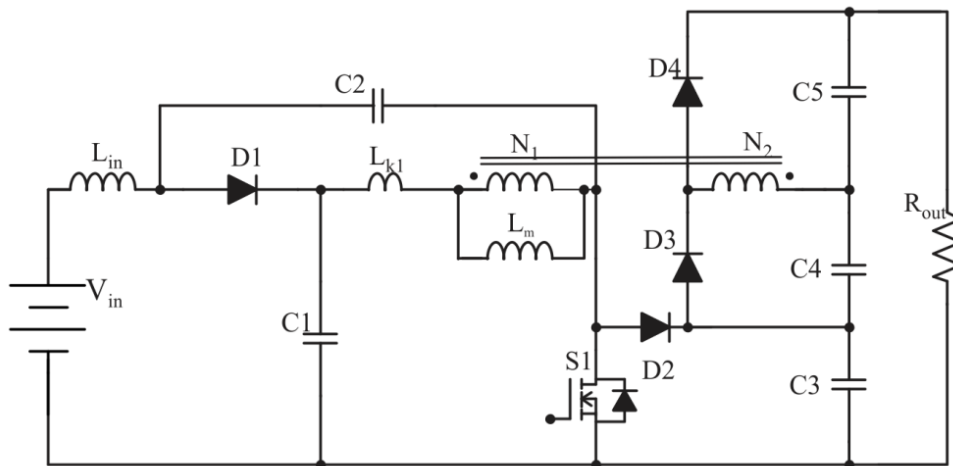
Para melhor entendimento das técnicas utilizadas para aprimorar o conversor CC-CC de alto ganho em estudo, serão apresentadas nesta seção, análises qualitativa e quantitativa do conversor e das perdas existentes em seus componentes.

2.1 Etapas de Operação do Conversor CC-CC de alto ganho *Quasi-Z-Source*

Como o foco deste trabalho é reduzir as perdas no conversor proposto, será considerada a dissipação de potência nos diodos D1, D2, D3 e D4, bem como as perdas nos enrolamentos, nos elementos magnéticos e perdas por condução e comutação da chave S1. A influência da indutância de dispersão (indutor acoplado) nas perdas sobre os componentes do conversor, também será analisada neste trabalho.

Os valores das capacitâncias do C1, C2, C3, C4 e C5 serão suficientemente elevadas para manter a tensão praticamente constante nestes componentes. Para análise das etapas de operação do conversor, será determinado um funcionamento no modo de condução contínuo em regime permanente. O conversor proposto é ilustrado na figura a seguir.

Figura 2.1 – Conversor CC-CC de alto ganho *Quasi-Z-Source* em estudo.

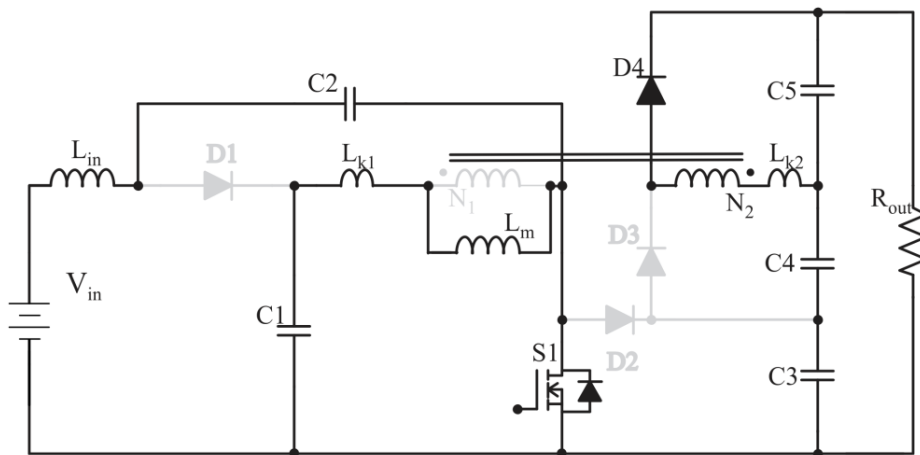


Fonte: E SILVA (2015).

2.1.1 Primeira Etapa de Operação ($t_0 - t_1$)

A figura 2.2 ilustra o estado do conversor nesta etapa de operação. Segundo E SILVA (2015, p. 32), este estágio está relacionado a um curto instante de comutação devido a transição de estados da chave S1. Nesta etapa, quando a chave entra em condução, D4 ainda encontra-se conduzindo devido sua polarização direta através da energia resultante na indutância de dispersão no enrolamento secundário do indutor acoplado. Os diodos D1, D2 e D3 encontram-se bloqueados, pois são inversamente polarizados pelos componentes passivos do circuito.

Figura 2.2 – Estado do circuito na primeira etapa de operação ($t_0 - t_1$).

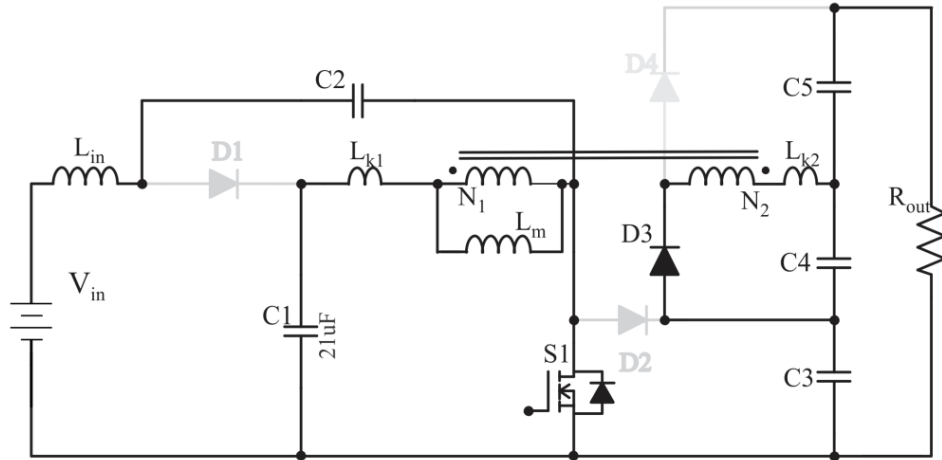


Fonte: E SILVA (2015).

2.1.2 Segunda Etapa de Operação ($t_1 - t_2$)

Esta etapa representa o resto do tempo em que a chave encontra-se conduzindo. Os diodos D1 e D2 continuam bloqueados, o diodo D4 que antes encontrava-se conduzindo entra em modo de bloqueio, pois a energia da indutância de dispersão do secundário é descarregada no capacitor C5 e na carga, logo ele é inversamente polarizado. A corrente na entrada do conversor cresce linearmente devido a influência do indutor L_{in} . Nesta etapa, também ocorre a entrada em condução do diodo D3 que permite que o capacitor C4 seja carregado. A indutância de dispersão L_{k2} em conjunto com o enrolamento N_2 induzem uma tensão V_{L2} sobre o capacitor C4 que é resultante da reflexão pelo primário do indutor acoplado. A figura 2.3 mostra o estado do conversor nesta etapa de operação.

Figura 2.3 – Estado do circuito na segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$).

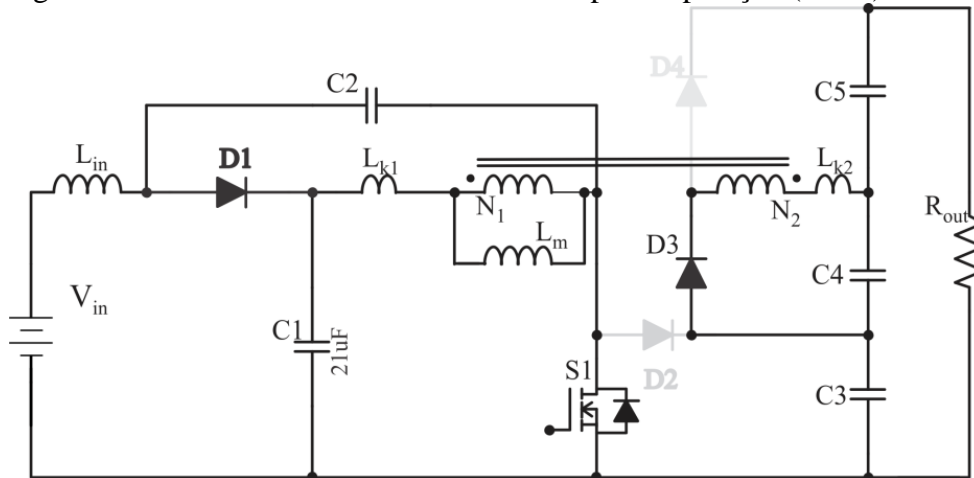


Fonte: E SILVA (2015).

2.1.3 Terceira Etapa de Operação ($t_2 - t_3$)

Nesta etapa, do mesmo modo que a primeira etapa de operação, a energia armazenada na indutância de dispersão no enrolamento secundário permite que o diodo D3 permaneça polarizado diretamente por um curto espaço de tempo. Nesta etapa também ocorre a entrada do diodo D1 em modo de condução, pois o indutor de entrada encontra-se carregado polarizando-o diretamente. A figura 2.4 abaixo ilustra o estado do circuito nessa etapa.

Figura 2.4 – Estado do circuito na terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$).

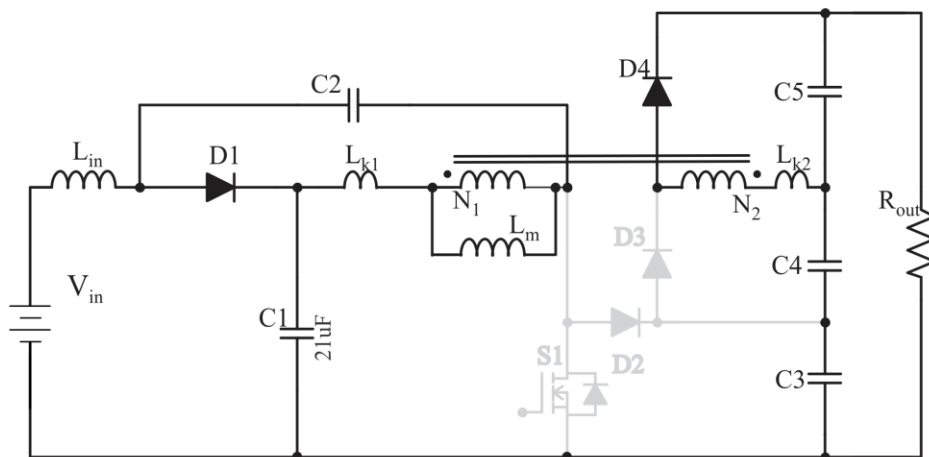


Fonte: E SILVA (2015).

2.1.4 Quarta Etapa de Operação ($t_3 - t_4$)

De acordo com E SILVA (2015, p. 32), esta etapa representa o resto do tempo em que a chave encontra-se bloqueada. O diodo D1 permanece conduzindo e o capacitor C2 é carregado por uma parcela da energia armazenada na indutância de magnetização L_m do indutor acoplado. O diodo D3 entra em bloqueio devido a energia advinda da indutância de dispersão secundária ser transferida para os capacitores C4 e C5. A figura 2.5 representa o estado do circuito nessa etapa de operação.

Figura 2.5 – Estado do circuito na quarta etapa de operação ($t_3 - t_4$).

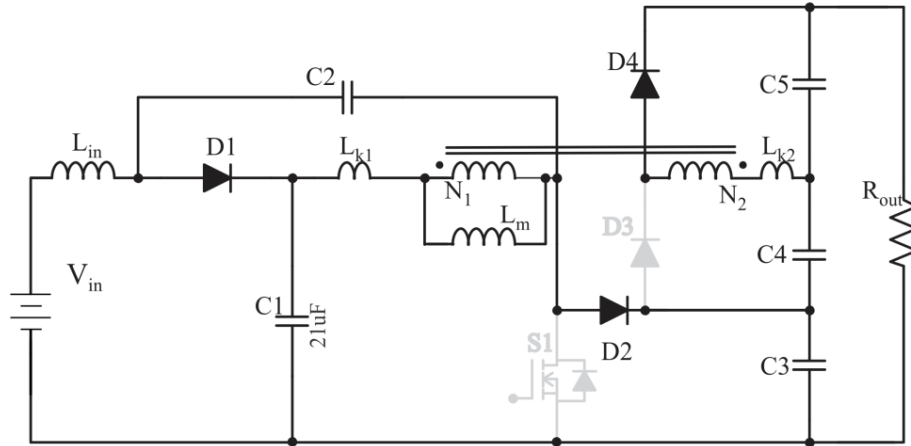


Fonte: E SILVA (2015).

2.1.5 Quinta Etapa de Operação ($t_4 - t_5$)

Esta etapa é caracterizada pelo fato do diodo D2 entrar em condução devido sua polarização direta pelo capacitor C2 que é carregado na etapa anterior. Sua entrada em condução permite que a energia acumulada nas indutâncias de magnetização e dispersão L_{k1} seja utilizada para carregar o capacitor C3. Também nesta etapa ocorre o carregamento do capacitor C5 pela energia armazenada no enrolamento secundário que flui através do caminho fornecido pelo diodo D4. Com isso os capacitores C5, C4 e C3 continuam alimentando a carga durante todas as etapas. A figura 2.6 ilustra o estado do circuito nessa etapa de operação.

Figura 2.6 – Estado do circuito na quinta etapa de operação ($t_4 - t_5$).

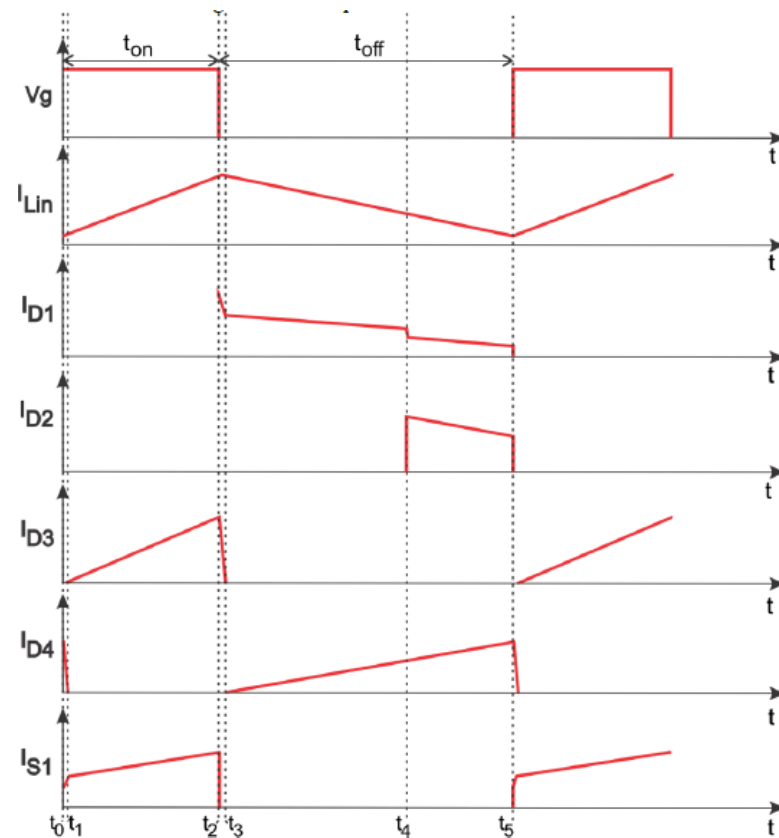


Fonte: E SILVA (2015).

2.2 Formas de Ondas Ideais

A figura 2.7 ilustra algumas das formas de ondas teóricas das cinco fases de operação explanadas na seção anterior com seus respectivos tempos de operação.

Figura 2.7 – Principais formas de onda do conversor proposto.



Fonte: E SILVA (2015).

Nesta figura, V_g representa a tensão na chave fornecida pelo sinal PWM (Modulação por largura de pulso), ou seja, o chaveamento do interruptor; I_{Lin} a corrente na entrada do conversor; I_{D1} , I_{D2} , I_{D3} e I_{D4} as correntes que passam pelos diodos D1, D2, D3 e D4 respectivamente; e I_{S1} a corrente que flui através do transistor.

Nota-se que no tempo em que a chave encontra-se conduzindo (t_{on}) os diodos D1, D2 e D4 encontram-se bloqueados e o indutor L_{in} se carrega gradativamente. Já no período em que a chave se encontra bloqueada (t_{off}) apenas o diodo D2 continua bloqueado e os diodos D1 e D4 entram em modo de condução; o diodo D3 que encontrava-se conduzindo, entra em modo de bloqueio. Nota-se que em um certo momento de t_{off} , o diodo D2 passa a conduzir e isto se dá quando a tensão no capacitor C2 é maior que a tensão no capacitor C3.

2.3 Análise Quantitativa

Nesta seção será realizado uma análise quantitativa nos componentes do conversor de modo a determinar as equações que forneçam os parâmetros dos componentes em função das características de operação do conversor proposto.

A relação entre espiras de um indutor acoplado é definida como sendo:

$$n = \frac{N_2}{N_1} \quad (1)$$

Onde N_1 é o número de espiras do enrolamento primário, N_2 o número de espiras do enrolamento secundário, e n a relação de transformação do indutor.

De acordo com E Silva (2015), a indutância que um enrolamento exerce sobre o outro é chamada de indutância mútua e pode ser determinada pelas seguintes equações:

$$M = \frac{N_2}{N_1} \cdot L_m = n \cdot L_m \quad (2)$$

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \quad (3)$$

Onde L_m é a indutância de magnetização do indutor acoplado e k é o coeficiente de acoplamento das bobinas no núcleo.

As indutâncias L_1 e L_2 dos enrolamentos são dadas pelas equações abaixo:

$$L_1 = L_m + L_{k1} = \frac{M}{n} + L_{k1} \quad (4)$$

$$L_2 = n^2 \cdot L_m + L_{k2} = n \cdot M + L_{k2} \quad (5)$$

Em que L_{k1} e L_{k2} são as indutâncias de dispersão no enrolamento primário e secundário respectivamente. A indutância de dispersão no enrolamento secundário do indutor acoplado também pode ser obtida pela equação a seguir:

$$L_{k2} = n^2 \cdot L_{k1} \quad (6)$$

Ao realizar manipulações algébricas da equação (6) em (5), pode-se obter:

$$L_2 = n^2 \cdot (L_m + L_{k1}) \quad (7)$$

Na primeira etapa de operação, a tensão do indutor de entrada é dada pela seguinte equação:

$$V_{Lin} = V_{in} + V_{C2} \quad (8)$$

Nesta etapa, o diodo D1 encontra-se bloqueado, logo a tensão que fica submetida no enrolamento do primário do indutor acoplado é dada por:

$$V_{L1} = V_{C1} \quad (9)$$

Também neste estágio, a tensão de magnetização (V_{Lm}) pode ser obtida através de um divisor de tensão que, manipulado em função da indutância de dispersão L_{k1} , resulta na seguinte equação:

$$L_{k1} = \frac{L_m \cdot V_{C1}}{V_{Lm}} - L_m \quad (10)$$

Já no final da segunda etapa, a tensão sobre o capacitor C4 pode ser definida como sendo:

$$V_{C4} = k \cdot n \cdot V_{C1} \quad (11)$$

Esta equação só é válida por conta da corrente no enrolamento secundário ser pequena nesta etapa, portanto a indutância de dispersão L_{k2} não influenciará a tensão no capacitor C4.

Na quarta etapa, quando as indutâncias de magnetização e dispersão carregam o capacitor C2, a tensão no enrolamento primário pode ser dada por:

$$V_{L1} = -V_{C2} \quad (12)$$

E a tensão no indutor de entrada:

$$V_{Lin} = V_{in} - V_{C1} \quad (13)$$

No fim desta etapa o capacitor C5 terá uma tensão conforme equação abaixo:

$$V_{C5} = n \cdot V_{L2} \quad (14)$$

Na quinta e última etapa, pode-se considerar a tensão no capacitor C3 como:

$$V_{C3} = V_{C1} + V_{C2} \quad (15)$$

Segundo E SILVA (2015, p. 37), o valor médio de tensão no indutor acoplado é zero, logo a seguinte equação pode ser definida:

$$\int_0^{T_s} V_{L1}(t)dt = \int_0^{D \cdot T_s} V_{L1}(t)dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} V_{L1}(t)dt = 0 \quad (16)$$

Onde T_s é o período de chaveamento e D é o ciclo de trabalho que o conversor opera. Aplicando as equações (9) e (12) em (16) e manipulando a expressão, encontra-se:

$$\frac{V_{C2}}{V_{C1}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (17)$$

Do mesmo modo, considerando zero o valor médio da tensão do indutor de entrada, têm-se:

$$\int_0^{D \cdot T_s} V_{Lin}(t)dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} V_{Lin}(t)dt = 0 \quad (18)$$

Substituindo as equações (8) e (13) em (18), e realizando as devidas simplificações, chega-se na seguinte expressão:

$$D \cdot V_{C2} + V_{in} - V_{C1} + D \cdot V_{C1} = 0 \quad (19)$$

Através da manipulação da equação (17) em (19), é possível obter as tensões nos capacitores C1 e C2, as quais são:

$$V_{C1} = \frac{(1-D)}{(1-2 \cdot D)} \cdot V_{in} \quad (20)$$

$$V_{C2} = \frac{D}{(1-2 \cdot D)} \cdot V_{in} \quad (21)$$

Arranjando as equações (20) e (21) em (15) é possível obter a tensão no capacitor C3 dada por:

$$V_{C3} = \frac{1}{(1-2 \cdot D)} \cdot V_{in} \quad (22)$$

Substituindo a equação (20) em (11) e realizando as devidas simplificações é possível obter-se a tensão no capacitor C4 expressa por:

$$V_{C4} = n \cdot k \cdot \frac{(1-D)}{(1-2 \cdot D)} \cdot V_{in} \quad (23)$$

No quarto estágio, quando a chave entra em estado de bloqueio, a tensão em cima do indutor secundário L_2 pode ser aproximada pela tensão de magnetização refletida para N_2 já que a corrente no enrolamento secundário é relativamente baixa e sua dispersão pequena. Logo a tensão no capacitor C5 pode ser aproximada por:

$$V_{C5} = n \cdot k \cdot \frac{D}{(1-D)} \cdot V_{C1} \quad (24)$$

Arranjando a expressão (20) em (24), obtêm-se a seguinte equação:

$$V_{C5} = n \cdot k \cdot \frac{D}{(1 - 2 \cdot D)} \cdot V_{in} \quad (25)$$

A tensão de saída V_{out} pode ser obtida pela expressão:

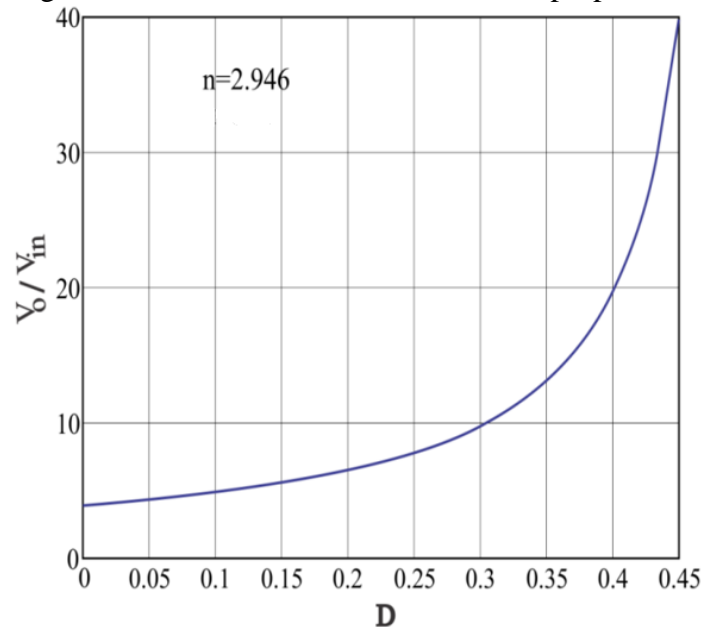
$$V_{out} = V_{C3} + V_{C4} + V_{C5} \quad (26)$$

Substituindo as equações (22), (23) e (25) em (26) e manipulando em função do ganho estático do conversor em questão, encontra-se:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1 + n}{1 - 2 \cdot D} \quad (27)$$

A figura 2.8 abaixo ilustra o gráfico do ganho do conversor.

Figura 2.8 – Ganho estático do conversor proposto.



Fonte: E SILVA (2015). Adaptada pelo autor.

Conclui-se que o ganho estático do conversor depende da relação de espiras do indutor acoplado e do ciclo de trabalho do conversor. Como a relação entre as espiras do indutor é constante, o ganho depende apenas da variação do ciclo de trabalho e pode atingir altos valores. Nota-se que quando o ciclo de trabalho se aproxima de 0,5, o ganho passa a ser infinito e torna-se um problema de limitação física que deve ser evitado.

Durante a primeira e segunda etapa, quando o interruptor encontra-se conduzindo, a tensão no indutor de entrada pode ser determinada como:

$$V_{Lin} = L_{in} \cdot \frac{di_{Lin}}{dt} \quad (28)$$

Aplicando a equação (8) em (28), obtêm-se:

$$V_{in} + V_{C2} = L_{in} \cdot \frac{di_{Lin}}{dt} \quad (29)$$

Como a taxa de crescimento da corrente no indutor de entrada é linear, pode-se determinar a equação (29) como sendo:

$$V_{in} + V_{C2} = L_{in} \cdot \frac{\Delta i_{Lin} \cdot f}{D} \quad (30)$$

Substituindo a equação (21) em (30), têm-se:

$$L_{in} = \frac{D - D^2}{1 - 2 \cdot D} \cdot \frac{V_{in}}{\Delta i_{Lin} \cdot f} \quad (31)$$

Isolando V_{in} de (27) e substituindo em (31) resulta em:

$$L_{in} = \frac{D - D^2}{1 + n} \cdot \frac{V_{out}}{\Delta i_{Lin} \cdot f} \quad (32)$$

Isolando Δi_{Lin} em (32) encontra-se:

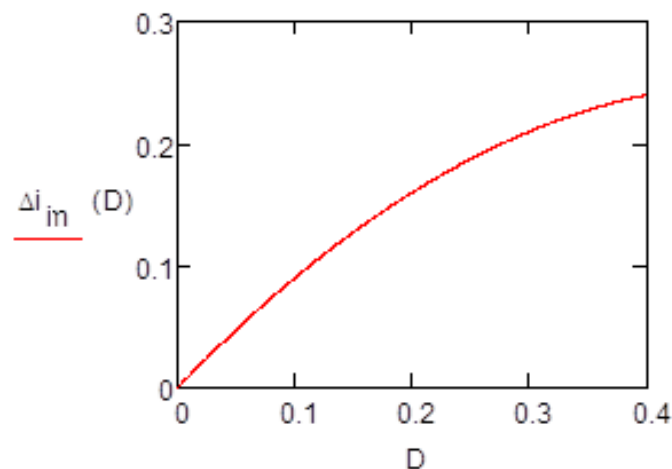
$$\Delta i_{Lin} = \frac{D - D^2}{1 + n} \cdot \frac{V_{out}}{L_{in} \cdot f} \quad (33)$$

Considerando o termo $\frac{V_{out}}{L_{in} \cdot f \cdot (1+n)}$ constante, a variação da corrente na entrada limita-se a:

$$\Delta i_{Lin} = D - D^2 \quad (34)$$

A função acima é representada graficamente pela figura 2.9. Percebe-se que a ondulação da corrente de entrada cresce com o aumento da razão cíclica, e como discutido antes, isso se torna um problema para o conversor e deve ser evitado.

Figura 2.9 – Ondulação da corrente de entrada.



Fonte: E SILVA (2015). Adaptada pelo autor.

Idealmente, a potência de entrada é conservada para saída logo, a potência de saída pode ser expressa como:

$$P_{out} = \frac{V_{in} \cdot I_{Lin}}{\eta} \quad (35)$$

Sendo η o rendimento do conversor e I_{Lin} o valor médio da corrente de entrada. Os valores máximos e mínimos da corrente de entrada podem ser obtidos pelas expressões abaixo:

$$I_{Lin\ max} = i_{Lin} + \frac{\Delta i_{Lin}}{2} \quad (36)$$

$$I_{Lin\ min} = i_{Lin} - \frac{\Delta i_{Lin}}{2} \quad (37)$$

Em termos de porcentagem, a ondulação da corrente de entrada pode ser definida como:

$$\Delta i_{Lin}\ \% = \frac{\Delta i_{Lin}}{I_{Lin}} \cdot 100 \quad (38)$$

Isolando I_{Lin} na equação (35) e aplicando na equação (38) obtém-se Δi_{Lin} como:

$$\Delta i_{Lin} = \frac{P_{out} \cdot (\Delta i_{Lin}\ \%) \cdot \eta}{V_{in}} \quad (39)$$

Finalmente, a expressão que determina a indutância de entrada, é obtida a partir da substituição da equação (39) na equação (31), a qual resulta em:

$$L_{in} = \frac{D - D^2}{(1 - 2 \cdot D)} \cdot \frac{V_{in}^2}{\eta \cdot (\Delta i_{Lin}\ \%) \cdot f \cdot P_{out}} \quad (40)$$

Do mesmo modo como encontrado para o indutor de entrada, os valores máximo e mínimo da corrente de magnetização do indutor acoplado podem ser obtidos pelas seguintes expressões:

$$I_{Lm\ max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (41)$$

$$I_{Lm\ min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (42)$$

Em que Δi_{Lm} é definido pela equação abaixo e $\Delta i_{Lm}\ \%$ é um dado especificado pelo projetista.

$$\Delta i_{Lm} = I_{Lm} \cdot \Delta i_{Lm}\ \% \quad (43)$$

A tensão do enrolamento de magnetização é expressa através da seguinte equação típica de indutores:

$$V_{Lm} = L_m \cdot \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (44)$$

Aplicando a equação (4), (7) e (2) em (3), e isolando o coeficiente de acoplamento k , surge a equação a seguir:

$$k = \frac{L_m}{L_m + L_{k1}} \quad (45)$$

Rearranjando a equação (10) em função de V_{Lm} e aplicando a equação (45), obtêm-se a seguinte expressão:

$$V_{Lm} = k \cdot V_{C1} \quad (46)$$

Que ao substituí-la em (44) encontra-se a seguinte fórmula:

$$k \cdot V_{C1} = L_m \cdot \frac{di_{Lm}}{dt} \quad (47)$$

A taxa de crescimento da corrente de magnetização é linear, logo a equação acima pode ser expressa como:

$$k \cdot V_{C1} = L_m \cdot \frac{di_{Lm}}{t_{on}} = L_m \cdot \frac{\Delta i_{Lm}}{D \cdot T} \quad (48)$$

A indutância de magnetização pode ser obtida substituindo a equação (20) em (48) como segue:

$$L_m = \frac{(D - D^2)}{(1 - 2 \cdot D)} \cdot \frac{k \cdot V_{in}}{\Delta i_{Lm} \cdot f} \quad (49)$$

2.4 Cálculo das Correntes e Tensões nos Componentes do Conversor

Nesta seção serão obtidas as correntes e tensões nos semicondutores e indutores do conversor de acordo com as características especificadas do projeto. Estes parâmetros são necessários para uma análise dos máximos valores de tensão e corrente em cada componente do circuito a fim de realizar o correto dimensionamento dos mesmos. Tais parâmetros também serão utilizados para o cálculo das perdas nestes elementos.

2.4.1 Correntes e Tensões nos Diodos

Nesta seção serão determinados as correntes e tensões necessárias para os cálculos das perdas de condução e comutação em todos os diodos do conversor.

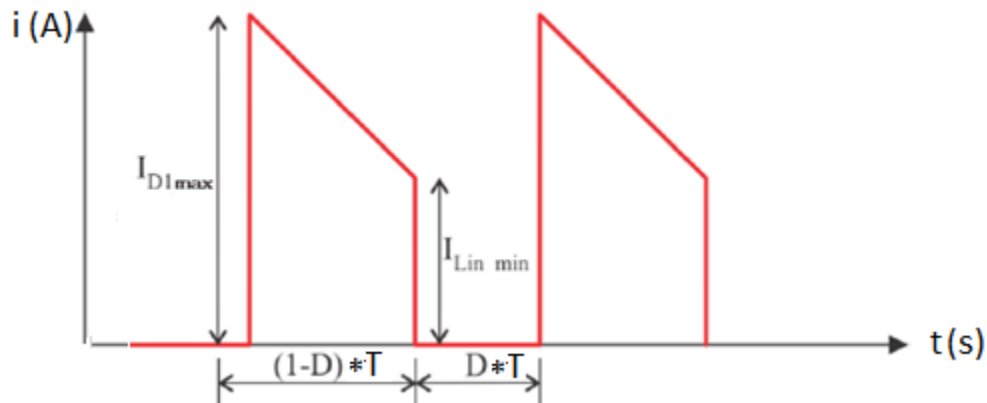
2.4.1.1 Correntes no diodo 1

A máxima corrente que percorre o diodo 1 pode ser determinada quando a chave S1 é desligada na quarta etapa de operação, pois neste estágio ela pode ser obtida através da soma da máxima corrente do indutor de entrada com a máxima corrente de magnetização como mostra a equação abaixo:

$$I_{D1\ max} = I_{Lin\ max} + I_{Lm\ max} \quad (50)$$

Segundo E SILVA (2015, p. 43), os valores das correntes média e eficaz do diodo 1 podem ser determinados através de uma aproximação do formato de onda teórico da corrente neste diodo por um trapézio, conforme mostrado na figura abaixo.

Figura 2.10 – Forma de onda aproximada da corrente no diodo 1.



Fonte: E SILVA (2015). Adaptada pelo autor.

Analisando a figura 2.10, chega-se à conclusão que a corrente média no diodo 1 pode ser determinada pela área do trapézio dividido pelo tempo correspondente ao período da onda, que é dada pela seguinte equação:

$$I_{D1\ med} = (I_{D1\ max} + I_{Lin\ min}) \cdot \frac{(1-D)}{2} \quad (51)$$

A corrente eficaz da onda trapezoidal acima, segundo NAKASHIMA, K. (2013, p. 6), é determinada conforme expressão:

$$I_{D1\ ef} = \sqrt{\frac{(1-D)}{3} \cdot (I_{Lin\ min}^2 + I_{Lin\ min} \cdot I_{D1\ max} + I_{D1\ max}^2)} \quad (52)$$

2.4.1.2 Tensões no diodo 1

Para determinar a tensão de pico, analisa-se a primeira etapa onde ocorre a maior tensão sobre o diodo D1 pode ser determinada pela soma das tensões sobre o capacitor 1 e 2 como mostrado abaixo:

$$V_{D1\ max} = V_{C1} + V_{C2} \quad (53)$$

Manipulando as equações (20) e (21) em (53) determina-se:

$$V_{D1\ max} = \frac{1}{1 - 2 \cdot D} \cdot V_{in} \quad (54)$$

Segundo E SILVA (2015, p. 59), a tensão eficaz no diodo 1 pode ser expressa como:

$$V_{D1\ ef} = V_{D1\ max} \cdot \sqrt{D} \quad (55)$$

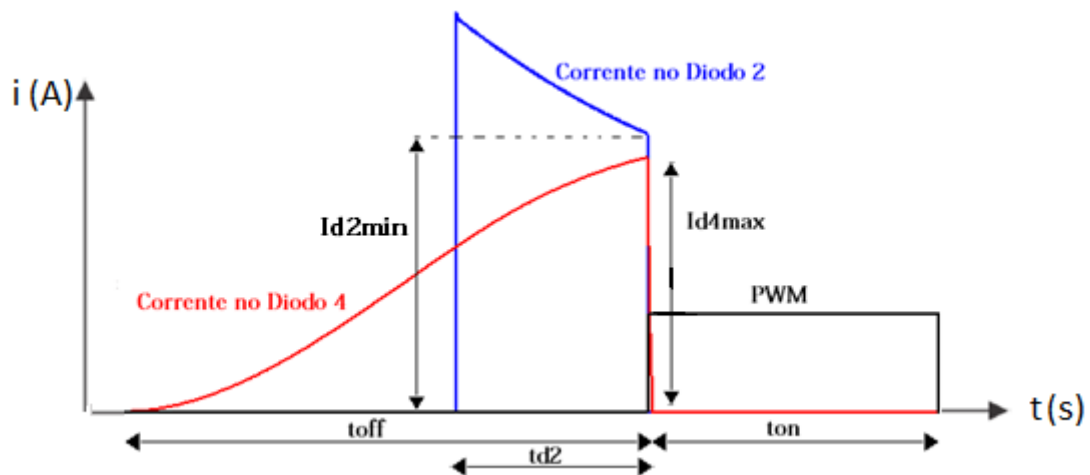
2.4.1.3 Correntes no diodo 2

A corrente média no diodo 2 tem o mesmo valor da corrente média de saída, pois a corrente média nos capacitores da saída é nula, logo:

$$I_{D2\ med} = I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (56)$$

Para se obter o valor da corrente eficaz no diodo 2, parte-se do princípio que a corrente média no diodo 4 tem o mesmo valor que a corrente média no diodo 2 como mostra a figura abaixo.

Figura 2.11 – Forma de onda das correntes no diodo 4, diodo 2 e PWM.



Fonte: Autor.

Como a área sob as curvas dividido pelo período fornecem as correntes médias nos diodos 2 e 4, e considerando a área do diodo 2 como a área de um quadrado e a do diodo 4 como de um triângulo, têm-se:

$$\frac{I_{D2\ min} \cdot t_{D2}}{T} = \frac{I_{D4\ max} \cdot t_{off}}{2 \cdot T} \quad (57)$$

Substituindo as equações do diodo 4 (70) e (71) em (57) obtêm-se:

$$I_{D2 \min} \cdot t_{D2} = \frac{I_{out} \cdot t_{off}}{1 - D} \quad (58)$$

Na figura 2.11, considerando $I_{D2 \min}$ igual a $I_{D2 \max}$ e tirando seu valor eficaz, a equação acima pode ser reescrita como:

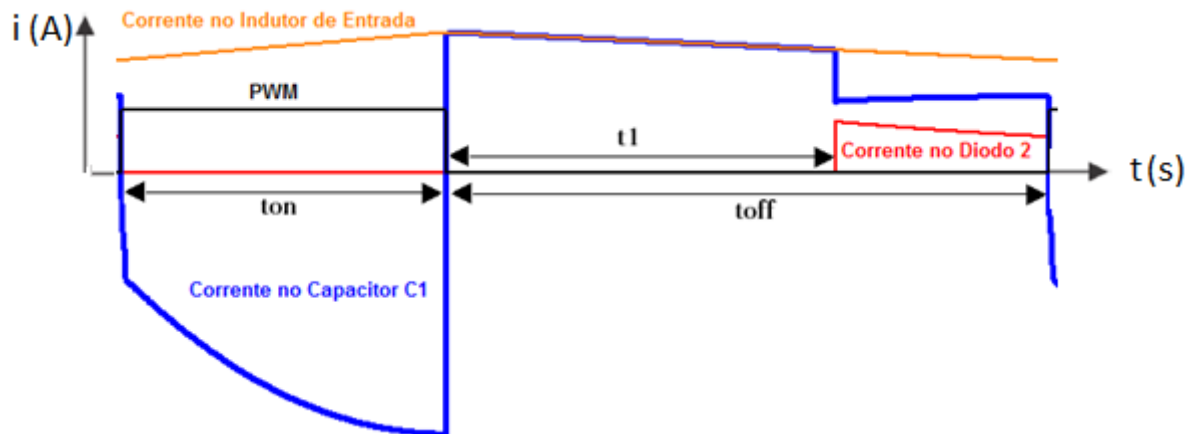
$$I_{D2 \text{ ef}} = \frac{I_{out} \cdot \sqrt{f \cdot t_{D2}}}{f \cdot t_{D2}} \quad (59)$$

A corrente que passa pelo capacitor 1 em um determinado intervalo de tempo é dada pela seguinte equação:

$$I_{C1} = C_1 \cdot \frac{dV_{C1}}{dt} \quad (60)$$

Para encontrar o tempo t_{D2} deve-se realizar uma análise a figura 2.12 abaixo:

Figura 2.12 – Formas de onda das correntes no capacitor 1, indutor de entrada, diodo 2 e PWM.



Fonte: Autor.

Percebe-se que, durante o intervalo de tempo t_1 , a corrente que passa pelo capacitor C1 tem o mesmo valor da corrente de entrada, logo a equação (60) pode ser escrita da seguinte forma em função do tempo t_1 :

$$t_1 = \frac{C_1 \cdot \Delta V_{C1}}{I_{Lin}} \quad (61)$$

Em que ΔV_{C1} é a variação da tensão no capacitor 1. A critério de projeto considera-se tal variação em torno de 2,2 volts. Determina-se t_{D2} observando a figura 2.12 em que:

$$t_{D2} = t_{off} - t_1 \quad (62)$$

2.4.1.4 Tensões no diodo 2

A tensão de pico no diodo 2 é a mesma do diodo 1, pois na quinta etapa de operação, a tensão que fica submetida ao diodo 2 é a soma das tensões sobre o capacitor 1 e 2, logo:

$$V_{D2\ max} = \frac{1}{1 - 2 \cdot D} \cdot V_{in} \quad (63)$$

Segundo E SILVA (2015, p. 44), a tensão eficaz no diodo 2 pode ser expressa como:

$$V_{D2\ ef} = V_{D2\ max} \cdot \sqrt{D} \quad (64)$$

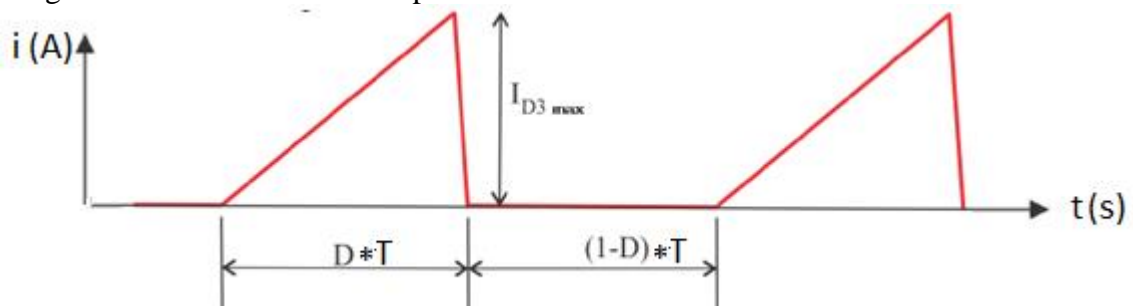
2.4.1.5 Correntes no diodo 3

Do mesmo modo que a corrente média no diodo 2, a corrente média no diodo 3 tem o mesmo valor da corrente média de saída, pois a corrente média nos capacitores da saída é nula, logo:

$$I_{D3\ med} = I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (65)$$

A forma de onda teórica da corrente no diodo 3 pode ser aproximada para um triângulo retângulo conforme a figura abaixo:

Figura 2.13 – Forma de onda aproximada da corrente no diodo 3.



Fonte: E SILVA (2015). Adaptada pelo autor.

Como a corrente média no diodo 3 é a área sob a curva dividido pelo intervalo de tempo determinado pelo período da onda da figura 2.13, obtêm-se a seguinte equação em função da corrente de pico no diodo 3:

$$I_{D3\ max} = \frac{2 \cdot I_{D3\ med}}{D} \quad (66)$$

A corrente eficaz da onda triangular acima, segundo NAKASHIMA, K. (2013, p. 7), é determinada conforme expressão:

$$I_{D3\ ef} = I_{D3\ max} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} \quad (67)$$

2.4.1.6 Tensões no diodo 3

Na quarta etapa de operação, no momento em que o diodo 3 é bloqueado, a máxima tensão que fica submetida sobre ele é a tensão do enrolamento primário (tensão no capacitor C2) refletida no secundário somado com a tensão no capacitor C4, logo:

$$V_{D3\ max} = (n \cdot k \cdot V_{C2}) + V_{C4} \quad (68)$$

E SILVA (2015, p. 60) afirma que a tensão eficaz no diodo 3 é dada pela seguinte expressão:

$$V_{D3\ ef} = V_{D3\ max} \cdot \sqrt{1 - D} \quad (69)$$

2.4.1.7 Correntes no diodo 4

Pelo mesmo motivo da corrente média no diodo 3, a corrente média no diodo 4 tem o mesmo valor da corrente média de saída, logo:

$$I_{D4\ med} = I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} \quad (70)$$

Pode-se considerar o formato de onda da corrente no diodo 4 semelhante ao diodo 3, logo as correntes de pico e eficazes são determinadas de modo semelhante as equações (66) e (67), assim:

$$I_{D4\ max} = \frac{2 \cdot I_{D4\ med}}{1 - D} \quad (71)$$

$$I_{D4\ ef} = I_{D4\ max} \cdot \sqrt{\frac{1 - D}{3}} \quad (72)$$

2.4.1.8 Tensões no diodo 4

Na segunda etapa de operação, no momento em que o diodo 4 é bloqueado, a máxima tensão que fica submetida sobre ele é a tensão do enrolamento primário (tensão no capacitor C1) refletida no secundário somado com a tensão no capacitor C5, logo:

$$V_{D4\ max} = (n \cdot k \cdot V_{C1}) + V_{C5} \quad (73)$$

Segundo E SILVA (2015, p. 61), a tensão eficaz no diodo 4 pode ser expressa como:

$$V_{D4\ ef} = V_{D4\ max} \cdot \sqrt{D} \quad (74)$$

2.4.2 Correntes e Tensões na Chave

Nesta seção serão determinados as correntes e tensões necessárias para os cálculos das perdas de condução, bloqueio e comutação na chave.

2.4.2.1 Tensões na chave

Analisando a quarta etapa de operação, no momento em que a chave se encontra bloqueada e o diodo 1 conduzindo, pode-se definir a tensão de pico que a chave fica submetida como sendo:

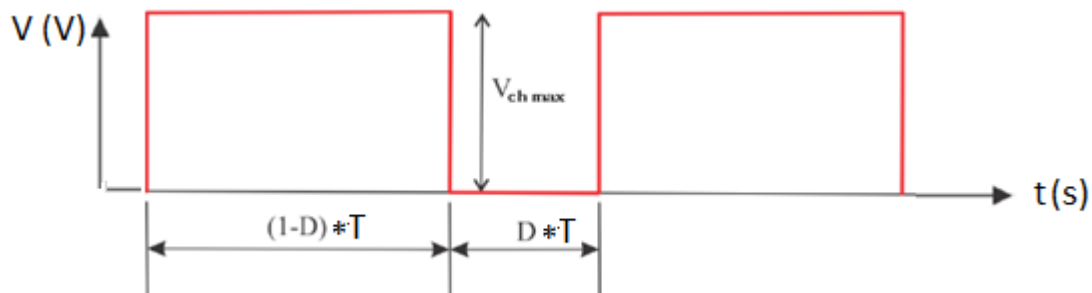
$$V_{ch\ max} = V_{C1} + V_{C2} \quad (75)$$

Substituindo as equações (20) e (21) em (75), determina-se a tensão de pico na chave em função do ciclo de trabalho e da tensão de entrada como segue:

$$V_{ch\ max} = \frac{V_{in}}{1 - 2 \cdot D} \quad (76)$$

Teoricamente, no momento em que a chave encontra-se bloqueada, a tensão em seus terminais é máxima, e quando conduzindo, a tensão é zero. A forma de onda da tensão sobre a chave é quadrada e é complementar ao PWM imposto na chave como ilustra a figura a seguir:

Figura 2.14 – Forma de onda da tensão na chave.



Fonte: E SILVA (2015). Adaptada pelo autor.

A área sob a curva da figura dividido pelo período, fornece o valor médio da tensão sobre a chave como expresso a seguir:

$$V_{ch\ med} = V_{ch\ max} \cdot (1 - D) \quad (77)$$

Segundo E SILVA (2015, p. 46), a tensão eficaz na chave pode ser obtida como:

$$V_{ch\ ef} = V_{ch\ max} \cdot \sqrt{1 - D} \quad (78)$$

2.4.2.2 Correntes na chave

Na segunda etapa, a corrente de pico na chave pode ser obtida somando-se as correntes de pico da indutância de magnetização, enrolamento primário e do indutor de entrada como segue:

$$I_{ch\ max} = I_{Lin\ max} + I_{Lm\ max} + I_{ac\ 1\ max} \quad (79)$$

Onde $I_{ac\ 1\ max}$ é a máxima corrente no enrolamento primário dada por:

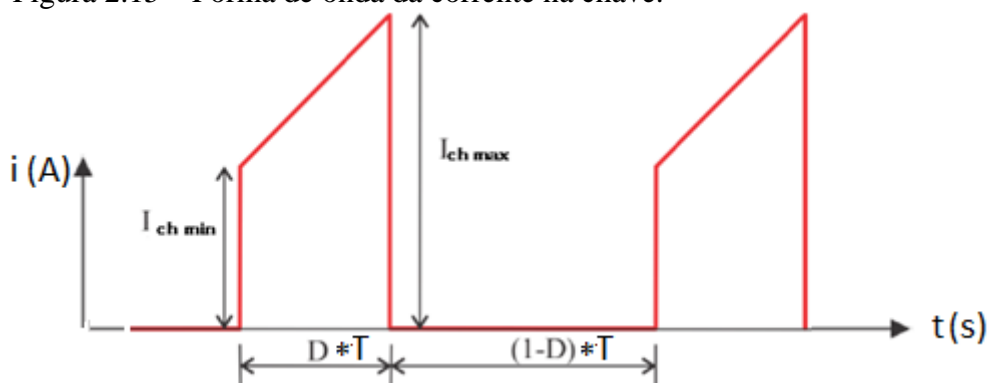
$$I_{ac\ 1\ max} = n \cdot I_{D3\ max} \quad (80)$$

Que é a corrente de pico do enrolamento secundário refletida para o enrolamento primário. Como a corrente de magnetização do indutor acoplado pode ser aproximada como a corrente no indutor de entrada, a expressão (79) pode ser expressa como:

$$I_{ch\ max} = 2 \cdot I_{Lin\ max} + I_{ac\ 1\ max} \quad (81)$$

Para se obter a corrente média na chave, calcula-se a área sob a forma de onda aproximada da corrente no interruptor controlado em um período de tempo, como mostra a figura abaixo:

Figura 2.15 – Forma de onda da corrente na chave.



Fonte: E SILVA (2015). Adaptada pelo autor.

O sinal da corrente tem forma trapezoidal, logo a corrente média é definida como sendo:

$$I_{ch\ med} = \frac{D}{2} \cdot (I_{ch\ min} + I_{ch\ max}) \quad (82)$$

Onde $I_{ch\ min}$ é dada pela expressão abaixo, pois na primeira etapa de operação a corrente que passa pela chave é a soma da corrente de entrada com a corrente de magnetização. Porém, a corrente média de magnetização tem o mesmo valor da corrente de entrada, logo pode-se realizar a seguinte consideração:

$$I_{ch\ min} = I_{Lin\ min} + I_{Lm\ min} = 2 \cdot I_{Lin\ min} \quad (83)$$

A corrente eficaz da onda trapezoidal acima, segundo NAKASHIMA, K. (2013, p. 6), é determinada conforme expressão:

$$I_{ch\ ef} = \sqrt{\frac{D}{3} \cdot (2 \cdot I_{Lin\ min})^2 + (2 \cdot I_{Lin\ min} \cdot I_{ch\ max}) + (I_{ch\ max})^2} \quad (84)$$

2.4.3 Correntes no indutor de entrada

A corrente média no indutor de entrada pode ser definida como a corrente de entrada, logo:

$$I_{Lin\ med} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (85)$$

A corrente de pico foi definida pela equação (36). Já a corrente eficaz é definida, segundo E SILVA (2015, p. 48), como sendo:

$$I_{Lin\ ef} = \sqrt{L_{in}^2 + \left(\frac{\Delta I_{Lin}}{2 \cdot \sqrt{3}}\right)^2} \quad (86)$$

2.4.4 Correntes no indutor acoplado

Como a corrente média nos capacitores C1 e C2 é nula, a corrente média no indutor acoplado pode ser definida como a corrente média no indutor de entrada, logo:

$$I_{ac\ med} = I_{Lin\ med} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (87)$$

A corrente de pico é definida como a soma das correntes do indutor de entrada e magnetização, como segue:

$$I_{ac\ max} = I_{Lin} + I_{Lm} \quad (88)$$

Para se obter a corrente eficaz do indutor acoplado, parte-se do princípio da relação de transformação das correntes dado pela seguinte expressão:

$$I_{Lm} = I_{ac1} - n \cdot I_{ac2} \quad (89)$$

Em que I_{ac1} é a corrente média no primário do indutor acoplado, I_{ac2} a corrente média no secundário e I_{Lm} a corrente de magnetização. Tirando o valor eficaz da expressão (88) obtêm-se:

$$\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int I_{Lm}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int (I_{ac1} - n \cdot I_{ac2})^2 dt} \quad (90)$$

Desenvolvendo o segundo termo da igualdade acima, resulta:

$$\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int I_{Lm}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int I_{ac1}^2 dt - \frac{2}{T} \cdot \int I_{ac1} \cdot n \cdot I_{ac2} dt + \frac{n^2}{T} \cdot \int I_{ac2}^2 dt} \quad (91)$$

Substituindo o primeiro termo da expressão acima por seu valor eficaz e elevando ambos os termos ao quadrado, obtêm-se:

$$I_{Lm rms}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int I_{ac1}^2 dt - \frac{2}{T} \cdot \int I_{ac1} \cdot n \cdot I_{ac2} dt + \frac{n^2}{T} \cdot \int I_{ac2}^2 dt \quad (92)$$

Isolando I_{ac1} na expressão (89) e substituindo em (92) têm-se:

$$I_{Lm rms}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int I_{ac1}^2 dt - \frac{2}{T} \cdot \int n \cdot I_{Lm} \cdot I_{ac2} dt - \frac{n^2}{T} \cdot \int I_{ac2}^2 dt \quad (93)$$

Como a corrente de magnetização é relativamente baixa pode-se considerar zero o resultado da segunda integral da equação (93), logo:

$$I_{Lm rms}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int I_{ac1}^2 dt - \frac{n^2}{T} \cdot \int I_{ac2}^2 dt \quad (94)$$

Ao tirar a raiz quadrada de todos os termos da equação acima e elevar ao quadrado, encontra-se a seguinte equação em função da corrente eficaz no primário do indutor acoplado:

$$I_{ac1 rms} = \sqrt{I_{Lm rms}^2 + n^2 \cdot I_{ac2 rms}^2} \quad (95)$$

2.5 Equacionamento das Perdas nos Componentes do Conversor

Esta seção apresentará uma explanação teórica das perdas nos componentes do conversor o que é bastante relevante para este trabalho, visto que o principal objetivo é aumentar a eficiência do conversor diminuindo as perdas.

2.5.1 Perdas em diodos

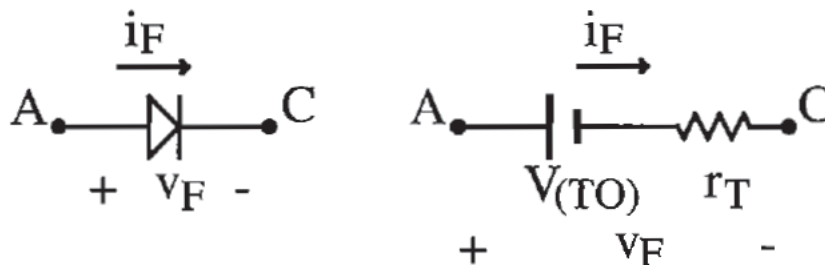
As perdas em diodos estão associadas a dois estados de operação, no primeiro estado as perdas se dão por conta que o diodo encontra-se conduzindo, já no segundo estado, as perdas ocorrem no momento em que o diodo comuta de estado, ou seja, passa de conduzindo pra bloqueado e vice-versa. Portanto, as perdas totais em um diodo é a soma destas duas perdas como mostra a equação abaixo:

$$P_{tot\ diodo} = P_{D\ cond} + P_{D\ comut} \quad (96)$$

2.5.1.1 Perdas por condução nos diodos

Quando um diodo se encontra em condução, ele pode ser representado por uma força eletromotriz $V_{(TO)}$ associada em série com uma resistência r_T como mostra a figura abaixo:

Figura 2.16 – Circuito equivalente de um diodo.



Fonte: BARBI, I. (2006).

Conseqüentemente, as perdas por condução estão associadas a diferença de potencial na força eletromotriz e a perda por efeito joule na resistência da figura acima, logo tais perdas podem ser representadas pela seguinte equação:

$$P_{D\ cond} = V_{(TO)} \cdot I_{D\ med} + r_T \cdot I_{D\ ef}^2 \quad (97)$$

Considerando o tempo em que o diodo encontra-se conduzindo (t_{cond}) e a frequência em que essa condução ocorre, a expressão (97) torna-se:

$$P_{D\ cond} = (V_{(TO)} \cdot I_{D\ med} + r_T \cdot I_{D\ ef}^2) \cdot t_{cond} \cdot f \quad (98)$$

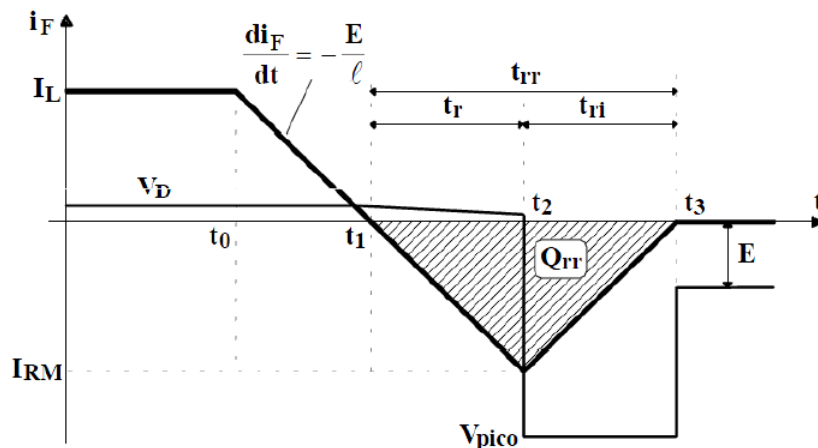
2.5.1.2 Perdas por comutação nos diodos

As perdas por comutação ocorrem no momento do chaveamento dos diodos. Ou seja, quando eles comutam seus estados de operação.

Segundo K. Sérgio Takeo, para se evitar altas perdas de condução e comutação, diodos utilizados em fontes chaveadas devem ter duas características, as quais são: baixa tensão direta de condução e baixo tempo de recuperação reversa. Isto garantirá um maior rendimento ao conversor. Diodos *Schottky* são comumente mais utilizados devido apresentarem tensão de condução inferior aos dos diodos de silício convencionais.

O tempo de recuperação reversa (*reverse recovery time*), é o tempo necessário para levar um diodo do estado de condução ao estado de bloqueio representado, na figura 2.17, por t_{rr} . Caso este tempo seja muito alto, em relação ao tempo de entrada em condução do transistor, terá um momento em que a chave e alguns diodos estarão conduzindo simultaneamente o que permitirá que as correntes de pico inversas dos diodos circulem pela chave e venha possivelmente a danificá-la. Em diodos do tipo *Schottky* esse tempo é praticamente nulo o que faz a escolha deste tipo de diodo essencial para o projeto em questão.

Figura 2.17 – Recuperação de um diodo.



I_{RM} = Corrente reversa máxima

Fonte: BARBI, I. (2006).

Analisando a figura acima, constata-se que as perdas por comutação ocorrem no momento em que a corrente I_L e a tensão V_D no diodo assumem valores máximos na recuperação reversa durante o tempo t_{ri} . Logo, as perdas por comutação podem ser obtidas pela seguinte equação:

$$P_{D\text{ comut}} = \frac{1}{2} \cdot V_{pico} \cdot I_{RM} \cdot t_{ri} \cdot f \quad (99)$$

Ao utilizar diodos do tipo *Schottky*, as perdas por comutação são praticamente nulas, pois seu tempo de recuperação reversa quase não existe, logo podem ser desconsideradas.

2.5.2 Perdas em transistores do tipo MOSFET

As perdas em transistores estão associadas a dois estados de operação, no primeiro as perdas se dão por conta que o transistor encontra-se conduzindo, já no segundo estado, as perdas ocorrem no momento em que transistor comuta de estado, ou seja, passa de conduzindo pra bloqueado e vice-versa. Portanto, as perdas totais em um transistor é a soma destas duas perdas como mostra a equação abaixo:

$$P_{tot\ ch} = P_{ch\ cond} + P_{ch\ comut} \quad (100)$$

Como a frequência a ser utilizada no projeto ultrapassa a ordem de 100 KHz, o transistor utilizado será do tipo MOSFET devido apresentar menores perdas por comutação que um IGBT. Segundo BARBI, I. (2006, p. 169), as perdas em um MOSFET, quando empregado em um conversor estático, são análogas as perdas de um transistor bipolar.

2.5.2.1 Perdas por condução em MOSFET's

As perdas por condução em um MOSFET depende de suas características intrínsecas como é o caso de $R_{D\ on}$, que é a resistência interna do transistor quando este encontra-se conduzindo que pode ser obtida na folha de dados do fabricante. Outro fator determinante das perdas por condução de um MOSFET, segundo LIRIO (2013, p.12), é o ciclo de trabalho D . A equação que fornece as perdas por condução de um MOSFET está representada pela equação abaixo:

$$P_{ch\ cond} = D \cdot (R_{D\ on}) \cdot I_{ch\ ef}^2 \quad (101)$$

2.5.2.2 Perdas por comutação em MOSFET's

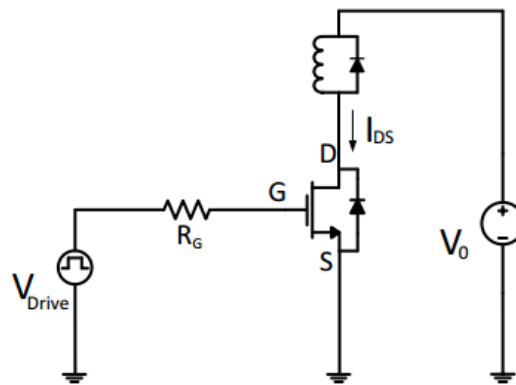
Como dito anteriormente, as perdas no processo de chaveamento são subdivididas em duas etapas, momento em que a chave é ligada e desligada. Logo as perdas por comutação são dadas pela expressão abaixo:

$$P_{ch\ comut} = P_{ch\ on} + P_{ch\ off} \quad (102)$$

Segundo LIRIO (2013, p.13), para se obter as perdas por chaveamento necessita-se de parâmetros próprios das características de cada MOSFET como é o caso da resistência do *gate*, das capacitâncias parasitas e das características da carga.

Como a maioria das cargas atualmente são caracterizadas por uma natureza indutiva, a figura abaixo ilustra um MOSFET com uma carga indutiva grampeada (que opera como se fosse uma fonte de corrente), conectada ao *drain* do transistor simulando a influência no MOSFET de uma carga indutiva alimentada pelo conversor.

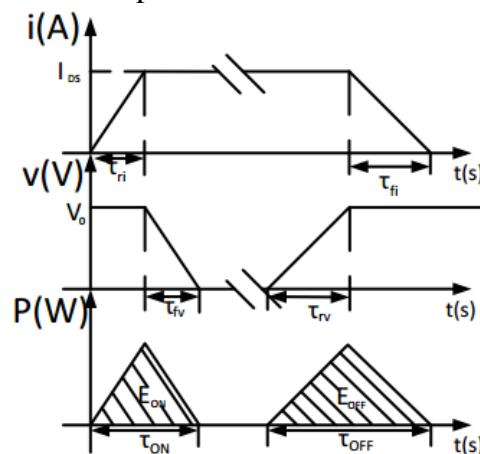
Figura 2.18 – Circuito para análise de perdas no MOSFET.



Fonte: LIRIO (2013). Adaptada pelo autor.

As curvas de tensão e corrente entre *drain* e *source* (V_{DS} , I_{DS}), além de potência sobre o MOSFET são mostradas na próxima figura.

Figura 2.19 – Curvas de tensão, corrente e potência no MOSFET.



Fonte: LIRIO (2013). Adaptada pelo autor.

Como a potência dissipada quando a chave é ligada (E_{on}) e desligada (E_{off}) tem formatos triangulares, a soma das áreas sob as curvas de potência da figura acima fornecem as perdas em comutação do transistor no chaveamento, logo a equação que fornece tais perdas é dada por:

$$P_{ch\ comut} = \frac{1}{2} \cdot (\tau_{on} + \tau_{off}) \cdot V_{DS} \cdot I_{DS} \cdot f \quad (103)$$

Em que τ_{on} e τ_{off} é o tempo de subida e descida da corrente como mostra a figura 2.19. Estes tempos são obtidos através da folha de dados do fabricante do MOSFET. Já V_{DS} e I_{DS} é a tensão e corrente média entre *drain e source*.

2.5.3 Perdas nos elementos magnéticos

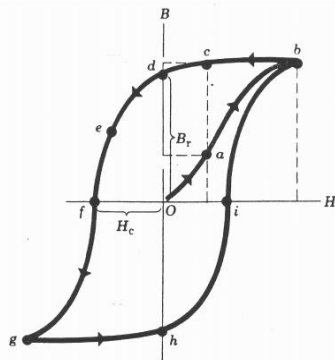
As perdas de potência em indutores se dividem em duas, perdas no núcleo e nos enrolamentos.

2.5.3.1 Perdas no núcleo dos elementos magnéticos

Perdas no núcleo (ferro) ocorrem devido aos efeitos da histerese magnética e correntes parasitas.

O efeito histerese é um fenômeno que surge em materiais ferromagnéticos os quais se magnetizam rapidamente na presença de um campo eletromagnético. Quando tal campo é retirado, esse tipo de material não se desmagnetiza rapidamente e isso provoca um atraso entre o magnetizar e o desmagnetizar que resulta em perdas de energia. A figura abaixo ilustra o ciclo de histerese de um material ferromagnético genérico.

Figura 2.20 – Ciclo de histerese.



Fonte: ROCHA, M. A. (2005).

Constata-se que o caminho percorrido pela curva da figura acima no momento da desmagnetização não coincide com os valores de B obtidos durante a magnetização do circuito. Inicialmente, ao aumentar a intensidade do campo magnético (H), surge uma densidade de fluxo magnético (B) e a curva percorre o caminho Oab . Posteriormente, no ponto b do gráfico, ocorre a saturação do material e mesmo com o aumento da intensidade de campo magnético o fluxo permanece constante (saturação). Ao reduzir o valor de H afim de desmagnetizar núcleo, a curva $bcdefg$ percorre um caminho diferente do percorrido no momento da magnetização (curva Oab). Ao realizar novamente a magnetização do núcleo, valores diferentes de B são obtidos da magnetização inicial, e assim forma o laço $bcdefghi$. Esse fenômeno chama-se histerese e é responsável por uma parcela das perdas no núcleo.

As correntes parasitas ou de Foucault, são correntes induzidas no núcleo ferromagnético quando o mesmo é sujeito a um fluxo magnético variável. No caso do indutor, a passagem de corrente elétrica pelas bobinas produz tal fluxo e induz as correntes de Foucault que resulta em perdas por efeito Joule aumentando a temperatura do material.

De acordo com BARBI (2006), a expressão abaixo fornece as perdas em um núcleo de ferrite:

$$P_{núcleo} = \Delta B_m^{2,4} \cdot (K_H \cdot f + K_E \cdot f^2) \cdot V_{núcleo} \quad (104)$$

Em que K_H é o coeficiente de perdas por histerese e K_E o coeficiente de perdas por correntes parasitas. Segundo BARBI (2006), o valor referencial de K_H para núcleos de ferrite é de 4×10^{-5} e para K_E é 4×10^{-10} . O parâmetro $V_{núcleo}$ é o volume do núcleo utilizado no projeto, já ΔB_m é a excursão da densidade de fluxo em Teslas que pode ser calculado pela seguinte expressão:

$$\Delta B_m = B_{max} \cdot \frac{\Delta i}{i_{max}} \quad (105)$$

Em que B_{max} é a densidade máxima de fluxo magnético.

Segundo BARBI *et al.* (2002), em frequências de operação elevadas, os núcleos de ferrite são mais adequados que os de ferro-silício, pois as perdas por histerese em altas frequências são menores nestes materiais. As desvantagens nesse material em relação as lâminas de ferro-silício é a baixa densidade de fluxo de saturação (0,3T), além de baixa robustez a choques mecânicos.

2.5.3.2 Perdas nos enrolamentos dos elementos magnéticos

As perdas nos enrolamentos ou perdas no cobre ocorrem devido ao aquecimento dos enrolamentos devido sua resistência ôhmica. Essas perdas são quantificadas de acordo com a corrente que passa pelas bobinas, a geometria dos condutores e o material condutor. A expressão abaixo fornece tais perdas:

$$P_{cobre} = \frac{\rho}{S} \cdot \frac{N \cdot l_t \cdot I_{ef}^2}{N_{fios}} \quad (106)$$

Em que ρ é a resistividade elétrica do condutor utilizado, N o número de espiras, l_t o comprimento médio de um espira, S é a seção transversal do condutor utilizado e N_{fios} o número de fios em paralelo dado pela expressão (111).

Outro efeito que introduz perdas nos enrolamentos é o efeito pelicular ou *skin effect*. Estas perdas acontecem porque a indutância própria que percorre o condutor não é uniforme. Há mais linhas de fluxo no centro do condutor do que na superfície e isso faz com que a reatância no centro seja maior que na superfície fazendo com que haja maior circulação de corrente nas periferias do condutor. Este fenômeno causa um aumento da resistência do condutor e conseqüentemente um aumento nas perdas ôhmicas que são diretamente proporcionais a frequência de operação do conversor.

Para amenizar as perdas citadas acima, limita-se a profundidade de penetração dos elétrons no condutor através de condutores em paralelo. O máximo raio que um condutor da associação em paralelo deve ter é limitado pela seguinte equação:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} = R \quad (107)$$

Em que Δ é a profundidade de penetração dos elétrons no condutor.

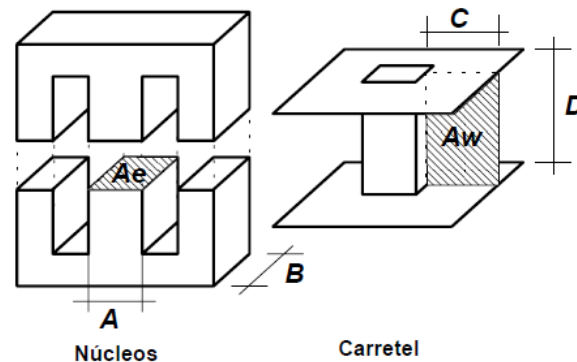
2.6 Volume, Peso e Dimensão dos Componentes do Conversor

Esta seção irá abordar sobre o equacionamento das dimensões dos elementos magnéticos em função da frequência de chaveamento e ciclo de trabalho, já que um dos objetivos deste trabalho é achar uma frequência e *duty cycle* que forneçam componentes com menores perdas, volume e peso.

2.6.1 Volume e dimensão do indutor de entrada

O volume e dimensão dos indutores do conversor depende do tamanho do carretel e núcleo, como mostra a figura 2.21.

Figura 2.21 – Núcleo e carretel do tipo E.



Fonte: BARBI (2002).

Para este trabalho utilizou-se núcleos de ferrite do tipo E com padrões do fabricante THORNTON.

A multiplicação da área da perna central A_e com a área interna do carretel A_w é que define o tamanho do indutor, pois A_w define a máxima quantidade de enrolamentos do indutor e A_e o comprimento de cada espira. A equação abaixo expressa o tamanho do núcleo do indutor de entrada.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{in} \cdot I_{Lin\ max} \cdot I_{Lin\ ef}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot k_w} \cdot 10^4 \quad (108)$$

Onde J_{max} é a densidade de corrente máxima que flui através dos condutores e k_w é o fator de ocupação dos condutores no carretel. Nota-se que o produto $A_e \cdot A_w$ depende do valor da indutância, e esta depende do ciclo de trabalho e frequência do projeto.

Outro parâmetro fundamental para o projeto de indutores é o número de espiras dado pela equação a seguir:

$$N_{espiras} = \frac{L_{in} \cdot I_{Lin\ max}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (109)$$

Como pode-se observar, o número de espiras também está diretamente relacionado com a frequência e o ciclo de trabalho através da indutância de entrada.

A espessura do fio que formará as espiras depende da corrente eficaz que atravessará as bobinas e da densidade de corrente máxima como mostra a expressão abaixo:

$$S = \frac{I_{Lin\ ef}}{J_{max}} \quad (110)$$

A expressão (107) sugere uma limitação para o maior comprimento de raio. Caso a seção do condutor não satisfaça tal limitação, deve-se utilizar paralelismo entre condutores. O número de condutores em paralelo depende da seção transversal do condutor utilizado no paralelismo e da seção se fosse utilizado um único condutor, expressão (110), logo:

$$N_{fios} = \frac{S}{S_{adotado}} \quad (111)$$

2.6.2 Volume e dimensão do indutor acoplado

Já para o volume e dimensão do indutor acoplado utilizou-se do método descrito por BARBI (2006, p. 79) em que se utiliza a equação abaixo para obtenção do produto $A_e \cdot A_w$:

$$A_e \cdot A_w = \frac{1,1 \cdot P_{out}}{K_p \cdot K_w \cdot J_{max} \cdot f \cdot \Delta B_m} \cdot 10^4 \quad (112)$$

Em que K_p é o fator de utilização do primário do indutor acoplado e K_w é o fator de utilização da área do enrolamento. Segundo BARBI (2006, p. 323), os valores de K_p e K_w são tabelados de acordo com o emprego do indutor acoplado. Por exemplo, para o emprego em um transformador de uma fonte *flyback* em modo de condução contínua, K_p e K_w valem 0,5 e 0,4 respectivamente. O valor de ΔB_m pode ser obtido através da equação (104) para a corrente de magnetização do indutor acoplado.

Para o número de espiras utiliza-se a equação (109) para o primário ou secundário e depois a equação (1) para achar o número de espiras do lado não escolhido.

A seção transversal dos condutores e o número de fio se obtêm do mesmo modo feito para o indutor de entrada através das equações (110) e (111) respectivamente.

2.7 Computação em Problemas de Engenharia

Segundo LOPES e TAKAHASHI (2011), testes em sistemas de engenharia requer o uso de técnicas capazes de tratar o grande número de possíveis soluções para o projeto estudado. Tais técnicas fornecem resultados com soluções ótimas que seria inviável tentar encontra-las por uma “busca cega” com métodos convencionais. O uso de algoritmos

computacionais para a busca de soluções ótimas fornecem resultados econômicos, com bom desempenho e confiabilidade.

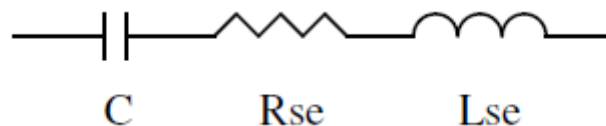
Neste trabalho será utilizado o *software* MATLAB para o cálculo numérico das perdas e volumes dos componentes do conversor, além da busca pela frequência e ciclo de trabalho que forneçam as menores perdas em conjunto com os menores volumes dos elementos do conversor estudado neste trabalho. O MATLAB trata-se de um *software* interativo de alta performance voltado para o cálculo numérico capaz de realizar construções de gráficos, operações com matrizes e vetores, processamento de sinais, etc.

LOPES e TAKAHASHI (2011) ainda ressalta que à medida em que avança a tecnologia, torna-se cada vez mais indispensável o uso da otimização através de algoritmos computacionais devido ao aumento da complexidade dos sistemas a serem projetados, o que torna virtualmente impossível o projeto sem o uso direto ou indireto destas técnicas.

2.8 Escolha dos Capacitores

O circuito equivalente de um capacitor pode ser representado pela seguinte figura:

Figura 2.22 – Circuito equivalente de um capacitor.



Fonte: POMILIO.

Onde C é a capacitância, RSE a resistência série equivalente e LSE a indutância série equivalente.

Segundo POMILIO, à medida que se aumenta a frequência de chaveamento, o elemento indutivo LSE se torna dominante. O efeito indutivo se dá através das conexões do capacitor. Já a resistência série decorre através do eletrólito (em capacitores eletrolíticos) e das conexões, variando significativamente em altas frequências.

A resistência RSE tem um efeito significativo na ondulação da tensão nos terminais do capacitor, além de ser responsável pelas perdas de potência por efeito Joule. Outro fator que aumenta a variação de tensão neste dispositivo é a variação de corrente; esse fenômeno se dá pela seguinte equação:

$$\Delta V_C = R_{SE} \cdot \Delta i_C \quad (113)$$

De acordo com POMILIO, a variação na tensão decorrente da equação (113) pode provocar ondulações maiores que as determinadas pela carga e descarga da capacitância tal afirmação reforça a necessidade do uso de indutores acoplados na topologia em questão.

As perdas em capacitores são determinadas pelas equações abaixo:

$$P_C = R_{SE} \cdot i_{ef}^2 \quad (114)$$

Onde R_{SE} é dado pela seguinte expressão:

$$R_{SE} = \frac{tg(\delta)}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (115)$$

E $tg(\delta)$ é o fator de perdas e pode ser encontrado no manual do fabricante do capacitor. Nota-se que quanto mais alto a frequência de chaveamento menor é a resistência equivalente e por consequência menores perdas.

As capacitâncias do circuito são obtidas considerando a variação da tensão nos capacitores (para este projeto considerou-se uma variação em torno de 2,2%) e podem ser determinadas pela expressão da corrente em capacitores:

$$i_c = C \cdot \frac{dV_C}{dt} \quad (116)$$

Manipulando a expressão acima em função de C e substituindo a variação na tensão por 2,2 têm-se:

$$C = \frac{i_c \cdot t}{2,2} \quad (117)$$

Onde t é o tempo em que o capacitor se carrega e i_c a corrente que flui através do mesmo.

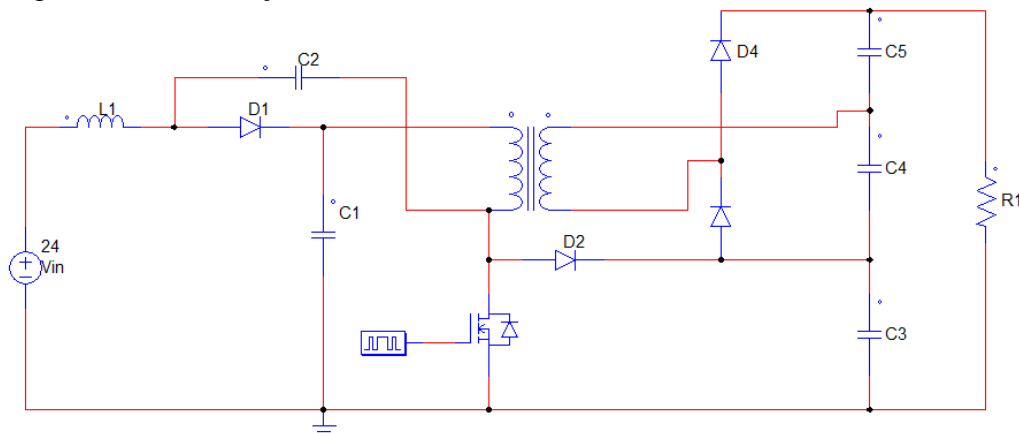
3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção irá abordar sobre uma análise comparativa da simulação do conversor proposto com os valores obtidos nas equações expostas até aqui. Esta comparação tem como finalidade analisar a veracidade das equações e da simulação visando uma conformidade entre ambas ao analisar o valor dos erros obtidos pelas comparações entre os parâmetros determinados pelos dois casos.

3.1 Comparação Entre a Simulação 1 e as Equações Analíticas

Para primeira simulação do conversor proposto, utilizou-se um ciclo de trabalho de 0,35 e uma frequência de chaveamento de 100 kHz em malha aberta. A figura abaixo ilustra a simulação do *Boost* de Alto Ganho no software PSIM (Power Electronics Simulation).

Figura 3.1 – Simulação do Conversor Boost QUASI-Z-SOURCE de Alto Ganho.



Fonte: *Software* PSIM. Adaptada pelo autor.

Os parâmetros do conversor proposto para a primeira simulação estão tabelados logo abaixo e são encontrados de acordo com o ciclo de trabalho e frequência de chaveamento utilizados. A tensão de entrada e saída bem como a potência do conversor são fixas e não se alteram com a mudança de frequência e ciclo de trabalho.

Tabela 3.1 – Parâmetros da simulação 1.

PARÂMETROS	SÍMBOLOS	Valor
Tensão de Entrada	V_{in}	24 V
Indutância de Entrada	L_{in}	82,12 μ H
Capacitâncias C1 e C2	C	17,63 μ F
Indutância de Magnetização	L_m	54,19 μ H
Relação de Transformação	n	2,917
Capacitâncias C4 e C5	C	4,7 μ F
Capacitância C3	C	11 μ F
Tensão de Saída	V_{out}	311 V
Potência do Conversor	P	250 W
Frequência de Chaveamento	f	100 kHz
Ciclo de Trabalho	D	0,35
Indutância de Dispersão do Primário do Indutor Acoplado	L_{k1}	547,46nH
Indutância de Dispersão do Secund. do Indutor Acoplado	L_{k2}	64,35nH

Fonte: Autor.

Utilizou-se um modelo de transformador real do software PSIM para simular o indutor acoplado. As resistências do primário e secundário foram obtidas através do método empírico utilizado por E SILVA (2015, p. 75) o qual utilizou para a resistência do enrolamento primário 6,35 m Ω e 119,05 m Ω para o enrolamento secundário.

Os valores das capacitâncias C3, C4 e C5 não foram alterados nestas comparações, pois eles não influenciam nos valores dos parâmetros ao alterar o ciclo de trabalho e frequência. Posteriormente, foi realizado uma análise nas formas das ondas das tensões sobre estes capacitores com a finalidade de adequar suas capacitâncias de acordo com o *ripple* de tensão apresentado.

A tabela abaixo apresenta uma comparação entre os valores de alguns parâmetros obtidos na simulação 1 (com frequência de 100 kHz e 0,35 de ciclo de trabalho) com os mesmos parâmetros obtidos através das equações analíticas explanadas neste trabalho.

Esta tabela apresenta todos os valores dos parâmetros necessários para o cálculo das perdas em todos os componentes do sistema, bem como para definir os esforços de tensão e corrente do circuito.

Tabela 3.2 – Comparação entre os parâmetros obtidos na simulação 1 e equações analíticas.

PARÂMETROS	Simbolos	Valor Calculado	Valor Simulado	Erro(%)
Corrente de Entrada	I_{in} (A)	11,08	9,9	10,65
Tensão no Capacitor 1	V_{C1} (V)	52	51,52	0,92
Tensão no Capacitor 2	V_{C2} (V)	28	27,46	1,93
Tensão no Capacitor 3	V_{C3} (V)	80	80,72	-0,90
Tensão no Capacitor 4	V_{C4} (V)	150,15	141,88	5,51
Tensão no Capacitor 5	V_{C5} (V)	80,85	76,74	5,08
Tensão de Pico no Diodo 1	$V_{D1\ max}$ (V)	80	80,89	-1,11
Tensão Eficaz no Diodo 1	$V_{D1\ ef}$ (V)	47,33	46,63	1,48
Corrente de Pico no Diodo 1	$I_{D1\ max}$ (A)	24,93	24,01	3,69
Corrente Eficaz no Diodo 1	$I_{D1\ ef}$ (A)	14,49	13,08	9,73
Corrente Média no Diodo 1	$I_{D1\ med}$ (A)	11,34	9,84	13,23
Tensão de Pico no Diodo 2	$V_{D2\ max}$ (V)	80	80,98	-1,23
Tensão Eficaz no Diodo 2	$V_{D2\ ef}$ (V)	47,33	47,96	-1,33
Corrente Média no Diodo 2	$I_{D2\ med}$ (A)	0,8	0,78	2,50
Corrente Eficaz no Diodo 2	$I_{D2\ ef}$ (A)	1,47	1,65	-12,24
Tensão de Pico no Diodo 3	$V_{D3\ max}$ (V)	231	218,7	5,32
Tensão Eficaz no Diodo 3	$V_{D3\ ef}$ (V)	186,24	176,35	5,31
Corrente Média no Diodo 3	$I_{D3\ med}$ (A)	0,8	0,77	3,75
Corrente Eficaz no Diodo 3	$I_{D3\ ef}$ (A)	1,57	1,41	10,19
Tensão de Pico no Diodo 4	$V_{D4\ max}$ (V)	231	219,17	5,12
Tensão Eficaz no Diodo 4	$V_{D4\ ef}$ (V)	136,66	129,19	5,47
Corrente de Pico no Diodo 4	$I_{D4\ max}$ (A)	2,47	2,7	-9,31
Corrente Média no Diodo 4	$I_{D4\ med}$ (A)	0,8	0,78	2,50
Corrente Eficaz no Diodo 4	$I_{D4\ ef}$ (A)	1,15	1,23	-6,96
Tensão de Pico na Chave	$V_{CH\ max}$ (V)	80	80,95	-1,19
Tensão Média na Chave	$V_{CH\ med}$ (V)	52	51,36	1,23
Tensão Eficaz na Chave	$V_{CH\ ef}$ (V)	64,49	63,77	1,12
Corrente Média na Chave	$I_{CH\ med}$ (A)	10,1	9,1	9,90
Corrente Eficaz na Chave	$I_{CH\ ef}$ (A)	17,34	15,59	10,09
Corrente Eficaz no Primário do Indutor Acoplado	$I_{AC\ 1\ rms}$ (A)	11,98	11,51	3,92
Corrente Eficaz no Secundário do Indutor Acoplado	$I_{AC\ 2\ rms}$ (A)	1,57	1,87	-19,11
Corrente Eficaz no Indutor de Entrada	$I_{Lin\ ef}$ (A)	11,1	9,89	10,90
Tensão de Saída	V_{out} (V)	311	299,35	3,75
Corrente de Saída	I_{out} (A)	0,8	0,77	3,75

Fonte: Autor.

Os valores analíticos das equações foram obtidos através do software MATLAB (MATrix LABoratory) em que se criou um algoritmo capaz de calcular todos os parâmetros do conversor de acordo com o valor de ciclo de trabalho e frequência desejado.

Observa-se que é mostrado uma diferença (erro) em porcentagem dos valores obtidos nesses dois casos.

Levando em conta as aproximações e considerações para obtenção de algumas equações e que se considerou um conversor ideal (sem perdas), nota-se que os resultados analíticos se aproximam bastante dos resultados simulados. O maior erro, de aproximadamente 19%, na corrente eficaz no secundário do indutor acoplado, foi expressivo pelo fato da corrente ser pequena o que leva a um alto erro sem muita diferença numérica entre as correntes (cerca de 0,3 amperes). O restante dos erros está na faixa compreendida entre 0,5 e 12%, a maioria entre 0,5 e 4% o que nos leva a conclusão que as equações analíticas oferecem valores precisos para este caso e representam satisfatoriamente o estado do conversor operando (simulação).

3.2 Comparação Entre a Simulação 2 e as Equações Analíticas

Como se utilizou um algoritmo automatizado para calcular as equações do conversor de acordo com uma variação preestabelecida no ciclo de trabalho e frequência, a seguir, muda-se os valores destes parâmetros a fim de verificar a continuidade dos baixos erros entre a simulação e as equações. A tabela abaixo apresenta os novos parâmetros do conversor.

Tabela 3.3 – Parâmetros da simulação 2.

PARÂMETROS	SÍMBOLOS	Valor
Tensão de Entrada	V_{in}	24 V
Indutância de Entrada	L_{in}	64,97 μ H
Capacitâncias C1 e C2	C	10,07 μ F
Indutância de Magnetização	L_m	42,88 μ H
Relação de Transformação	n	1,6077
Capacitâncias C4 e C5	C	4,7 μ F
Capacitância C3	C	11 μ F
Tensão de Saída	V_{out}	311 V
Potência do Conversor	P	250 W
Frequência de Chaveamento	f	200 kHz
Ciclo de Trabalho	D	0,4
Indutância de Dispersão do Primário do Indutor Acoplado	L_{k1}	433,15nH
Indutância de Dispersão do Secund. do Indutor Acoplado	L_{k2}	167,57nH

Fonte: Autor.

Não se alterou a ordem dos componentes do conversor na simulação, apenas os valores dos parâmetros foram modificados conforme tabela acima. Já no algoritmo, alterou-se o ciclo de trabalho para 0,4 e a frequência para 200 kHz. A tabela a seguir mostra a comparação entre os parâmetros obtidos na simulação 2 e equações analíticas.

Tabela 3.4 – Comparação entre os parâmetros obtidos na simulação 2 e equações analíticas.

PARÂMETROS	Simbolos	Valor Calculado	Valor Simulado	Erro(%)
Corrente de Entrada	I_{in} (A)	11,08	10,13	8,57
Tensão no Capacitor 1	V_{C1} (V)	72	71,31	0,96
Tensão no Capacitor 2	V_{C2} (V)	48	47,25	1,56
Tensão no Capacitor 3	V_{C3} (V)	120	120,29	-0,24
Tensão no Capacitor 4	V_{C4} (V)	114,6	110,53	3,55
Tensão no Capacitor 5	V_{C5} (V)	76,4	73,49	3,81
Tensão de Pico no Diodo 1	$V_{D1\ max}$ (V)	120	120,32	-0,27
Tensão Eficaz no Diodo 1	$V_{D1\ ef}$ (V)	75,89	74,71	1,55
Corrente de Pico no Diodo 1	$I_{D1\ max}$ (A)	24,93	24,37	2,25
Corrente Eficaz no Diodo 1	$I_{D1\ ef}$ (A)	13,93	13,62	2,23
Corrente Média no Diodo 1	$I_{D1\ med}$ (A)	10,47	10,07	3,82
Tensão de Pico no Diodo 2	$V_{D2\ max}$ (V)	120	120,3	-0,25
Tensão Eficaz no Diodo 2	$V_{D2\ ef}$ (V)	75,89	76,03	-0,18
Corrente Média no Diodo 2	$I_{D2\ med}$ (A)	0,8	0,82	-2,50
Corrente Eficaz no Diodo 2	$I_{D2\ ef}$ (A)	1,8	2,02	-12,22
Tensão de Pico no Diodo 3	$V_{D3\ max}$ (V)	191	184,23	3,54
Tensão Eficaz no Diodo 3	$V_{D3\ ef}$ (V)	147,95	142,89	3,42
Corrente Média no Diodo 3	$I_{D3\ med}$ (A)	0,8	0,78	2,50
Corrente Eficaz no Diodo 3	$I_{D3\ ef}$ (A)	1,47	1,35	8,16
Tensão de Pico no Diodo 4	$V_{D4\ max}$ (V)	191	186,28	2,47
Tensão Eficaz no Diodo 4	$V_{D4\ ef}$ (V)	120,8	115,98	3,99
Corrente Média no Diodo 4	$I_{D4\ med}$ (A)	0,8	0,81	-1,25
Corrente Eficaz no Diodo 4	$I_{D4\ ef}$ (A)	1,2	1,33	-10,83
Tensão de Pico na Chave	$V_{CH\ max}$ (V)	120	120,44	-0,37
Tensão Média na Chave	$V_{CH\ med}$ (V)	72	71,37	0,87
Tensão Eficaz na Chave	$V_{CH\ ef}$ (V)	92,95	92,06	0,96
Corrente Média na Chave	$I_{CH\ med}$ (A)	10,16	9,3	8,46
Corrente Eficaz na Chave	$I_{CH\ ef}$ (A)	16,18	14,85	8,22
Corrente Eficaz no Primário do Indutor Acoplado	$I_{AC\ 1\ rms}$ (A)	11,33	10,7	5,56
Corrente Eficaz no Secundário do Indutor Acoplado	$I_{AC\ 2\ rms}$ (A)	1,47	1,89	-28,57
Corrente Eficaz no Indutor de Entrada	$I_{Lin\ ef}$ (A)	11,1	10,15	8,56
Tensão de Saída	V_{out} (V)	311	304,32	2,15
Corrente de Saída	I_{out} (A)	0,8	0,79	1,25

Fonte: Autor.

Percebe-se que os erros continuam baixos para diferentes valores de ciclo de trabalho e frequência, o maior erro continua sendo o da corrente eficaz no secundário do indutor acoplado (desta vez cerca de 28%). Além da aproximação feita para este parâmetro, tal erro se dá pela pequena corrente que circula neste ramo do circuito, como dito anteriormente. No caso geral há uma significativa diminuição nos erros o que reforça que a simulação está coerente com as equações analíticas.

3.3 Comparação Entre a Simulação 3 e as Equações Analíticas

A fim de afirmar com convicção sobre a coerência entre a simulação e as equações expostas neste trabalho, uma terceira simulação foi realizada para outros valores de ciclo de trabalho e frequência diferentes dos escolhidos para as duas simulações anteriores. A tabela abaixo apresenta os novos parâmetros do conversor simulado.

Tabela 3.5 – Parâmetros da simulação 3.

PARÂMETROS	SÍMBOLOS	Valor
Tensão de Entrada	V_{in}	24 V
Indutância de Entrada	L_{in}	18,95 μ H
Capacitâncias C1 e C2	C	5,04 μ F
Indutância de Magnetização	L_m	12,51 μ H
Relação de Transformação	n	4,2256
Capacitâncias C4 e C5	C	4,7 μ F
Capacitância C3	C	11 μ F
Tensão de Saída	V_{out}	311 V
Potência do Conversor	P	250 W
Frequência de Chaveamento	f	300 kHz
Ciclo de Trabalho	D	0,3
Indutância de Dispersão do Primário do Indutor Acoplado	L_{k1}	126,34nH
Indutância de Dispersão do Secund. do Indutor Acoplado	L_{k2}	7,07nH

Fonte: Autor.

O ciclo de trabalho foi reduzido para 0,3 enquanto a frequência aumentada para 300 kHz. Esse estado nos remete a uma circunstância diferente das outras, onde o ciclo de trabalho e frequência aumentavam ou diminuam em conjunto. Desta vez o conversor apresenta um baixo ciclo de trabalho e uma alta frequência. A tabela a seguir mostra a comparação entre os parâmetros obtidos na simulação 3 e equações analíticas.

Tabela 3.6 – Comparação entre os parâmetros obtidos na simulação 3 e equações analíticas.

PARÂMETROS	Simbolos	Valor Calculado	Valor Simulado	Erro(%)
Corrente de Entrada	I_{in} (A)	11,08	9,51	14,17
Tensão no Capacitor 1	V_{C1} (V)	42	41,62	0,90
Tensão no Capacitor 2	V_{C2} (V)	18	17,53	2,61
Tensão no Capacitor 3	V_{C3} (V)	60	61,1	-1,83
Tensão no Capacitor 4	V_{C4} (V)	175,7	160,12	8,87
Tensão no Capacitor 5	V_{C5} (V)	75,3	70,02	7,01
Tensão de Pico no Diodo 1	$V_{D1\ max}$ (V)	60	61,16	-1,93
Tensão Eficaz no Diodo 1	$V_{D1\ ef}$ (V)	32,86	32,3	1,70
Corrente de Pico no Diodo 1	$I_{D1\ max}$ (A)	24,93	25,34	-1,64
Corrente Eficaz no Diodo 1	$I_{D1\ ef}$ (A)	15,04	12,65	15,89
Corrente Média no Diodo 1	$I_{D1\ med}$ (A)	12,22	9,48	22,42
Tensão de Pico no Diodo 2	$V_{D2\ max}$ (V)	60	61,17	-1,95
Tensão Eficaz no Diodo 2	$V_{D2\ ef}$ (V)	32,86	33,72	-2,62
Corrente Média no Diodo 2	$I_{D2\ med}$ (A)	0,8	0,76	5,00
Corrente Eficaz no Diodo 2	$I_{D2\ ef}$ (A)	1,27	1,63	-28,35
Tensão de Pico no Diodo 3	$V_{D3\ max}$ (V)	251	230,26	8,26
Tensão Eficaz no Diodo 3	$V_{D3\ ef}$ (V)	210	191,76	8,69
Corrente Média no Diodo 3	$I_{D3\ med}$ (A)	0,8	0,75	6,25
Corrente Eficaz no Diodo 3	$I_{D3\ ef}$ (A)	1,69	1,48	12,43
Tensão de Pico no Diodo 4	$V_{D4\ max}$ (V)	251	250,89	0,04
Tensão Eficaz no Diodo 4	$V_{D4\ ef}$ (V)	137,48	127,38	7,35
Corrente Média no Diodo 4	$I_{D4\ med}$ (A)	0,8	0,76	5,00
Corrente Eficaz no Diodo 4	$I_{D4\ ef}$ (A)	1,11	1,14	-2,70
Tensão de Pico na Chave	$V_{CH\ max}$ (V)	60	61,18	-1,97
Tensão Média na Chave	$V_{CH\ med}$ (V)	42	41,34	1,57
Tensão Eficaz na Chave	$V_{CH\ ef}$ (V)	50,2	49,56	1,27
Corrente Média na Chave	$I_{CH\ med}$ (A)	10,04	8,79	12,45
Corrente Eficaz na Chave	$I_{CH\ ef}$ (A)	18,83	16,35	13,17
Corrente Eficaz no Primário do Indutor Acoplado	$I_{AC\ 1\ rms}$ (A)	13,19	12,63	4,25
Corrente Eficaz no Secundário do Indutor Acoplado	$I_{AC\ 2\ rms}$ (A)	1,69	1,87	-10,65
Corrente Eficaz no Indutor de Entrada	$I_{Lin\ ef}$ (A)	11,1	9,53	14,14
Tensão de Saída	V_{out} (V)	311	291,24	6,35
Corrente de Saída	I_{out} (A)	0,8	0,75	6,25

Fonte: Autor.

Nesse novo estado os erros continuaram baixos tendo como maior erro a corrente eficaz no diodo 2 com 28% aproximadamente. Este erro se dá pelo fato das aproximações realizadas para encontrar a equação desta corrente. O resto dos parâmetros continuaram com erros muito baixos o que comprova a coerência das equações com a simulação.

4 ALGORITMO DE BUSCA PARA SOLUÇÃO ÓTIMA

A principal ideia deste trabalho é utilizar um algoritmo no *software* MATLAB que busque um estado do conversor de alto ganho *Quasi-Z-Source* que forneça as menores perdas nos componentes através de um ajuste no ciclo de trabalho e frequência. O algoritmo também será capaz de analisar uma redução no tamanho nos indutores de entrada e acoplado.

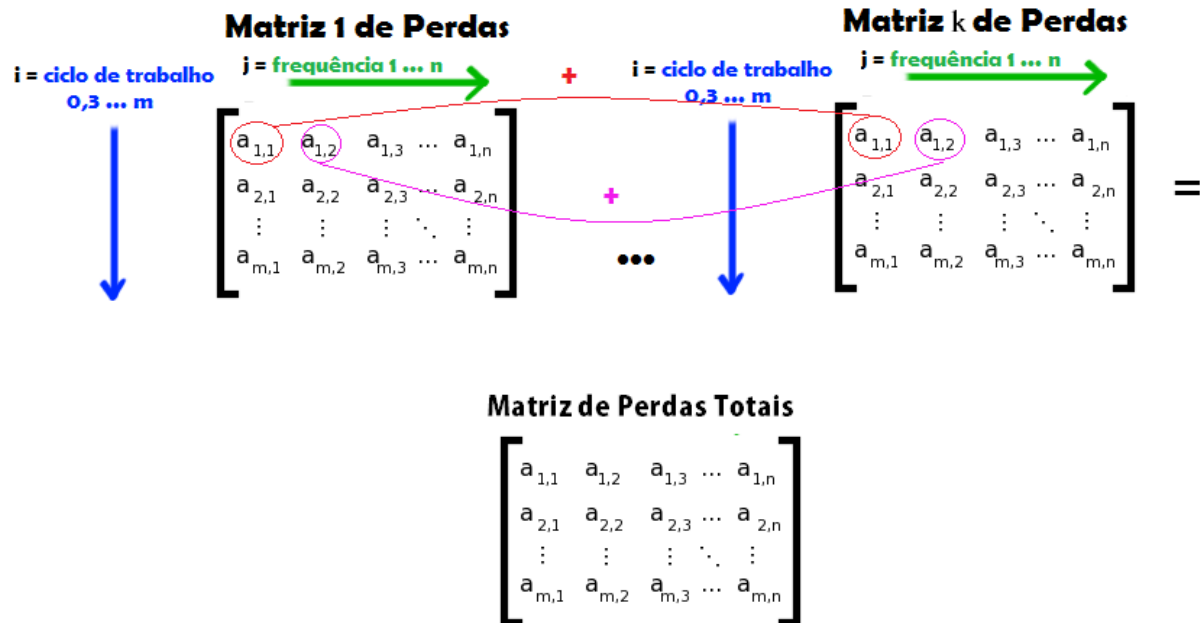
Primeiramente, o algoritmo fixa um determinado valor de ciclo de trabalho e frequência e calcula todos os parâmetros do conversor de acordo com as equações explanadas neste trabalho; isto torna evidente a importância de deixar as equações conforme com a simulação. Após o cálculo dos parâmetros como correntes e tensões eficazes e média em cada componente, é calculado as perdas nestes componentes. O algoritmo armazena em matrizes o valor de tais perdas bem como os tamanhos dos indutores do circuito de acordo com o ciclo de trabalho e frequência fixados. Alguns cálculos de perdas requerem informações da folha de dados do fabricante conforme componente utilizado; mais adiante neste trabalho, será especificado quais componentes foram utilizados especificando as informações utilizadas para o cálculo das perdas.

O próximo passo do algoritmo é escolher outra frequência e ciclo de trabalho e reiniciar o processo anterior. O projetista optou por “varrer” uma faixa de frequência compreendida entre 50 e 300 kHz e de 0,3 a 0,4 para o ciclo de trabalho. A escolha desses valores se deu através de uma análise de viabilidade que não comprometa o desempenho e funcionamento do conversor.

Após esses processos o algoritmo contém armazenado 9 matrizes para cada componente do conversor. Duas dessas matrizes são referentes ao tamanho dos dois indutores, quatro relativas as perdas associadas aos diodos, outra a perda da chave e duas as perdas nos indutores. Para as matrizes de perdas, o programa soma o elemento de uma matriz com o respectivo elemento da próxima matriz e armazena em uma oitava matriz de perda. Ou seja, o algoritmo soma todos os elementos contidos nas mesmas posições (linha e coluna) das sete matrizes de perdas e cria uma oitava matriz de perdas com as somas das anteriores. Ao realizar esta operação, o programa está somando todas as perdas associadas a um determinado ciclo de trabalho e frequência fixo e organizando os dados em uma outra matriz (soma matricial).

Todas as matrizes contêm 250.000 colunas para cada frequência analisada (de 50 kHz a 300 kHz) e 11 linhas referentes aos ciclos de trabalhos (de 0,30 a 0,40 passo 0,01). A figura a seguir ilustra esta operação.

Figura 4.1 – Soma matricial das matrizes de perdas do algoritmo.



Fonte: Autor.

Como o objetivo é encontrar a frequência e o ciclo de trabalho que forneçam as menores perdas nos componentes, então, após a montagem da matriz de perdas totais, cria-se um vetor composto pelos mínimos valores de cada coluna da matriz de perdas totais. Após a criação deste vetor, encontra-se o mínimo valor de perdas dentro deste vetor. Em seguida o algoritmo retorna o ciclo de trabalho e frequência responsáveis pelas menores perdas do conversor, conseqüentemente um maior rendimento. O programa também mostra os tamanhos e tipos de núcleos que deverão ser utilizados no projeto dos indutores do circuito, bem como os tipos de fio de cobre utilizados em cada indutor.

Três gráficos também são gerados. Um deles corresponde a evolução das perdas de acordo com a variação do ciclo de trabalho e frequência e outros dois a evolução do tamanho dos núcleos dos indutores com esta variação.

O algoritmo também deixa disponível para consulta os valores de todos os parâmetros do circuito para sua construção como: indutância de entrada para o projeto do indutor, capacitâncias, correntes e tensões para análise dos esforços nos diodos e chave, perdas em todos os componentes, parâmetros do indutor acoplado, etc. Com estes dados é possível construir o conversor CC-CC de alto ganho *Quasi-Z-Source*.

O próximo passo é realizar uma análise das simulações sem e com o uso do algoritmo mencionado. O anexo A contém o algoritmo utilizado para o processo descrito.

4.1 Simulação Sem o Uso do Algoritmo

E SILVA (2015) propôs um conversor operando com uma frequência de 100 kHz e um ciclo de trabalho de 0,35. Esta seção irá apresentar as perdas dos componentes causadas por esta configuração bem como o volume dos componentes utilizados.

Para o indutor de entrada foram utilizadas as seguintes configurações:

Tabela 4.1 – Parâmetros do indutor de entrada.

PARÂMETRO	SÍMBOLO	VALOR
Indutância	L_{in}	82,12 μ H
Número de Espiras	N	17
Número de fios em Paralelo	n_{fios}	9
Fio Utilizado	-	AWG 22
Volume do Núcleo	V	17,10 cm^3
Núcleo Utilizado	-	EE42/15

Fonte: Autor

Já para o indutor acoplado foram utilizados os seguintes parâmetros:

Tabela 4.2 – Parâmetros do indutor acoplado.

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR
Indutância de Dispersão do Primário	L_1	53,65 μ H
Indutância de Dispersão do Secundário	L_2	465,76 μ H
Indutância de Magnetização	L_m	54,198 μ H
Número de Espiras do Primário	N_{esp1}	15
Número de Espiras do Secundário	N_{esp2}	44
Número de Fios em Paralelo do Primário	-	11
Número de Fios em Paralelo do Secundário	-	9
Fio Utilizado no Primário	-	AWG 22
Fio Utilizado no Secundário	-	AWG 29
Volume do núcleo	V	20,946 cm^3
Núcleo Utilizado	-	EE42/20

Fonte: Autor.

Como dito anteriormente, as resistências dos enrolamentos primários e secundários foram obtidas empiricamente com o valor de 6,35 m Ω para o enrolamento primário e 119,05 m Ω para o enrolamento secundário.

Os capacitores do circuito têm as seguintes capacitâncias:

Tabela 4.3 – Capacitâncias do circuito.

CAPACITOR	01	02	03	04	05
CAPACITÂNCIA (μF)	21	21	11	4,7	4,7

Fonte: Autor.

As características dos diodos e MOSFET também estão listas logo abaixo:

Tabela 4.4 – Diodos e MOSFET do circuito.

COMPONENTES	MODELO	TENSÃO LIMIAR (V)	RESISTÊNCIA (Ω)
Diodo 1	V80100P	0,43	$6,3 \times 10^{-3}$
Diodo 2	SB5200	0,9	73×10^{-3}
Diodo 3	C3D04060	1,8	200×10^{-3}
Diodo 4	C3D04060	1,8	200×10^{-3}
MOSFET	IRFB4227	25	$19,7 \times 10^{-3}$

Fonte: Autor.

Estes componentes em conjunto com uma frequência de 100 kHz e um ciclo de trabalho de 0,35 fornecem as seguintes perdas de acordo com as equações demonstradas neste trabalho.

Tabela 4.5 – Perdas nos componentes do circuito.

COMPONENTE	MODELO	PERDAS (W)
Diodo 1	V80100P	4,0313
Diodo 2	SB5200	0,2642
Diodo 3	C3D04060	0,6787
Diodo 4	C3D04060	1,1128
MOSFET	IRFB4227	4,9268
Indutor Entrada	EE42/15	1,2534
Indutor Acoplado	EE42/20	1,3218
TOTAL		13,5896

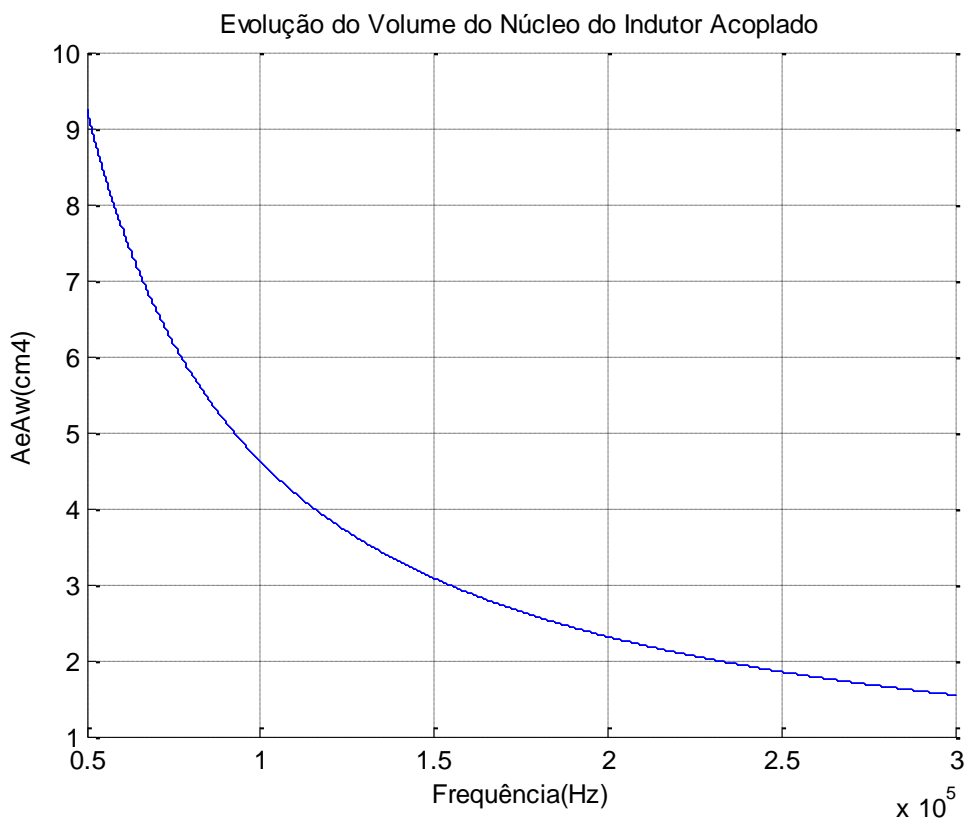
Fonte: Autor.

Nota-se que as maiores perdas se dão no diodo 1 e MOSFET. Estas perdas se dão pelas altas correntes que passam por esses componentes aumentando consideravelmente as perdas por condução no diodo e ambas as perdas (condução e comutação) na chave. Também fica evidente que o uso de 100 kHz para a frequência de chaveamento nos força a utilizar indutores com grandes núcleos.

4.2 Estudo do Melhor Estado de Operação do Conversor Utilizando o Algoritmo

Utilizando o algoritmo do Anexo A para um estudo das perdas e volume do conversor de alto ganho em questão, obtêm-se um gráfico que mostra a evolução dos núcleos dos indutores do circuito. As figuras abaixo ilustram tais gráfico para o indutor acoplado e de entrada respectivamente.

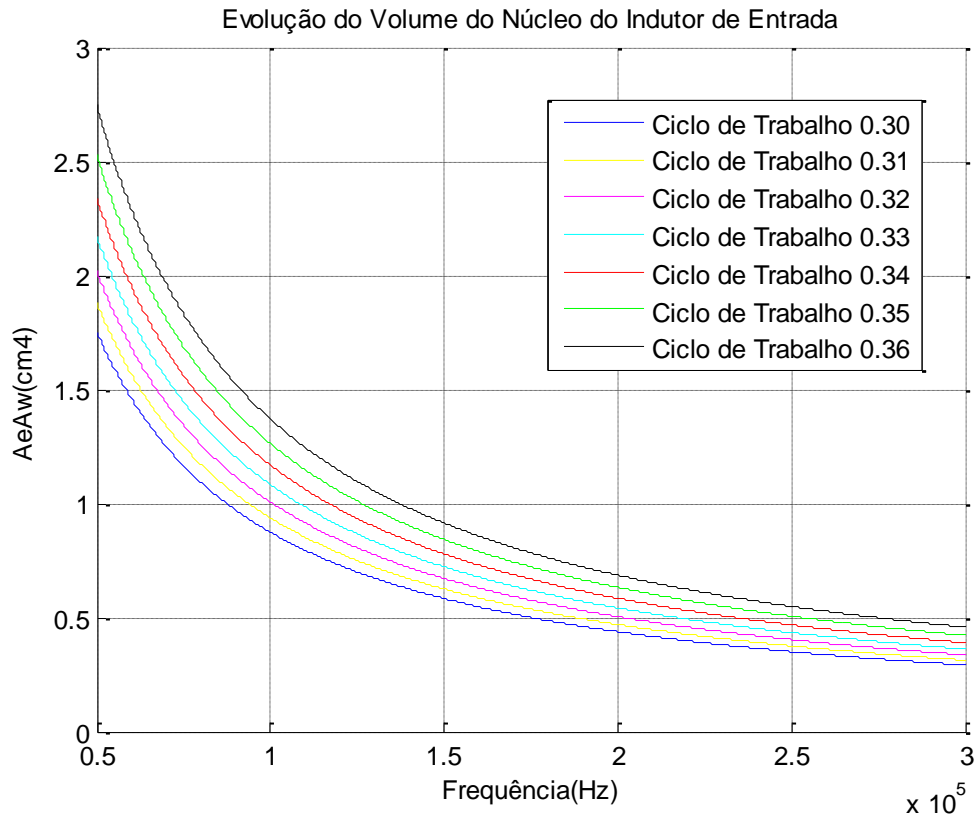
Figura 4.2 – Evolução do produto $A_e \cdot A_w$ do núcleo do indutor acoplado de acordo com a frequência e ciclo de trabalho.



Fonte: Autor.

Percebe-se que com o aumento da frequência o núcleo do indutor acoplado diminui, porém com a variação do ciclo de trabalho, o produto $A_e \cdot A_w$ permanece inalterado. A partir da frequência de 150 kHz, o tamanho do núcleo pouco se altera com o aumento da frequência em comparação com a alteração obtida entre a faixa de frequência compreendida entre 50 kHz e 160 kHz. Analisando os valores comerciais de núcleos de ferrite do tipo E, constata-se que a frequência ideal, ao levar em consideração o tamanho do núcleo, seria aproximadamente 160 kHz a qual forneceria um núcleo do tipo E-42/15 para o projeto do indutor acoplado. A próxima figura ilustra a evolução do produto $A_e \cdot A_w$ do núcleo para o indutor de entrada.

Figura 4.3 – Evolução do produto $A_e \cdot A_w$ do núcleo do indutor de entrada com a variação da frequência e ciclo de trabalho.

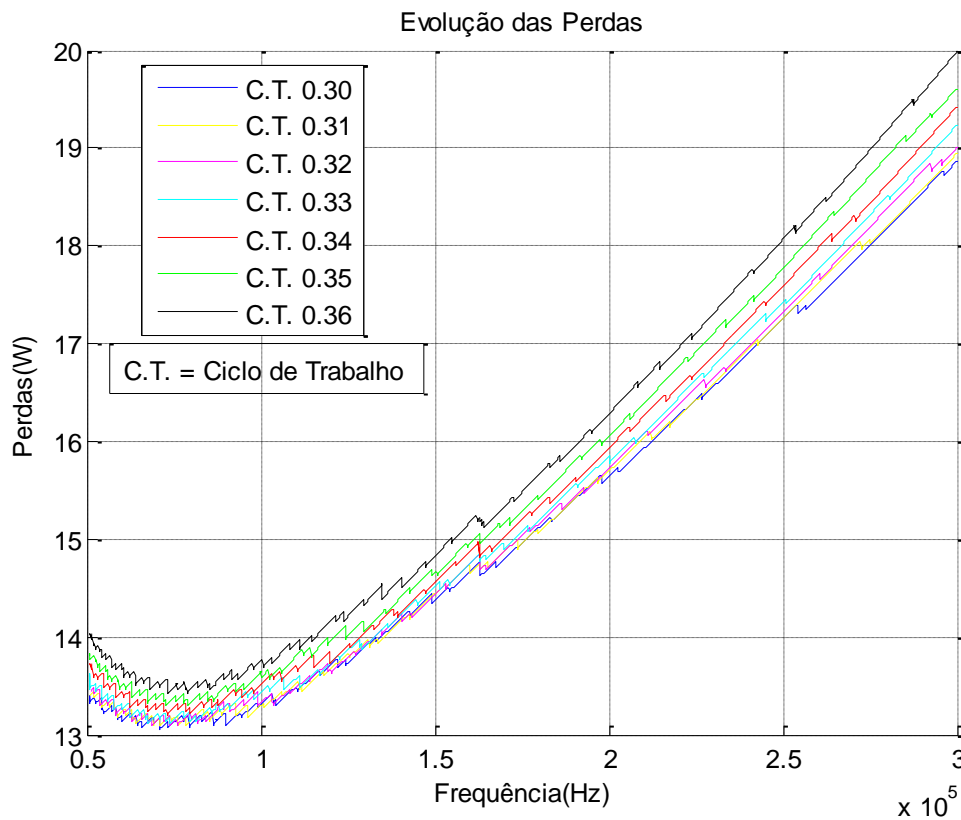


Fonte: Autor.

Para o indutor de entrada, nota-se que com a diminuição do ciclo de trabalho e o aumento da frequência, há uma redução do núcleo. Do mesmo modo que o indutor acoplado, a partir da frequência de 150 kHz, o tamanho do núcleo pouco se altera com o aumento da frequência em comparação com a alteração obtida entre a faixas de frequência compreendida entre 50 kHz e 150 kHz. Realizando a mesma análise feita para o indutor acoplado com valores comerciais de núcleos de ferrite do tipo E, constata-se que a frequência ideal, ao levar em consideração o tamanho do núcleo, seria entre 100 kHz e 175 kHz a qual forneceria um núcleo do tipo E-30/14 para o projeto do indutor de entrada. Para utilizar um núcleo do tipo E-30/7, seria necessária uma frequência na ordem de 250 kHz o que seria uma frequência que forneceria altas perdas nos componentes.

A próxima análise será realizada no gráfico das perdas com a variação do ciclo de trabalho e frequência de chaveamento conforme figura abaixo.

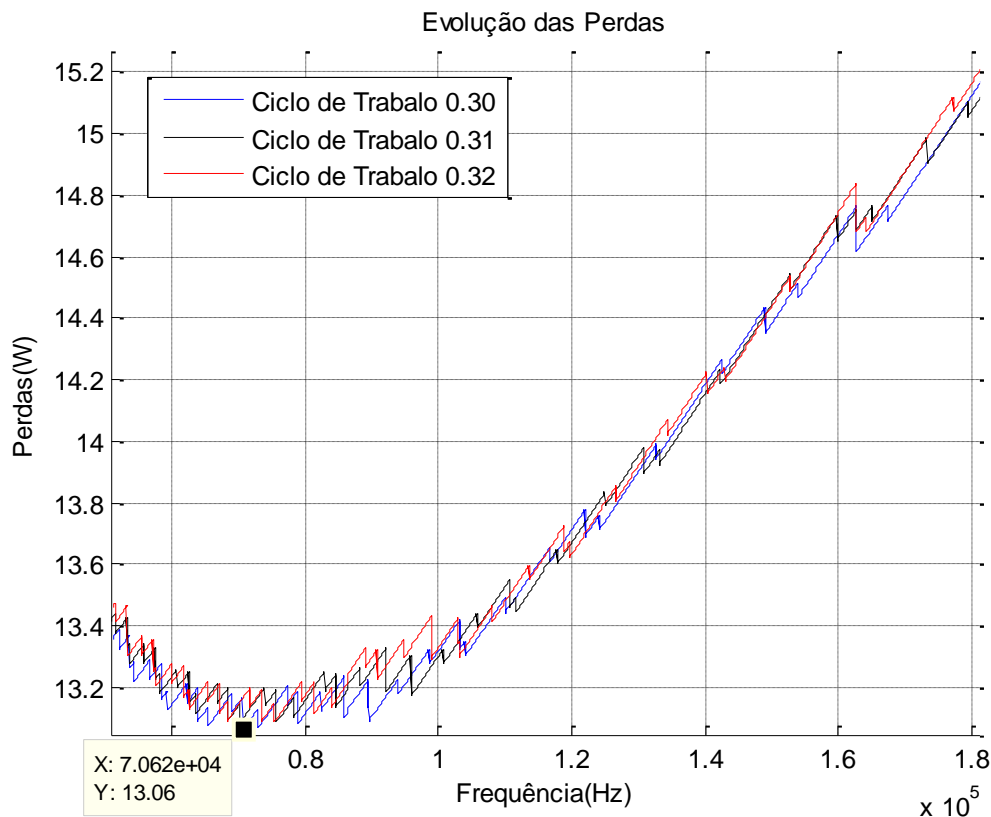
Figura 4.4 – Evolução das perdas nos componentes do conversor com a variação do ciclo de trabalho e frequência de chaveamento.



Percebe-se que de 0,33 adiante de ciclo de trabalho, as perdas já aumentam consideravelmente e que, em geral, quanto menor o ciclo de trabalho menores serão as perdas no conversor. A faixa de frequência compreendida entre 60 kHz e 100 kHz fornece as menores perdas nos componentes, o que faz sentido visto que quanto maior a frequência maiores as perdas por comutação na chave (componente que vem fornecendo uma das maiores perdas).

A partir da frequência de 170 kHz, as perdas aumentam drasticamente tornando inviável a utilização do conversor nessa faixa de frequência. Diante destas considerações, selecionou-se a próxima figura com três valores de ciclo de trabalho e uma faixa de frequência mais restrita visando uma melhor visualização da progressão das perdas com a variação do ciclo de trabalho e frequência no conversor em questão.

Figura 4.5 – Evolução das perdas nos componentes do conversor com a variação do ciclo de trabalho e frequência que fornecem as menores perdas.

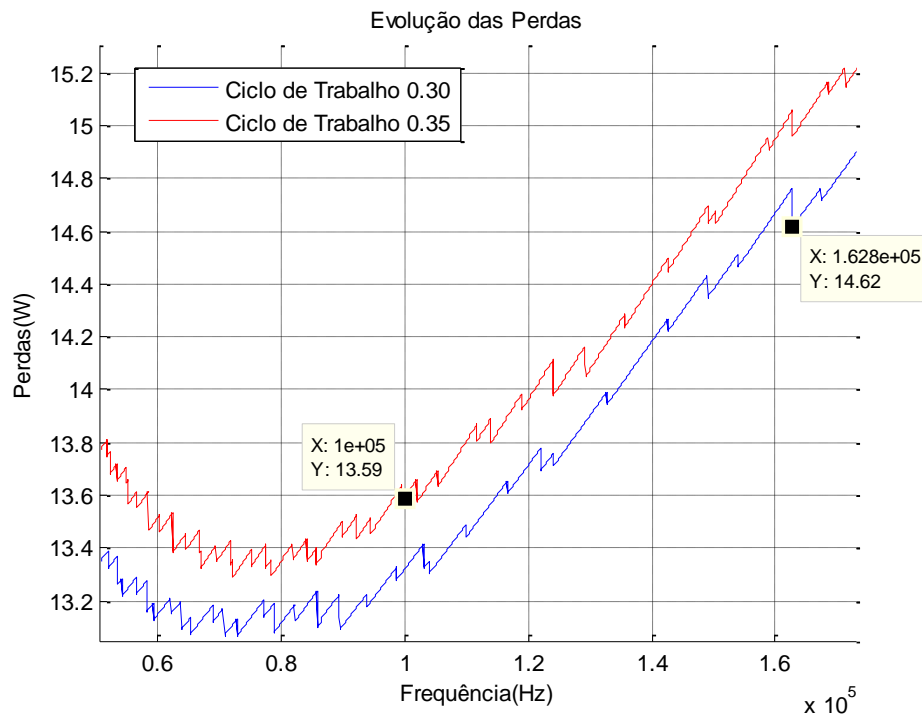


Fonte: Autor.

O ponto marcado no gráfico corresponde a frequência de 70,62 kHz e ciclo de trabalho de 0,30. Este ponto foi determinado pelo algoritmo e é o estado em que o conversor apresentará as menores perdas (13,06 W). Nota-se que a variação das perdas entre a faixa de frequência que se estende de 60 a 170 kHz é em torno de 2 W. Por este motivo e pelo fato de que a partir de 160 kHz os núcleos dos indutores do circuito diminuirão, escolheu-se para o conversor operar, uma frequência acima de 160 kHz em conjunto com um ciclo de trabalho de 0,3. Mesmo que este estado de operação nos remeta a maiores perdas que o estado escolhido por E SILVA (2015) na frequência de 100 kHz e 0,35 de ciclo de trabalho, ainda é possível otimizar o circuito ao reduzir as perdas por meio da escolha de novos componentes para o conversor.

A próxima figura apresenta um comparativo entre as perdas obtidas através do estado de operação escolhido por E SILVA (2015) e o selecionado para este trabalho através do auxílio do algoritmo e da decisão do projetista.

Figura 4.6 – Comparativo entre as perdas obtidas através do estado de operação escolhido por E SILVA (2015) e o selecionado para este trabalho.



Fonte: Autor.

Como mostrado acima, a diferença de perdas entre os dois pontos é aproximadamente 1 W, o que é uma pequena diferença visto que o conversor apresenta uma potência de 250 W. O novo estado de operação trabalhará com uma frequência de 162,88 kHz e com ciclo de trabalho de 0,3 o que fornece 14,617 W de perdas ao utilizar os mesmos componentes que E SILVA (2015) propôs. Como dito anteriormente, mais adiante será realizado uma análise para se obter diodos e MOSFET que venham a inserir menores perdas no conversor visando uma melhora no rendimento que no momento encontra-se em 94,1%.

A tabela abaixo lista as perdas por componentes diante do novo estado de operação do conversor selecionado neste trabalho.

Tabela 4.6 – Perdas nos componentes do circuito utilizando 162,88 kHz de frequência e 0,30 de ciclo de trabalho.

COMPONENTE	MODELO	PERDAS (W)
Diodo 1	V80100P	4,6754
Diodo 2	SB5200	0,3366
Diodo 3	C3D04060	0,6064
Diodo 4	C3D04060	1,1852
MOSFET	IRFB4227	6,0233
Indutor Entrada	EE30/14	0,7056
Indutor Acoplado	EE42/15	1,0871
TOTAL		14,6169

Fonte: Autor.

Do mesmo modo que no caso proposto por E SILVA (2015), as maiores perdas se dão no diodo 1 e na chave devido as altas correntes que fluem nesses componentes. Neste novo estado de operação tais perdas são maiores que as expostas na tabela 5.5, pois a diminuição do ciclo de trabalho fornece um aumento da corrente nesses dispositivos. Fica evidente uma diminuição das perdas nos indutores devido a redução do núcleo dos mesmos.

5 ESCOLHA DE NOVOS COMPONENTES PARA O CONVERSOR

Como a nova configuração do conversor fornece maiores perdas do que o estado proposto por E SILVA (2015), fica claro a necessidade da escolha de novos componentes para que as perdas venham a diminuir, pois um dos objetivos deste trabalho é aumentar o rendimento do circuito. O rendimento obtido pela configuração de E SILVA (2015) foi de aproximadamente 94,56%, já o novo estado de operação, ao utilizar os mesmos componentes descritos acima, fornece um rendimento de 94,1%.

Para a escolha de novos componentes para o conversor, primeiramente deve-se levar em consideração os esforços de tensão e correntes causados nos dispositivos pelo novo estado de operação. Segue adiante uma análise dos esforços em cada componente bem como a escolha do novo semicondutor para o circuito com suas características descritas.

Com o auxílio do algoritmo projetado e da simulação, analisou-se os esforços de tensão e corrente em todos os dispositivos do circuito. As tabelas abaixo exibem a máxima tensão e corrente que os semicondutores irão ser submetidos frequentemente bem como uma comparação entre os dispositivos anteriores utilizados por E SILVA (2015) e os novos componentes selecionados pelo projetista deste trabalho. Também é mostrado a corrente máxima instantânea que são sujeitos os componentes do conversor.

É necessário expor que se estabeleceu como critério de segurança, uma margem de flexibilidade entre os esforços nos semicondutores do circuito e as máximas correntes e tensões suportadas pelos novos dispositivos. A critério do projetista esta margem foi determinada como sendo no mínimo 30% dos máximos valores de tensão e corrente que será submetido nos componentes do conversor.

Tabela 5.1 – Esforços de tensão e corrente nos semicondutores do circuito determinados pelo algoritmo em conjunto com a simulação com o conversor operando em uma frequência de 162,88 kHz e 0,30 de ciclo de trabalho.

COMPONENTES	ESFORÇOS PERIÓDICOS		LIMITE MIN. 30%		ESFORÇOS INSTANTÂNEOS	
	Tensão (V)	Corrente (A)	Tensão (V)	Corrente (A)	Tensão (V)	Corrente (A)
Diodo 1	61,2	34,65	79,56	45,045	89,23	133,23
Diodo 2	61,21	4,1	79,573	5,33	89,24	183,04
Diodo 3	230,61	3,43	299,793	4,459	313,02	14,5
Diodo 4	230,76	2,23	299,988	2,899	363,08	10,55
MOSFET	61,21	35,48	79,573	46,124	89,25	133,74

Fonte: Autor.

Como visto na tabela acima, as maiores tensões e correntes se dão através de esforços instantâneos no momento em que o conversor entra em funcionamento, ou seja, no regime transitório (curto período de tempo) no momento que o conversor passa a funcionar.

Diante dos esforços instantâneos e periódicos apresentados na tabela acima, é possível dimensionar os novos componentes que venham a agregar menores perdas no conversor. Nota-se que os esforços instantâneos são de 2 a 40 vezes maiores que os esforços periódicos, por este motivo os dispositivos tendem a suportar tais esforços abruptos por um curto período de tempo para que não venham a se danificar com a temperatura excessiva em seus interiores. Este tempo é da ordem de milissegundos que é o tempo de um pico de onda no momento transitório do *Boost*.

É necessário destacar que com a mudança do ciclo de trabalho e frequência de operação novos valores de esforços de tensão e corrente se deram no conversor em comparação com a configuração antiga, logo os dispositivos necessitam ser redimensionados para prevenir um mal dimensionamento de dispositivos que venha a aumentar as perdas ou queimar os componentes.

As tabelas abaixo mostram os novos componentes escolhidos para este trabalho que serão utilizados no circuito com o objetivo de aumentar o rendimento.

Os parâmetros de exibição foram escolhidos por serem os responsáveis pelas perdas nos diodos (Tensão limiar e resistência elétrica) e pela corrente e tensão máxima suportada por cada componente para que não venham a se danificar. Os outros parâmetros foram omitidos mas podem ser consultados através do *datasheet* (folha de dados do fabricante) de cada modelo.

Tabela 5.2 – Substituição dos diodos no conversor.

		DIODOS				
CONFIG. ANTIGA	Dados	Símbolos	MODELOS			
			V80100P	SB5200	C3D04060A	C3D04060A
			Diodo 1	Diodo 2	Diodo 3	Diodo 4
	Máx. Tensão de Pico (V)	V_{RSM}	100	200	600	600
	Máx. Corrente de Pico (A)	I_{FSM}	500	120	28,5	28,5
	Máx. Corrente Média (A)	$I_{F(AV)}$	40	5	7,5	7,5
	Tensão Limiar (V)	V_F	0,43	0,9	1,8	1,8
	Resistência Elétrica (Ω)	R_{elet}	$6,3 \times 10^{-3}$	73×10^{-3}	200×10^{-3}	200×10^{-3}
CONFIG. NOVA	Dados	Símbolos	MODELOS			
			V80100P	V80100P	IDP08E65D1	IDP08E65D1
			Diodo 1	Diodo 2	Diodo 3	Diodo 4
	Máx. Tensão de Pico (V)	V_{RSM}	100	100	650	650
	Máx. Corrente de Pico (A)	I_{FSM}	500	500	64	64
	Máx. Corrente Média (A)	$I_{F(AV)}$	40	40	8	8
	Tensão Limiar (V)	V_F	0,43	0,43	1,3	1,3
	Resistência Elétrica (Ω)	R_{elet}	$6,3 \times 10^{-3}$	$6,3 \times 10^{-3}$	200×10^{-3}	200×10^{-3}

Fonte: Autor.

Como pode-se observar, manteve-se o mesmo diodo 1, pois este dispositivo apresenta baixa tensão limiar de ativação bem como baixa resistência elétrica. Optou-se por utilizar o mesmo diodo modelo V80100P para o diodo 2, pois o mesmo apresenta parâmetros que venham a diminuir as perdas nesse componente, além de aguentar os esforços do conversor sem que venha a se danificar. Para os diodos de *silicon carbide* (composto químico de silício e carbono) utilizou-se o modelo IDP08E65D1 para os diodos 3 e 4, pois estes componentes suportam altas tensões de operação por causa do material que são feitos.

Os diodos escolhidos além de suportarem maiores esforços comparados aos anteriores, oferecem tensões limiar de operação e resistência elétrica menor, conseqüentemente eles aumentarão o rendimento do conversor. O diodo 1 responsável pela maior perda entre os quatro diodos continuará com a mesma dissipação de energia anterior, pois não se mudou o componente. Esta escolha deve-se ao fato de que o dispositivo V80100P já apresenta parâmetros bastante favoráveis para menores perdas em comparação com outros dispositivos que apresentem alta tensão e corrente de operação como o V80100P.

A próxima tabela mostra a substituição do MOSFET.

Tabela 5.3 – Substituição do MOSFET do conversor.

	MOSFET			
	Modelos	Dados	Símbolos	Valores
CONFIG. ANTIGA	IRFB4227PbF	Resistência entre dreno e fonte	$R_{D\ on}$	19,7 m Ω
		Tempo de subida	τ_{on}	20 ns
		Tempo de descida	τ_{off}	31 ns
		Tensão entre dreno e fonte máxima	V_{DS}	200 V
		Corrente máxima de pico em 100°C	I_{RP}	130 A
		Corrente contínua no dreno em 100°C	I_D	46 A
CONFIG. NOVA	BSC070N10NS5	Resistência entre dreno e fonte	$R_{D\ on}$	7 m Ω
		Tempo de subida	τ_{on}	5 ns
		Tempo de descida	τ_{off}	6 ns
		Tensão entre dreno e fonte máxima	V_{DS}	100 V
		Corrente máxima de pico em 25°C	I_{RP}	320 A
		Corrente contínua no dreno em 100°C	I_D	51 A

Fonte: Autor.

Para o MOSFET há uma grande diferença em todos os parâmetros ao utilizar o componente BSC070N10NS5, pois seus tempos de subida e descida são bastante baixos comparados ao IRFB4227PbF, além da resistência entre dreno e fonte. Esses fatores irão diminuir as perdas significativamente em todo o conversor, pois a chave apresenta a maior perda do conversor. Outro benefício são as maiores correntes suportadas pelo novo componente; isto garantirá uma maior confiabilidade em relação a picos de corrente chave.

5.1 Simulação Com o Novo Estado de Operação e Componentes

Esta seção abordará sobre a simulação do conversor utilizando uma frequência de 162,88 kHz e 0,30 de ciclo de trabalho em conjunto com os novos componentes mencionados na seção anterior. A tabela a seguir apresenta as perdas por componentes do novo conversor.

Tabela 5.4 – Perdas nos componentes do circuito utilizando 162,88 kHz de frequência e 0,30 de ciclo de trabalho em conjunto com os novos componentes escolhidos.

COMPONENTE	MODELO	PERDAS (W)
Diodo 1	V80100P	4,6754
Diodo 2	V80100P	0,1423
Diodo 3	IDP08E65D1	0,4858
Diodo 4	IDP08E65D1	0,9038
MOSFET	BSC070N10NS5	1,5919
Indutor Entrada	EE30/14	0,7056
Indutor Acoplado	EE42/15	1,0871
TOTAL		9,5919

Fonte: Autor.

Como pode-se observar, as novas perdas totais no conversor são de 9,5919 W que nos remete a um rendimento de 96,16% do sistema. As mudanças mais significativas foram nas perdas na chave que reduziram de 6,02 W para 1,59 W. As perdas nos diodos 2, 3 e 4 reduziram um pouco enquanto no diodo 1 permaneceu constante, pois não se alterou o componente.

Ao se alterar o ciclo de trabalho e frequência, novos parâmetros são definidos para os capacitores e indutores do circuito. As tabelas abaixo ilustram os novos parâmetros definidos pelo algoritmo.

Tabela 5.5 – Parâmetros do indutor de entrada para novo estado de operação.

PARÂMETRO	SÍMBOLO	VALOR
Indutância	L_{in}	34,904 μ H
Número de Espiras	N	12
Número de fios em Paralelo	n_{fios}	46
Fio Utilizado	-	AWG 29
Volume do Núcleo	V	8,00 cm^3
Núcleo Utilizado	-	EE30/14

Fonte: Autor

O algoritmo calculou um produto $A_e \cdot A_w$ de 0,5380 cm^4 para o indutor de entrada, para isto utilizou-se um núcleo do tipo EE30/14 com $A_e \cdot A_w$ de 1,02 cm^4 que é quase o dobro do volume do núcleo necessário, porém esta sobra é necessária para garantir que a construção do indutor venha a comportar todas as espiras do projeto. Mesmo escolhendo um núcleo que contém o dobro do volume necessário houve uma diminuição do volume do núcleo anterior (EE42/15) com 2,84 cm^4 . Apesar da grande quantidade de fios em paralelo, utilizou-se o fio AWG 29 que tem um diâmetro de cobre de 0,029 cm comparado com os 0,064 cm do AWG 22 utilizado no projeto anterior, pois a frequência aumentou de 100kHz para 163,88 kHz fazendo com que o diâmetro admissível do fio diminua por conta do efeito *Skin*, por isso a maior quantidade de fios em paralelo para evitar que o núcleo venha a saturar com o calor emitido pela alta corrente de entrada percorrendo os condutores.

A próxima tabela apresenta os novos parâmetros do indutor acoplado para o novo estado de operação.

Tabela 5.6 – Parâmetros do indutor acoplado para novo estado de operação.

PARÂMETROS	SÍMBOLO	VALOR
Indutância de Dispersão do Primário	L_1	232,69 μH
Indutância de Dispersão do Secundário	L_2	13,032 μH
Indutância de Magnetização	L_m	23,036 μH
Número de Espiras do Primário	N_{esp1}	5
Número de Espiras do Secundário	N_{esp2}	21
Número de Fios em Paralelo do Primário	-	55
Número de Fios em Paralelo do Secundário	-	7
Fio Utilizado no Primário	-	AWG 29
Fio Utilizado no Secundário	-	AWG 29
Volume do núcleo	V	17,10 cm^3
Núcleo Utilizado	-	EE42/15
Relação de Transformação	N	4,2256

Fonte: Autor.

No caso do indutor acoplado o núcleo também diminuiu comparado com o estado de operação anterior. Neste caso utiliza-se um núcleo EE42/15, antes utilizou-se um EE42/20. O grande número de fios em paralelo no primário se dá pela alta corrente que circula neste componente.

Os valores das capacitâncias estão tabelados logo abaixo.

Tabela 5.7 – Capacitâncias do circuito com novo estado de operação.

CAPACITOR	01	02	03	04	05
CAPACITÂNCIA (μF)	10	10	1	1	1

Fonte: Autor.

Os valores de capacitâncias fornecidos pelo algoritmo se aproximam bastante dos valores comerciais da tabela acima, com isso não é preciso fazer associação de capacitores para se chegar a capacitância necessária, logo serão utilizados exatamente 5 capacitores no circuito. Nota-se que com o aumento da frequência as capacitâncias diminuiriam fazendo com que se utilize menores capacitores no sistema diminuindo ainda mais o volume da placa.

Definido os parâmetros da simulação para o conversor com frequência de 162,88 kHz e ciclo de trabalho de 0,3 o próximo passo é realizar uma comparação entre os valores obtidos nas equações analíticas e a simulação com o novo estado de operação. Tal comparação é necessária para verificar a exatidão da simulação com os parâmetros fornecidos pelo algoritmo a fim de prever o correto funcionamento do conversor no caso real.

Tabela 5.8 – Comparação entre os parâmetros obtidos na simulação com novo estado de operação e equações analíticas.

PARÂMETROS	Símbolos	Valor Calculado	Valor Simulado	Erro(%)
Corrente de Entrada	I_{in} (A)	11,08	9,59	13,45
Tensão no Capacitor 1	V_{C1} (V)	42	41,72	0,67
Tensão no Capacitor 2	V_{C2} (V)	18	17,66	1,89
Tensão no Capacitor 3	V_{C3} (V)	60	60,36	-0,60
Tensão no Capacitor 4	V_{C4} (V)	175,7	161,6	8,03
Tensão no Capacitor 5	V_{C5} (V)	75,3	70,82	5,95
Tensão de Pico no Diodo 1	$V_{D1\ max}$ (V)	60	61,5	-2,50
Tensão Eficaz no Diodo 1	$V_{D1\ ef}$ (V)	32,86	32,42	1,34
Corrente Eficaz no Diodo 1	$I_{D1\ ef}$ (A)	15,04	12,45	17,22
Corrente Média no Diodo 1	$I_{D1\ med}$ (A)	12,22	9,63	21,19
Tensão de Pico no Diodo 2	$V_{D2\ max}$ (V)	60	61,51	-2,52
Tensão Eficaz no Diodo 2	$V_{D2\ ef}$ (V)	32,86	33,37	-1,55
Corrente Média no Diodo 2	$I_{D2\ med}$ (A)	0,8	0,75	6,25
Corrente Eficaz no Diodo 2	$I_{D2\ ef}$ (A)	1,27	1,11	12,60
Tensão de Pico no Diodo 3	$V_{D3\ max}$ (V)	251	233,63	6,92
Tensão Eficaz no Diodo 3	$V_{D3\ ef}$ (V)	210	193,02	8,09
Corrente Média no Diodo 3	$I_{D3\ med}$ (A)	0,8	0,77	3,75
Corrente Eficaz no Diodo 3	$I_{D3\ ef}$ (A)	1,69	1,5	11,24
Tensão de Pico no Diodo 4	$V_{D4\ max}$ (V)	251	253,29	-0,91
Tensão Eficaz no Diodo 4	$V_{D4\ ef}$ (V)	137,48	128,82	6,30
Corrente Média no Diodo 4	$I_{D4\ med}$ (A)	0,8	0,76	5,00
Corrente Eficaz no Diodo 4	$I_{D4\ ef}$ (A)	1,11	1,1	0,90
Tensão de Pico na Chave	$V_{CH\ max}$ (V)	60	61,51	-2,52
Tensão Média na Chave	$V_{CH\ med}$ (V)	42	41,68	0,76
Tensão Eficaz na Chave	$V_{CH\ ef}$ (V)	50,2	49,83	0,74
Corrente Média na Chave	$I_{CH\ med}$ (A)	10,04	8,84	11,95
Corrente Eficaz na Chave	$I_{CH\ ef}$ (A)	18,83	16,47	12,53
Corrente Eficaz no Primário do Indutor Acoplado	$I_{AC\ 1\ rms}$ (A)	13,19	12,66	4,02
Corrente Eficaz no Secundário do Indutor Acoplado	$I_{AC\ 2\ rms}$ (A)	1,69	1,85	-9,47
Corrente Eficaz no Indutor de Entrada	$I_{Lin\ ef}$ (A)	11,1	9,6	13,51
Tensão de Saída	V_{out} (V)	311	293	5,79
Corrente de Saída	I_{out} (A)	0,8	0,76	5,00

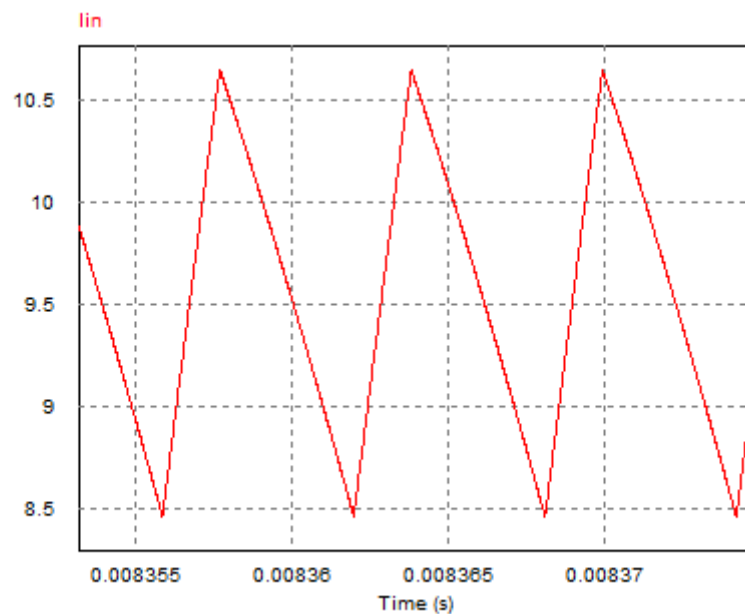
Fonte: Autor.

O maior erro se dá na corrente média do diodo 1 com 21,2%, que é um erro relativamente baixo ao levar em consideração as aproximações realizadas para se encontrar as equações analíticas em tal dispositivo.

O próximo passo é ilustrar através da simulação os esforços de tensão, corrente e ondulações de modo a comprovar que os limites estabelecidos para o conversor estão sendo seguidos nas formas de onda dos dispositivos.

A primeira análise ocorre na corrente de entrada, onde determinou-se um indutor de 34,904 μH que limite a ondulação em 20% da corrente média. A figura abaixo ilustra a ondulação na forma de onda da corrente de entrada.

Figura 5.1 – Ondulação na corrente de entrada.

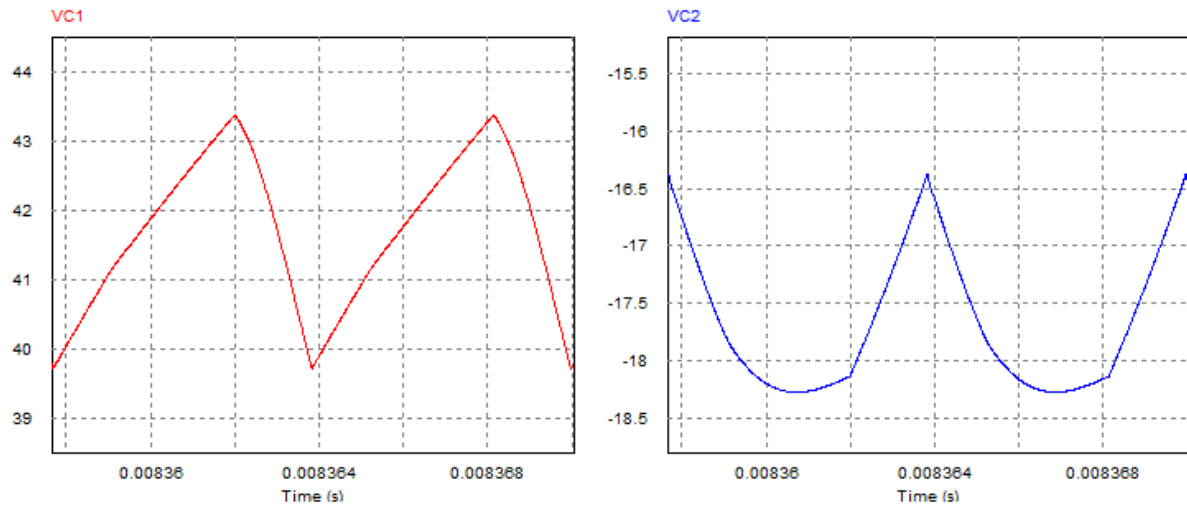


Fonte: Autor.

A corrente média encontra-se em torno de 9,56 A. Admitindo-se 20% de oscilação para a forma de onda da corrente de entrada, têm-se um limite de 10,52 A para a crista e 8,6 A para um vale. Analisando a forma de onda acima nota-se que esses limites estão sendo respeitados como era previsto no projeto do indutor.

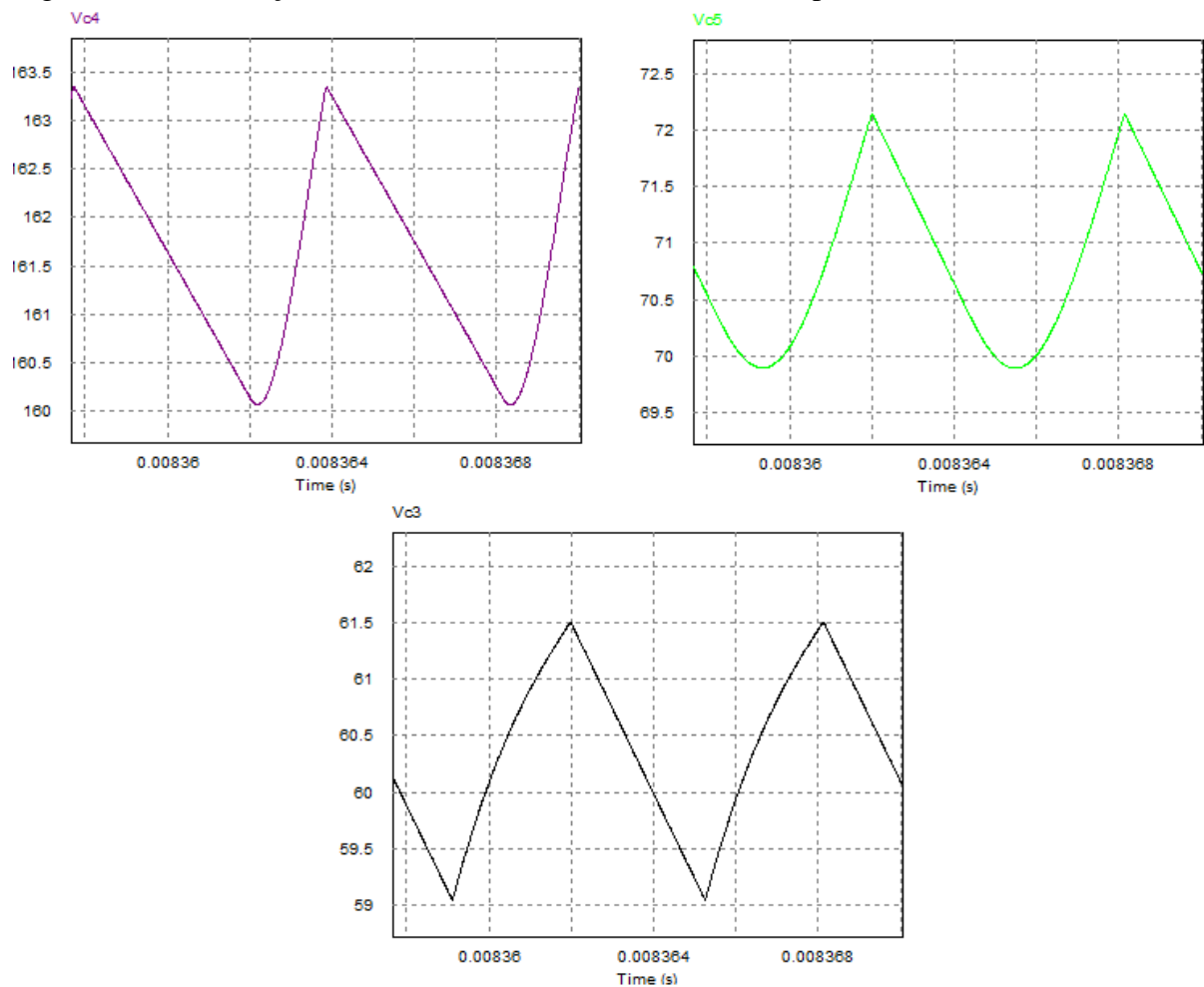
Para os capacitores adotou-se uma variação de 2,2 volts, ou seja, uma variação de 1,1 volt para uma crista e 1,1 volt para um vale. As figuras abaixo ilustram as variações em todos os capacitores do circuito.

Figura 5.2 – Ondulação nas formas de onda das tensões nos capacitores 1 e 2.



Fonte: Autor.

Figura 5.3 – Ondulação nas formas de onda das tensões nos capacitores 3, 4 e 5.

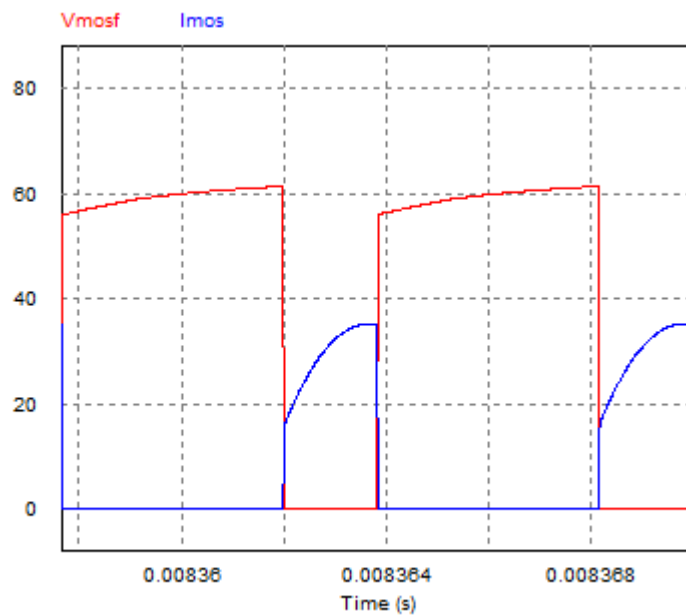


Fonte: Autor.

Percebe-se que em todos os capacitores a variação está próxima da estabelecida. Os pequenos erros se dão ao arredondamento das capacitâncias para valores comerciais, porém mesmo os limites continuam muito próximos do estabelecido.

Como dito anteriormente, picos de tensão na chave são prejudiciais podendo vir a danificar o componente, por este motivo a próxima figura mostra os esforços de tensão e corrente na chave.

Figura 5.4 – Tensão e corrente no interruptor.

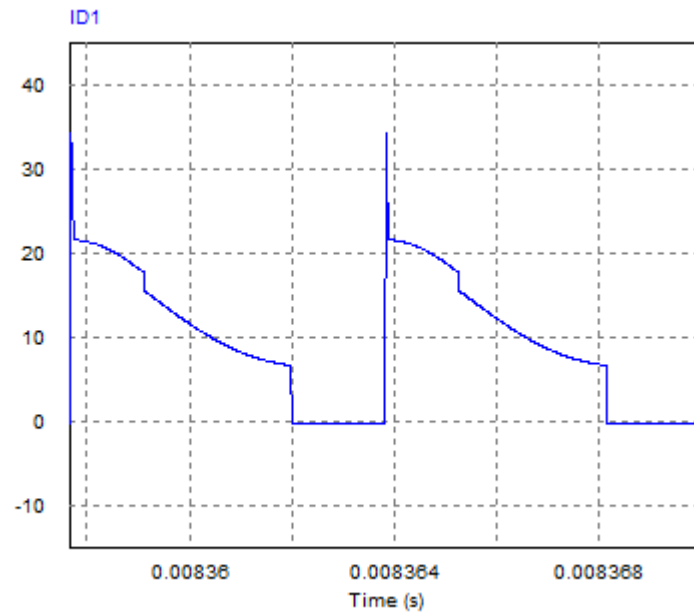


Fonte: Autor.

Percebe-se que quando a chave se encontra bloqueada a tensão permanece praticamente constante e ao conduzir, a corrente cresce gradativamente com o carregamento dos elementos passivos do circuito.

Como a corrente que circula pelo diodo 1 é bastante significativa, a próxima figura é responsável por ilustrar a forma de onda da corrente nesse dispositivo. Nota-se que há um pico de corrente periódico de 34,47 A devido a dispersão, mas como o componente escolhido suporta uma corrente média de 40 A o componente não virá a se danificar.

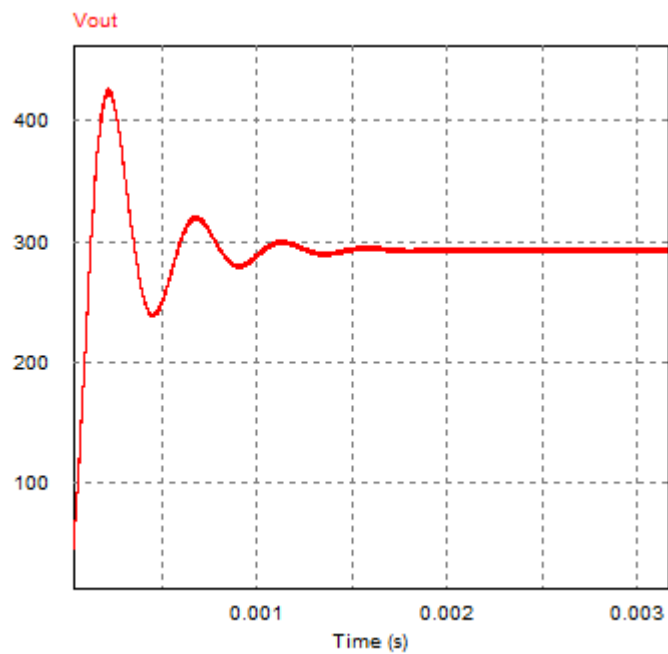
Figura 5.5 – Corrente no diodo 1.



Fonte: Autor.

A próxima ilustração mostra a tensão contínua na saída.

Figura 5.6 – Tensão na saída do conversor.

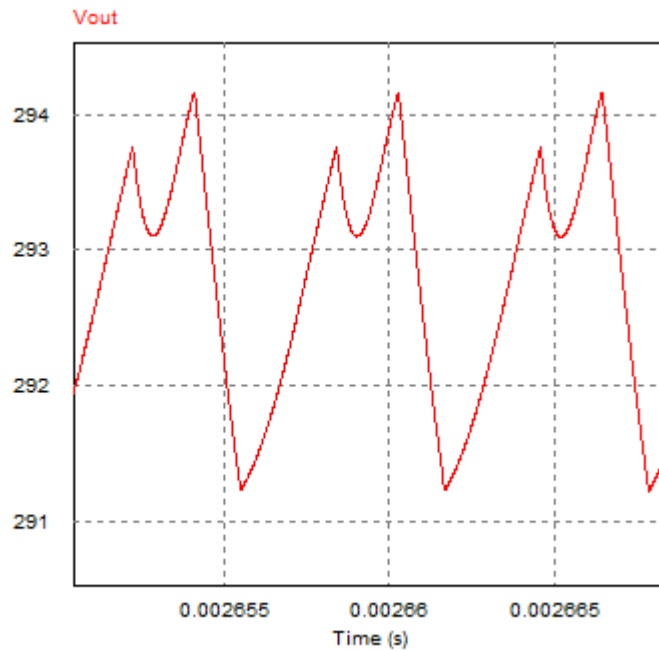


Fonte: Autor.

A tensão se estabiliza em torno de 293 volts. A tensão no conversor não se aproxima mais dos 311 volts esperados devido ao fato de que o transformador utilizado para a simulação

não foi ideal e seus valores de resistências de enrolamentos foram mantidos de acordo com os testes empíricos obtidos no trabalho de E SILVA (2015) com o indutor acoplado utilizado em seu protótipo. Outro motivo é o fato de que as equações que determinaram os parâmetros da simulação foram obtidas através de aproximações e considerando um conversor ideal.

Figura 5.7 – Tensão na saída do conversor com zoom.

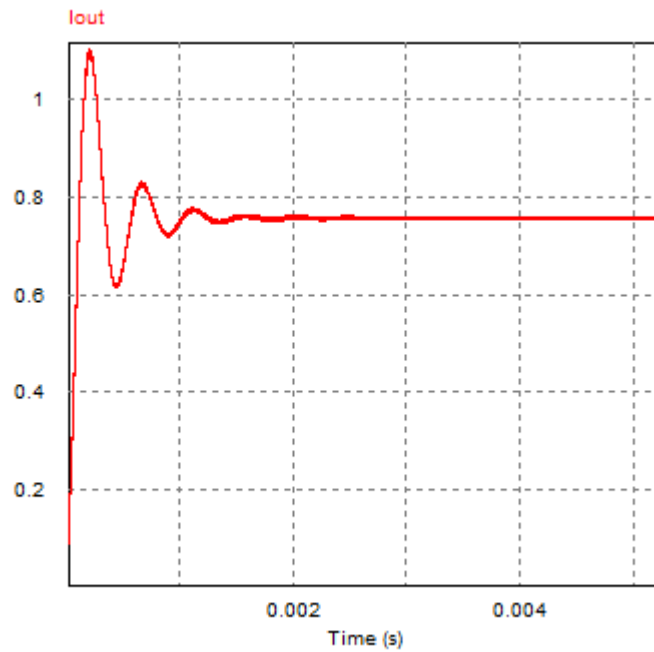


Fonte: Autor.

Nota-se que há uma pequena variação na tensão de saída, em torno de 2,5 volts, que era de se esperar devido aos 2,2 volts de variação admitidos nos capacitores na saída do conversor.

As próximas imagens mostram a corrente na saída do conversor. Também pode-se notar que ela é contínua e se estabiliza em torno de 0,76 amperes. Teoricamente a corrente era para se estabilizar em 0,8 amperes, mas com o fator das perdas nos componentes e de que se adotou uma carga resistiva de acordo com a conservação ideal de potência no sistema, houve uma queda na corrente na saída do conversor como se pode observar nas imagens abaixo.

Figura 5.8 – Corrente na saída do conversor.



Fonte: Autor.

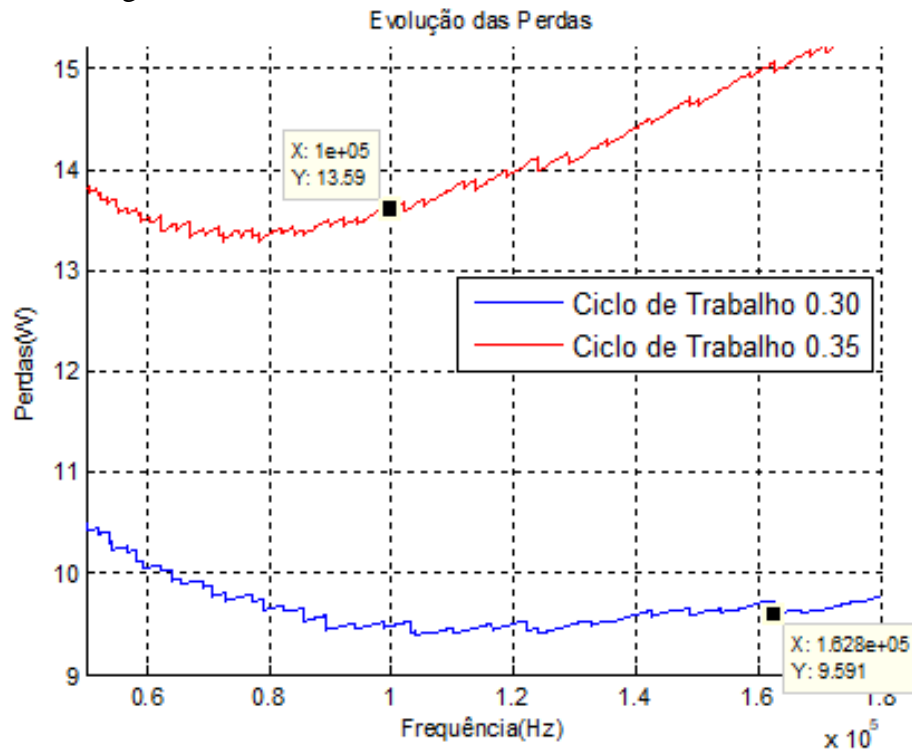
Figura 5.9 – Corrente na saída do conversor com zoom.



Fonte: Autor.

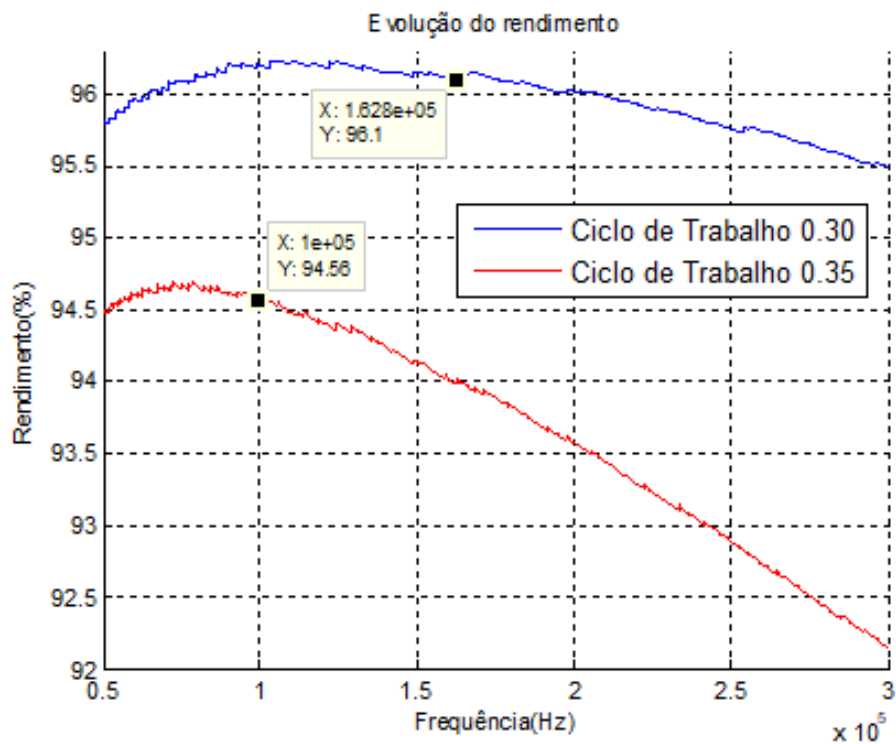
A seguir será apresentado uma comparação final entre as perdas obtidas com o estado de operação definido por E SILVA (2015) e o estabelecido neste trabalho, bem como uma comparação entre os rendimentos dos mesmos.

Figura 5.10 – Comparação entre as perdas obtidas por E SILVA (2015) e as atingidas neste trabalho.



Fonte: Autor.

Figura 5.11 – Comparação entre o rendimento obtido por E SILVA (2015) e o atingido neste trabalho.



Fonte: Autor.

Observa-se, através do novo estado de operação, uma diminuição de 5,025 W nas perdas do conversor em comparação a antiga configuração como mostra a figura 8.10. Já a figura 8.11 deixa claro um aumento no rendimento de 1,54% obtido através do novo estado de operação definido neste trabalho. Nota-se também que o rendimento estabelecido neste trabalho não é o maior segundo a curva em azul na figura 8.11, porém a configuração escolhida tornou possível uma diminuição nos núcleos dos indutores, conseqüentemente uma diminuição da placa do conversor que também é um objetivo a ser alcançado neste trabalho. Logo, constata-se que os parâmetros de 0,30 de ciclo de trabalho e 162,88 kHz de frequência mesmo não fornecendo o maior rendimento possível, são parâmetros ótimos que além de obterem um maior rendimento, tornaram possível uma diminuição na placa do projeto.

6 CONCLUSÃO

6.1 Considerações Finais

Observou-se que o maior erro entre a comparação dos resultados do algoritmo com a simulação do conversor foi de 28% e a grande maioria dos erros estavam compreendidos entre uma faixa de 0,5 a 10%. Tais resultados comprovaram a efetividade do algoritmo visto que foram necessários realizar diversas aproximações para se obter algumas equações analíticas nos componentes do conversor, além de que os maiores erros se dão em pequenas correntes em diodos que provocam um alto erro através de uma pequena variação em seu valor.

Diante da comprovação da autenticidade do algoritmo, extraiu-se os dados fornecidos pelo software das perdas do conversor ao operar com uma frequência de 100 kHz em conjunto com um ciclo de trabalho de 0,35 (parâmetros propostos por E SILVA). Foi constatado que neste estado o conversor obteve um rendimento de 94,56% com 13,59 W de perdas. O programa computacional também forneceu gráficos para análise dos volumes dos núcleos do indutor acoplado e de entrada e da evolução das perdas de acordo com a variação da frequência de chaveamento de 1 Hz entre 50 kHz a 300 kHz em conjunto com uma variação de 0,01 de ciclo de trabalho entre 0,30 a 0,40.

Constatou-se que o melhor estado de operação é com uma frequência de 162,88 kHz com ciclo de trabalho de 0,30, pois mesmo fornecendo um rendimento menor de 94,1% com 14,617 W de perdas, os núcleos dos indutores do circuito diminuíram bastante com o aumento da frequência. A partir da frequência de 170 kHz as perdas aumentam drasticamente tornando inviável a operação do conversor em uma frequência maior. Um aumento do ciclo de trabalho provoca um crescimento nas perdas, por isto a escolha de 0,30. Não se optou por um valor mais baixo para não comprometer o ganho do conversor.

O núcleo do indutor acoplado que antes utilizava o modelo da Thornton EE-42/20 com 20,946 cm³ de volume, passou para o modelo EE-42/15 com 17,10 cm³ em seu volume. Já o indutor acoplado mudou do EE-42/15 para o EE-30/14 que tem 8 cm³ de volume que concede uma grande diminuição no volume da placa do circuito do conversor. Outros componentes que também reduziram de tamanho foram os capacitores que passaram a ter menores capacitâncias que se aproximam bastante de valores comerciais dispensando a necessidade de utilizar capacitores série ou paralelo.

Mesmo com um menor rendimento através do novo estado de operação proposto para este trabalho, foi possível diminuir as perdas por intermédio da substituição dos componentes do circuito. Para isto analisou-se os esforços de tensão e corrente nos dispositivos fornecidos pelo algoritmo de modo a escolher componentes que operem sem vir a se danificar e ainda forneçam menores perdas para o sistema. O resultado foi uma redução de 5,025 W nas perdas do conversor, onde o mesmo passa a operar com 96,16% de rendimento. Os novos componentes, por terem uma melhor tecnologia de fabricação, também suportam maiores esforços de tensão e corrente dando maior confiabilidade para o conversor.

Após a alteração dos parâmetros comerciais dos novos componentes no algoritmo e adoção da nova frequência e ciclo de trabalho na simulação, comparou-se os resultados fornecidos pelos dois modelos e concluiu-se que o maior erro é de 21,2% na corrente média do diodo 1 o que comprova novamente a autenticidade dos resultados obtidos no programa computacional.

Por fim, um estudo das formas de ondas nos novos componentes mostrou que a simulação do conversor com 162,88 kHz de frequência e 0,30 de ciclo de trabalho está dentro dos limites estabelecidos para variações de tensões e correntes que foi de 20% na corrente média de entrada e 2,2 volts para a tensão de todos os capacitores do circuito. Os picos periódicos e não periódicos de tensão e corrente também estão dentro dos limites suportados pelo diodo 1 e chave os quais são componentes que apresentam as maiores correntes em circulação e merecem maior atenção do projetista.

A tensão na saída do conversor é contínua com oscilação de aproximadamente 2,2 volts por conta dos capacitores selecionados e se estabiliza em 293 volts, pois o transformador utilizado para a simulação não foi ideal e seus valores de resistências de enrolamentos foram mantidos de acordo com os testes empíricos obtidos no trabalho de E SILVA (2015) com o indutor acoplado utilizado em seu protótipo, caso as novas resistências nos enrolamentos do novo indutor acoplado fossem definidos, a tensão aumentaria um pouco se aproximando ainda mais dos 311 volts esperados. Outro motivo é o fato de que as equações que determinaram os parâmetros da simulação foram obtidas através de aproximações e considerando um conversor ideal. Já a corrente também é contínua e se estabiliza em aproximadamente 0,76 amperes o que é um valor próximo do esperado.

Este trabalho comprova a importância de se utilizar algoritmos computacionais para resolução de problemas e buscas por estados ótimos em que cálculos manuais seriam inviáveis para encontrar um estado ótimo diante das inúmeras possibilidades de operação.

6.2 Trabalhos Futuros

Como perspectiva para trabalhos futuros nesta área, a fim da complementação do estudo aqui realizado, tem-se como finalidade a montagem do conversor proposto utilizando os parâmetros aqui definidos e componentes adotados para realização de testes no sistema de tração do triciclo para cadeirantes em malha fechada.

REFERÊNCIAS

- AYDEMIR, M. T.; EVRAN, F. 'Z-source-based isolated high step-up converter'. *IET Power Electronics*, v. 6, n. 1, p. 117-124, 2013.
- BARBI, I. 'Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas'. Florianópolis, UFSC, ed. do autor, 2006.
- BARBI, I.; FONTE, C. H. I.; ALVES, R. L. 'Projeto físico de indutores e transformadores'. Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Março, 2002.
- E SILVA, R. V. 'Conversor CC-CC de alto ganho Quasi-Z-Source aplicado a um sistema elétrico de tração de um triciclo a partir de um sistema fotovoltaico'. [s.l.] UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ, 2015.
- KIM, K. D. et al. 'Improved Non-isolated High Voltage Gain Boost Converter Using Coupled Inductors. *Electrical Machines And Systems (ICEMS)*'. 2011 International Conference On.
- KOFUJI, S. T. 'Fontes Chaveadas'. Capítulo 3, *Eletrônica Experimental*, USP.
- LIRIO, L. E. A. 'Contribuições para análise de perdas em conversores de potência com mosfet'. [s.l.] Universidade Federal do Rio de Janeiro, Setembro, 2013.
- LOPES, H. S; TAKAHASHI, R. H. C. 'Computação Evolucionária em Problemas de Engenharia'. Curitiba: Omnipax, 2011.
- NAKASHIMA, K. 'Valor Médio e Eficaz'. Universidade Federal de Itajubá, Instituto de engenharia de sistemas e tecnologias da informação, Itajubá, Minas Gerais, Setembro, 2013.
- PARK, K. B.; MOON, M. G.; YOUN, M. J. 'Nonisolated High Step-Up Stacked Converter Based on Boost-Integrated Isolated Converter'. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 577-587, Feb. 2011.

POMILIO, J. A. 'COMPONENTES PASSIVOS UTILIZADOS EM FONTES CHAVEADAS'. Fontes Chaveadas, Cap. 6, Unicamp.

ROCHA, M. A.; MEZA, R. A. 'Modelagem de curvas de magnetização para solução iterativa de circuitos magnéticos não lineares'. Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, Curitiba, 2005.

SILVA, R. V.; FREITAS, A. A. A.; CASTRO, M. R., ANTUNES, F. L. M.; SÁ, E. M. 'High Gain Qzs Dc/Dc Converter With Coupled Inductor And Capacitor Switch'. *IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1-6, 2015.

VINNIKOV, D.; ROASTO, I. 'Quasi-Z-source-based isolated DC/DC converters for distributed power generation'. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2011, 58, (1), pp. 192-201.

WAI, R.-J.; LIN, C.-Y.; DUAN, R.-Y.; CHANG, Y.-R. 'High-efficiency DC-DC converter with high voltage gain and reduced switch stress'. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2007, 54, (1), pp. 354-364.

WU, T. F.; LAI, Y. S.; HUNG, J. C.; CHEN, Y. M. 'Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp'. *IEEE Transactions on Industrial Electronics.*, vol. 55, no. 1, pp. 154-162, Jan. 2008.

ANEXO A – CÓDIGO DO ALGORITMO UTILIZADO PARA APRIMORAMENTO DO CONVERSOR CC-CC DE ALGO GANHO COM TOPOLOGIA QUASI-Z-SOURCE UTILIZANDO INDUTORES ACOPLADOS

```

clear all
close all
clc

%-----DADOS DO QUASI-Z-SOURCE-----

Pout = 250;          %Potência de saída do conversor
Vout = 311;         %Tensão de saída do conversor
Vin = 24;           %Tensão de entrada do conversor
Vinmi = 20;        %Menor tensão admitida na entrada do conversor
n = 0.94;          %rendimento do conversor
Vinma = 28;        %Maior tensão admitida na entrada do conversor
k = 0.99;          %Coeficiente de acoplamento do indutor acoplado
Pin = Pout/n;      %Potência de entrada do conversor
Iin = Pin/Vin;     %Corrente de entrada do conversor
deltaIin=Iin*0.2; %Variação da corrente do indutor de entrada (20%
admitido)
deltaIm=Iin*0.3;  %Variação da corrente do indutor acoplado (30% admitido)
Iinpk = Iin + (deltaIin/2); %Maior variação da corrente de entrada
Iinmin = Iin - (deltaIin/2); %Menor variação da corrente de entrada
Impk = Iin + (deltaIm/2);   %Maior variação da corrente que passa pelo
indutor acoplado
Immin = Iin - (deltaIm/2);  %Menor variação da corrente que passa pelo
indutor acoplado
Iout = Pout/Vout;          %Corrente na saída
o = 0;

for D = 0.3 : 0.01 : 0.4
o = o+1;
j = 0;
    for f = 50000:300000
j = j+1;
Plot(o,j) = f;

%-----TESTES PRE DEFINIDOS-----
% f = 162880;
% D = 0.30;
%-----

N = (((1-2*D)*Vout)/(Vin*k))-(1/k); %Relação de transformação das
bobinas do indutor acoplado
ton = D/f;
toff = (1-D)/f;
%-----CAPACITANCIAS C1, C2, C4, C5-----
C1 = Iin*ton/2.2;
C2 = C1;
C4 = 1.4*ton/2.2;
C5 = C4;
%-----TEMPOS DO DIODO-----
t1 = (C1)*2.2/Iin;
t2 = toff - t1;
%-----TENSÃO NOS CAPACITORES C1, C2, C3, C4 e C5-----

```

```

Vc1 = (1-D)*Vin/(1-2*D);
Vc2 = (D*Vin)/(1-2*D);
Vc3 = Vin/(1-2*D);
Vc4 = (N*k*(1-D)*Vin)/(1-2*D);
Vc5 = N*k*D*Vin/(1-2*D);

%-----CÁLCULO DO INDUTOR DE ENTRADA-----

Lin = (D-D^2)*Vin/((1-2*D)*deltaIin*f);    %Cálculo da indutância de entrada

%-----CÁLCULO DO INDUTOR ACOPLADO -----

Lm = (D-D^2)*Vin*k/((1-2*D)*deltaIm*f);    %Cálculo da indutância do indutor
acoplado

%-----CÁLCULOS E PARAMETROS DO DIODO 1-----

Vtod1 = 0.43;           %Tensão limiar para condução
Rtd1 = 6.3*10^-3;      %Resistência interna do diodo
Vrm = 80;              %Tensão reversa de pico
Cj = 300*10^-12;      %Capacitância de junção

Vd1pk = Vin/(1-2*D);           %Tensão de pico no diodo 1
Vd1ef = Vd1pk*(D^(1/2));       %Tensão eficaz no diodo 1
Id1pk = Iinpk+Impk;           %Corrente de pico no diodo 1
Id1med = ((1-D)*(Id1pk+Iinmin))/2; %Corrente média no diodo 1
Id1ef = ((1-D)*((Iinmin^2)+Iinmin*Id1pk+(Id1pk^2))/3)^(1/2); %Corrente
eficaz no diodo 1
Pcond1 = ((Vtod1*Id1med)+(Rtd1*(Id1ef^2)))*f*toff; %perdas por condução
Ptotd1(o,j) = Pcond1;

%-----CÁLCULOS E PARAMETROS DO DIODO 2-----

Vtod2 = 0.43;
Rtd2 = 6.3*10^-3;
Vrm2 = 80;
Cj2 = 10*10^-12;

Vd2pk = Vin/(1-2*D);
Vd2ef = Vd2pk*(D^(1/2));
Id2ef = Iout*((t2*f)^(1/2))/(f*t2);
Id2med = Iout;
Pcond2 = ((Vtod2*Id2med)+(Rtd2*(Id2ef^2)))*f*t2;
Ptotd2(o,j) = Pcond2;

C3 = Id2ef*t2/2.2;           %Capacitância 3

%-----CÁLCULOS E PARAMETROS DO DIODO 3-----

Vtod3 = 1.3;
Rtd3 = 200*10^-3;
Vrm3 = 231;
Cj3 = 22*10^-12;

Vd3pk = (Vc2*N*k)+Vc4;
Vd3ef = Vd3pk*((1-D)^(1/2));
Id3med = Iout;

```

```

Id3pk = Id3med*2/D;
Id3ef = Id3pk*((D/3)^(1/2));
Pcond3 = ((Vtod3*Id3med)+(Rtd3*(Id3ef^2)))*f*ton;
Ptotd3(o,j) = Pcond3;

%-----CÁLCULOS E PARAMETROS DO DIODO 4-----

Vtod4 = 1.3;
Rtd4 = 200*10^-3;
Vrm4 = 231;
Cj4 = 22*10^-12;

Vd4pk = (Vc1*N*k)+Vc5;
Vd4ef = Vd4pk*(D^(1/2));
Id4med = Iout;
Id4pk = Id4med*2/(1-D);
Id4ef = Id4pk*((1-D)/3)^(1/2);
Pcond4 = ((Vtod4*Id4med)+(Rtd4*(Id4ef^2)))*toff*f;
Ptotd4(o,j) = Pcond4;

%-----CÁLCULOS E PARAMETROS NA CHAVE-----

Vds = 25; %Tensão entre dreno e source
Ciss = 4600*10^-12; %Capacitância de entrada
Coss = 460*10^-12; %Capacitância de saída
Crss = 91*10^-12; %Capacitância de transferência reversa
Rds = 7*10^-3; %Resistência dreno e source
Cds = Coss - Crss; %Capacitância entre dreno e source
Vb = 1.3; %Tensão de polarização do diodo intrínseco
fnorm = 1.8; %Fator normalizador da resistência do mosfet para
uma temperatura de 100°C
tonch = 5*10^-9;
toffch = 6*10^-9;

Vs1pk = Vin/(1-2*D);
Vs1med = Vs1pk*(1-D);
Vs1ef = Vs1pk*((1-D)^(1/2));
I11 = N*Id3pk;
Is1pk = (2*Iinpk)+I11;
Is1med = (D/2)*(2*Iinmin+Is1pk);
Is1f = (((D/3)*((2*Iinmin)^2+(2*Iinmin*Is1pk)+(Is1pk^2))))^(1/2));

Cj0 = Cds*((1+(Vds/Vb))^(1/2)); %Capacitância equivalente
Cds1 = Cj0/((1+(Vs1pk/Vb))^(1/2)); %Capacitância dreno e fonte para
tensão de operação
Pecondmos = D*Rds*(Is1f^2); %Perda de energia na entrada em
condução
Pbloqmos = (1/2)*(tonch+toffch)*(Vs1ef)*Is1f*f; %Perda de energia na
comutação
Ptotmos(o,j) = Pecondmos + Pbloqmos;

%-----CÁLCULOS E PARAMETROS NO INDUTOR DE ENTRADA-----

Bmax = 0.3; %Densidade de fluxo máximo
J = 380; %Densidade de corrente
k1 = 0.7; %Coeficiente de acoplamento das bobinas
Kh = 4*10^-5; %Coeficiente de perdas por histerese para nucleos de
ferrite

```

```

Ke = 4*10^-10;           %Coeficiente de perdas por correntes parasitas

DeltaB = Bmax*deltaIin/Iinpk;           %Excursão da densidade
de fluxo
Iefin = ((Iin^2)+((deltaIin/3.464)^2))^(1/2);           %Corrente eficaz no
indutor de entrada
AeAw = (Lin*Iin*Iefin*(10^4))/(kl*Bmax*J);           %Área interna do núcleo
de ferrite
AeAwv(o,j) = AeAw;

if AeAw<1.02
    Ae = 1.2;           %Seção transversal da perna
central do núcleo
    Vn = 8;           %Volume do núcleo
    lt = 6.7;           %comprimento da perna central
do núcleo
elseif 1.02<AeAw<2.84
    Ae = 1.81;
    Vn = 17.10;
    lt = 8.7;
elseif 2.84<AeAw<3.77
    Ae = 2.4;
    Vn = 23.30;
    lt = 10.5;
end

Nes = round((Lin*Iinpk*10^4)/(Bmax*Ae));           %Número de espiras
PerdNuc = (DeltaB^(2.4))*(Kh*f+Ke*(f^2))*Vn;           %Perdas no núcleo
Delta = (7.5/(f^(1/2)));           %Profundidade de penetração
Dfio = 2*Delta;           %maior diâmetro admissível
do fio de cobre

if 0.100<Dfio
    Ac = 0.006527;           %Área do cobre
    pfioS = 0.000264;           %Coeficiente de
resistividade do material
elseif 0.071<Dfio
    Ac = 0.003255;
    pfioS = 0.000530;
elseif 0.051<Dfio
    Ac = 0.001624;
    pfioS = 0.001062;
elseif 0.033<Dfio
    Ac = 0.000642;
    pfioS = 0.002685;
elseif 0.025<Dfio
    Ac = 0.000404;
    pfioS = 0.004269;
end

Scond = Iefin/J;           %Seção transversão dos
condutores
Nfios = ceil(Scond/Ac);           %Quantidade de fios em
paralelo
Perdenr = Nes*(pfioS)*lt*(Iefin^2)/Nfios;           %Perda no enrolamento
Plintot(o,j) = Perdenr+PerdNuc;

%-----CÁLCULOS E PARAMETROS NO INDUTOR ACOPLADO-----

```

```

Inefac2 = Id3ef; %Corrente eficaz no
indutor acoplado no lado secundário
Inefac1 = ((Iin^2)+((N^2)*(Inefac2^2)))^(1/2);
%Corrente eficaz no indutor acoplado no lado primário
Vlm = k*Vc1; %Tensão submetida a
indutância de magnetização
Lk1 = (Lm*Vc1/Vlm)-Lm; %Indutância de dispersão
do primario do indutor acoplado
L2 = (N^2)*(Lm+Lk1); %Indutância no lado
secundário do indutor acoplado
M = N*Lm; %Indutância mútua do
indutor acoplado
L1 = (M/N)+Lk1; %Indutância no lado
primário do indutor acoplado
Kp = 0.5; %Os valores de Kp e Kw
estão tabelados para transformadores flyback condução contínua
Kw = 0.4;
mi = 4*3.14*10^-7; %Permeabilidade magnética
do ar
Lk2 = Lk1/(N^2); %Indutância de dispersão
do secundario do indutor acoplado

DeltaBac = Bmax*deltaIm/Impk;
AeAw2 = ((1.1*Pout*10^4)/(Kp*Kw*J*f*DeltaBac));
AeAwp(o,j) = AeAw2;

if AeAw2<2.84
    Aeac = 1.81; %Seção transversal da perna
central do núcleo
    Vnac = 17.10; %Volume do núcleo
    ltac = 8.7; %comprimento da perna
central do núcleo
elseif 2.84<AeAw2<3.77
    Aeac = 2.4;
    Vnac = 23.30;
    ltac = 10.5;
elseif 3.77<AeAw2<8.85
    Aeac = 3.54;
    Vnac = 42.50;
    ltac = 11.6;
end

Perdnucac = (DeltaBac^(2.4))*(Kh*f+Ke*(f^2))*Vnac;
Nesac1 = round((L1*Impk*10^4)/(Bmax*Aeac));
Nesac2 = round(N*Nesac1);
Scondac1 = Inefac1/J;
Scondac2 = Inefac2/J;
Nfiosac1 = ceil(Scondac1/Ac);
Nfiosac2 = ceil(Scondac2/Ac);
Perdenrlac = Nesac1*(pfioS)*lt*(Inefac1^2)/Nfiosac1;
Perdenr2ac = Nesac2*(pfioS)*lt*(Inefac2^2)/Nfiosac2;
Plinactot(o,j) = Perdnucac+Perdenrlac+Perdenr2ac;
end
end
for y = 1:o
for a = 1:j
    Me(y,a) =
(Plintot(y,a)+Ptotd1(y,a)+Ptotd2(y,a)+Ptotd3(y,a)+Ptotd4(y,a)+Ptotmos(y,a)+
Plinactot(y,a));

```

```

end
end

[P,L] = min(Me);

[P1,L1] = min(P);

m = 1; v = 0; Men = 0;

freq = 49999 + L1
while Men ~= P1
    Men = P(1,m);
    v = L(1,m);
    m = m+1;
end
Duty = 0.29+(v*0.01)

if AeAw<1.02
    fprintf ('Núcleo do indutor de entrada a ser utilizado é o E-
30/14\n\n\n');
elseif 1.02<AeAw<2.84
    fprintf ('Núcleo do indutor de entrada a ser utilizado é o E-
42/15\n\n\n');
elseif 2.84<AeAw<3.77
    fprintf ('Núcleo do indutor de entrada a ser utilizado é o E-
42/20\n\n\n');
else
    fprintf ('Núcleo do indutor de entrada incoerente com projeto\n\n\n');
end

if 0.100<Dfio
    fprintf ('O condutor de cobre esmaltado utilizado para construção do
indutor de entrada é o AWG 19\n\n\n');
elseif 0.071<Dfio
    fprintf ('O condutor de cobre esmaltado utilizado para construção do
indutor de entrada é o AWG 22\n\n\n');
elseif 0.051<Dfio
    fprintf ('O condutor de cobre esmaltado utilizado para construção do
indutor de entrada é o AWG 25\n\n\n');
elseif 0.033<Dfio
    fprintf ('O condutor de cobre esmaltado utilizado para construção do
indutor de entrada é o AWG 29\n\n\n');
elseif 0.025<Dfio
    fprintf ('O condutor de cobre esmaltado utilizado para construção do
indutor de entrada é o AWG 31\n\n\n');
else fprintf ('O condutor de cobre do indutor de entrada não foi definido
devido não estar dentro dos intervalos considerado pelo projetista\n\n\n');
end

if AeAw2<2.84
    fprintf ('Núcleo do indutor acoplado a ser utilizado é o E-
42/15\n\n\n');
elseif 2.84<AeAw2<3.77
    fprintf ('Núcleo do indutor acoplado a ser utilizado é o E-
42/20\n\n\n');
elseif 3.77<AeAw2<8.85
    fprintf ('Núcleo do indutor acoplado a ser utilizado é o E-55\n\n\n');
else
    fprintf ('Núcleo do indutor de entrada incoerente com projeto\n\n\n');
end

```

```
end
```

```
figure
hold on
grid on
plot(Plot(1,:),Me(1,:));
title ('Evolução das Perdas');
xlabel ('Frequência (Hz)');
ylabel ('Perdas (W)');
plot(Plot(1,:),Me(2,:), 'y');
plot(Plot(1,:),Me(3,:), 'm');
plot(Plot(1,:),Me(4,:), 'c');
plot(Plot(1,:),Me(5,:), 'r');
plot(Plot(1,:),Me(6,:), 'g');
plot(Plot(1,:),Me(7,:), 'k');
plot(Plot(1,:),Me(8,:), 'y');
plot(Plot(1,:),Me(9,:), 'm');
plot(Plot(1,:),Me(10,:), 'c');
plot(Plot(1,:),Me(11,:), 'r');
hold off
```

```
figure
hold on

plot(Plot(1,:),AeAwv(1,:));
grid on
title ('Evolução do Volume do Núcleo do Indutor de Entrada');
xlabel ('Frequência (Hz)');
ylabel ('AeAw (cm4)');
plot(Plot(1,:),AeAwv(2,:), 'y');
plot(Plot(1,:),AeAwv(3,:), 'm');
plot(Plot(1,:),AeAwv(4,:), 'c');
plot(Plot(1,:),AeAwv(5,:), 'r');
plot(Plot(1,:),AeAwv(6,:), 'g');
plot(Plot(1,:),AeAwv(7,:), 'k');
hold off
```

```
figure
hold on
for ii = 1:11
plot(Plot(1,:),AeAwp(ii,:));
grid on
title ('Evolução do Volume do Núcleo do Indutor Acoplado');
xlabel ('Frequência (Hz)');
ylabel ('AeAw (cm4)');
end
```