

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE GRADUAÇÃO – ENGENHARIA ELÉTRICA

LEANDRO JOSÉ BERNARDI

**PROJETO DE INDUTOR ACOPLADO PARA CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL
EM CORRENTE**

JOINVILLE
2022

LEANDRO JOSÉ BERNARDI

**PROJETO DE INDUTOR ACOPLADO PARA CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL
EM CORRENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao
Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro
de Ciências Tecnológicas da Universidade do
Estado de Santa Catarina, para a obtenção do
Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

JOINVILLE

2022

LEANDRO JOSÉ BERNARDI

**PROJETO DE INDUTOR ACOPLADO PARA CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL
EM CORRENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao
Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro
de Ciências Tecnológicas da Universidade do
Estado de Santa Catarina, para a obtenção do
Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:



Prof. Joselito Anastácio Heerdt, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina



Eng. Rodrigo Heinrich, MSc.
Celesc - Rio do Sul

Joinville, 10 de julho de 2022

Dedico este trabalho a Deus acima de tudo e a meus pais José Osvaldo Bernardi e Adriana Medeiros Rodrigues Bernardi, aos meus avós, minha família e meu orientador Sérgio Vidal Garcia de Oliveira.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por tudo que tem realizado em minha vida.

Agradeço a minha família por todo apoio e por tudo que fizeram por mim desde meu nascimento, sem eles nada seria possível .

Agradeço ao meu orientador, professor doutor Sérgio Vidal Garcia de Oliveira, pelo interesse em me aceitar como orientado, pelos ensinamentos e pela paciência.

Agradeço a todo o pessoal do nPEE e da universidade, e a todos que de algum modo estiveram envolvidos neste projeto.

“Eu vim para que todos tenham VIDA e vida em
abundância.” João(10,10)

RESUMO

O presente trabalho de conclusão de curso projeto magnético de um indutor acoplado para uma nova topologia de conversor CC-CC bidirecional em corrente proposto na dissertação de mestrado de Murilo Brunel da Rosa, vinculado a pesquisa em conversores CC-CC e soluções gerais em eletrônica de potência para aplicação em veículos elétricos (EVs), veículos elétricos híbridos (HEVs) e sistemas de geração de energia renovável. A ideia principal foi empregar os conceitos obtidos na graduação para realizar o projeto completo de um elemento magnético que está com problema de saturação e mal dimensionamento. Foi realizado um ajuste de um indutor acoplado para operar em um conversor CC-CC bidirecional, entre tensões de 150 V a 400 V operando com 1 kW de potência, que eram os parâmetros da dissertação em questão. Foi adotada uma metodologia de projeto que buscou trabalhar de uma forma totalmente independente da original, adotando novas maneiras de realizar os equacionamentos e o projeto em si. Baseado nesta metodologia realizou-se um novo projeto magnético em virtude das novas indutâncias para atender os requisitos de projeto, escolhendo-se um núcleo adequado para a aplicação. Foram determinadas as densidades de corrente necessárias e remodelada a estrutura do projeto que envolve o indutor, sendo empregados o condutor elementar AWG 22 para confecção do elemento magnético e um núcleo de material do tipo sendust da empresa Magnetics. Após projetados os parâmetros do indutor acoplado foi realizada a montagem prática e o ensaio do indutor acoplado para duas topologias diferentes um núcleo EE e um núcleo toroidal buscando minimizar a indutância de dispersão. Para o toróide a dispersão ficou em 4 % enquanto para o núcleo EE em 10 %.

Palavras-chave: Conversor CC-CC, Indutores Acoplados, Projeto Magnético.

ABSTRACT

The present work of conclusion of course magnetic design of a coupled inductor for a new topology of current bidirectional DC-DC converter proposed in the dissertation of master's degree by Murilo Brunel da Rosa, linked to research on DC-DC converters and general solutions in electronics power for application in electric vehicles (EVs), hybrid electric vehicles (HEVs) and renewable energy generation systems. The main idea was to use the concepts obtained in the graduation to carry out the complete project of a magnetic element that has a problem of saturation and bad sizing. An adjustment of a coupled inductor was carried out to operate in a bidirectional DC-DC converter, between voltages from 150 V to 400 V operating with 1 kW of power, which were the parameters of the dissertation in question. A project methodology was adopted that sought to work in a totally independent way from the original, adopting new ways of carrying out the equations and the project itself. Based on this methodology, a new magnetic design was carried out due to the new inductances to meet the design requirements, choosing a suitable core for the application. The necessary current densities were determined and the structure of the project involving the inductor was remodeled, using the elementary conductor AWG 22 to make the magnetic element and a core of material of the type sendust from the company Magnetics. After designing the parameters of the coupled inductor, the practical assembly and testing of the coupled inductor was carried out for two different topologies, an EE core and a toroidal core, seeking to minimize the leakage inductance. For the toroid the dispersion was 4 % while for the EE core it was 10 %.

Keywords: DC-DC Converter, Coupled Inductors, Magnetic Design.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Conversor cc-cc e forma de onda da tensão de saída.	17
Figura 2 – Exemplo de um circuito PWM.	18
Figura 3 – Topologia do Conversor CC-CC Bidirecional em corrente	19
Figura 4 – Etapas de Operação para o modo tração	19
Figura 5 – Principais formas de onda para o modo tração	20
Figura 6 – Etapas de Operação para o modo de frenagem	20
Figura 7 – Principais formas de onda para o modo de frenagem	21
Figura 8 – Principais formas de onda para o Terceiro modo de funcionamento	22
Figura 9 – Topologia do Conversor bidirecional estudado.	23
Figura 10 – Modulação dos interruptores na região 2.	24
Figura 11 – Primeira e Segunda Etapa de Operação na região 2 no MCC.	24
Figura 12 – Principais formas de onda da região 2 no MCC.	25
Figura 13 – Ganho estático no MCC Região 2 para diferentes n.	26
Figura 14 – Principais formas de onda da região 2 no MCD.	29
Figura 15 – Característica de saída do conversor operando na Região 2 para diferentes valores de I_2^* e D.	30
Figura 16 – Modulação dos interruptores na região 4.	30
Figura 17 – Primeira e Segunda Etapa de Operação na região 4 no MCC.	31
Figura 18 – Principais formas de onda da região 4 no MCC.	32
Figura 19 – Ganho estático no MCC Região 4 para diferentes n.	32
Figura 20 – Principais formas de onda da região 4 no MCD.	35
Figura 21 – Característica de saída do conversor operando na Região 4 em função da corrente parametrizada para diferentes valores de D.	36
Figura 22 – Curva BH de alguns materiais	40
Figura 23 – Laço de Histerese	41
Figura 24 – Alteração da curva BxH empregando-se entreferros.	42
Figura 25 – Forma de onda de tensão magnetizante retangular aplicada ao terminais de um indutor e respectiva forma de onda do fluxo magnético concatenado. . .	43
Figura 26 – Simulação do Conversor operando na região 2.	53
Figura 27 – Análise das tensões dos barramentos. Em a) é ilustrada a tensão de saída em detalhe. A seta vermelha indica a medida da ondulação. Em b) são comparados os níveis de tensões nos barramentos de entrada e de saída . . .	54
Figura 28 – Tensão e corrente em L1 e L2. Em a) é mostrado o comando sobre o interruptor S2. Em b) em Preto é demonstrada a corrente sobre o indutor L1 e em azul a tensão sobre o mesmo. Em c) em vermelho é mostrada a corrente sobre o indutor L2 e em roxo a tensão. A ondulação de corrente foi medida conforme o traçado verde indica.	54

Figura 29 – Corrente e Tensão sobre o interruptor S2.Em a) o traçado azul indica a corrente através de S2. Em b) o traçado preto indica a tensão sobre o mesmo.	55
Figura 30 – Simulação do Conversor operando na região 4.	57
Figura 31 – Análise das tensões dos barramentos. Em a) é ilustrada a tensão de saída em detalhe. A seta vermelha indica a medida da ondulação. Em b) são comparados os níveis de tensões nos barramentos de entrada e de saída . . .	57
Figura 32 – Tensão e corrente em L1 e L2. Em a) é mostrado o comando sobre o interruptor S2. Em b) em Preto é demonstrada a corrente sobre o indutor L1 e em azul a tensão sobre o mesmo. Em c) em vermelho é mostrada a corrente sobre o indutor L2 e em roxo a tensão. A ondulação de corrente foi medida conforme o traçado verde indica.	58
Figura 33 – Corrente e Tensão sobre o interruptor S3.Em a) o traçado azul indica a corrente através de S3. Em b) o traçado preto indica a tensão sobre o mesmo.	58
Figura 34 – Áreas do núcleo de ferrite EE.	61
Figura 35 – Diâmetro de corda dos condutores em paralelo.	63
Figura 36 – Dimensões do núcleo EE.	65
Figura 37 – Comprimento médio de uma espira.	65
Figura 38 – Fluxograma do Projeto Magnético.	67
Figura 39 – Especificações do núcleo escolhido.	69
Figura 40 – Curvas de perda para o núcleo escolhido.	73
Figura 41 – Expecificações para o Cálculo de perdas.	73
Figura 42 – Montagem prática do Indutor Acoplado.	77
Figura 43 – Montagem do Circuito com componentes não ideais Região 2	79
Figura 44 – Tensão sobre os interruptores do conversor. Em a) é demonstrada a forma de onda para a chave S2. Em b) é ilustrada a forma de onda para a chave S3. . .	79
Figura 45 – Em a) é ilustrada as tensões em ambos os barramentos Em b) é demonstrada a potência de saída do conversor em vermelho e abaixo as curvas da potência dissipada nos resistores.	80
Figura 46 – Montagem do Circuito com componentes não ideais Região 4	81
Figura 47 – Tensão sobre os interruptores do conversor. Em a) é demonstrada a forma de onda para a chave S2. Em b) é ilustrada a forma de onda para a chave S3. . .	82
Figura 48 – Em a) é ilustrada as tensões em ambos os barramentos Em b) é demonstrada a potência de saída do conversor em vermelho e abaixo as curvas da potência dissipada nos resistores.	82
Figura 49 – Comparação Entre valores teóricos e Simulados para região 4	83
Figura 50 – Especificações do núcleo escolhido.	85
Figura 51 – Medição da Indutância do Primário	90
Figura 52 – Medição da Indutância do Secundário	90
Figura 53 – Montagem do Circuito Região 2	91

Figura 54 – Tensão sobre os interruptores do conversor. Em a) é demonstrada a forma de onda para a chave S2. Em b) é ilustrada a forma de onda para a chave S3. . .	91
Figura 55 – Em a) é ilustrada a tensão de saída. Em b) é vista a corrente no indutor L1. Em c) é demonstrada a corrente no indutor L2.	92
Figura 56 – Montagem do Circuito com valores obtidos no ensaio do Toroide para Região 4	93
Figura 57 – Tensão sobre os interruptores do conversor. Em a) é demonstrada a forma de onda para a chave S2. Em b) é ilustrada a forma de onda para a chave S3. . .	93
Figura 58 – Em a) é ilustrada a tensão de saída. Em b) é vista a corrente no indutor L1. Em c) é demonstrada a corrente no indutor L2.	94

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
BU	Biblioteca Universitária
CC	Corrente Contínua
DSP	Digital Signal-Processing (Processamento digital de sinais)
IN	Instrução Normativa
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
NBR	Normas Técnicas Brasileiras
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Ampére, unidade de corrente elétrica
A_e	Área da seção transversal do núcleo magnético
A_p	Produto das áreas $A_e \cdot A_w$
A_w	Área da janela do núcleo magnético
D	Razão Cíclica
d_i	Diâmetro do cabo elementar
f	Frequência
f_s	Frequência de comutação
J_{max}	Densidade de corrente máxima
k	Fator de acoplamento entre as indutâncias
$L1$	Indutância 1
$L2$	Indutância 2
M	Indutância mútua entre as indutâncias $L1$ e $L2$
$M_{vB_{MCC}}$	Ganho estático no Modo de Condução Contínuo
$M_{vB_{MCD}}$	Ganho estático no Modo de Condução Descontínuo
n	Relação de transformação $n^2 = L2/L1$
T	Período
T_{on}	Período de condução
T_{off}	Período de chave aberta
T_s	Período total de chaveamento
P_o	Potência entregue a carga

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
2	CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS EM CORRENTE	17
2.1	CONCEITOS FUNDAMENTAIS	17
2.2	CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE	18
2.3	SÍNTESE DO CONVERTOR ESTUDADO	22
2.3.1	Topologia do Conversor	22
2.3.2	Resumo das Regiões e Etapas de Operação	23
2.3.2.1	Região 2 de operação	24
2.3.2.2	Região 4	30
2.3.3	Dimensionamento Inicial do Conversor	36
3	ELEMENTOS MAGNÉTICOS	39
3.1	CONCEITOS FUNDAMENTAIS	39
3.2	PROJETO MAGNÉTICO ORIGINAL DA DISSERTAÇÃO	43
4	MODIFICAÇÕES IMPLEMENTADAS	49
4.1	REGIÃO 2	49
4.1.1	Indutância L1	49
4.1.2	Indutância L2	49
4.1.3	Esforços de corrente em L1	49
4.1.4	Esforços de corrente em L2	50
4.2	REGIÃO 4	50
4.2.1	Indutância L1	50
4.2.2	Indutância L2	51
4.2.3	Esforços de corrente em L1	51
4.2.4	Esforços de corrente em L2	51
5	SIMULAÇÕES DO CONVERTOR	53
5.1	SIMULAÇÃO COM COMPONENTES IDEAIS	53
5.1.1	Região 2	53
5.1.2	Região 4	57
6	NOVO PROJETO MAGNÉTICO	60
6.1	METODOLOGIA E EQUACIONAMENTO	60
6.1.1	Definições	60
6.1.2	Número de Espiras e Equacionamento dos condutores	61
6.1.3	Equacionamento das Perdas do Conversor	64
6.1.3.1	Perdas no Núcleo	64
6.1.3.2	Perdas no Cobre	64

6.1.3.3	<i>Perda Total</i>	66
6.1.3.4	<i>Resistência Térmica e Elevação de Temperatura</i>	66
6.2	PROJETO	67
6.3	PROJETO DAS PERDAS DO CONVERSOR	72
6.3.1	Perdas no Núcleo	72
6.3.2	Perdas no Cobre	74
6.3.3	Perdas Totais	75
6.3.4	Resistência Térmica e Elevação de Temperatura	76
6.4	IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	76
7	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS E SIMULAÇÕES COM COMPONENTES NÃO IDEAIS	78
7.1	SIMULAÇÃO COM OS VALORES DE ENSAIO	78
7.1.1	Simulações com Valores de Ensaio para a Região 2	78
7.1.2	Simulações com valores de ensaio para a Região 4	81
8	SOLUÇÕES PARA MINIMIZAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO 84	
8.1	PROJETO DO INDUTOR PARA NÚCLEO COM TOPOLOGIA TOROIDAL 84	
8.2	PROJETO DAS PERDAS DO ELEMENTO MAGNÉTICO	87
8.2.1	Perdas no Núcleo	87
8.2.2	Perdas no Cobre	87
8.2.3	Perdas Totais	89
8.2.4	Resistência Térmica e Elevação de Temperatura	89
8.3	IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO TORÓIDE	89
8.4	SIMULAÇÕES COM RESULTADOS DE ENSAIO DO TOROIDE	90
8.4.1	Simulações com Valores obtidos no ensaio do toroide para a Região 2 . .	91
8.5	SIMULAÇÕES COM COMPONENTES NÃO IDEAIS PARA NÚCLEO TOROIDAL NA REGIÃO 4	93
9	CONCLUSÃO	96
	REFERÊNCIAS	98

1 INTRODUÇÃO

Como apontado em (ROSA, 2019) os componentes utilizados em conversores de eletrônica de potência estão em constante evolução, sendo a mais recente atualização o uso do Silicon Carbide - SiC e o Nitreto de Gálio - GaN como tecnologia de semicondutores, que permitem operação em frequência superior as praticadas em dispositivos de silício, aumentando a densidade de potência dos conversores. Também oferecem menores perdas em condução e comutação, aumentando o rendimento. De maneira geral, os materiais magnéticos atualmente utilizados tem capacidade de operar na faixa de frequência em que os novos semicondutores podem comutar. (ROSA, 2019).

Porém o domínio da teoria acerca dos magnéticos se torna cada vez mais essencial, uma vez de que mesmo acompanhando as novas tecnologias em termos de operação, as técnicas de projeto não necessariamente se mantêm e é exigido dos projetistas maior domínio de ferramentas e recursos para dimensionamento adequado de componentes magnéticos. Dentre as várias aplicações possíveis para os conversores CC-CC, será dada ênfase na aplicação em sistemas de veículos elétricos (EVs), veículos elétricos híbridos (HEVs) e sistemas de geração de energia renovável, que é a área de pesquisa do orientador Sérgio Vidal Garcia Oliveira e que serviu como base do conversor a qual este TCC se dedica a se basear e estudar, com o intuito de fazer melhorias e ampliar a eficiência de funcionamento.

É um fato que o dimensionamento de componentes magnéticos é de substancial importância no projeto de conversores estáticos. O funcionamento correto do indutor ou transformador de alta frequência implica na melhor operacionalidade e eficiência do conversor de maneira direta. O conversor estudado neste trabalho se mostrou bastante interessante e funcional, porém apresenta algumas nuances características de projetos deste escopo, que seria a saturação do indutor, implicando uma limitação de potência do conversor.

Conversores CC-CC bidirecionais são empregados comumente em aplicação com veículos elétricos justamente por sua reversibilidade em corrente, permitindo que haja fluxo tanto da carga para fonte como da fonte para carga, o que no caso de motores elétricos significa permitir controle acerca dos processos de tração e de frenagem reativa, devolvendo energia a bateria do veículo quando assim for conveniente.

Conforme apontou (ROSA, 2019) em sua dissertação sobre o conversor por ele desenvolvido e pelo presente trabalho estudado, ficou comprovada a capacidade elevadora e abaixadora da topologia estudada, mesmo sem a utilização de um transformador e com a vantagem de ser bidirecional. Além disso uma vantagem muito interessante do conversor estudado em relação a outros, por utilizar indutores acoplados, seria a de permitir um ganho estático em modo de elevação de tensão, maior do que outras topologias para valores menores de razão cíclica utilizando apenas três interruptores. Em contrapartida, surgem ressonâncias nas formas de onda de corrente e tensão, as quais são devidas às indutâncias de dispersão em combinação com as capacitâncias parasitas dos semicondutores.

O protótipo da dissertação estudada foi dimensionado para 1 kW de potência, operando com os barramentos E1 e E2 com tensões de 150 V e 400 V , respectivamente. No entanto, durante os testes as máximas tensões atingidas foram $E1 = 100 \text{ V}$ e $E2 = 300 \text{ V}$ por conta da saturação do indutor acoplado, limitando a potência em 600 W.

Se torna o grande desafio deste trabalho então, propôr alterações no projeto magnético, de forma que estes limites de potência não ocorram e o conversor possa operar com máxima eficiência; e usar técnicas para minimizar a indutância de dispersão e demais elementos parasitas, para se reduzir os esforços de tensão nos interruptores e trabalhar na potência desejada.

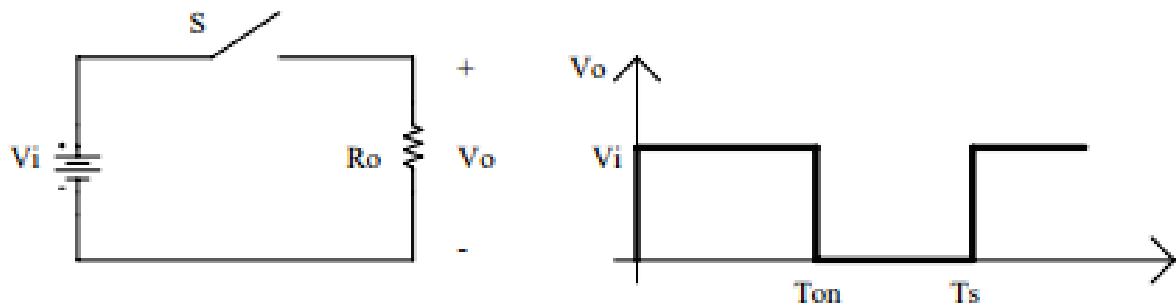
2 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS EM CORRENTE

Neste capítulo será feita uma revisão completa sobre os conversores CC-CC, desde os fundamentos de um conversor CC-CC até a topologia reversível da literatura e em seguida o conversor estudado.

2.1 CONCEITOS FUNDAMENTAIS

Conversores CC-CC são sistemas formados por semicondutores de potência operando como interruptores, e por elementos passivos, normalmente indutores e capacitores que tem por função controlar o fluxo de potência de uma fonte de entrada para uma fonte de saída. (PETRY, 2001).

Figura 1 – Conversor cc-cc e forma de onda da tensão de saída.



Fonte: (PETRY, 2001)

Uma característica desejável nestes conversores é a alta eficiência, ou seja, baixas perdas de operação. Isto é conseguido pela operação das chaves eletrônicas (transistores de potência) em modo chaveado, ou seja, cortado (desligado) e saturado (ligado). Desta forma as perdas de operação da chave eletrônica são devidas às perdas de condução (quando ligado) e de chaveamento (quando ligando ou desligando). (MATAKAS; KOMATSU, 2015)

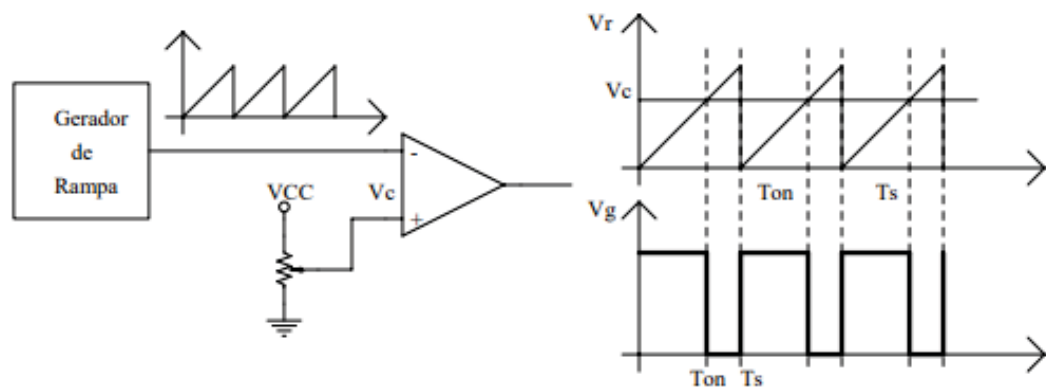
O período total de chaveamento é determinado T_s e é dividido entre o tempo em que a chave está conduzindo, chamado de T_{on} e o tempo em que a chave está aberta, denominado T_{off} .

O período de comutação é o inverso da frequência de chaveamento do conversor. Segundo (PETRY, 2001) esta frequência tende a ser a mais alta possível, diminuindo assim o volume dos elementos magnéticos e capacitivos do conversor. A razão entre o intervalo de comutação e o intervalo de condução do interruptor nos gera a razão cíclica, que é a variável controlada com a qual será definida a quantidade de tempo que o interruptor passará aberto ou fechado. "[...]Os sinais de comando do interruptor podem ser gerados com frequência de comutação fixa ou variável. Uma forma de gerar os sinais de comando com frequência fixa é através de modulação por largura de pulso (PWM)".

Na modulação por largura de pulso (PWM) a portadora é um sinal digital de frequência constante e o sinal modulante é um sinal analógico. O ciclo de trabalho (porcentagem do período

em que o sinal fica em nível lógico alto) da portadora é variado em função da amplitude do sinal modulante. (LAGES, 2019). Geralmente é utilizada a comparação, e a modulante de maneira genérica é uma onda no formato dente de serra, devido a suas vantagens para este tipo de aplicação.

Figura 2 – Exemplo de um circuito PWM.



Fonte: (PETRY, 2001)

Segundo (MATAKAS; KOMATSU, 2015) existem três principais utilizações para os conversores CC-CC:

Fontes de alimentação chaveadas: Fontes reguladas de elevado rendimento destinadas a equipamentos eletrônicos (computadores, televisores, equipamentos de telecomunicações). Na maioria dos casos a energia é obtida da rede elétrica operando em corrente alternada (CA). Nestes casos, utiliza-se um bloco retificador (CA/CC) e a seguir um bloco conversor CC/CC atuando como regulador de tensão.

Conversores para tração elétrica: Permitem que a tensão entregue ao motor CC tracionário varie de zero ao valor da fonte de alimentação CC (linha aérea ou terceiro trilho).

Conversores para fontes alternativas de energia: Interligam geradores eólicos ou painéis solares de baixa potência, que fornecem energia em CC com tensão variável, com sistemas CC de tensão constante, como bancos de baterias ou conversores CC/CA para interligação à rede CA convencional.

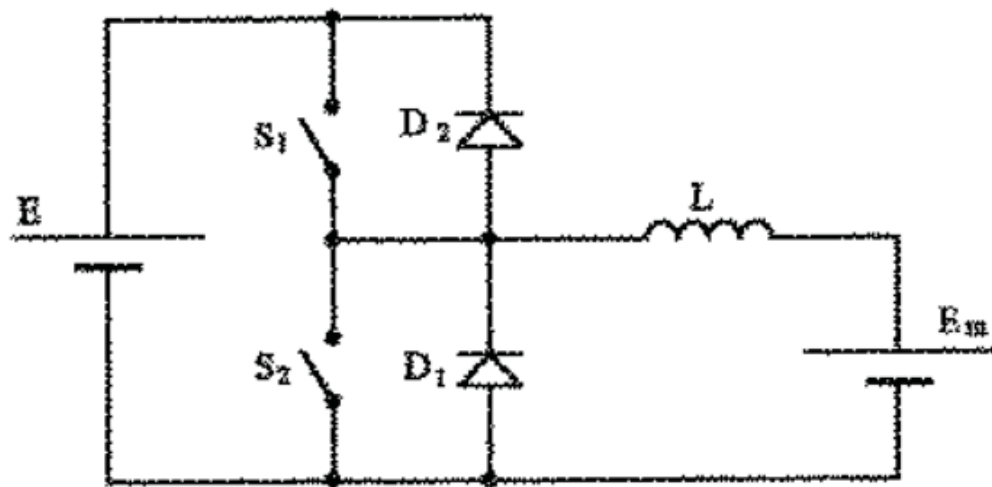
2.2 CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE

Nesta seção será abordado o conversor CC-CC bidirecional em corrente mais básico presente na literatura. A base principal deste capítulo é o livro Conversores CC-CC não-isolados (BARBI, 2006).

Segundo (BARBI, 2006) a reversibilidade em corrente é facilmente percebida quando se alimenta uma máquina de corrente contínua e deseja-se tração e frenagem.

A topologia básica do conversor CC-CC reversível em corrente é demonstrada na Figura 3.

Figura 3 – Topologia do Conversor CC-CC Bidirecional em corrente

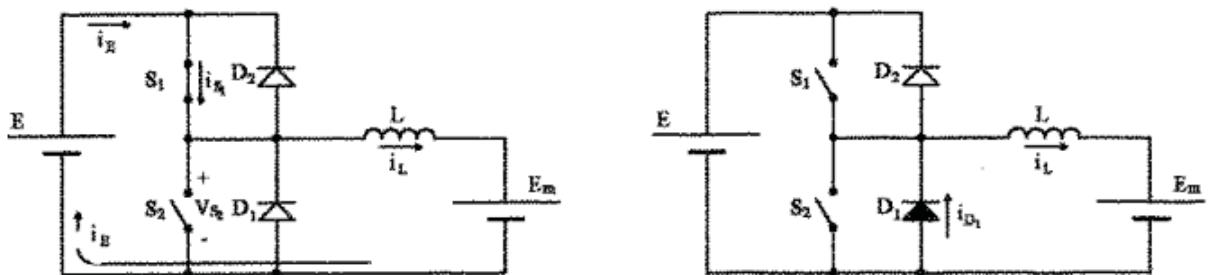


Fonte: (BARBI, 2006)

Ainda segundo (BARBI, 2006) este conversor opera em três modos básicos, sendo eles:

Primeiro modo(Modo de tração): Neste modo S1 é modulada e S2 é mantida aberta. Na primeira etapa de operação para este modo a chave S1 é fechada e a entrada está conectada a carga. Na segunda etapa a chave S1 fecha e a corrente circula pelo diodo D1, de forma que decresça. Neste modo portanto, a energia flui da fonte para a carga. Essas duas etapas são demonstradas na Figura 4.

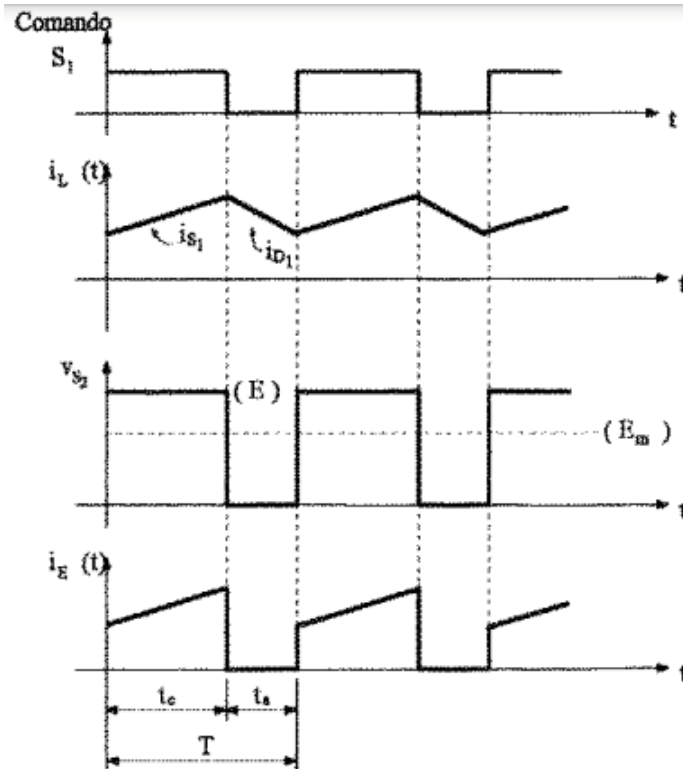
Figura 4 – Etapas de Operação para o modo tração



Fonte: (BARBI, 2006)

Na Figura 5 são observadas as principais formas de onda para o modo de tração.

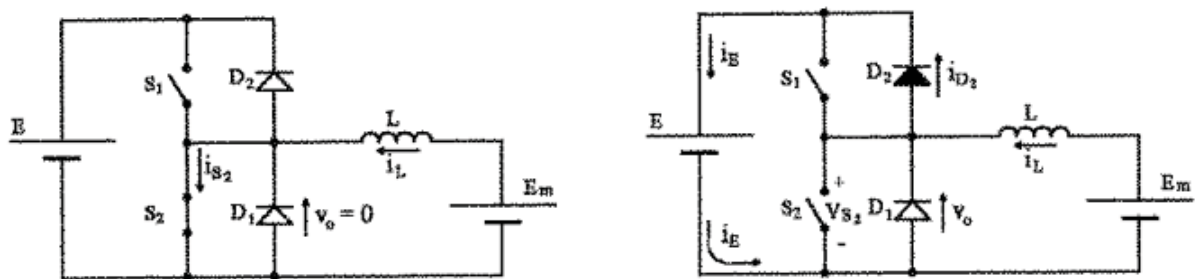
Figura 5 – Principais formas de onda para o modo tração



Fonte: (BARBI, 2006)

Segundo Modo(Modo de frenagem regenerativa): Neste modo ocorre o contrário, S2 é modulada e S1 é mantida aberta. Na primeira etapa deste modo a chave S2 está fechada e é armazenada energia no indutor. Na segunda etapa a chave é comandada a conduzir e a energia do indutor e da carga circulam em sentido a fonte através do diodo D2. Essas duas etapas são demonstradas na Figura 6.

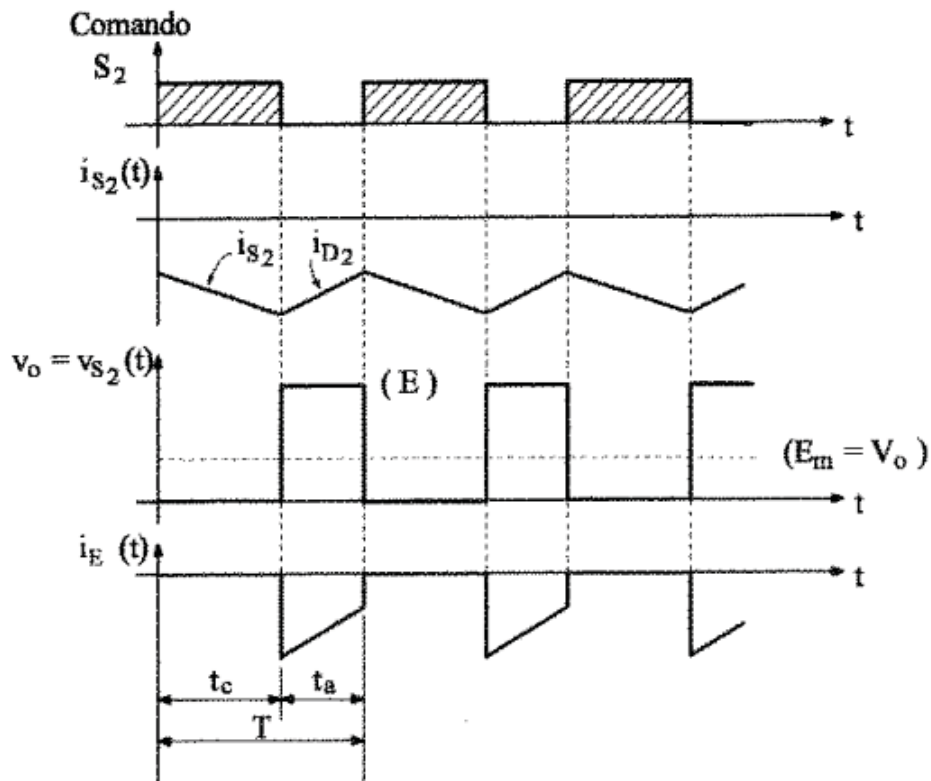
Figura 6 – Etapas de Operação para o modo de frenagem



Fonte: (BARBI, 2006)

Na Figura 7 são observadas as principais formas de onda para o modo de frenagem.

Figura 7 – Principais formas de onda para o modo de frenagem

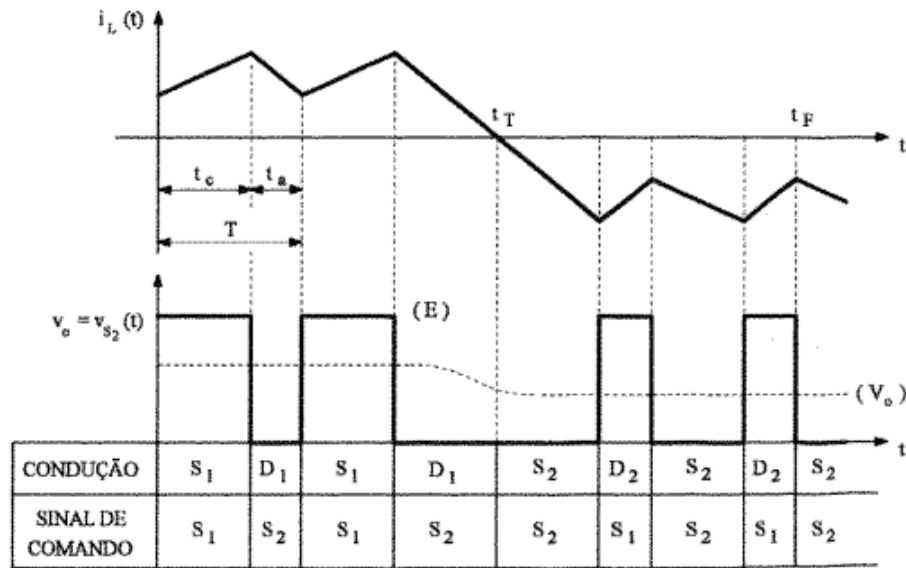


Fonte: (BARBI, 2006)

Terceiro Modo (Modo de frenagem regenerativa): Este é o modo de operação mais empregado onde as chaves S1 e S2 são comandadas complementarmente de modo cíclico. Com a variação de razão cíclica se controla o fluxo do sentido de energia sem descontinuidade. No primeiro intervalo de chaveamento o fluxo de energia ocorre da fonte para a carga e no segundo intervalo, a corrente é negativa fazendo o fluxo de energia atuar da carga para a fonte. A Figura 8 ilustra as principais formas de onda para o terceiro modo de funcionamento.

Portanto este conversor está operando no primeiro e no segundo quadrante.

Figura 8 – Principais formas de onda para o Terceiro modo de funcionamento



Fonte: (BARBI, 2006)

2.3 SÍNTESE DO CONVERSOR ESTUDADO

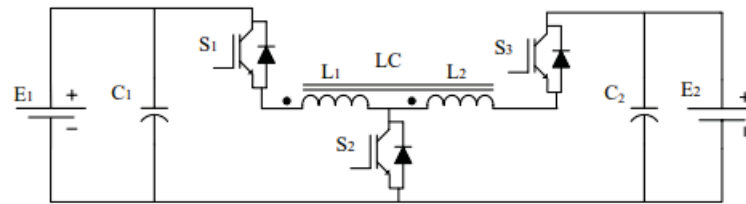
Todo conteúdo deste capítulo faz referência a dissertação de mestrado sobre nova topologia de conversor CC-CC bidirecional não isolada com indutor acoplado desenvolvida por Murilo Brunel da Rosa. (ROSA, 2019).

Serão demonstradas as ideias centrais do conversor por ele estudado, focando diretamente nos conteúdos que apresentam relação com o projeto magnético do conversor, que é o tópico fundamental a ser abordado no trabalho.

2.3.1 Topologia do Conversor

O circuito é composto por três interruptores (S_1 , S_2 e S_3), um indutor com dois enrolamentos acoplados (L_1 e L_2), dois capacitores (C_1 e C_2) e dois barramentos CC-CC (E_1 e E_2), permitindo fluxo bidirecional de potência e mais regiões de operações que os conversores de outras literaturas que serviram de inspiração para este. A Figura 9 ilustra a topologia do conversor proposto em (ROSA, 2019).

Figura 9 – Topologia do Conversor bidirecional estudado.



Fonte: (ROSA, 2019)

Combinando-se o comando dos interruptores é possível operar em até seis regiões diferentes, três no sentido direto, isto é o fluxo de potência vai do barramento E1 para o E2, e outras três regiões de operação no sentido reverso, isto é, o fluxo de potência vai do barramento E2 para o E1. As regiões 1, 2 e 3 operam no sentido direto, enquanto que 4, 5 e 6 no sentido reverso. As regiões 1 e 4 são abaixadoras, 2 e 5 elevadoras, enquanto 3 e 6 podem ser, tanto elevadoras como abaixadoras.

Em todas as regiões de operação, o conversor opera em dois quadrantes de corrente, onde a tensão mantém-se constante e positiva, porém a corrente pode ser positiva ou negativa em cada uma das fontes, não havendo reversão da tensão. Uma das desvantagens das topologias que utilizam indutores acoplados é a presença da indutância de dispersão, que causa sobretensões nos semicondutores, necessitando a inclusão de circuitos grampeadores que podem ser dissipativos, impactando no rendimento do conversor.

O objetivo da dissertação de (ROSA, 2019) foi aplicar o conversor como interface entre um barramento de 150 V e outro de 400 V, podendo empregá-lo em sistemas de armazenamento de energia que utilizam supercapacitores, encontrados em veículos elétricos (EVs), veículos elétricos híbridos (HEVs) e sistemas de geração de energia renovável. No projeto original foram elencadas as regiões 2 e 4 por permitir atender as especificações da carga e por possibilitar menores esforços e volume dos componentes passivos do conversor se comparadas as outras regiões e escolhido o Modo de Condução Contínuo (MCC) por reduzir as correntes eficazes e a pulsação de corrente nos barramentos. Após a seleção destas regiões, em (ROSA, 2019) é projetado um conversor de 1 kW operando a 20 kHz para comprovação do equacionamento.

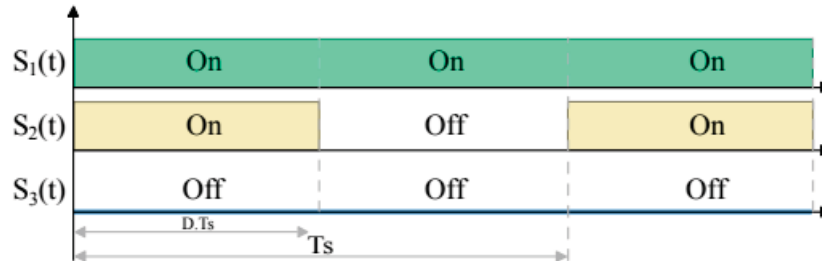
2.3.2 Resumo das Regiões e Etapas de Operação

Conforme mencionado anteriormente, o conversor pode atuar ao todo em seis regiões de operação, sendo três com sentido de fluxo direto, de E1 para E2 e três no sentido oposto, de E2 para E1. Neste trabalho será dado enfoque nas regiões cujo estudo tem relação direta com a aplicação proposta, ou seja, regiões 2 e 4.

2.3.2.1 Região 2 de operação

Nesta região de operação o sentido do fluxo de potência é direto. Nele o interruptor S1 é mantido acionado e o interruptor S2 é modulado, conforme a Figura 10.

Figura 10 – Modulação dos interruptores na região 2.



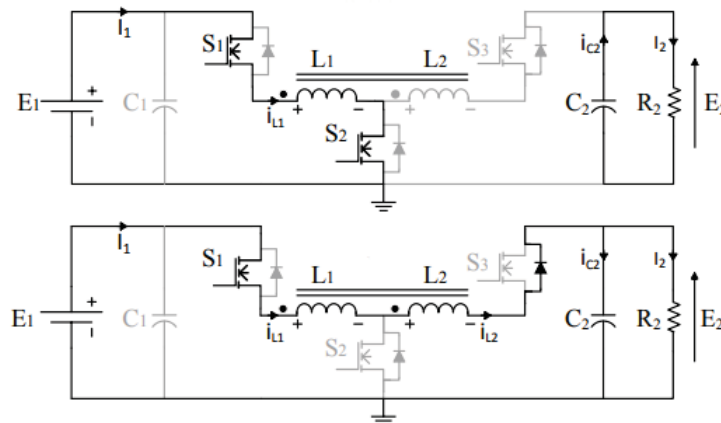
Fonte: (ROSA, 2019)

Tomando inicialmente o modo de condução contínua (MCC), existem duas etapas de operação:

Primeira etapa de operação (0 → DTs): Esta etapa inicia quando o interruptor S2 é acionado, a corrente fornecida por E1 circula por S1, L1 e por S2. A tensão sobre os enrolamentos L1 e L2 são E1 e nE1, respectivamente, sendo n a relação entre as espiras do indutor acoplado $n = N2/N1$. Nesta etapa é armazenada energia no indutor L1. Não há passagem de corrente através de L2.

Segunda etapa de operação (DTs → Ts): Esta etapa inicia quando o interruptor S2 é comandado a abrir. A energia armazenada na etapa anterior mantém a corrente circulando através do diodo de S3 entregando energia a carga. A tensão sobre os enrolamentos L1 e L2 são $(E1 - E2)/(1 + n)$ e $(E1 - E2)/(1 + 1/n)$, respectivamente. A corrente nesta etapa é decrescente e circula através de L1 e L2. A Figura 11 ilustra estas duas etapas de operação.

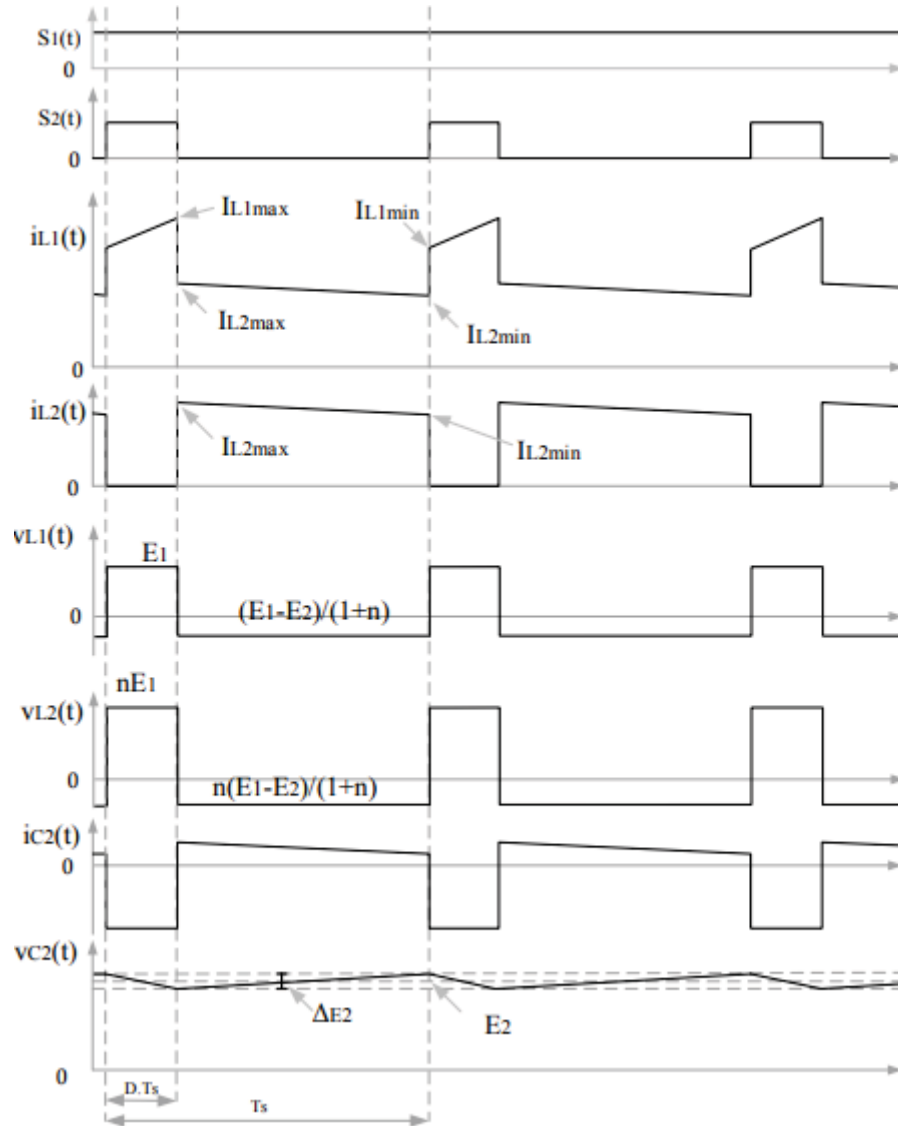
Figura 11 – Primeira e Segunda Etapa de Operação na região 2 no MCC.



Fonte: (ROSA, 2019)

Na Figura 12 são apresentadas as principais formas de onda para o modo de condução contínua.

Figura 12 – Principais formas de onda da região 2 no MCC.



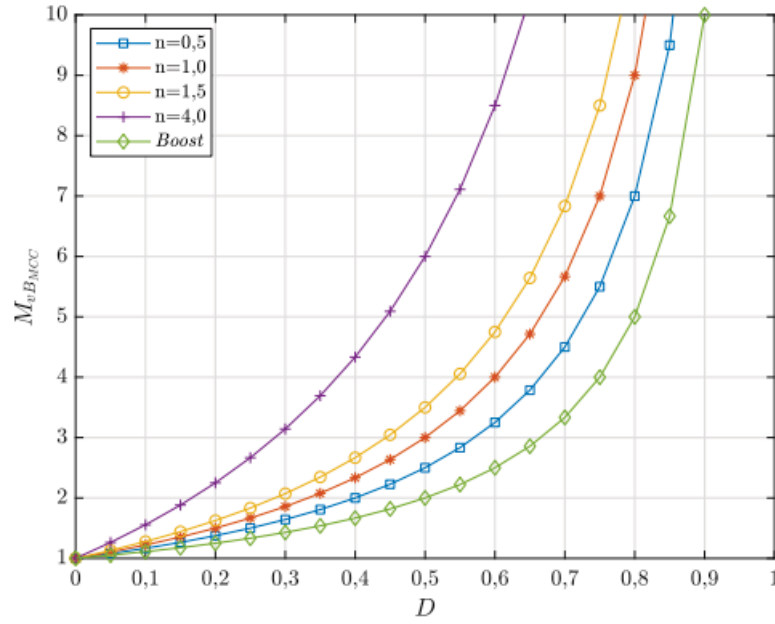
Fonte: (ROSA, 2019)

A expressão encontrada para o ganho estático do conversor no MCC foi:

$$M_{vB_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (1)$$

A Figura 13 mostra as diferentes curvas de ganho estático para diferentes relações de espiras no MCC.

Figura 13 – Ganho estático no MCC Região 2 para diferentes n .



Fonte: (ROSA, 2019)

A seguir serão apresentadas as equações encontradas para os esforços nos elementos passivos e os esforços sobre os semicondutores:

Valor de corrente média em L1:

$$I_{L1med} = I_1 \quad (2)$$

Valor de corrente eficaz em L1:

$$I_{L1ef} = \frac{I_2}{1-D} \sqrt{(2+n)nD+1} \quad (3)$$

Valor de corrente máxima em L1:

$$I_{L1max} = \frac{I_1 - I_2}{D} + \frac{E_1 D T_s}{2L_1} \quad (4)$$

Valor de corrente média em L2:

$$I_{L2med} = I_2 \quad (5)$$

Valor de corrente eficaz em L2:

$$I_{L2ef} = \frac{I_2}{\sqrt{1-D}} \quad (6)$$

Valor de corrente máxima em L2:

$$I_{L2max} = \frac{I_2}{1-D} - \frac{(E_1 - E_2) / (1 + \frac{1}{n}) \cdot (1-D) T_s}{2(L_1 + L_2 + 2M)} \quad (7)$$

Indutâncias:

Valor da indutância L1:

$$L_1 = \frac{DE_1}{\Delta i_{L1} f_s} \quad (8)$$

Valor da indutância L2:

$$L_2 = L_1 n^2 \quad (9)$$

Valor da capacitância C2:

$$C_2 = \frac{DI_2}{\Delta E_2 f_s} \quad (10)$$

Valor da corrente em C2:

$$I_{C2ef} = I_2 \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (11)$$

Valor da tensão média sobre S1:

$$I_{s1med} = I_{L1med} \quad (12)$$

Valor da tensão eficaz sobre S1:

$$I_{s1ef} = I_{L1ef} \quad (13)$$

Valor da tensão máxima sobre S1:

$$I_{s1max} = I_{L1max} \quad (14)$$

O valor de tensão sobre S1 é idealmente nulo no MCC, já que esta chave está sempre em condução.

Valor da corrente média em S2:

$$I_{s2med} = I_1 - I_2 \quad (15)$$

Valor da corrente eficaz em S2:

$$I_{s2ef} = \frac{I_1 - I_2}{\sqrt{D}} \quad (16)$$

Valor da corrente máxima em S2:

$$I_{s2max} = I_{L1max} \quad (17)$$

Valor da tensão máxima em S2:

$$V_{s2max} = \frac{E_2 + E_1 n}{1 + n} \quad (18)$$

Valor da corrente média sobre S3:

$$I_{s3med} = I_{L2med} \quad (19)$$

Valor da corrente eficaz sobre S3:

$$I_{s3ef} = I_{L2ef} \quad (20)$$

Valor da corrente máxima sobre S3:

$$I_{s3max} = I_{L2max} \quad (21)$$

Valor da tensão Máxima sobre S3:

$$V_{s3max} = E_1 + E_2 n \quad (22)$$

Uma das desvantagens encontradas na topologia é o fato desta tensão máxima sobre S3 depender da soma das tensões dos barramentos e com a tensão E2 ainda multiplicada pela relação de espiras, limitando o ganho do conversor e a própria relação de espiras.

As principais formas de onda para o modo de condução descontínua (MCD) são apresentadas na Figura 14. A expressão do ganho estático encontrada para o MCD em (ROSA, 2019) foi:

$$M_{vB_{MCD}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{2D^2 n^2 (1+n) + (1+n)[I^*_{*2} + \sqrt{(I^*_{*2})^2 + 4I^*_{*2} n^2 D^2}]}{I^*_2 + \sqrt{(I^*_2)^2 + 4I^*_{*2} n^2 D^2}} \quad (23)$$

Sendo I^*_2 a corrente de carga parametrizada, dada por:

$$I^*_2 = \frac{2f_s L_2}{R_2} \quad (24)$$

Nota-se que a corrente no indutor é mais distorcida do que em um conversor boost, por exemplo, porque o indutor acoplado está em série para uma relação de transformação não unitária, fazendo com que a corrente de desmagnetização seja menor que a corrente através de L1.

Para a razão cíclica de fronteira, com o conversor operando no modo crítico é verdadeiro afirmar que

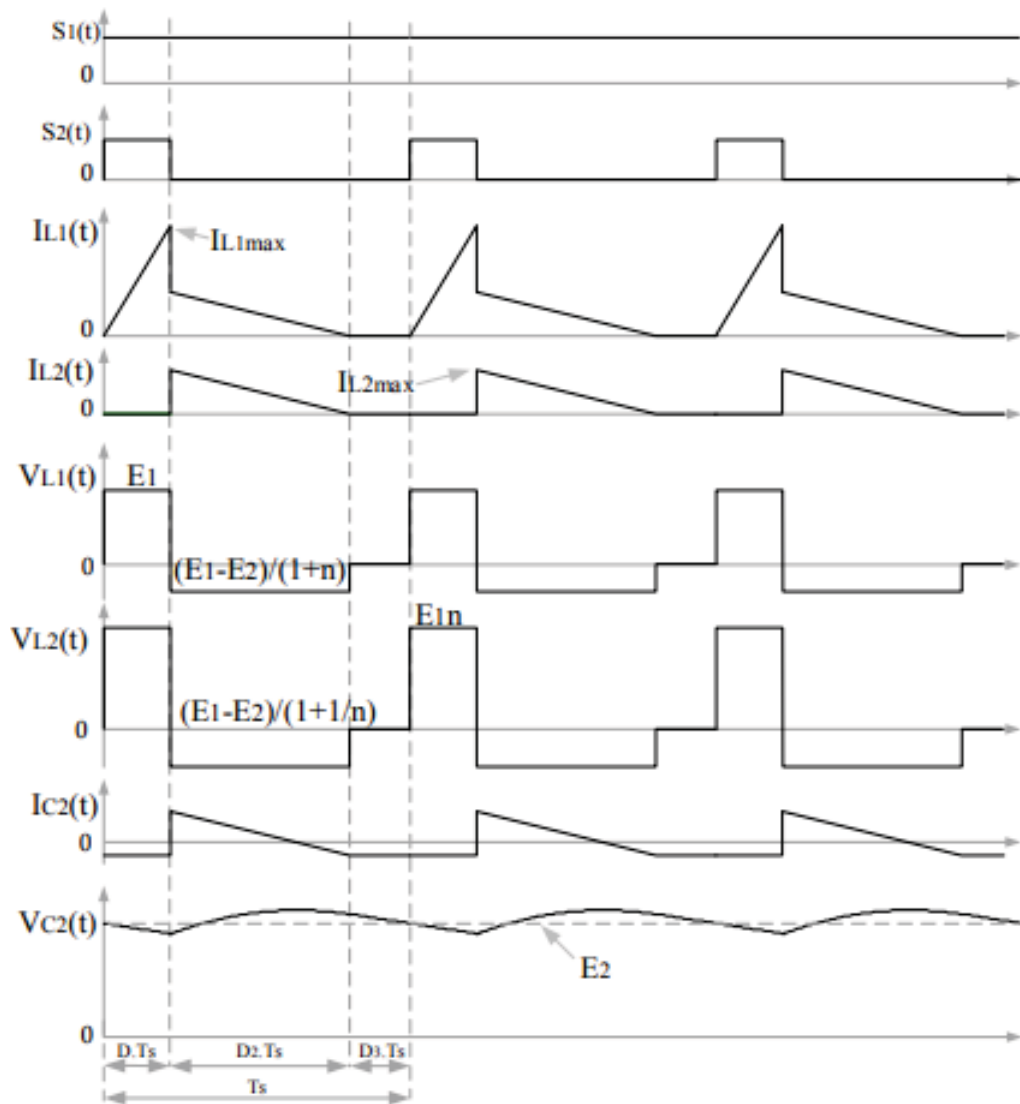
$$D_B + D_2 = 1, \quad (25)$$

na qual não há solução analítica.

A Figura 15 mostra a característica de saída do conversor operando na região 2 para diferentes valores de I^*_2 e D.

Observa-se que no MCC, ainda que hajam variações da corrente de carga, o ganho estático do conversor não irá mudar se a razão cíclica de operação se mantiver inalterada. Isso é uma vantagem deste modo de operação em todos os conversores CC-CC. No MCD,

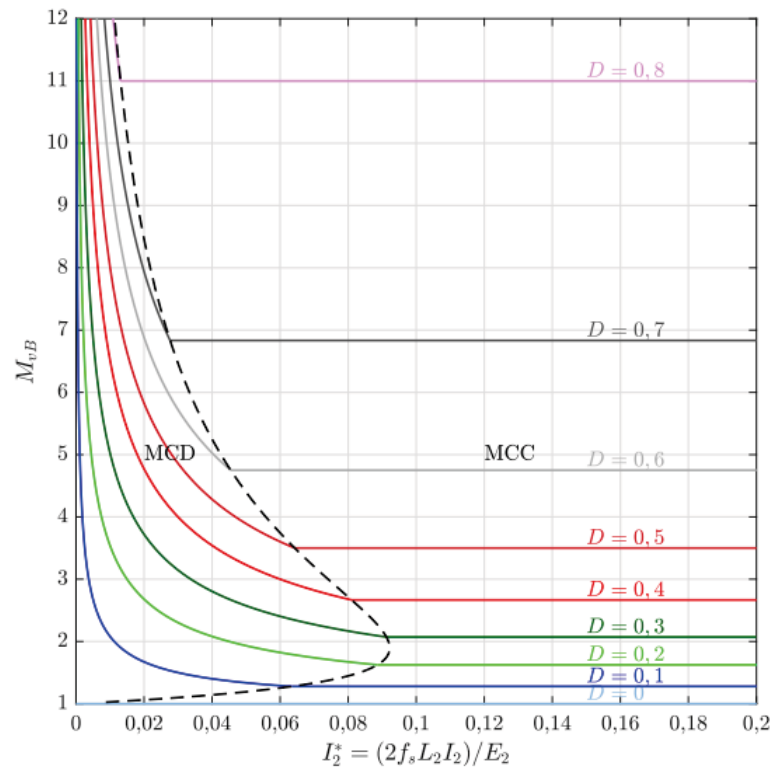
Figura 14 – Principais formas de onda da região 2 no MCD.



Fonte: (ROSA, 2019)

isso implicaria aumento do ganho estático, ou seja, mantida a tensão de entrada, a tensão de saída aumentaria mediante reduções no valor da corrente de carga do conversor. Como uma desvantagem da operação no MCC, destacam-se as maiores perdas em comutação do conversor quando comparadas as perdas no MCD, pois neste as perdas de comutação na entrada em condução são nulas.

Figura 15 – Característica de saída do conversor operando na Região 2 para diferentes valores de I_2^* e D .

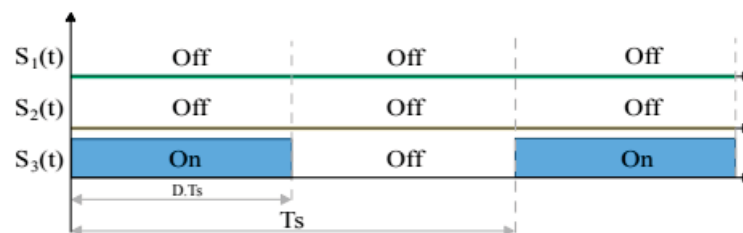


Fonte: (ROSA, 2019)

2.3.2.2 Região 4

Nesta região de operação o sentido do fluxo de potência é reverso, isto é, do barramento E2 para o E1. Nele apenas o interruptor S3 é modulado, conforme a Figura 16.

Figura 16 – Modulação dos interruptores na região 4.



Fonte: (ROSA, 2019)

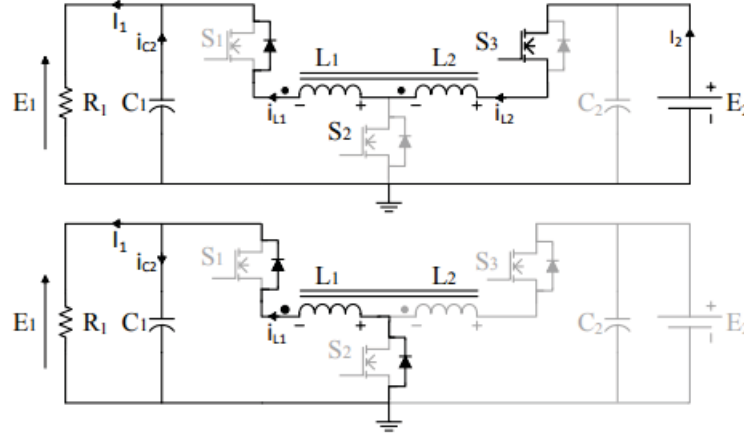
Tomando inicialmente o modo de condução contínua, existem duas etapas de operação:

Primeira etapa de operação ($0 \rightarrow D.Ts$): Esta etapa inicia quando o interruptor S3 é comandado a fechar, a corrente fornecida por E2 circula por S3, L2, L1, S1 e entrega energia a carga. A tensão sobre os enrolamentos L1 e L2 são $(E2 - E1)/(1 + n)$ e $n(E2 - E1)/(1 + n)$, respectivamente.

Segunda etapa de operação ($D.Ts \rightarrow Ts$): Esta etapa inicia quando o interruptor S3

é comandado a abrir. A energia armazenada na etapa anterior mantém a corrente circulando através do diodo de S2 entregando energia a carga. A tensão sobre os enrolamentos L1 e L2 são $-E_1$ e $-nE_1$, respectivamente. A corrente nesta etapa é decrescente e circula apenas através do enrolamento L1. A Figura 17 demonstra estas duas etapas de operação.

Figura 17 – Primeira e Segunda Etapa de Operação na região 4 no MCC.



Fonte: (ROSA, 2019)

As principais formas de onda para região 4 no modo de condução contínua são mostradas na Figura 18.

A expressão encontrada em (ROSA, 2019) para o ganho estático no MCC foi:

$$M_{vB_{MCC}} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{D}{1 + n - nD} \quad (26)$$

A Figura 19 ilustra o Ganho estático do conversor no MCC em função da razão cíclica para diferentes valores da relação de espiras.

A seguir serão apresentadas as equações encontradas para os esforços nos elementos passivos e os esforços sobre os semicondutores:

Valor da corrente média em L1:

$$I_{L1med} = I_1 \quad (27)$$

Valor da corrente eficaz em L1:

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{(I_2)^2}{D} + \frac{(I_1 - I_2)^2}{1 - D}} \quad (28)$$

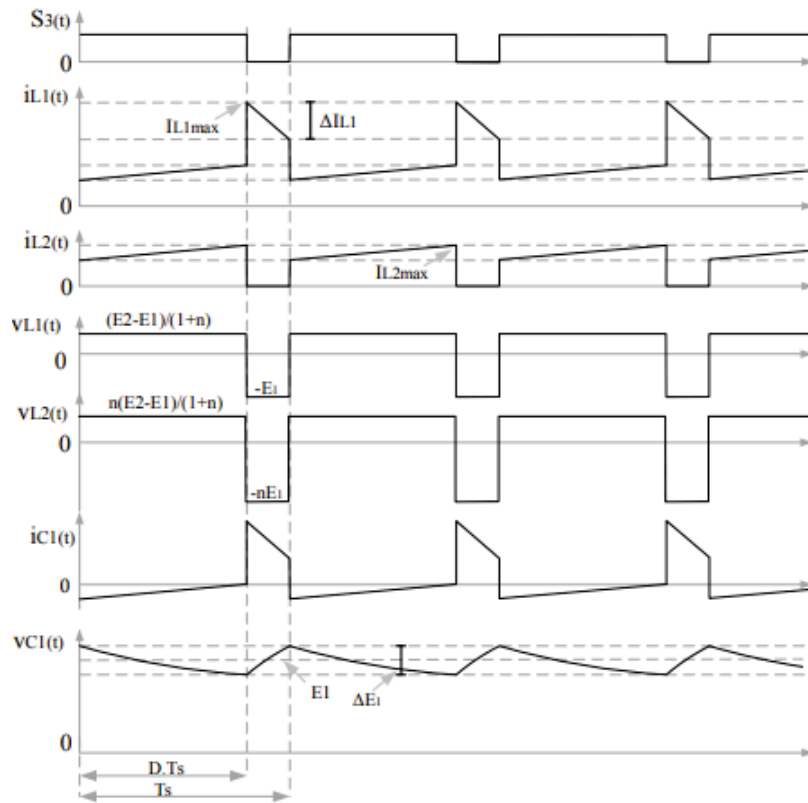
Valor da corrente máxima em L1:

$$I_{L1max} = \frac{I_1 - I_2}{1 - D} - \frac{-E_1(1 - D)T_s}{2L_1} \quad (29)$$

Valor da corrente média em L2:

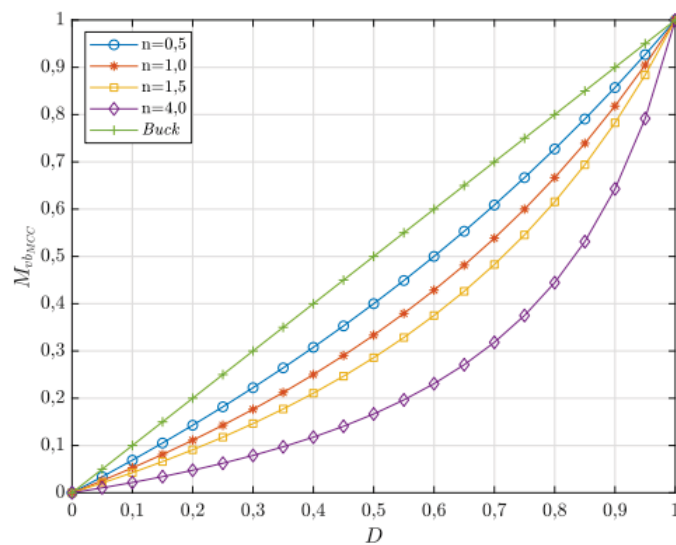
$$I_{L2med} = I_2 \quad (30)$$

Figura 18 – Principais formas de onda da região 4 no MCC.



Fonte: (ROSA, 2019)

Figura 19 – Ganho estático no MCC Região 4 para diferentes n .



Fonte: (ROSA, 2019)

Valor da corrente eficaz em L2:

$$I_{L2ef} = \frac{I_2}{\sqrt{D}} \quad (31)$$

Valor da corrente máxima em L2:

$$I_{L2max} = \frac{I_2}{D} + \frac{n(E_2 - E_1)/(1+n)DT_s}{2(L_1 + L_2 + 2M)} \quad (32)$$

Indutâncias:

Valor da indutância L1:

$$L_1 = \frac{E_1(1-D)}{\Delta i_{L1} f_s} \quad (33)$$

Valor da indutância L2:

$$L_2 = L_1 n^2 \quad (34)$$

Valor da capacitância C1:

$$C_1 = \frac{DI_1 - I_2}{\Delta E_1 f_s} \quad (35)$$

Valor da corrente em C1:

$$I_{C1ef} = (I_2 - DI_1) \sqrt{\frac{1}{D(1-D)}} \quad (36)$$

Valor da tensão média sobre S1:

$$I_{s1med} = I_{L1med} \quad (37)$$

Valor da tensão eficaz sobre S1:

$$I_{s1ef} = I_{L1ef} \quad (38)$$

Valor da tensão máxima sobre S1:

$$I_{s1max} = I_{L1max} \quad (39)$$

O valor de tensão sobre S1 é idealmente nulo, já que está sempre em condução.

Valor da corrente média em S2:

$$I_{s2med} = I_1 - I_2 \quad (40)$$

Valor da corrente eficaz em S2:

$$I_{s2ef} = \frac{I_1 - I_2}{\sqrt{1-D}} \quad (41)$$

Valor da corrente máxima em S2:

$$I_{s2max} = I_{L1max} \quad (42)$$

Valor da tensão máxima em S2:

$$V_{s2max} = E_2 + \frac{n(E_1 - E_2)}{1 + n} \quad (43)$$

Valor da corrente média sobre S3:

$$I_{s3med} = I_{L2med} \quad (44)$$

Valor da corrente eficaz sobre S3:

$$I_{s3ef} = I_{L2ef} \quad (45)$$

Valor da corrente máxima sobre S3:

$$I_{s3max} = I_{L2max} \quad (46)$$

Valor da tensão Máxima sobre S3:

$$V_{s3max} = E_2 + E_1 n \quad (47)$$

Sobre o modo de condução descontínua (MCD) a expressão do ganho estático encontrada em (ROSA, 2019) foi:

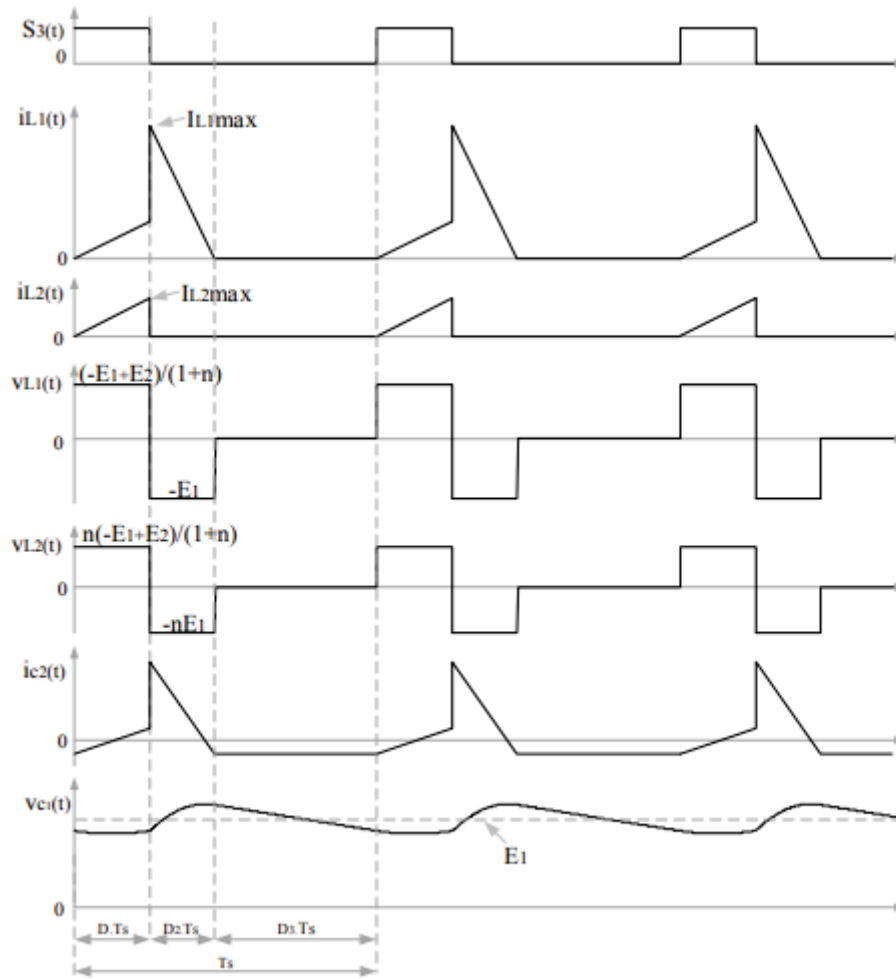
$$M_{vB_{MCD}} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{2D}{D + \sqrt{D^2 + 4I_1^*(1+n)}} \quad (48)$$

Sendo I_1^* a corrente de carga parametrizada, dada por:

$$I_{j1} = \frac{2f_s L_1}{R_1} \quad (49)$$

As principais formas de onda para o modo de condução descontínua são apresentadas na Figura 20.

Figura 20 – Principais formas de onda da região 4 no MCD.



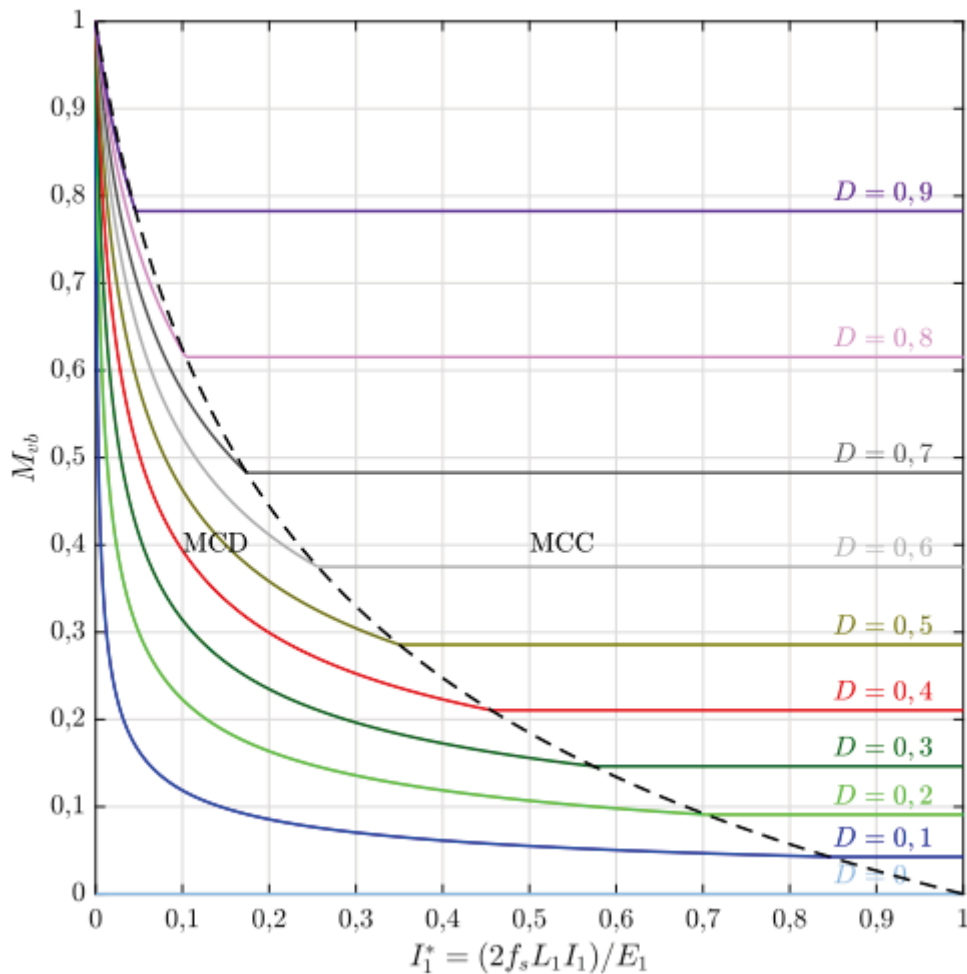
Fonte: (ROSA, 2019)

Por fim tem-se também a expressão encontrada para a razão cíclica de fronteira, com o conversor operando no modo crítico:

$$D_B = \frac{1+n}{2n} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(n+1)^2}{n^2} - \frac{4(1-I_1^*)(n+1)}{n}} \quad (50)$$

A Figura 21 ilustra a característica de saída do conversor operando na região 4 em função da corrente parametrizada para diferentes valores de D .

Figura 21 – Característica de saída do conversor operando na Região 4 em função da corrente parametrizada para diferentes valores de D .



Fonte: (ROSA, 2019)

2.3.3 Dimensionamento Inicial do Conversor

A seção 2.3.3 toda faz referência a dissertação original (ROSA, 2019). O objetivo é revisitar o dimensionamento que foi feito acerca das equações do conversor, as quais não devem ser alteradas pelo projeto magnético.

Dentre todas as regiões de operação, as que podem atender as especificações de tensão da aplicação, são os modos 2 e 3 para a operação no sentido direto, isto é, o sentido do fluxo de potência é $E1 \rightarrow E2$ e os modos 4 e 6 para a operação no sentido reverso, isto é, o sentido do fluxo de potência é $E2 \rightarrow E1$. Devido a questão da aplicabilidade apresentada na dissertação original, os cálculos para as regiões 3 e 6 não são de nosso interesse.

O conversor estudado operará no MCC em ambos os sentidos de operação para que se garanta a tensão nos barramentos independente da variação de carga.

As cargas são calculadas simplesmente pela lei de Ohm.

Valor da Resistência 1:

$$R_1 = \frac{(E_1)^2}{P_o} = \frac{(150)^2}{1000} = 22,5\Omega \quad (51)$$

Valor da Resistência 2:

$$R_2 = \frac{(E_2)^2}{P_o} = 160 = \frac{(400)^2}{1000} = 160\Omega \quad (52)$$

Os valores médios da corrente através de E1 e E2 são respectivamente,

Valor da Corrente 1:

$$I_1 = \frac{P_o}{E_1} = \frac{1000}{150} = 6,67A \quad (53)$$

Valor da Corrente 2:

$$I_2 = \frac{P_o}{E_2} = \frac{1000}{400} = 2,5A \quad (54)$$

Os valores de razão cíclica que foram encontrados são:

Valor da Razão cíclica para região 2:

$$D_{regiao2} = \frac{E_2 - E_1}{E_2 + nE_1} = \frac{450 - 150}{450 + 1,5 \cdot 150} = 0,4 \quad (55)$$

Valor da Razão cíclica para região 4:

$$D_{regiao4} = \frac{E_1(1+n)}{E_2 + nE_1} = \frac{150 \cdot (1 + 1,5)}{400 + 1,5 \cdot 150} = 0,6 \quad (56)$$

Utilizando as equações anteriores foi calculada a máxima tensão nos semicondutores. A maior tensão sobre os interruptores ocorre sobre S3 na Região 2, atingindo o valor ideal de 750 V . Conhecendo os valores comerciais de interruptores, um interruptor de 900 V atenderia a aplicação, porém em função dos picos de tensão devido as indutâncias de dispersão será necessário um interruptor de 1200 V . Para maximizar o rendimento deve-se utilizar interruptores que propiciem menores perdas, seja de comutação ou de condução. Em função da disponibilidade e das características do componente foram empregados interruptores ROHM SCH2080KE.

A equação de tensão sobre esses interruptores é:

$$V_{S3max} = E_1 + E_2 \cdot n \quad (57)$$

Considerando um interruptor de 1200V e limitando a tensão máxima sobre esses componentes em 65 por cento do valor máximo, o valor encontrado para n é 1, 5.

As capacitâncias encontradas foram:

Valor da capacitância 1 :

$$C_1 = \frac{I_1 \cdot D_4 - I_2}{\Delta E_1 \cdot f_s} = \frac{6,67 \cdot 0,6 - 2,5}{3 \cdot 150 \cdot 20000} = 25\mu F \quad (58)$$

Valor da capacitância 2 :

$$C_2 = \frac{I_2 \cdot D_2}{\Delta E_2 \cdot f_s} = \frac{2,5 \cdot 0,4}{8 \cdot 400 \cdot 20000} = 6,25 \mu F \quad (59)$$

Calculadas as capacitâncias mínimas, ambos foram sobre-dimensionadas para poder elevar o valor eficaz da corrente através dos capacitores, possibilitando extrair do conversor uma maior potência ao que foi projetado. Em (ROSA, 2019) foram utilizados capacitores em paralelo na montagem do protótipo, ficando as capacitâncias em $964 \mu F$ para C_1 e $15,6 \mu F$, utilizando dois capacitores, um eletrolítico e um de polipropileno. O eletrolítico é fabricado pela Nichicon, cujo número de série é LGW2W121MELZ35. Possui $120 \mu F$, valor máximo de tensão $450 V$ e valor eficaz da corrente unitária de $1,62 A$ na frequência de chaveamento. O capacitor de filme de polipropileno é o RIFA PHE 426 que possui $3,9 \mu F$, tensão máxima de $630 V$ e máximo valor eficaz da corrente é de $4 A$. As correntes eficazes do circuito são $3,12 A$ em C_1 e $2,014 A$ em C_2 obtidas em simulação.

Devido as não idealidades dos elementos que compõem o conversor (indutância de dispersão no indutor acoplado e capacitâncias parasitas nos interruptores) surgem ressonâncias entre estes componentes e sobretensões sobre os semicondutores, podendo ocasionar a falha dos mesmos.

Para mitigar estas oscilações e minimizar as máximas tensões sobre os transistores, serão utilizados circuitos grampeadores. Dois circuitos grampeadores dissipativos foram empregados, o snubber RC tem a função de amortecer a ressonância sendo posicionado sobre os interruptores S_2 e S_3 . As Tabelas 1 e 2 indicam os componentes do circuito grampeador utilizado para os indutores do projeto original.

Grampeador RC:

Tabela 1 – Componentes dos circuitos grampeadores RC.

Símbolo	Valor	Parâmetro
C_{rc1}	$200 pF$	Capacitância do circuito grampeador posicionado sobre S_2
R_{rc1}	160Ω	Resistência do circuito grampeador posicionado sobre S_2
C_{rc2}	$560 pF$	Capacitância do circuito grampeador posicionado sobre S_3
R_{rc2}	110Ω	Resistência do circuito grampeador posicionado sobre S_3

Fonte: (ROSA, 2019)

Grampeador RCD:

Tabela 2 – Componentes dos circuitos grampeadores RCD.

Símbolo	Valor	Parâmetro
C_{rcd1}	$220 nF$	Capacitância do circuito grampeador posicionado sobre L_1
R_{rcd1}	$18 k\Omega$	Resistência do circuito grampeador posicionado sobre L_1
C_{rcd2}	$220 nF$	Capacitância do circuito grampeador posicionado sobre L_2
R_{rcd2}	$68 k\Omega$	Resistência do circuito grampeador posicionado sobre L_2

Fonte: (ROSA, 2019)

3 ELEMENTOS MAGNÉTICOS

Este capítulo tem função de embasar teoricamente os modelos e equações abordadas no projeto de elementos magnéticos e de abordar o projeto original da dissertação estudada.

3.1 CONCEITOS FUNDAMENTAIS

Para projeto magnético de indutores e transformadores, tem-se interesse nos domínios magnéticos que são regiões intrínsecas dos materiais que se comportam a partir da presença de campo magnético, seja ele produzido por ímãs ou por corrente. Quando os domínios estão orientados de maneira aleatória o material está totalmente desmagnetizado. Ao receberem orientação do campo magnético os domínios começam a se alinhar na direção do campo até estarem totalmente orientados.

Algumas grandezas básicas do magnetismo são fundamentais para o entendimento do processo de saturação. Os conceitos iniciais que serão abordados são fluxo e densidade de fluxo.

A densidade de fluxo (B) é número de linhas de campo por unidade de área. Sua unidade é Tesla [T], onde um Tesla é igual a 1 Weber por metro quadrado de área. Já o fluxo magnético (ϕ) é o conjunto de todas as linhas de campo que atingem perpendicularmente uma área. Tem como unidade o weber [Wb], sendo que 1 Weber corresponde a 1×10^8 linhas de campo. O fluxo magnético (ϕ) em um área (A) corresponde a densidade de fluxo magnético (B). (PETRY, 2014).

Esta é a expressão que relaciona Fluxo, densidade e área:

$$B = \frac{\phi}{A} [T = \frac{Wb}{m^2}] \quad (60)$$

Já a força magnetizante de campo pode ser definida como a força magneto motriz por unidade de comprimento. (KAZIMIERCZUK, 2014):

$$H = \frac{F}{l} = \frac{Ni}{l} \quad (61)$$

Assim percebe-se que a força magnetizante depende da corrente, do número de espiras do material e de sua geometria.

A relação entre a densidade de campo e a força magnetizante é dada pela permeabilidade magnética. (KAZIMIERCZUK, 2014).

$$B = \mu \cdot H \quad (62)$$

A classificação dos materiais é realizada conforme sua permeabilidade magnética, ou seja, seu comportamento quando imerso em um campo magnético, concentrando ou não as linhas de campo. (PETRY, 2014).

A permeabilidade que é usada como referência é a do vácuo, $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ Wb/A/m, sendo que os materiais como ar, papel, fenolite tem sua permeabilidade relativa perto de 1. A Tabela 3 mostra a permeabilidade de alguns materiais.

Tabela 3 – Permeabilidade relativa dos materiais

Material	Permeabilidade relativa (μ_r)
Ferro comercial	9.000
Ferro purificado	200.000
Ferro silício	55.000
Permalloy	1.000.000
Super permalloy	10.000.000
Permendur	5.000
Ferrite	2.000

Fonte: (PETRY, 2014)

A partir destas grandezas traça-se a curva BH dos materiais, que implica as relações entre H, que depende do número de espiras e da corrente, com a densidade de campo resultante.

Figura 22 – Curva BH de alguns materiais

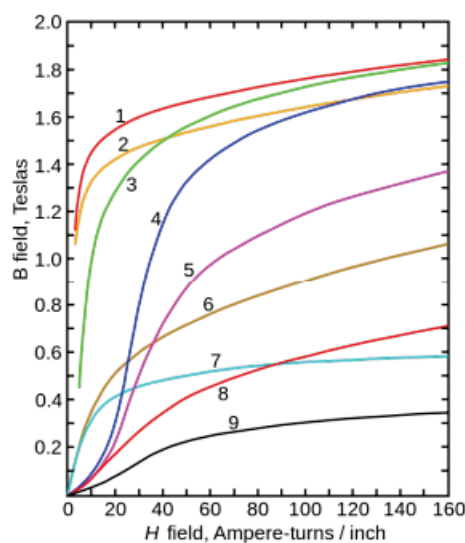
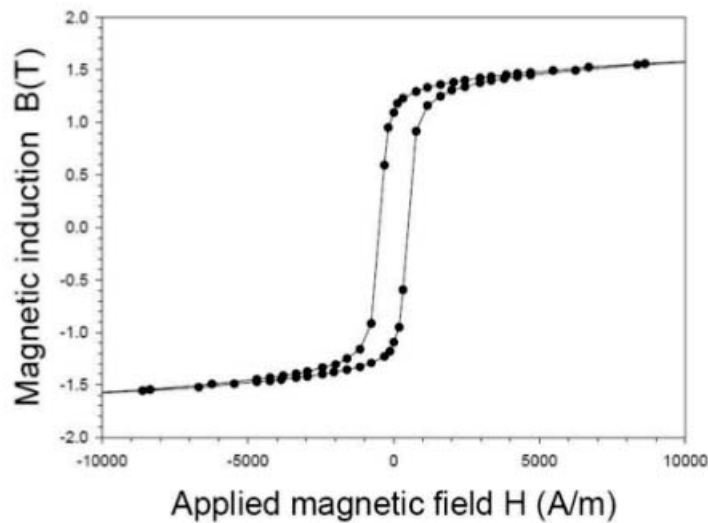


Figura 12 – Curva B x H de diferentes materiais (1-Sheet steel, 2-Silicon steel, 3-Cast steel, 4-Tungsten steel, 5-Magnet steel, 6-Cast iron, 7-Nickel, 8-Cobalt, 9-Magnetite).

Fonte: (Wikipedia, 2014).

Pode ser observado de maneira geral o que acontece com o campo magnético ao aumentarmos a corrente e o número de espiras e por conseguinte, a força magnética. Esta forma recebe o nome de laço de histerese, exemplificado na Figura 23

Figura 23 – Laço de Histerese



Fonte: (Boylestad, 2004)

Nota-se que a partir de determinado ponto, mesmo ao se aumentar a intensidade da força magnetizante a densidade de campo não aumenta mais. E é neste ponto que é definido que o elemento magnético está saturado. A largura do laço de histerese se remete a energia ou potência gasta para orientação dos domínios magnéticos.

Outro fator que não aparece na curva BH mas que tem influência direta no comportamento do material é a temperatura. Todo material terá um limite de temperatura de operação, a qual quando excedida pode fazer a indutância do componente cair a 0, e assim o crescimento da derivada de corrente não é limitado o que pode gerar danos graves ao conversor.

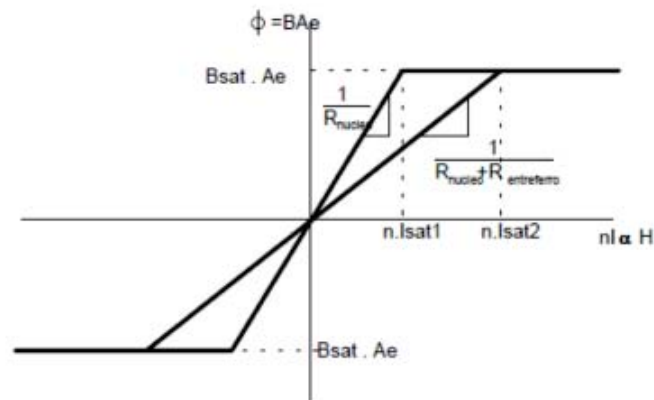
Por melhor que seja o material utilizado no núcleo sempre existe uma oposição à passagem de fluxo (relutância). Caso haja um entreferro aumenta-se a relutância total do circuito magnético, ou seja, existe maior resistência à passagem de fluxo magnético. Assim sendo, o entreferro aumenta a relutância total do circuito, diminuindo a indutância. (BARBI, 2014).

Segundo (BARBI, 2014), os entreferros são usados em indutores por duas razões:

- Sem entreferro a indutância é proporcional apenas à permeabilidade do núcleo, que é um parâmetro extremamente dependente da temperatura e do ponto de operação. A adição do entreferro introduz uma relutância muito maior que a relutância do núcleo fazendo com que o valor de L seja praticamente insensível às variações na permeabilidade do núcleo;

- A adição de entreferro permite que o indutor opere com valores maiores de corrente no enrolamento sem que ocorra saturação do núcleo. A Figura 24 demonstra a alteração da curva $B \times H$ empregando-se entreferros.

Figura 24 – Alteração da curva BxH empregando-se entreferros.



Fonte: (BARBI, 2014)

O material a ser utilizado no núcleo do indutor portanto, tem papel fundamental no comportamento da curva de histerese. Se o núcleo for de ar, a função que relaciona B e H é uma reta e não existe saturação. Apesar disso, em quase todos os casos esta aplicação não é viável, uma vez que para trabalhar com uma indutância desejada com 1 espira em um núcleo de ferrite por exemplo, se necessitaria 2000 espiras para um núcleo de ar, ou seja, existe uma desvantagem muito grande em relação ao volume do elemento.

Núcleos de ferro silício são utilizados normalmente em operações com frequência baixa, por exemplo os 60 Hz da rede. Isto porque apesar de ser uma liga que tem uma permeabilidade ótima, o ferro, ainda que junto com o silício, possui baixa resistência elétrica, o que em altas frequências permitiria correntes parasitas enormes e inviabilizaria o projeto. Portanto, em alta frequência, geralmente são utilizados materiais de ferrite, uma vez que esta possui uma permeabilidade interessante, porém menor do que o ferro silício, e devido ao fato de o ferrite não ter uma resistência elétrica tão baixa como o ferro, as correntes parasitas são menores. Os núcleos de ferrite são indicados para operação em frequências mais elevadas, porém, apresentam algumas desvantagens em relação às lâminas de ferro silício, tais como baixa densidade de fluxo de saturação (0,3T) e baixa robustez a choques mecânicos. (BARBI, 2014)

Porém além dos ferrites existem outros materiais e ligas diferentes que podem ser adotados dentro da Eletrônica de Potência para operação em alta frequência. Como será visto no Capítulo 7, o núcleo escolhido para o novo projeto não será de ferrite, e sim da liga sendust. O sendust utiliza silício para gerar um entreferro distribuído ao longo de seu corpo o que contribui para uma melhor estabilidade térmica e um envelhecimento melhor, porém gerando correntes parasitas maiores e mais perdas, além de possuir menor permeabilidade gerando mais dispersão quando se utiliza várias camadas e um acoplamento menor.

3.2 PROJETO MAGNÉTICO ORIGINAL DA DISSERTAÇÃO

A presente seção tem como objetivo revisitar o projeto magnético desenvolvido na dissertação de referência original (ROSA, 2019) e a metodologia adotada, sob condição das especificações da Tabela 4.

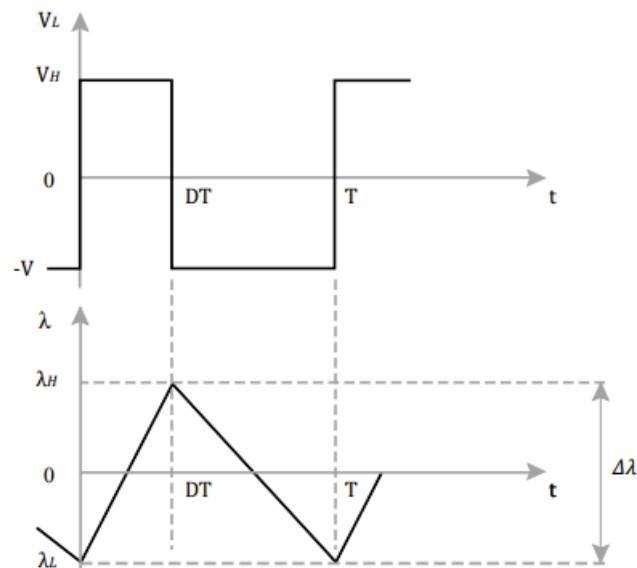
Tabela 4 – Especificações utilizadas no Projeto Magnético original da Referência.

Grandeza	Valor	Descrição
B	0,20 T	Densidade de fluxo magnético de trabalho
k_w	0,4	Fator de ocupação da janela
J	300 A/cm ²	Densidade de corrente
ρ_i	$1,724 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$	Resistividade do cobre a 20°C
α	0,00393 1/°C	Fator de ajuste da resistividade em função da temperatura
μ_r	0,99999	Fator de permeabilidade relativa do cobre
f_s	20 kHz	Frequência de operação

Fonte: (ROSA, 2019)

Pela Lei de Faraday sabe-se que um fluxo magnético variante no tempo, passando por N espiras produz uma diferença de potencial. Baseando-se na Figura 25, pode-se em conjunto com a Lei de Faraday definir a variação de fluxo em termos da tensão e da razão cíclica.

Figura 25 – Forma de onda de tensão magnetizante retangular aplicada ao terminais de um indutor e respectiva forma de onda do fluxo magnético concatenado.



Fonte: (ROSA, 2019)

Lei de Faraday:

$$v(t) = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt}, \quad (63)$$

$$v(t) = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\lambda}{dt} = NA \frac{dB}{dt} \quad (64)$$

Integrando-se as expressões das duas etapas, a primeira de 0 a t e a segunda de 0 a DT, encontra-se a expressão geral para a variação de fluxo.

$$\lambda = \int_0^t V_H(t) + \lambda(0)dt = V_H(t) + \lambda(0), \quad (65)$$

$$\lambda = \int_t^{DT} T - V(t) + \lambda(DT)dt = -V(t) + VDT + \lambda(DT) \quad (66)$$

Tomando t = DT e fazendo as substituições chega-se em:

$$\Delta\lambda = V_HDT. \quad (67)$$

Como no limiar da saturação o fluxo concatenado será a sua variação sobre 2 e substituindo a expressão na equação 67, obtém-se:

$$\lambda_s = \frac{\Delta\lambda}{2} = \frac{V_HDT}{2} = NAB_s. \quad (68)$$

A tensão eficaz no indutor é dada por:

$$V_{Lef} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^D T(V_H)^2 + \int_D^1 T^T(-V)^2 \right)} = \sqrt{DV_H^2 + (1-D)V^2}. \quad (69)$$

Considerando o indutor em regime permanente e as razões de suas tensões valendo D/1-D:

$$V_{Lef} = V_H \sqrt{\frac{D}{1-D}}. \quad (70)$$

Com a equação da tensão e a equação do fluxo concatenado, é encontrada então a expressão da área transversal mínima da enésima espira:

$$A_e = \frac{V_{Lrms}}{f_s N B_s} \frac{\sqrt{D(1-D)}}{2}. \quad (71)$$

O termo da direita é chamado de fator de forma. Para esta topologia:

$$k_f = \frac{2}{\sqrt{D(1-D)}}. \quad (72)$$

Para encontrar uma expressão para área de janela, utilizou-se da lei de Àmpere, que analisa a intensidade do campo magnético sobre um contorno fechado encerrando nele os condutores de corrente, considerando os N condutores com a mesma corrente.

Lei de Àmpere:

$$\oint H dL = i_{enc} \quad (73)$$

Área de Janela:

$$A_w = \frac{NI_{Lef}}{Jk_w} \quad (74)$$

Com isso, chegou-se na expressão de escolha do núcleo magnético:

$$A_e A_w = \frac{V_{Lef} I_{Lef}}{k_w k_f J f_s B_s} \quad (75)$$

Deve ser levado em conta também o formato do núcleo. Em (ROSA, 2019), ressalta-se que o melhor formato de núcleo para o projeto deste indutor acoplado, segundo (KAZIMIERCZUK, 2014) seria um núcleo toroidal já que o entreferro é distribuído em todo o material, não ficando concentrado em um único ponto como é o caso de núcleos EE, sendo que tal concentração causa o espraçamento das linhas de fluxo magnético na região onde está o entreferro afetando os enrolamentos próximos desta região. Porém em um núcleo toroidal, ou um núcleo a ar não é possível ajustar o entreferro e este ajuste permite controlar a excursão do fluxo magnético que pode saturar o núcleo com a ondulação de corrente da aplicação. Portanto, em função da aplicação deste projeto foram utilizados núcleos EE no projeto do indutor em questão, que acaba sendo o tipo de núcleo mais utilizados em conversores estáticos. Baseado nos dados do conversor foram calculadas as grandezas e escolhido um núcleo adequado. Para os valores calculados de $A_e A_w$ um único EE 55/21 com 8, 85 cm^4 seria suficiente, porém o projeto de um elemento magnético é iterativo, isto é, há realimentação de dados. Para este projeto um único núcleo não é capaz de abrigar os enrolamentos, forçando o projetista a selecionar um núcleo com área de perna central A_e maior para diminuir o número de espiras. Neste projeto foram utilizados dois EE 55/21 IP12R da Thornton.

Para o fio elementar que irá compor os enrolamentos, foi definido seu diâmetro como:

$$d_i = 2\delta_{cobre T1} = \sqrt{\frac{\rho_{cobre} (1 + \alpha(T_1 - T_0))}{\pi \pi_r \mu_0 f_s}} = 1,07 mm. \quad (76)$$

A seção de cobre necessária para conduzir a corrente de cada um dos enrolamentos leva em consideração o valor eficaz de corrente que circula através de cada enrolamento e a densidade de corrente definida como parâmetro de projeto, sendo sua expressão geral:

Tabela 5 – Especificações do núcleo magnético.

Grandeza	Valor	Descrição
A_e	$7,08 \text{ cm}^2$	Área da perna central
A_w	$2,5 \text{ cm}^2$	Área da janela
MLT	$15,0 \text{ cm}$	Comprimento médio de uma espira
μ_r	2100	Permeabilidade relativa do material IP12R
l_c	12 cm	Comprimento magnético
V_c	85 cm^3	Volume do núcleo magnético
h_c	33 mm	Altura do carretel

Fonte: (ROSA, 2019)

$$S_{Ltotal} = \frac{I_{Lef}}{J}. \quad (77)$$

Sendo essa expressão aplicada em cada indutor, para as diferentes regiões de operação 2 e 4. A escolha correta portanto seria um fio 18 AWG. Por disponibilidade, foi utilizado um cabo Litz 40x38AW G, que é um cabo composto de 40 fios 38AW G.

A razão entre a área de cobre necessária e a área transversal de cobre do fio selecionado, fornece o número de fios em paralelo necessários para a condução de corrente de cada enrolamento, sendo encontrados que são 8 fios para L1 e 3 fios para L2.

Tomando as expressões das tensões eficazes sobre os indutores, chega-se também no número de espiras em L1 e L2, para as regiões 2 e 4.

Região 2:

$$N_{L1} = \frac{V_{L1ef} \sqrt{D_2(1-D_2)}}{2f_s A_e B} = 11 \text{ espiras}, \quad (78)$$

$$N_{L2} = nN_{L1} = 17 \text{ espiras}. \quad (79)$$

Região 4:

$$N_{L1} = \frac{V_{L1ef} \sqrt{D_4(1-D_4)}}{2f_s A_c B} = 11 \text{ espiras}, \quad (80)$$

$$N_{L2} = nN_{L1} = 1,5 \cdot 11 = 17 \text{ espiras}. \quad (81)$$

O valor do entreferro é dado por:

$$GAP = \frac{\mu_0 A_e N_{L1}^2}{L_1} - \frac{l_c}{\mu_r} = 0,317 \text{ mm}. \quad (82)$$

O valor de resistência do cabo L1 é:

$$R_{L1} = \frac{MLTN_{L1}\rho_{cobre100graus}}{N_{L1cabos}S_{40x38AVG}} = 0,014\Omega. \quad (83)$$

O valor de resistência do cabo L2 é:

$$R_{L2} = \frac{MLTN_{L2}\rho_{cobre100graus}}{N_{L2cabos}S_{40x38AVG}} = 0,063\Omega. \quad (84)$$

O valor das perdas por efeito Joule nos condutores é:

$$P_{Loss} = R_{L1}I_{L1ef}^2 + R_{L2}I_{L2ef}^2 = 1,43W. \quad (85)$$

O material no núcleo utilizado é o IP12R da fabricante Thornton. As perdas no núcleo são:

$$P_c = V_c P_p \rho_c = 5,71W. \quad (86)$$

A dispersão é uma indutância parasita não acoplada a magnetizante. Ela causa sobreensões no circuito onde está inserida e oscilações devido a ressonância com capacitâncias parasitas, elevando os esforços de interruptores. A indutância de dispersão está diretamente relacionada com a técnica construtiva. Fazer uma construção com múltiplas camadas melhora o acoplamento entre os enrolamentos diminuindo o valor deste elemento parasita. A expressão da indutância de dispersão segundo (ROSA, 2019) é:

$$L_l = 4\pi 10^{-4} \frac{N^2 MLT}{M^2 y} \left(\frac{\sum x}{3} + \sum x_{\Delta} \right) \mu H. \quad (87)$$

Sendo N o número de espiras do enrolamento ao qual a indutância de dispersão está relacionado, M o número de camadas, MLT o comprimento médio de uma espira, y a largura dos enrolamentos, $\sum x$ a soma de todas as espessuras dos enrolamentos e $\sum x_{\Delta}$ a soma das espessuras entre cada camada.

A construção do indutor acoplado foi feita em 4 camadas ($M = 4$), a construção em 6 camadas não proporcionaria uma boa distribuição dos enrolamentos no carretel, o que certamente prejudicaria o acoplamento e elevaria o valor da indutância de dispersão.

A Tabela 6 demonstra os detalhes construtivos do indutor acoplado projetado originalmente na referência (ROSA, 2019).

Tabela 6 – Detalhes construtivos do indutor acoplado.

Parâmetro	Valor	Descrição
L_1	$288\mu H$	Indutância magnetizante de L_1
L_2	$648\mu H$	Indutância magnetizante de L_2
Núcleo	$2xNEE - 55$	Núcleo comercial resultante
Cabo elementar	<i>Litz 40x38AWG</i>	Cabo utilizado para confecção dos enrolamentos
N_1	11 espiras	Número de espiras do enrolamento L_1
N_{L1}	8 cabos	Número de cabos que compõem o condutor de L_1
N_2	17 espiras	Número de espiras do enrolamento L_2
N_{L2}	3 cabos	Número de cabos que compõem o condutor de L_2
GAP	$0,317 \text{ mm}$	Comprimento do entreferro
M	4	Número de camadas para construção do indutor

Fonte: (ROSA, 2019)

4 MODIFICAÇÕES IMPLEMENTADAS

Na dissertação original estudada (ROSA, 2019) é projetado um protótipo para o conversor CC-CC bidirecional operando com 1 kW de potência sobre as condições nominais de operação mencionadas no capítulo. Porém os valores adotados para as indutâncias do elemento magnético utilizadas no projeto original, são os valores obtidos unicamente no ensaio que foi realizado, e não baseado nas equações do conversor operando nas especificações solicitadas. Nas próximas seções serão expostos os valores das indutâncias e dos esforços de corrente sobre os indutores baseados nas equações de projeto do conversor operando nas condições nominais propostas em (ROSA, 2019), que são essenciais para que o projeto magnético seja desenvolvido de acordo. Novamente, enfatiza-se que o foco são nas regiões de operação cujo conversor terá aplicação planejada, regiões 2 e 4 em modo de condução contínuo.

4.1 REGIÃO 2

Na presente seção são apresentados os valores de projeto que não foram mencionados anteriormente para região 2.

4.1.1 Indutância L1

A equação da indutância L1 pode ser deduzida observando-se a forma da tensão no indutor 1 na Figura 12.

$$L_1 = \frac{1}{\Delta i_{L1}} \int_0^{DT_s} V_{L1} dt = \frac{1}{\Delta i_{L1}} \int_0^{DT_s} E_{L1} dt \quad (88)$$

A solução desta integral leva a expressão já informada na Equação 8. Substituindo os valores de projeto chegou-se em:

$$L_1 = \frac{D \cdot E_1}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} = \frac{0,4 \cdot 150}{0,4 \cdot 6,67 \cdot 20000} = 900 \mu H \quad (89)$$

4.1.2 Indutância L2

A indutância L2 é obtida multiplicando-se L1 pela relação de espiras já definida anteriormente:

$$L_2 = L_1 \cdot n^2 = 900 \mu \cdot (1,5)^2 = 2 mH \quad (90)$$

4.1.3 Esforços de corrente em L1

As expressões para os esforços de corrente para o indutor L1 também já foram definidas na seção teórica sobre a região 2. Abaixo são demonstradas as três equações com os valores de projeto obtidos com os parâmetros de entrada desejados e encontrados:

Valor médio de corrente em L1:

$$I_{L1med} = I_1 = 6,67 A, \quad (91)$$

Valor eficaz de corrente em L1:

$$I_{L1ef} = \frac{I_2}{1-D} \sqrt{(2+n)nD+1} = \frac{2,5}{1-0,4} \sqrt{(2+1,5)1,5 \cdot 0,4+1} = 7,34 A, \quad (92)$$

Valor máximo de corrente em L1:

$$I_{L1max} = \frac{I_1 - I_2}{D} + \frac{E_1 D T_s}{2L_1} = \frac{6,67 - 2,5}{0,4} + \frac{150 \cdot 0,4}{2 \cdot 20000 \cdot 900\mu} = 12,08 A. \quad (93)$$

4.1.4 Esforços de corrente em L2

As expressões para os esforços em L2 assim como para L1 foram definidas na seção teórica da região 2. Abaixo seguem os valores obtidos em projeto:

Valor médio de corrente em L2:

$$I_{L2med} = I_2 = 2,5 A, \quad (94)$$

Valor eficaz de corrente em L2:

$$I_{L2ef} = \frac{I_2}{\sqrt{1-D}} = \frac{2,5}{\sqrt{1-0,4}} = 3,23 A, \quad (95)$$

Valor máximo de corrente em L2:

$$I_{L2max} = \frac{I_2}{1-D} - \frac{(E_1 - E_2)/(1 + \frac{1}{n}) \cdot (1-D)T_s}{2(L_1 + L_2 + 2M)}, \quad (96)$$

$$I_{L2max} = \frac{2,5}{1-0,4} - \frac{(150 - 400)/(1 + \frac{1}{1,5}) \cdot (1-0,4)}{2 \cdot 20000(900\mu + 2m + 2 \cdot 0,0014)} = 4,57 A, \quad (97)$$

Onde M é a indutância mútua dada por $M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ e k é o fator de acoplamento entre os enrolamentos.

4.2 REGIÃO 4

Na presente seção são apresentados os valores de projeto que não foram mencionados anteriormente para região 4.

4.2.1 Indutância L1

A equação da indutância L1 pode ser deduzida observando-se a forma da tensão no indutor 1 na Figura 18.

$$L_1 = \frac{1}{\Delta i_{L1}} \int_{DT_s}^{T_s} V_{L1} dt = \frac{1}{\Delta i_{L1}} \int_{DT_s}^{T_s} E_{L1} dt. \quad (98)$$

A solução desta integral leva a expressão já informada em 33. Substituindo os valores de projeto chega-se em:

$$L_1 = \frac{(1-D) \cdot E_1}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} = \frac{(1-0,6) \cdot 150}{0,4 \cdot 6,67 \cdot 20000} = 900 \mu H. \quad (99)$$

4.2.2 Indutância L2

A indutância L2 é obtida multiplicando-se L1 pela relação de espiras já definida anteriormente:

$$L_2 = L_1 \cdot n^2 = 900 \mu \cdot (1,5)^2 = 2 mH. \quad (100)$$

4.2.3 Esforços de corrente em L1

As expressões para os esforços de corrente para o indutor L1 também já foram definidas na seção teórica sobre a região 2. Abaixo são demonstradas as três equações com os valores de projeto obtidos com os parâmetros de entrada desejados e encontrados:

Valor médio de corrente em L1:

$$I_{L1med} = I_1 = 6,67 A, \quad (101)$$

Valor eficaz de corrente em L1:

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{(I_2)^2}{D} + \frac{(I_1 - I_2)^2}{1-D}} = \sqrt{\frac{(2,5)^2}{0,6} + \frac{(6,67 - 2,5)^2}{1-0,6}} = 7,34 A, \quad (102)$$

Valor máximo de corrente em L1:

$$I_{L1max} = \frac{I_1 - I_2}{1-D} - \frac{-E_1(1-D)T_s}{2L_1} = \frac{6,67 - 2,5}{1-0,6} - \frac{-150 \cdot (1-0,6)}{2 \cdot 20000 \cdot (900 \mu)} = 8,75 A. \quad (103)$$

4.2.4 Esforços de corrente em L2

As expressões para os esforços em L2 assim como para L1 foram definidas na seção teórica da região 2. Abaixo seguem os valores obtidos em projeto:

Valor médio de corrente em L2:

$$I_{L2med} = I_2 = 2,5 A, \quad (104)$$

Valor eficaz de corrente em L2:

$$I_{L2ef} = \frac{I_2}{\sqrt{D}} = \frac{2,5}{\sqrt{0,6}} = 3,23 A, \quad (105)$$

Valor máximo de corrente em L2:

$$I_{L_2max} = \frac{I_2}{D} + \frac{n(E_2 - E_1)/(1+n)DT_s}{2(L_1 + L_2 + 2M)} = 4,57 A, \quad (106)$$

$$I_{L_2max} = \frac{2,5}{0,6} + \frac{1,5(400 - 150)/(1+0,5)0,6}{2 \cdot 20000 \cdot (900\mu + 2m + 2 \cdot 0,0014)} = 4,57 A, \quad (107)$$

Onde M é a indutância mútua dada por $M = k\sqrt{L_1 \cdot L_2}$ e k é o fator de acoplamento entre os enrolamentos.

5 SIMULAÇÕES DO CONVERSOR

Com a coleta dos dados resultantes e das equações definidas no projeto, realizou-se simulações no software LTSpice, com o objetivo de comprovar e comparar resultados encontrados de forma simulacional com os resultados esperados teoricamente oriundos do projeto.

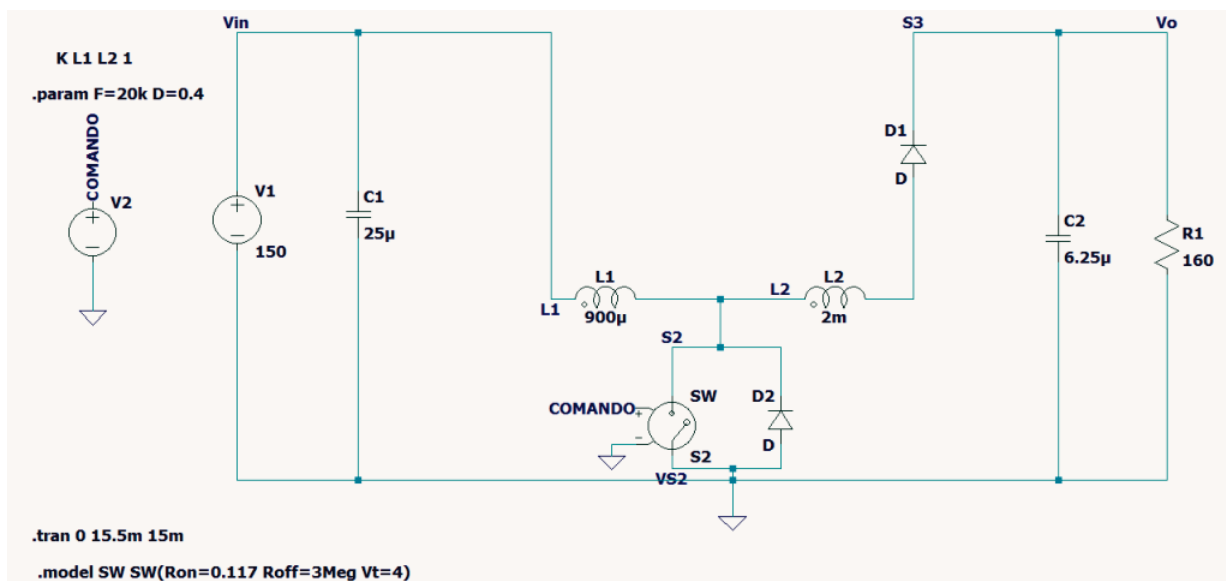
5.1 SIMULAÇÃO COM COMPONENTES IDEAIS

Na subseção 5.1.1 e 5.1.2 serão demonstradas as simulações em software LTSpice idealizadas para cada região estudada. Nestas simulações todos os componentes são ideais, no entanto o interruptor utilizado já está com seus valores de Resistência de condução, Resistência para tensão entre gate e source nula e tensão de threshold ajustados para os valores obtidos no datasheet do interruptor utilizado no conversor, o Sic ROHM SCH2080KE.

5.1.1 Região 2

Na Figura 26 será demonstrada a montagem do circuito no software LTSpice, com os componentes e parâmetros idealizados ajustados para operação na região 2 estudada.

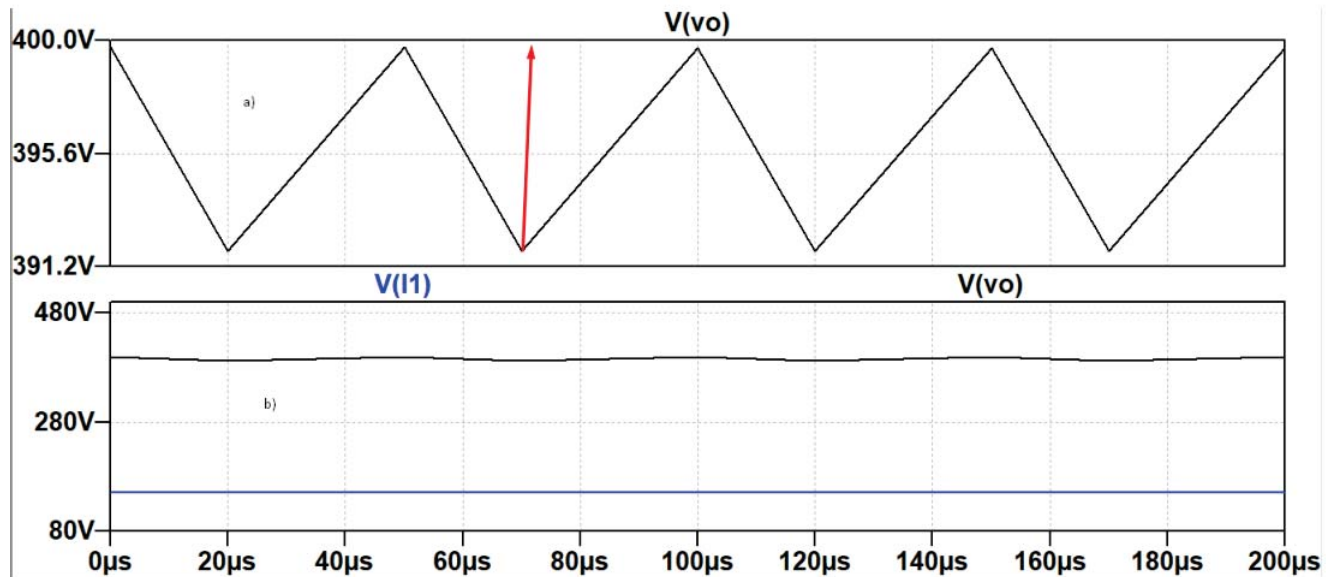
Figura 26 – Simulação do Conversor operando na região 2.



Fonte: O autor

Na Figura 27 são demonstradas as tensões nos barramentos do conversor.

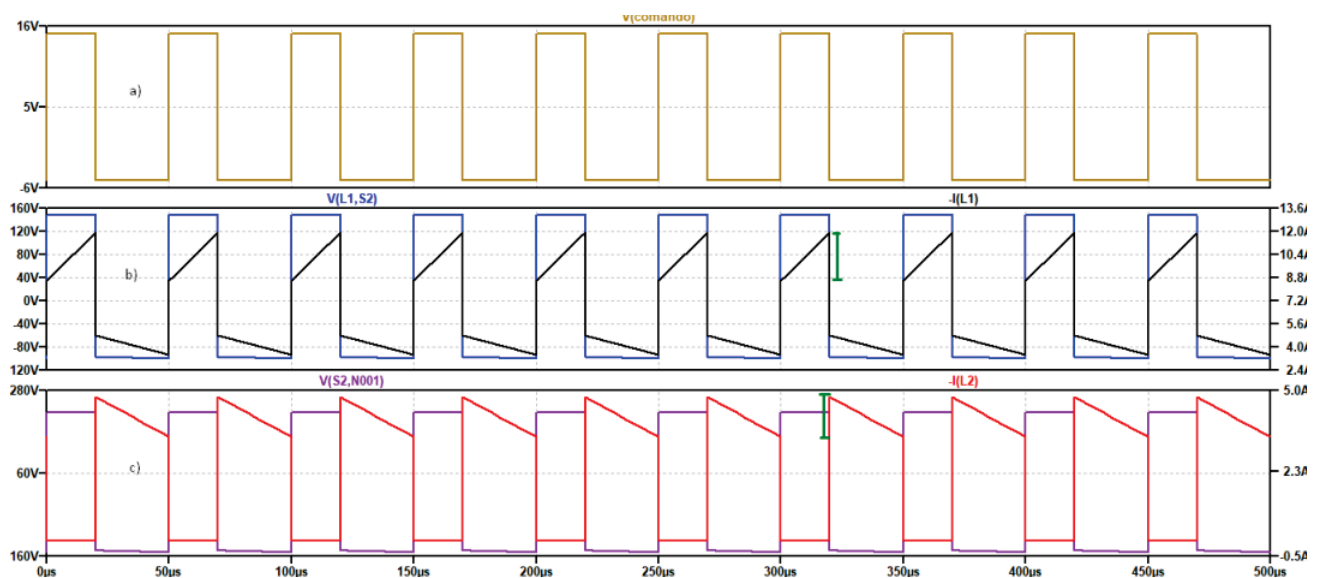
Figura 27 – Análise das tensões dos barramentos. Em a) é ilustrada a tensão de saída em detalhe. A seta vermelha indica a medida da ondulação. Em b) são comparados os níveis de tensões nos barramentos de entrada e de saída



Fonte: O autor

Na Figura 28 é demonstrada a corrente e a tensão em ambos os indutores.

Figura 28 – Tensão e corrente em L1 e L2. Em a) é mostrado o comando sobre o interruptor S2. Em b) em Preto é demonstrada a corrente sobre o indutor L1 e em azul a tensão sobre o mesmo. Em c) em vermelho é mostrada a corrente sobre o indutor L2 e em roxo a tensão. A ondulação de corrente foi medida conforme o traçado verde indica.



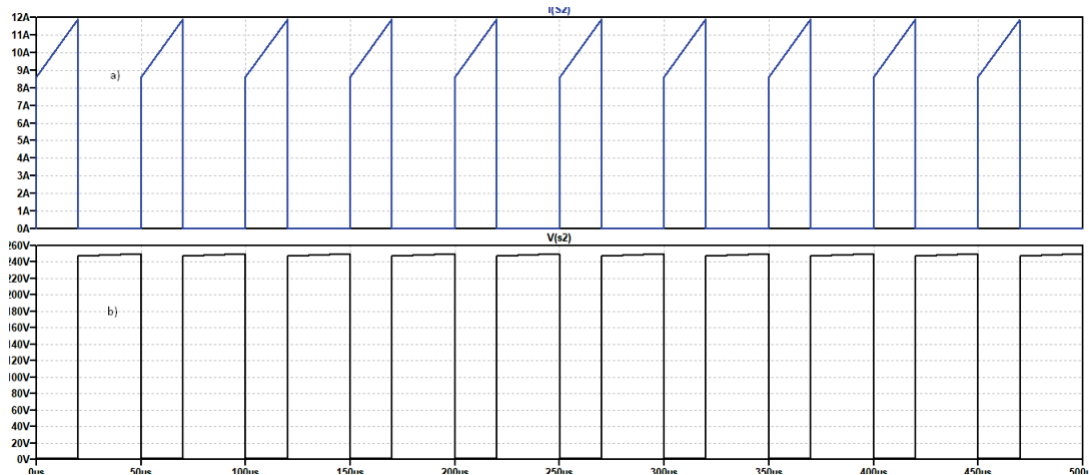
Fonte: O autor

Nota-se que as formas de onda nos indutores estão muito próximas as esperadas teoricamente. Por se tratar de componente totalmente ideais não existe nenhuma sobretensão sobre os

indutores e a corrente cresce e decresce em uma reta perfeita.

Por fim na Figura 29 é feita a análise da forma de onda do interruptor modulado na região em análise, neste caso o interruptor S2.

Figura 29 – Corrente e Tensão sobre o interruptor S2. Em a) o traçado azul indica a corrente através de S2. Em b) o traçado preto indica a tensão sobre o mesmo.



Fonte: O autor

O fato da simulação ser ideal também anula a sobretensão sobre os interruptores, que sabemos existir no projeto real.

Analizadas as formas de onda, também foram coletados os dados dos valores obtidos em simulação para compará-los com os valores de projeto. A Tabela 7 demonstra a comparação entre os valores obtidos com seus respectivos erros percentuais.

Tabela 7 – Comparação entre valores teóricos e simulados.

Parâmetro	Grandeza	Projeto	Simulação	Erro (%)
Tensão de entrada	E1	150 V	150 V	-
Tensão de saída	E2	400 V	395,72 V	1,07%
Corrente de entrada	I1	6,67 A	6,58 A	1,35%
Corrente de saída	I2	2,5 A	2,47 A	1,20%
Corrente RMS no indutor L1	IL1ef	7,34 A	7,27 A	0,95%
Corrente RMS no indutor L2	IL2ef	3,23 A	3,2 A	0,93%
Corrente média no indutor L1	IL1med	6,67 A	6,58 A	1,35%
Corrente média no indutor L2	IL2med	2,5 A	2,47 A	1,20%
Corrente máxima no indutor L1	IL1max	12,08 A	11,85 A	1,90%
Corrente máxima no indutor L2	IL2max	4,57 A	4,78 A	4,60%
Corrente no interruptor 1	IS1	7,34 A	7,27 A	0,95%
Corrente no interruptor 2	IS2	6,59 A	6,52 A	1,06%
Corrente no interruptor 3	IS3	3,23 A	3,2 A	0,62%
Ondulação de corrente no indutor L1	Δi_{L1}	3,67 A	3,18 A	13,35%
Ondulação de corrente no indutor L2	Δi_{L2}	1,62 A	1,32 A	18,51%
Ondulação da tensão de saída	$\Delta E2$	8 V	7,86	1,75%
Potência de Saída	Po	1 kW	978,75 W	2,12%

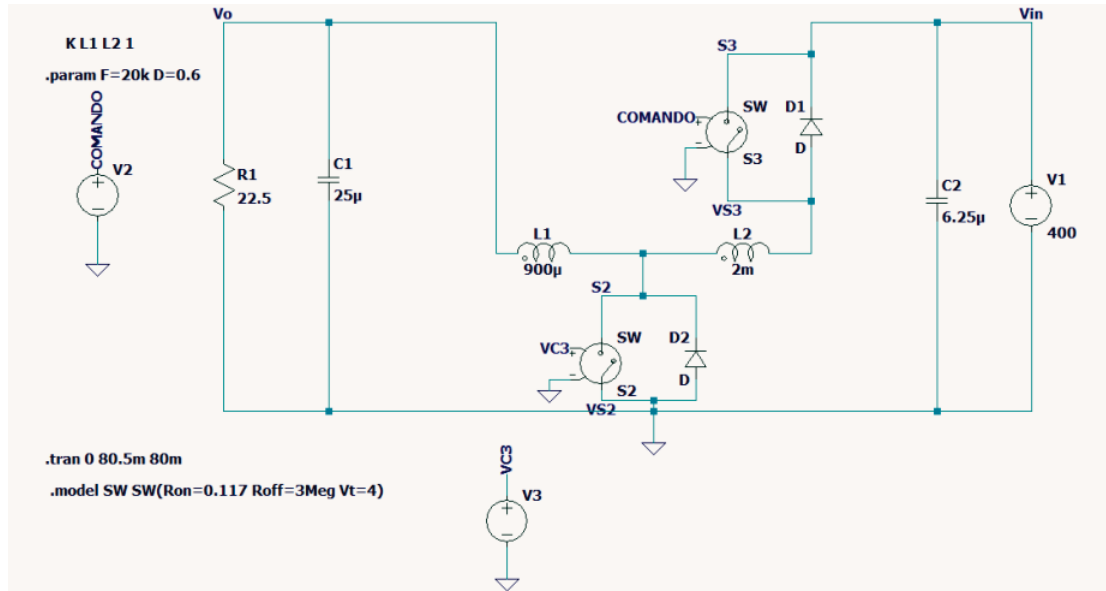
Fonte: O autor

Percebe-se que os valores encontrados na simulação tiveram um erro na casa de 2 %, o que é normal para uma simulação com todos os componentes ideais e que comprovaria o equacionamento feito. A exceção ocorre nos valores dos erros de ondulação de corrente que ficaram na casa dos 10 a 20 %. Como esta é uma medida indireta que depende de posicionamento de cursor e as capacitâncias utilizadas na simulação são as mínimas de projeto este valor pode ser aceito, embora não haja um motivo claro para tal erro.

5.1.2 Região 4

Na Figura 30 será demonstrada a montagem do circuito no software LTSpice, com os componentes e parâmetros idealizados ajustados para operação na região 4 estudada.

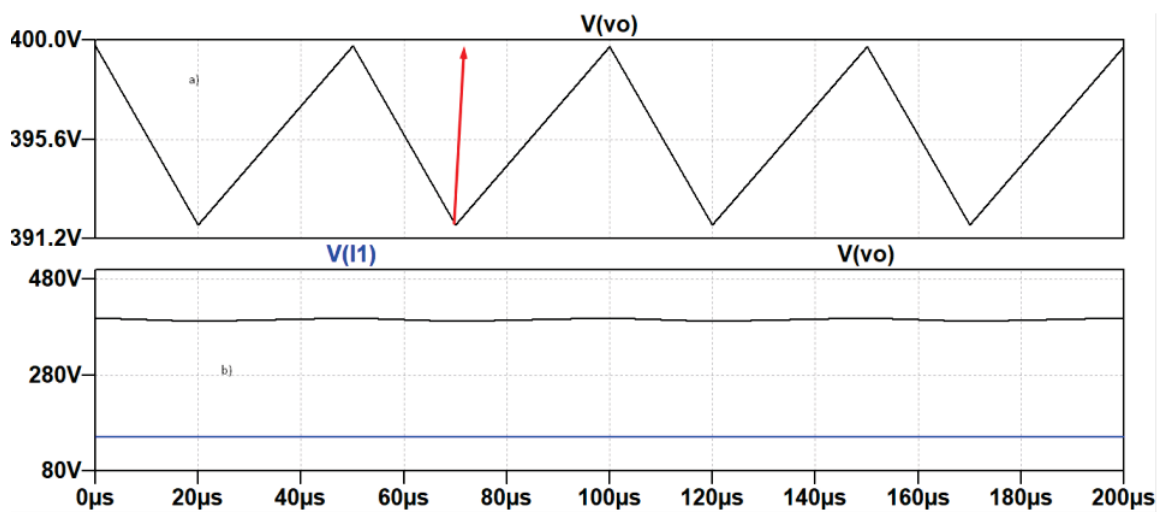
Figura 30 – Simulação do Conversor operando na região 4.



Fonte: O autor

Na Figura 31 são demonstradas as tensões nos barramentos do conversor.

Figura 31 – Análise das tensões dos barramentos. Em a) é ilustrada a tensão de saída em detalhe. A seta vermelha indica a medida da ondulação. Em b) são comparados os níveis de tensões nos barramentos de entrada e de saída

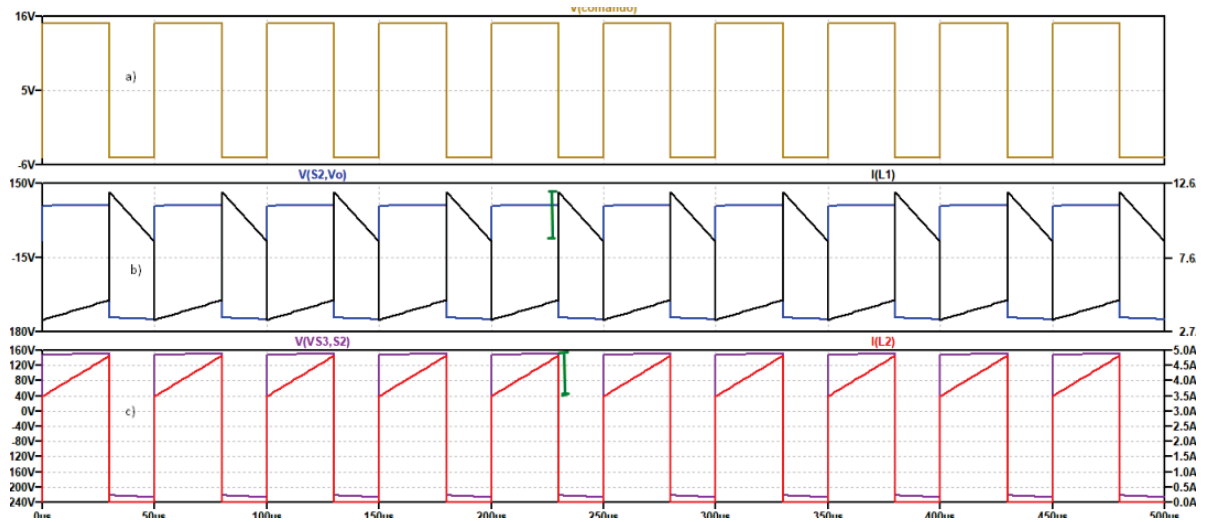


Fonte: O autor

Na Figura 32 é demonstrada a corrente e a tensão em ambos os indutores.

Figura 32 – Tensão e corrente em L1 e L2. Em a) é mostrado o comando sobre o interruptor S2.

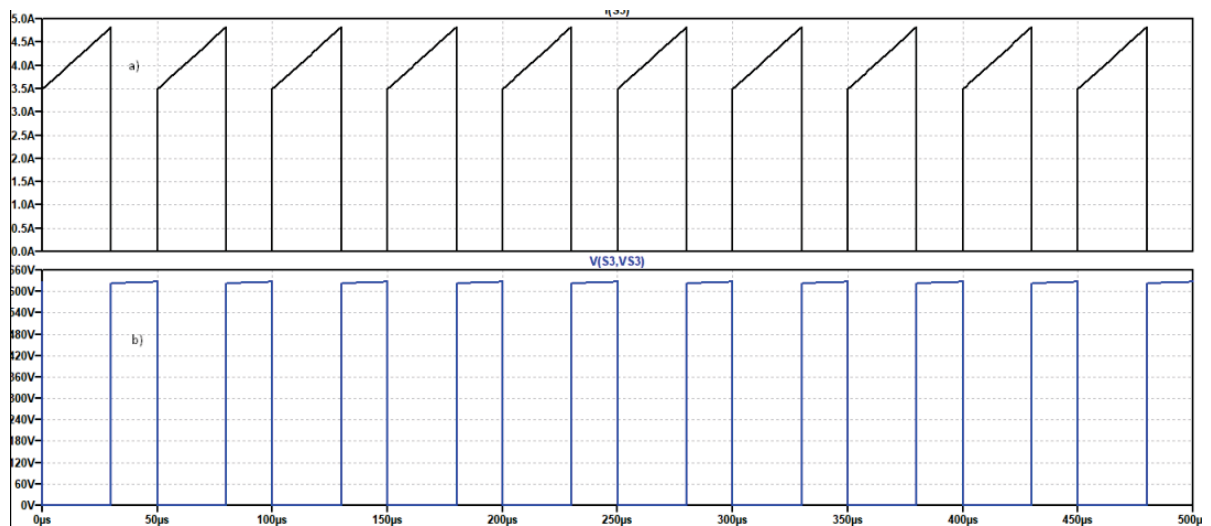
Em b) em Preto é demonstrada a corrente sobre o indutor L1 e em azul a tensão sobre o mesmo. Em c) em vermelho é mostrada a corrente sobre o indutor L2 e em roxo a tensão. A ondulação de corrente foi medida conforme o traçado verde indica.



Fonte: O autor

Por fim na Figura 33 é feita a análise da forma de onda do interruptor modulado na região em análise, neste caso o interruptor S3.

Figura 33 – Corrente e Tensão sobre o interruptor S3. Em a) o traçado azul indica a corrente através de S3. Em b) o traçado preto indica a tensão sobre o mesmo.



Fonte: O autor

Analisadas as formas de onda, também foram coletados os dados dos valores obtidos em simulação para compará-los com os valores de projeto. A Tabela 8 demonstra a comparação entre os valores obtidos com seus respectivos erros percentuais.

Tabela 8 – Comparação entre valores teóricos e simulados para região 4.

Parâmetro	Grandeza	Projeto	Simulação	Erro (%)
Tensão de saída	E2	150 V	149,44 V	0,37%
Tensão de entrada	E1	400 V	400 V	-
Corrente de saída	I2	6,67 A	6,64 A	0,45%
Corrente de entrada	I1	2,5 A	2,50 A	0,00%
Corrente RMS no indutor L1	IL1ef	7,34 A	7,34 A	0,00%
Corrente RMS no indutor L2	IL2ef	3,23 A	3,24 A	0,31%
Corrente média no indutor L1	IL1med	6,67 A	6,64 A	0,45%
Corrente média no indutor L2	IL2med	2,5 A	2,50 A	0,00%
Corrente máxima no indutor L1	IL1max	8,75	12,002 A	37,16%
Corrente máxima no indutor L2	IL2max	4,57	4,82 A	5,47%
Corrente no interruptor 1	IS1	7,34 A	7,34 A	0,00%
Corrente no interruptor 2	IS2	6,59 A	6,58 A	0,01%
Corrente no interruptor 3	IS3	3,23 A	3,24 A	0,31%
Ondulação de corrente no indutor L1	Δi_{L1}	3,67 A	3,28 A	10,62%
Ondulação de corrente no indutor L2	Δi_{L2}	1,62 A	1,32 A	18,52%
Ondulação da tensão de saída	$\Delta E1$	3 V	2,96V	1,33%
Potência de Saída	Po	1 kW	992,59 W	0,53%

Fonte: O autor

Os comentários feitos acerca da região 2 podem ser estendidos para a região 4. As sobretensões nos interruptores não podem ser observadas e a ondulação de tensão é muito baixa devido ao sobredimensionamento dos capacitores.

6 NOVO PROJETO MAGNÉTICO

A principal hipótese encontrada para a saturação do indutor em (ROSA, 2019) foi a de que os valores utilizados não conferiam com o projeto que foi estipulado. Assim para a operação na condição nominal os valores adotados para a indutância não seriam suficientes. Para trabalhar com o indutor e o núcleo que foram escolhidos na dissertação sem ocorrer saturação seria necessário trabalhar com uma potência menor do que a desejada. Podem-se realizar trabalhos mais criteriosos em torno da saturação do indutor acoplado e de condições de operações do conversor em diferentes circunstâncias, tais como operação no modo descontínuo, porém são projetos a níveis de dissertação de mestrado e portanto não fazem parte da análise do presente trabalho.

Quanto a metodologia utilizada em (ROSA, 2019) não foi identificada nenhuma falha. No entanto, devido ao fato de ter sido escolhido um novo indutor, optou-se por se desfazer da metodologia antiga com o intuito de avaliar um projeto magnético completamente e decidir quais caminhos seguir como ferramenta para o presente Trabalho de Conclusão de Curso.

Aqui serão apresentados a metodologia e o equacionamento necessários para um novo projeto do indutor acoplado e em seguida o projeto propriamente dito.

6.1 METODOLOGIA E EQUACIONAMENTO

Inicialmente será definido o método utilizado para realização do projeto magnético.

6.1.1 Definições

Para fazer o projeto dos elementos magnéticos do conversor baseou-se majoritariamente na dissertação de mestrado Otimização de Projeto de Fontes de Alimentação para Centrais de Telecomunicações (OLIVEIRA, 2001).

Os parâmetros utilizados inicialmente se basearam na dissertação original estudada (ROSA, 2019):

Tabela 9 – Parâmetros de referência para o projeto magnético.

Grandeza	Valor	Descrição
B	0,20 T	Densidade de fluxo magnético de trabalho
k_w	0,4	Fator de ocupação da janela
J	300 A/cm ²	Densidade de corrente
ρ_i	$1,724 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$	Resistividade do cobre a 20°C
α	0,00393 1/Δ°C	Fator de ajuste da resistividade em função da temperatura
μ_r	0,99999	Fator de permeabilidade relativa do cobre
f_s	20 kHz	Frequência de operação

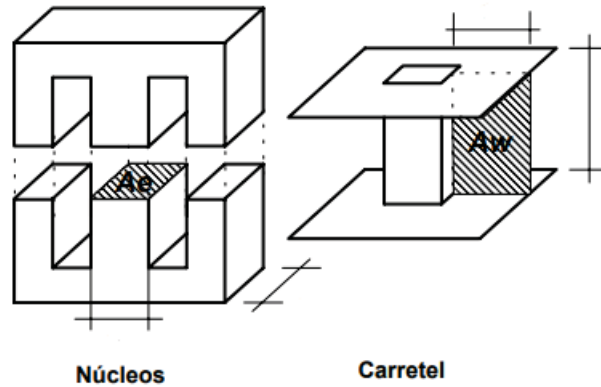
Fonte: (ROSA, 2019)

Conforme apontado em (ROSA, 2019) ressalta-se que o melhor formato de núcleo para o projeto deste indutor acoplado, segundo (KAZIMIERCZUK, 2014) seria um núcleo toroidal,

porém pela conveniência e disponibilidade foi mantida a orientação de se trabalhar com um núcleo do tipo EE.

Sendo assim o projeto seguirá com o intuito de dimensionar magneticamente um núcleo deste formato. Serão utilizadas as equações de projeto encontradas em (OLIVEIRA, 2001), as quais para um núcleo EE são baseadas nas leis de Faraday e Ampère. As deduções destas equações estão contidas nas referências (BARBI; FONT; ALVES, 2002) e (KAZIMIERCZUK, 2014). Busca-se reescrever o termo do número de espiras em função da indutância e da densidade de corrente separadamente e depois igualar as equações, chegando em uma expressão na qual aparecem as áreas utilizadas como referência em núcleos do tipo EE, a área da perna central do núcleo, denominada A_e e a área útil de enrolamento do carretel denominada A_w , conforme demonstrado na Figura 34.

Figura 34 – Áreas do núcleo de ferrite EE.



Fonte: (BARBI; FONT; ALVES, 2002)

O produto dessas duas áreas serve como parâmetro de referência para a escolha do núcleo comercial a ser utilizado. A expressão que é encontrada nas deduções para tal produto é a seguinte:

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{LRMS} \cdot I_{Lmax}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w \cdot 2}, \quad (108)$$

Sendo B_{max} o valor da densidade do fluxo de campo de saturação, J_{max} a densidade máxima de corrente e K_w o fator de ocupação, todos parâmetros conhecidos de projeto.

Através das equações e relações coletadas das deduções da referência, são obtidos outros parâmetros importantes, também calculados em (OLIVEIRA, 2001) e (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

6.1.2 Número de Espiras e Equacionamento dos condutores

O número de espiras é dado por:

$$N_L = \frac{L \cdot I_{Lmax}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (109)$$

Como já informado nos capítulos anteriores o entreferro é um elemento importante na construção de circuitos magnéticos. O comprimento do entreferro, conforme (ROSA, 2019) pode ser calculado por:

$$l_{entreferro} = \frac{N_L \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} - \frac{l_c}{\mu_r} \quad (110)$$

Sendo $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ a permeabilidade relativa do ar, l_c o comprimento de percurso do núcleo, fornecido nas especificações, assim como μ_r , que é a permeabilidade relativa do material do núcleo.

Em relação aos condutores que serão utilizados no enrolamento, existem algumas considerações a serem feitas, principalmente em relação ao efeito pelicular. A medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central. Esse efeito causa uma redução na área efetiva utilizada do condutor. Em outras palavras, o efeito pelicular atua de maneira a limitar a área máxima do condutor a ser empregado. (BARBI; FONT; ALVES, 2002). Como a frequência do projeto é de 20 kHz o efeito pelicular poderia ser desprezado. Entretanto não será devido a ondulação de corrente no indutor adotada ser de 50 %, sendo assim o diâmetro efetivo do condutor ainda terá um limite. Assim o diâmetro máximo do condutor é dado por:

$$d_{max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} \quad (111)$$

Respeitando este diâmetro máximo para escolha dos condutores a serem usados, é necessário atenção à algumas grandezas, que foram levantadas em (OLIVEIRA, 2001). Primeiramente será calculada a seção mínima dos condutores a serem utilizados, que é uma grandeza vinculada ao projeto:

$$S_{fio} = \frac{I_{LRMS}}{J_{max}} \quad (112)$$

No projeto serão utilizadas as seguintes nomenclaturas para os condutores:

- S_{AWG} - Área da seção do condutor escolhido sem isolamento;
- S_{AWGis} - Área da seção do condutor escolhido com isolamento;
- d_{AWG} - Diâmetro da seção do condutor escolhido sem isolamento;
- d_{AWGis} - Diâmetro da seção do condutor escolhido com isolamento;

Tabela 10 – Tabela de condutores elementares de cobre.

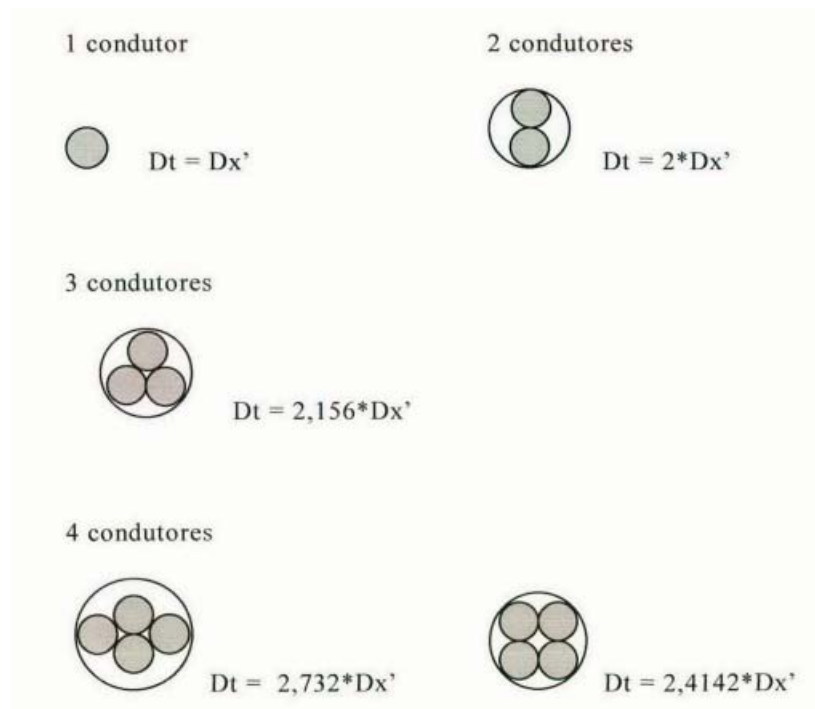
AWG	D_{fo} Diâmetro Cobre [cm]	A_{fo} Área Cobre [cm ²]	$D_{fo,isol}$ Diâmetro Isolamento [cm]	$A_{fo,isol}$ Área Isolamento [cm ²]	ρ @20 °C [Ω/cm]	ρ @100 °C [Ω/cm]	I @450 A/cm ² [A]
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289

Fonte: (PETRY, 2014)

Escolhe-se então um condutor comercial que atenda essas especificações de diâmetro e área de seção. A Tabela 10 mostra alguns condutores elementares e suas características.

Um parâmetro muito importante também será o diâmetro da corda de condutores torcidos, d_{corda} , o qual as informações são principalmente baseadas em (EBERT, 1997), que é o diâmetro efetivo dos condutores em paralelos, enrolados em formato de cordas, que podem ser calculados a partir do diâmetro do condutor escolhido com isolamento, conforme Figura 35.

Figura 35 – Diâmetro de corda dos condutores em paralelo.



Fonte: (EBERT, 1997)

No caso D_x representa o diâmetro com isolamento do condutor escolhido.

Através da relação entre a seção mínima de cobre necessária e a área da seção transversal do condutor escolhido, determina-se a quantidade de condutores elementares.(OLIVEIRA, 2001):

$$n_{fios} = \frac{S_{fio}}{S_{AWG}} \quad (113)$$

Para verificar se o projeto é viável, faz-se o cálculo da área útil mínima de carretel considerando o isolamento dos condutores e divide-se pela área útil do núcleo escolhido. Deve-se obter um valor menor do que o fator de ocupação estipulado no projeto, que foi de 0,4 para cada um dos enrolamentos.

Cálculo das áreas mínimas requeridas para cada indutor:

$$A_{wminL} = \frac{N_L \cdot \pi \cdot d_{cordaL}^2}{4} \quad (114)$$

6.1.3 Equacionamento das Perdas do Conversor

Nesta seção comenta-se do método utilizado para o projeto das perdas no cobre e no núcleo.

6.1.3.1 Perdas no Núcleo

Existem vários métodos e técnicas para caracterizar as perdas no núcleo de um indutor. O mais comum é seguir uma metodologia fornecida pelo fabricante do material. Neste caso será feita a abordagem sobre o cálculo de perdas no núcleo no capítulo seguinte juntamente com o projeto, uma vez que este cálculo pode variar bastante conforme o núcleo escolhido.

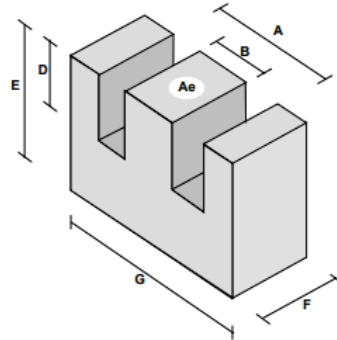
6.1.3.2 Perdas no Cobre

As perdas no cobre diferem bastante das perdas no núcleo, pois são calculadas diretamente sobre os condutores e podem ser equacionadas de maneira mais genérica. Como nas regiões de operações ocorrem certas diferenças de grandezas, as correntes máximas no indutor são diferentes e os cálculos das perdas mudam. Novamente irá se considerar o pior caso, que é a região com a maior corrente máxima, ou seja, região 2. Assim os cálculos de perda na região 4 podem ser desprezados, uma vez que não impactam no projeto magnético como um todo.

As medidas do núcleo são usualmente representadas por letras maiúsculas. Estas medidas são utilizadas no cálculo das perdas no cobre. A Figura 36 adotada da referência de (OLIVEIRA, 2001) apresenta uma notação para a representação de tais medidas. Tal notação será tomada como referência para o projeto todo.

É importante também definir a altura da perna central do núcleo, que será usada futuramente. Ela é dependente do parâmetro de comprimento D e da espessura (esp) medida das paredes do carretel.

Figura 36 – Dimensões do núcleo EE.



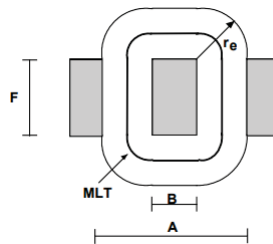
Fonte: (OLIVEIRA, 2001)

Altura da perna central do carretel:

$$h_{pc} = 2 \cdot (D - esp) \quad (115)$$

É necessário também entender a respeito do arranjo das espiras dos enrolamentos no núcleo. A Figura 37 ilustra o comprimento médio de uma espira (MLT) que será definido na equação 117. Ela dá também uma ideia da ocupação dos condutores.

Figura 37 – Comprimento médio de uma espira.



Fonte: (OLIVEIRA, 2001)

Definidos os parâmetros iniciais, agora são definidas as grandezas fundamentais para calcular as perdas no cobre. A primeira delas é o número de camadas dos condutores a serem enrolados conforme a Figura 37 .

Número de camadas:

$$N_{CL} = \frac{N_L \cdot d_{cordaL}}{h_{pc}} \quad (116)$$

A equação do comprimento médio de uma espira é dado em virtude da Figura 37. Nota-se que ao calcular o comprimento médio de uma espira na indutância L2, que será enrolada

posteriormente a L1, é necessário considerar o espaço já ocupado pelo enrolamento ali presente, portanto sua expressão mudará, conforme visto em (OLIVEIRA, 2001).

Comprimento médio de uma espira:

$$MLT_{L1} = 2 \cdot [(B + F) + \pi \cdot (\frac{N_{CL1} \cdot d_{cordaL1}}{2})], \quad (117)$$

$$MLT_{L2} = 2 \cdot [(B + F) + \pi \cdot (\frac{N_{CL2} \cdot d_{cordaL2}}{2} + 2 \cdot d_{cordaL1})] \quad (118)$$

Pode-se então calcular-se a resistência CC dos enrolamentos:

$$R_{ccL} = \frac{4 \cdot \rho_T \cdot MLT_L \cdot N_L}{d_{AWG}^2 \cdot n_{fiosL} \cdot \pi} \quad (119)$$

Onde $\rho_T = 2,66 \times 10^{-8} m\Omega$ é a resistividade no cobre em função da temperatura.

Calcula-se finalmente as perdas no cobre através da expressão :

$$P_{cobreL} = R_{ccL} \cdot I_{LRMS}^2 \quad (120)$$

6.1.3.3 Perda Total

As perdas totais são a solesteja na faixa de 2 % da potência processada pelo conversor, ou seja, em torno de 20 W.

Perda Total:

$$P_{TOTAL} = P_{cobreL1} + P_{cobreL2} + P_{nucleo} \quad (121)$$

6.1.3.4 Resistência Térmica e Elevação de Temperatura

A resistência térmica pode ser calculada empiricamente, conforme referência (OLIVEIRA, 2001) e (EBERT, 1997), através da expressão:

Resistência Térmica:

$$R_{th} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} \quad (122)$$

Sendo V_e o volume total do núcleo, utilizado em unidade nesta expressão, porém tendo como referência seu valor em cm^3 .

Determinadas as perdas totais e a resistência térmica do núcleo, determina-se a máxima elevação de temperatura no interior do elemento.

Elevação de Temperatura:

$$\Delta th = P_{TOTAL} \cdot R_{th} \quad (123)$$

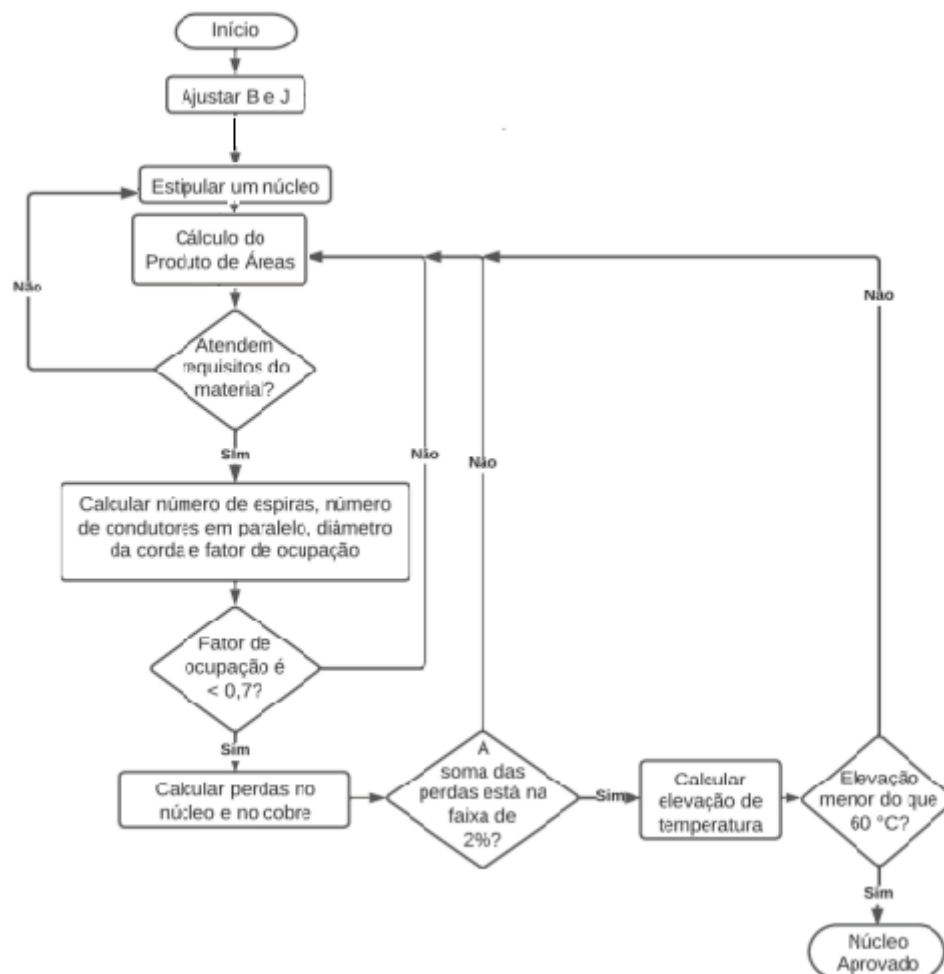
Esta elevação em casos práticos e em função do material magnético usado não deve ser superior a 60 °C pois admite-se uma temperatura ambiente de 40 °C e que o material tem mínimas perdas se trabalhar em 100 °C além de garantir a integridade dos materiais de isolamento.

6.2 PROJETO

Com as expressões para dimensionamento dos componentes já definidos, partimos então para o projeto.

O projeto funciona de maneira iterativa e possui ajustes de parâmetros, portanto foi desenvolvido um fluxograma que ilustra de maneira geral a metodologia que foi adotada no presente trabalho.

Figura 38 – Fluxograma do Projeto Magnético.



Fonte: O autor

O parâmetro B representa a densidade de fluxo máxima em Tesla. Este valor varia entre 0,3 T nos núcleos de ferrite e 1,0 T nos núcleos de sendust, mas pode ter também especificações fornecidas pelo fabricante. A densidade de corrente J dada em A/cm^2 fornece a quantidade de corrente que circula em uma porção de cobre e em projetos magnéticos costuma ficar entre $300 A/cm^2$ e $450 A/cm^2$. Estes dois parâmetros são os valores que deve-se ajustar em todas as equações apresentadas na seção anterior para que o núcleo escolhido tenha um fator de ocupação menor do que 0,7 e para que as perdas e a elevação de temperatura estejam controladas. É importante ressaltar que estas alterações modificam também o cálculo do produto de áreas. Caso este ajuste esteja fora das limitações do material escolhido inicialmente, seleciona-se um novo núcleo.

Portanto, inicialmente selecionou-se um núcleo com o produto de áreas maior e o mais próximo possível do calculado. Então aplicou-se as equações buscando satisfazer as exigências que foram determinadas.

As especificações usadas inicialmente foram as mesmas do projeto original, porém conforme será demonstrado os valores foram alterados posteriormente. Inicialmente o cálculo do produto de áreas foi calculado pela equação 124.

$$A_e A_w = \frac{L1 \cdot I_{L1RMS} \cdot I_{L1max} + L2 \cdot I_{L2RMS} \cdot I_{L2max}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w \cdot 2} \quad (124)$$

$$A_e A_w = \frac{(900\mu) \cdot (7,34) \cdot (12,0833) + (2m) \cdot (3,2275) \cdot (4,5667)}{(0,2) \cdot (300 \times 10^{-4}) \cdot (0,4) \cdot 2} = 40,7839 cm^4 \quad (125)$$

Onde L é dado em Henry, I_{LRMS} e I_{Lmax} são dados em Âmpères, I_{Lmax} , B_{max} é dado em Tesla e J_{max} é dado em A/cm^2 .

Como nas duas regiões em questões, 2 e 4, as correntes eficazes e médias são iguais mas as correntes máximas no indutor são diferentes no projeto, o dimensionamento também muda. Como o conversor deverá operar em ambas regiões, será feito o projeto dos elementos para o pior caso, ou seja, a região com o maior valor de corrente, neste caso a região 2. Assim os cálculos para região 4 podem ser descartados, pois serão iguais aos da região 2 nos pontos em que se tem as correntes eficazes e inferiores em termos de perdas e dimensionamento ao se tratar das variáveis da máxima corrente no indutor.

Baseado neste cálculo é necessário escolher um núcleo com um produto de áreas maior do que $40,7839 cm^4$. O ideal seria escolher um núcleo com um produto de áreas ligeiramente maior ao calculado.

Inicialmente foi escolhido um núcleo de Sendust modelo 00K6527E026 da empresa Magnetics por ser o núcleo disponível com o produto de áreas mais próximo ao calculado. No entanto é importante ressaltar que núcleos dotados desta composição possuem um entreferro distribuído, portanto aplicar o produto de áreas A_e e A_w passa a não fazer mais sentido, bem

como o cálculo do número de espiras baseado em um entreferro. O ponto de referência agora se torna o parâmetro A_L fornecido pelo fabricante.

Este núcleo acabou sendo reprovado na metodologia apontada no fluxograma, visto que não era possível trabalhar com os parâmetros exigidos sem atingir uma elevação de temperatura inaceitável. Foram feitos testes para um núcleo maior, de modelo 00K8020E026 também da empresa Magnetics, que também não atendeu a metodologia.

O núcleo escolhido que conseguiu atender os parâmetros solicitados foi o 00K114LE026 da Magnetics, com as especificações apresentadas na Figura 39, sendo as mais relevantes para o projeto:

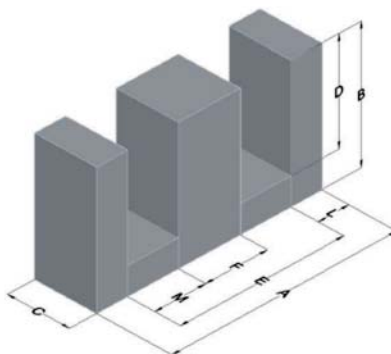
- $A_L = 235 \pm 8\% nH/T^2$;
- $V_e = 262 \text{ cm}^3$;
- $\mu = 26$;

Figura 39 – Especificações do núcleo escolhido.



00K114LE026

110 Delta Drive
Pittsburgh, PA 15238
NAFTA Sales: (1)800-245-3984
HK Sales : (852)3102-9337
magnetics@spang.com
www.mag-inc.com



Kool Mu Permeability (μ)	A_L (nH/T^2)	Core Marking	
		Lot Number	Part Number
26	$235 \pm 8\%$	XXXXXX	K114LE026

	Dimensions		Tolerance ($\pm$)			Packaging
	(mm)	(in)	(mm)	(in)		
A	114.30	4.498	0.76	0.030		Box Qty= 18 Pcs
B	46.18	1.817	0.38	0.015		
C	34.94	1.375	0.38	0.015		
D	28.60	1.126	-	-	Min	Available Hardware
E	79.50	3.129	-	-	Min	00B114LB1
F	35.10	1.381	0.38	0.015		
L	17.17	0.676	-	-	Nom	
M	22.20	0.874	-	-	Min	

Electrical Characteristics			Physical Characteristics					
Watt Loss @ 100 kHz,100mT max (mW/cm ³)	DC Bias min (oersteds)		Break Strength Min (kg)	Window Area W _a (mm ²)	Cross Section A _o (mm ²)	Path Length L _e (mm)	Volume V _e (mm ³)	Est. Weight (Ea. Piece) (g)
700	80%	50%	148	1,270	1,220	215	262,000	714
	85	160						

Fonte: (MAGNETICS, 2022)

Como mencionado o núcleo escolhido não é de ferrite e sim composto por uma liga chamada de sendust, que são materiais magnéticos macios fabricados majoritariamente por

metalurgia do pó, assim como os núcleos de pó de ferro, porém a composição e as propriedades do Sendust são distintas. Esta liga é composta ferro, silício e alumínio (MAGMATTEC, 2022). Este núcleo, apesar de mecanicamente mais frágil é bastante interessante para nossa aplicação em 20 kHz, visto que, comparado aos outros materiais utilizados em alta frequência, tem perdas em seu interior relativamente baixas, uma permeabilidade menor com entreferro distribuído ao longo de seu corpo e uma resistência maior a temperatura. Os parâmetros da densidade de fluxo máxima e densidade de corrente foram ajustados para atender as limitações e nos fornecer o máximo de aproveitamento possível do núcleo. Os valores escolhidos foram $B_{max} = 0,12 \text{ T}$ e adotadas densidades de corrente diferentes para o primário e o secundário, sendo $J_1 = 280 \text{ A/cm}^2$ e $J_2 = 200 \text{ A/cm}^2$. Este núcleo admite uma densidade de saturação por volta de 0,5 T, permitindo uma otimização maior na escolha de B_{max} . Porém, como será demonstrado na seção de perdas, com B_{max} maior do que 0,12 T ter-se-ia perdas elevadas no núcleo e ao tentar-se otimizar com as perdas no cobre haveria uma elevação de temperatura muito alta. O mesmo vale para as densidades de corrente, valores maiores nos ofereceriam menos condutores, porém as perdas estariam fora do que foi estipulado. Portanto, como será visto nesta seção de projeto estes valores foram os mais indicados.

Pode-se notar que o núcleo é bastante grande e volumoso, porém está sendo trabalhado com uma potência relativamente alta e uma ondulação de corrente de 50 %, então pode-se compreender o fato da utilização de um núcleo muito maior do que o produto de áreas inicial nos indicou para atender as demais condições que são necessárias.

Assim é realizado também cálculo das grandezas de projeto restantes. O número de espiras deve ser calculado para as indutâncias L1 e L2, visto que está sendo trabalhado com indutor acoplado. Todas as grandezas que necessitarem ser calculadas para as duas indutâncias terão seu indicativo na nomenclatura. O número de espiras baseado na lei de Àmpere pode ser calculado pela expressão 109. Porém, por se tratar de um núcleo com entreferro distribuído esta expressão não é mais válida. O número de espiras é calculado então baseado na metodologia na qual o fator A_l é fornecido pelo fabricante do núcleo e o número de espiras é obtido em função da indutância desejada para o projeto.

Número de Espiras:

$$N_{L1} = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{90000}{235}} \approx 61,8853 \quad (126)$$

Onde L é dado em nano Henry, e A_L é dado em nH/T^2 .

Assim será usado $N_{L1} = 62$ espiras.

$$N_{L2} = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}} = \sqrt{\frac{200000}{235}} \approx 92,2531 \quad (127)$$

Onde L é dado em nano Henry, e A_L é dado em nH/T^2 .

Assim será usado $N_{L2} = 92$ espiras.

Como o entreferro é distribuído ao longo do núcleo não utilizaremos a expressão para calcular o entreferro externo.

Com relação ao projeto do enrolamento, são calculados os seguintes parâmetros:

Diâmetro máximo do condutor devido ao efeito pelicular:

$$d_{max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = \frac{15}{\sqrt{20000}} \approx 0,1061cm \quad (128)$$

Seção mínima dos condutores:

$$S_{fioL1} = \frac{I_{L1RMS}}{J_1} \approx \frac{7,34}{280} = 0,0262cm^2 \quad (129)$$

$$S_{fioL2} = \frac{I_{L2RMS}}{J_2} \approx \frac{3,23}{200} = 0,0161cm^2 \quad (130)$$

Onde I_{L1RMS} e I_{L2RMS} são dados em Àmperes e J_{1max} e J_{2max} são dados em A/cm^2 .

Baseado na tabela de fios, é necessário escolher o condutor com diâmetro mais próximo ao máximo calculado para se ter maior eficiência. Inicialmente foi escolhido o condutor com diâmetro mais próximo ao máximo diâmetro em relação ao efeito pelicular, que era um fio AWG 18. Entretanto, devido ao fato do fio 18 ser de difícil manuseio e pensando em evitar problemas construtivos, foi utilizado o fio AWG 22, que é mais fino e melhor de trabalhar. As especificações do condutor AWG 22 são:

- $S_{AWG} = 0,003255cm^2$;
- $S_{AWGis} = 0,004013cm^2$;
- $d_{AWG} = 0,064cm$;
- $d_{AWGis} = 0,071cm$;

O número de condutores que terá que ser usado em paralelo pode ser calculado pela expressão 113.

Número de fios em paralelo:

$$n_{fiosL1} = \frac{S_{fioL1}}{S_{AWG}} = \frac{0,0262}{0,003255} \approx 8,0493. \quad (131)$$

Serão utilizados 8 condutores em paralelo.

$$n_{fiosL2} = \frac{S_{fioL2}}{S_{AWG}} = \frac{0,0161}{0,003255} \approx 4,9577. \quad (132)$$

Serão utilizados 5 condutores em paralelo.

Diâmetro de corda:

Com base na figura 35, fica definido o diâmetro de corda para cada uma das indutâncias:

$$d_{cordaL1} = 3,64 \cdot d_{AWGis} = 3 \cdot 0,071 = 0,2584cm \quad (133)$$

$$d_{cordaL2} = 3 \cdot d_{AWGis} = 2 \cdot 0,071 = 0,213cm \quad (134)$$

Para verificar se o projeto é viável, faz-se o cálculo da área útil mínima de carretel considerando o isolamento dos condutores e divide-se pela área útil do núcleo escolhido. Deve-se obter um valor menor do que 0,7 para a soma dos fatores de ocupação dos dois enrolamentos.

Cálculo das áreas úteis mínimas:

$$A_{wminL1} = \frac{N_{L1} \cdot \pi \cdot d_{cordaL1}^2}{4} = \frac{62 \cdot \pi \cdot (0,2584)^2}{4} = 3,2524 cm^2, \quad (135)$$

$$A_{wminL2} = \frac{N_{L2} \cdot \pi \cdot d_{cordaL2}^2}{4} = \frac{92 \cdot \pi \cdot (0,213)^2}{4} = 3,9552 cm^2. \quad (136)$$

Agora realiza-se a divisão pela área útil de carretel do núcleo escolhido:

$$\frac{A_{wmin}}{A_{wescolhido}} = \frac{A_{wminL1} + A_{wminL2}}{A_{wescolhido}} = \frac{(3,2524 + 3,9552)(10^{-4})}{1270 \times 10^{-6}} \approx 0,5142, \quad (137)$$

Como o valor obtido foi menor do que 0,7 o projeto possui viabilidade construtiva.

6.3 PROJETO DAS PERDAS DO CONVERSOR

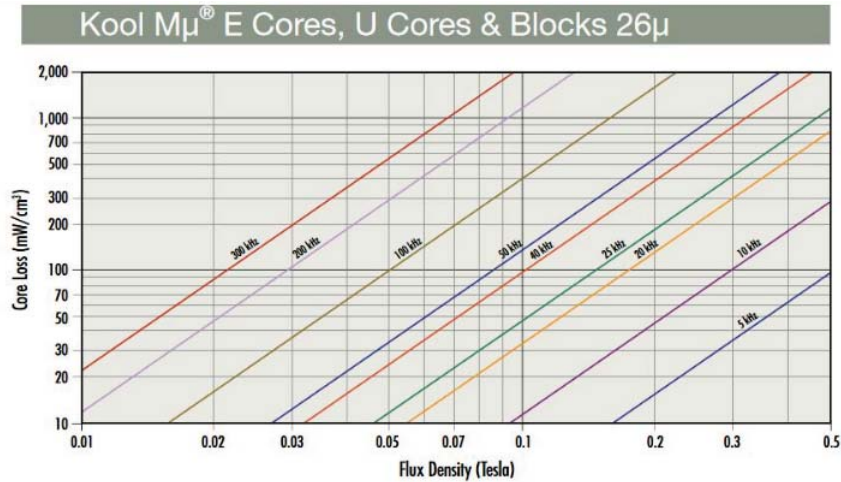
Conforme mencionado no capítulo anterior as perdas no núcleo geralmente possuem um procedimento orientado pelo fabricante que facilita o desenvolvimento das expressões. As perdas no cobre seguem a abordagem feita anteriormente.

6.3.1 Perdas no Núcleo

As perdas no núcleo foram o ponto de partida para definição da densidade de fluxo B a ser escolhida. No site do fabricante existe uma informação que nos permite visualizar a relação entre a densidade de fluxo e as perdas no núcleo em mW/cm^3 , demonstrada na Figura 40.

Além da imagem, o fabricante fornece uma equação e seus respectivos parâmetros para ser realizado o cálculo das perdas baseados na frequência de operação, no volume do núcleo e da densidade de fluxo máxima. Estas informações são visualizadas na Figura 41.

Figura 40 – Curvas de perda para o núcleo escolhido.



Fonte: (MAGNETICS, 2022)

Figura 41 – Especificações para o Cálculo de perdas.

Fit Formula				
$P = aB^b f^c$ where B = Tesla (T), f = kilohertz (kHz)				
	Perm	a	b	c
Kool M μ ® Toroids	14 μ	80.55	1.988	1.541
	26 μ , 40 μ	52.36	1.988	1.541
	60 μ , 75 μ , 90 μ , 125 μ	44.30	1.988	1.541
Kool M μ ® E Cores, U Cores & Blocks	14 μ	29.3	1.988	1.541
	26 μ	32.22	1.988	1.541
	40 μ	34.23	1.988	1.541
	60 μ	42.29	1.988	1.541
	90 μ	46.32	1.988	1.541
Kool M μ ® EQ Cores	26 μ	90.40	2.044	1.451
	40 μ	139.20	2.018	1.287
	60 μ	137.60	2.032	1.296

Fonte: (MAGNETICS, 2022)

Portanto pode-se calcular as perdas no núcleo utilizando a expressão 168:

$$P_{nucleo} = a \cdot B^b \cdot F_s^c \cdot V_e \cdot 10^{-3} \quad (138)$$

Nesta equação, a, b e c são parâmetros fornecidos pelo fabricante, F_s é a frequência já em kHz, B é a densidade de fluxo em Tesla e o termo 10^{-3} é dado para a conversão de mW em W.

Foi estipulado um valor aceitável de perdas totais que permitissem que o conversor operasse sem atingir uma elevação de temperatura de 60 °C. Assim teríamos as perdas totais na casa de 20 W, sendo este valor balanceado entre perdas no núcleo e nos enrolamentos. Assim foi escolhido um B de 0,12 T, que como será demonstrado nas próximas seções atendeu a demanda de perdas totais e resultou no seguinte valor de perdas no núcleo.

Perdas no núcleo:

$$P_{nucleo} = a \cdot B^b \cdot F_s^c \cdot V_e \cdot 10^{-3} = 32,22 \cdot 0,12^{1,988} \cdot 20^{1,541} \cdot 262 \cdot 10^{-3} \approx 12,62 \text{ W} \quad (139)$$

Esta equação para o cálculo de perdas fornecida pelo fabricante levam em conta uma excitação senoidal. Ao considerar o efeito das harmônicas e em termos práticos se espera uma perda um pouco maior da obtida na equação.

6.3.2 Perdas no Cobre

As perdas no cobre foram projetadas baseando-se na metodologia apresentada na subseção 6.1.3.

O primeiro passo é a definição da altura da perna central do carretel.

Altura da perna central do carretel:

$$h_{pc} = 2 \cdot (D - 0,2) = 2 \cdot (2,22 - 0,2) = 4,04cm \quad (140)$$

Em seguida calcula-se o número de camadas dos condutores a serem enrolados conforme Figura 37.

Número de camadas:

$$N_{CL1} = \frac{N_{L1} \cdot d_{cordaL1}}{h_{pc}} = \frac{62 \cdot 0,002584}{0,0404} \approx 3,0119, \quad (141)$$

$$N_{CL2} = \frac{N_{L2} \cdot d_{cordaL2}}{h_{pc}} = \frac{92 \cdot 0,00213}{0,0404} \approx 3,6835, \quad (142)$$

Com $d_{cordaL1}$, $d_{cordaL2}$ e h_{pc} dados em m.

Pode-se calcular o comprimento médio de uma espira para ambos os enrolamentos.

Comprimento médio de uma espira:

$$MLT_{L1} = 2 \cdot [(B + F) + \pi \cdot (\frac{N_{CL1} \cdot d_{cordaL1}}{2})] \quad (143)$$

$$MLT_{L1} = 2 \cdot [(35,1 + 34,94) + \pi \cdot (\frac{3,0119 \cdot 2,584}{2})] \approx 164,534mm \quad (144)$$

$$MLT_{L2} = 2 \cdot [(B + F) + \pi \cdot (\frac{N_{CL2} \cdot d_{cordaL2}}{2} + 2 \cdot d_{cordaL1})] \quad (145)$$

$$MLT_{L2} = 2 \cdot [(35,1 + 34,94) + \pi \cdot (\frac{3,6835 \cdot 2,13}{2} + 2 \cdot 2,584)] \approx 197,2047mm \quad (146)$$

Com todas as unidades de comprimento, B, F, $d_{cordaL1}$ e $d_{cordaL2}$ dados em mm. Calcula-se a resistência CC dos enrolamentos:

$$R_{CC_{L1}} = \frac{4 \cdot \rho_T \cdot MLT_{L1} \cdot N_{L1}}{d_{AWG}^2 \cdot n_{fios_{L1}} \cdot \pi} = \frac{4 \cdot (2,266 \cdot 10^{-8}) \cdot 0,164534 \cdot 62}{(0,00064)^2 \cdot 8 \cdot \pi} \approx 0,0898\Omega \quad (147)$$

$$R_{CC_{L2}} = \frac{4 \cdot \rho_T \cdot MLT_{L2} \cdot N_{L2}}{d_{AWG}^2 \cdot n_{fios_{L2}} \cdot \pi} = \frac{4 \cdot (2,266 \cdot 10^{-8}) \cdot 0,1972047 \cdot 92}{(0,00064)^2 \cdot 5 \cdot \pi} \approx 0,2556\Omega \quad (148)$$

Com d_{AWG} , MLT_{L1} e MLT_{L2} dados em m, e no qual $\rho_T = 2,66 \times 10^{-8} m\Omega$ é a resistividade no cobre em função da temperatura, calculada para uma temperatura de 100 °C, conforme referência (OLIVEIRA, 2001):

Resistividade do cobre na temperatura de operação:

$$\rho_T = \rho_{20C} \cdot [1 + \alpha \cdot (T - 20)] \quad (149)$$

$$\rho_{100} = (1,724 \cdot 10^{-8}) \cdot [1 + 0,00393 \cdot (100 - 20)] = 2,266 \cdot 10^{-8} [\omega \cdot m] \quad (150)$$

Sendo ρ_T e α parâmetros iniciais de projeto já especificados.

Com estes valores é possível calcular as perdas em cada um dos enrolamentos:

Perdas no Cobre:

$$P_{cobre_{L1}} = R_{CC_{L1}} \cdot I_{L1RMS}^2 = 0,0898 \cdot (7,34)^2 \approx 4,8341W \quad (151)$$

$$P_{cobre_{L2}} = R_{CC_{L2}} \cdot I_{L2RMS}^2 = 0,2556 \cdot (3,23)^2 \approx 2,6624W \quad (152)$$

6.3.3 Perdas Totais

As perdas totais são a soma de todas as perdas calculadas e podem ser dadas por:

Perdas Totais:

$$P_{TOTAL} = P_{cobre_{L1}} + P_{cobre_{L2}} + P_{nucleo} = 4,8341 + 2,6624 + 12,61 \approx 20,1065W \quad (153)$$

Ou seja, as perdas representam aproximadamente 2% da potência total processada pelo conversor que é um valor dentro da faixa que estávamos dispostos a aceitar.

6.3.4 Resistência Térmica e Elevação de Temperatura

A resistência térmica conforme apontada na seção anterior é dada por:

Resistência Térmica:

$$R_{th} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} = \frac{59,3}{2620,544} = 2,8675^{\circ}C/W \quad (154)$$

Determinadas as perdas totais e a resistência térmica do núcleo, determina-se a máxima elevação de temperatura no interior do elemento.

Elevação de Temperatura:

$$\Delta t_h = P_{TOTAL} \cdot R_{th} = 20,1065 \cdot 2,8675 = 57,6554^{\circ}C \quad (155)$$

Nota-se que a elevação de temperatura está no limite do aceitável, porém ainda permitida dentro do que foi estipulado e projetado.

6.4 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Baseado no projeto construiu-se o protótipo prático do indutor acoplado. O objetivo era de montar o indutor apenas, sem empregar técnicas de montagem adicionais, buscando coletar os dados iniciais e avaliar o impacto dos resultados obtidos. A Figura 42 mostra o indutor já enrolado.

O indutor foi ensaiado utilizando-se uma ponte RLC para medir a indutância obtida, indutâncias de dispersão e resistência dos enrolamentos.

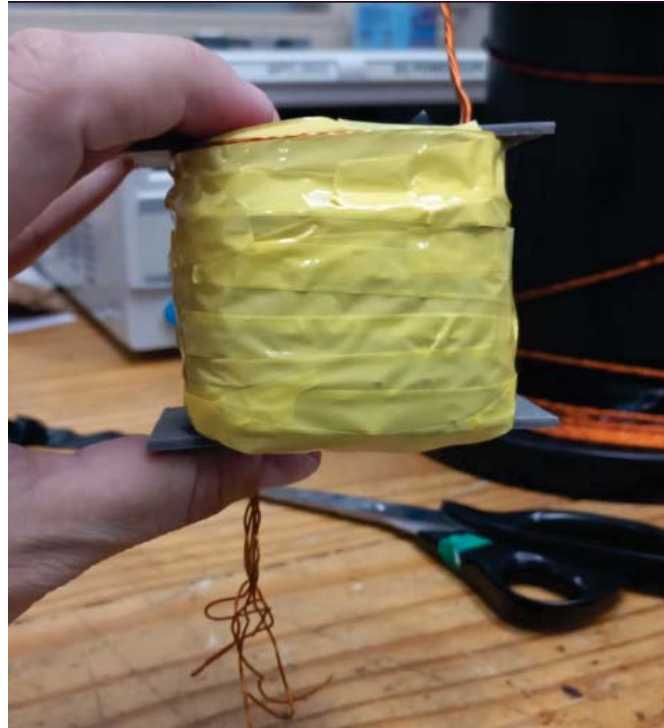
É importante se colocar que o fator de ocupação obtido foi de 0,5 e trabalhando-se com uma montagem manual e com vários condutores em paralelo em um núcleo volumoso a tendência é o espaço não ser bem otimizado e os enrolamentos tem chance de não caberem, mesmo teoricamente tendo folga construtiva. Visando conseguir construir o protótipo utilizou-se um número de espiras levemente menor, 54 espiras no primário e 88 no secundário. Obteve-se uma indutância um pouco menor do que o norte de projeto no primário, mas isto pode ser contornado por um ajuste pequeno na razão cíclica de trabalho do conversor. Os impactos das escolhas foram registrados e avaliados no capítulo seguinte. Os valores obtidos para as medidas práticas estão na Tabela 13.

Tabela 11 – Resultados Práticos

Enrolamento	Indutância	Dispersão	R_{cc}
Primário	690 μH	72,68 μH	0,35 Ω
Secundário	1,97 mH	200 μH	0,72 Ω

Percebe-se que a indutância de dispersão está na faixa de 10% em relação a magnetizante para ambos os enrolamentos o que é um valor bastante alto e atípico para núcleos de ferrite,

Figura 42 – Montagem prática do Indutor Acoplado.



Fonte: O Autor

porém em um núcleo sendust de baixa permeabilidade, a relutância adicional entre o contato dos núcleos E e devido principalmente ao fato de não ser aplicada nenhuma técnica de montagem e da mal otimização do enrolamento dos condutores no carretel em torno do núcleo este valor pode ser considerado esperado. Estes valores não nos oferecem garantias de seus impactos negativos, no entanto no próximo capítulo será demonstrada a influência desta indutância de dispersão no circuito do conversor e o projeto do circuito grampeador necessário para anular os problemas causados por ela.

7 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS E SIMULAÇÕES COM COMPONENTES NÃO IDEAIS

O primeiro passo da discussão de resultados foi realizar a simulação do conversor utilizando-se do maior número de não idealidades possíveis, de forma a contemplar um modelo mais realista. Foram inseridas as capacitâncias parasitas representadas por C_p , sendo elas as capacitâncias devido ao isolador de alumina entre a cápsula dos interruptores e o dissipador e as capacitância devido ao isolador de alumina entre a cápsula e o dissipador (ROSA, 2019). Foi adicionado também a indutância de dispersão e a resistência série dos enrolamentos medidas no ensaio prático. Além disso os capacitores agora utilizados são os presentes no conversor, que estão sobredimensionados propositalmente em relação as capacitâncias mínimas obtidas em projeto.

A indutância de dispersão tende a manter a corrente constante no período de comutação do bloqueio do interruptor, fazendo surgir sobretensões sobre os mesmos. O efeito de capacitâncias parasitas e indutância de dispersão faz com que haja também ressonância entre estes componentes. Para mitigação destes efeitos foi projetado dois circuitos de grampeamento, um RC posicionado sobre as chaves para controle da ressonância entre os elementos parasitas e um RCD com o objetivo de minimizar a sobretensão causada pela indutância de dispersão. Inicialmente foi avaliado o impacto geral das não idealidades no conversor e depois projetado o circuito de grampeamento e discutido os resultados obtidos para validação ou não do projeto e das grandezas obtidas no ensaio. A metodologia de projeto do circuito de grampeamento se baseou em (TODD, 1993) e (BARBI, 2014).

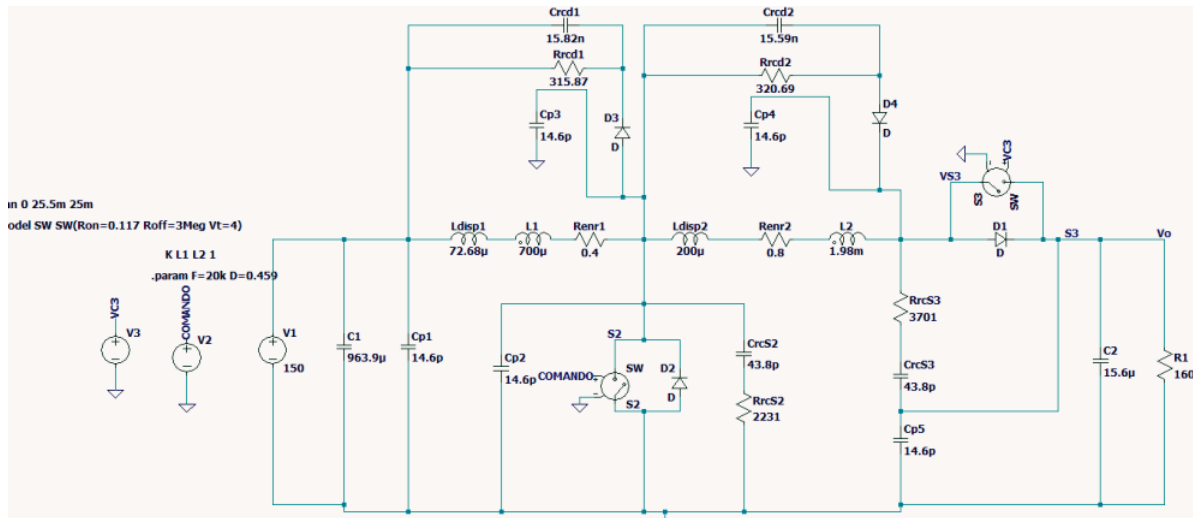
7.1 SIMULAÇÃO COM OS VALORES DE ENSAIO

Nesta seção serão abordados os testes simulacionais envolvendo os valores obtidos na prática. Serão discutidos os resultados e evidenciados os problemas encontrados na implementação real.

7.1.1 Simulações com Valores de Ensaio para a Região 2

A Figura 43 mostra o circuito simulado em LTSpice com as não idealidades e os componentes do circuito grampeador para a região 2 de operação.

Figura 43 – Montagem do Circuito com componentes não ideais Região 2

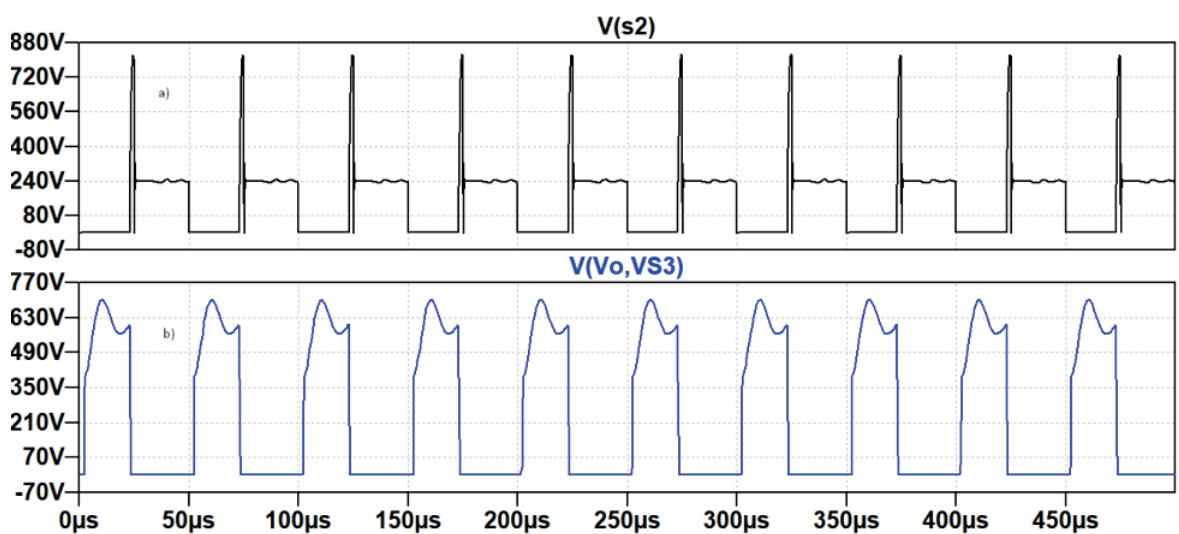


Fonte: O autor

A razão cíclica teve de ser ajustada devido ao fato de a indutância obtida ser um pouco menor uma vez que se enrolou com menos espiras do que o projetado. Isto gera um impacto significativamente pequeno no resultado final. Inicialmente projetou-se os componentes do grampeador RC baseado-se nas indutâncias de dispersão e nas capacitâncias parasitas. Depois retirou-se os valores de corrente nos interruptores via simulação para projeto do grampeador RCD. Os componentes obtidos estão na montagem. O tempo de subida e descida das chaves foi ajustado para 100ns.

Na Figura 44 é demonstrada a tensão sobre os interruptores na região 2 do conversor.

Figura 44 – Tensão sobre os interruptores do conversor. Em a) é demonstrada a forma de onda para a chave S2. Em b) é ilustrada a forma de onda para a chave S3.



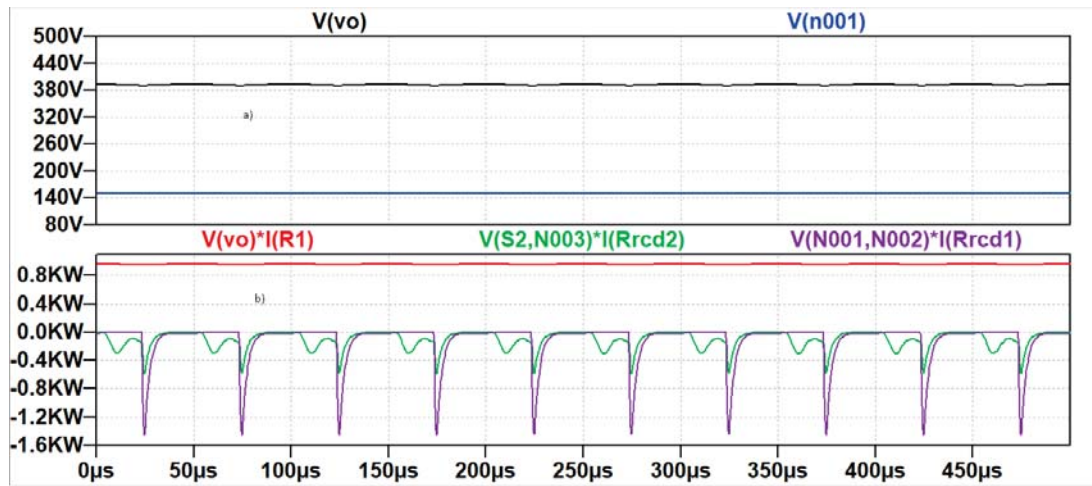
Fonte: O autor

Nota-se que as oscilações sobre a chave S3 se tornaram praticamente inexistentes graças ao grampeador RC, mas é visível o efeito das capacitâncias parasitas. A sobretensão sobre a chave

S2 que chegava perto de 13 kV foi desviada e dissipada no grameador RCD, deixando o pico de tensão na chave em um valor suportado pelo limite do interruptor, atendendo a necessidade.

Na Figura 45 observa-se as tensões nos barramentos e a potência de saída e também a potência dissipada nos resistores do snubber RCD.

Figura 45 – Em a) é ilustrada as tensões em ambos os barramentos Em b) é demonstrada a potência de saída do conversor em vermelho e abaixo as curvas da potência dissipada nos resistores.



Fonte: O autor

Na Tabela 12 registra-se a diferença entre os valores teóricos e simulados e seu respectivo erro percentual.

Tabela 12 – Comparação entre valores teóricos e simulados para região 2

Parâmetro	Grandeza	Projeto	Simulação	Erro (%)
Tensão de entrada	E1	150 V	150 V	-
Tensão de saída	E2	400 V	389,87 V	2,5
Corrente de entrada	I1	6,67 A	8,5 A	27,4
Corrente de saída	I2	2,5 A	2,00 A	20
Corrente RMS no indutor L1	IL1ef	7,34 A	9,53 A	29,8
Corrente RMS no indutor L2	IL2ef	3,23 A	3,21 A	0,62
Corrente média no indutor L1	IL1med	6,67 A	8,5 A	27,4
Corrente média no indutor L2	IL2med	2,5 A	2,00 A	20
Corrente máxima no indutor L1	IL1max	12,08 A	15,25 A	26,2
Corrente máxima no indutor L2	IL2max	4,57 A	5,05 A	10,5
Corrente no interruptor 1	IS1	7,34 A	9,53 A	29,8
Corrente no interruptor 2	IS2	6,59 A	5,71 A	13,3
Corrente no interruptor 3	IS3	3,23 A	3,21 A	0,62
Ondulação de corrente no indutor L1	ΔI_{L1}	3,67 A	2,48 A	32,4
Ondulação de corrente no indutor L2	ΔI_{L2}	1,62 A	1,32 A	18,5
Ondulação da tensão de saída	ΔE_2	8 V	3,4 V	57,5
Potência de Saída	Po	1 kW	950 W	5

Fonte: O autor

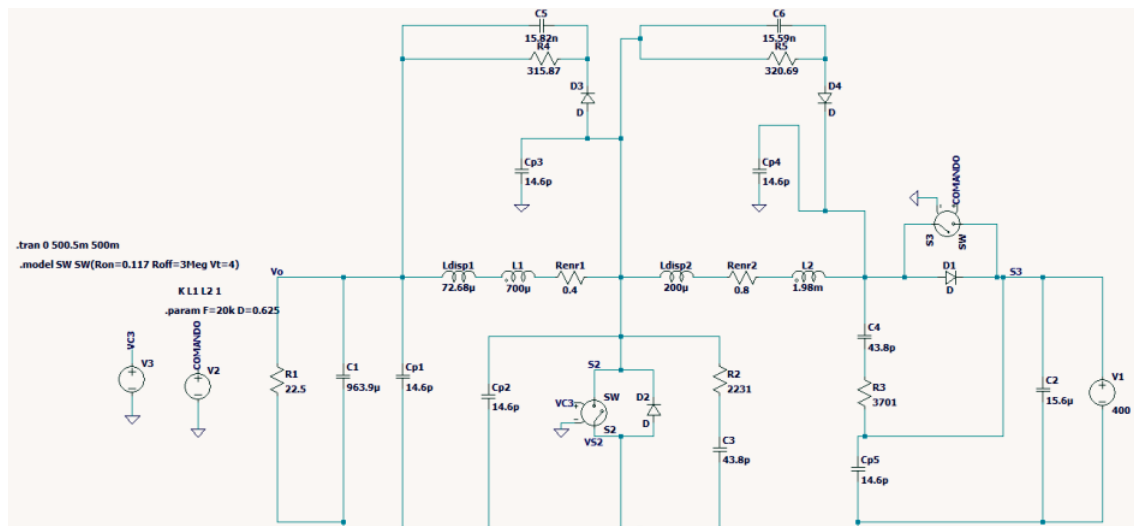
Em simulações realistas se esperam erros na casa de 5%. Entretanto para vários valores obtivemos erros bem maiores e a princípio inaceitáveis. No entanto podemos perceber que o superdimensionamento das capacitâncias irá afetar de forma bem significativa a ondulação da

tensão de saída, logo este parâmetro está fora de discussão uma vez que esta alteração já era esperada. O que preocupa são as alterações nas correntes que também já se sabia que iriam ocorrer ao ser alterada a razão cíclica. Em termos de potência e tensão no barramento de saída a montagem realizada atende os requisitos da região 2 com uma eficiência razoavelmente boa de 95%, ainda que com uma dissipação alta nos grampeadores, sendo 116 W no resistor do primário e 103 W no secundário, fazendo com que um deles anule parte da dissipação do outro, mas em termos de ondulação de corrente ela fica fora do projetado.

7.1.2 Simulações com valores de ensaio para a Região 4

A Figura 46 mostra o circuito simulado em LTSpice com as não idealidades e os componentes do circuito grampeador para a região 4 de operação.

Figura 46 – Montagem do Circuito com componentes não ideais Região 4

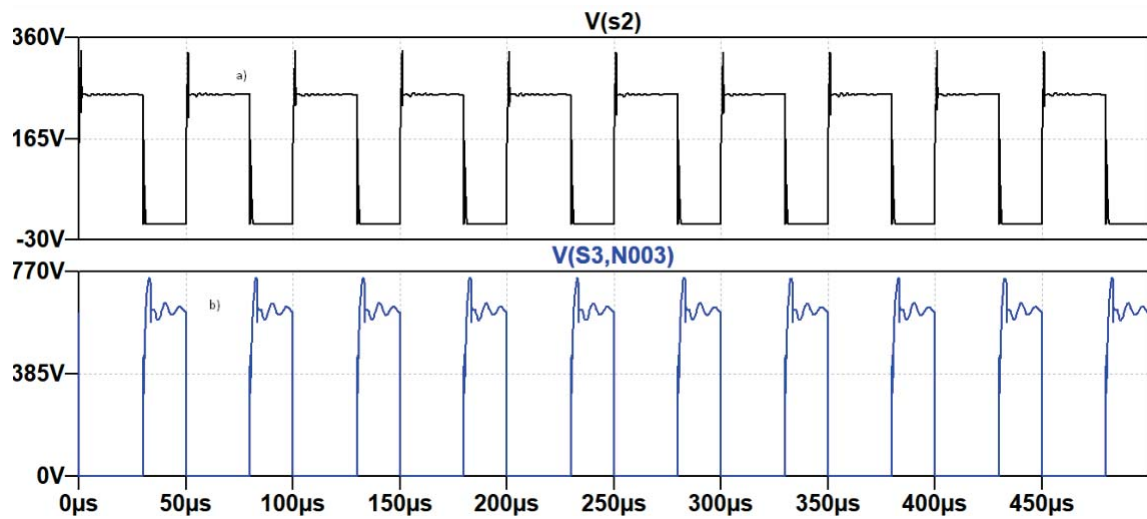


Fonte: O autor

Novamente na região 4 a razão cíclica necessitou ser alterada devido a indutância obtida ser menor do que a projetada em função da quantidade de espiras enroladas. Na Figura 47 é demonstrada a tensão sobre os interruptores na região 4 do conversor.

Nota-se que na região 4 o interruptor S3 está no limite permitido pela especificação do componente mesmo com o circuito grampeador.

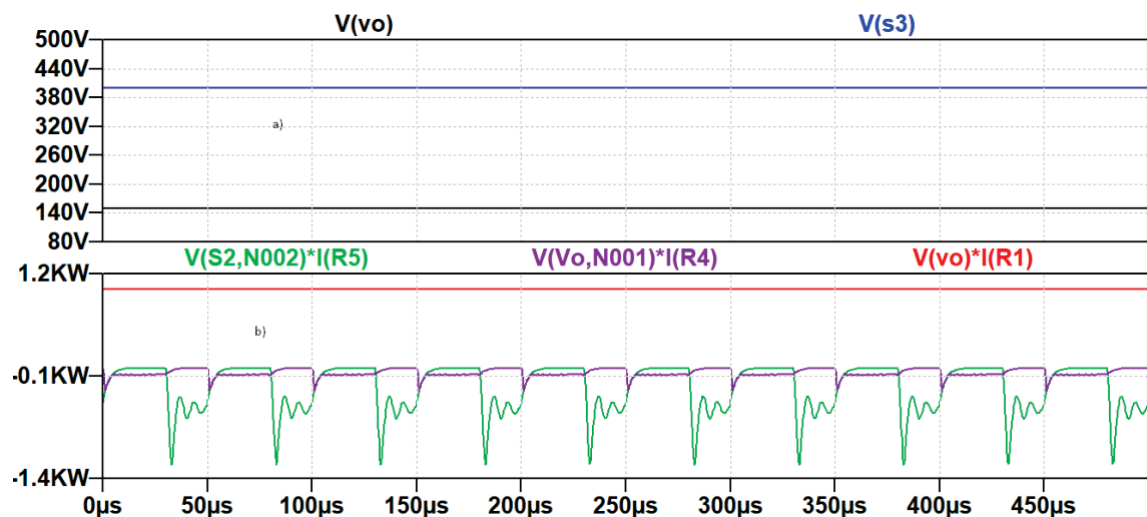
Figura 47 – Tensão sobre os interruptores do conversor. Em a) é demonstrada a forma de onda para a chave S2. Em b) é ilustrada a forma de onda para a chave S3.



Fonte: O autor

Na Figura 48 observa-se as tensões nos barramentos e a potência de saída e também a potência dissipada nos resistores do snubber RCD.

Figura 48 – Em a) é ilustrada as tensões em ambos os barramentos Em b) é demonstrada a potência de saída do conversor em vermelho e abaixo as curvas da potência dissipada nos resistores.



Fonte: O autor

Por fim também na Figura 49 evidencia-se a comparação entre valores teóricos e simulados para a região 4.

Figura 49 – Comparação Entre valores teóricos e Simulados para região 4

Parâmetro	Grandeza	Projeto	Simulação	Erro (%)
Tensão de saída	E2	150 V	134,43 V	10,38
Tensão de entrada	E1	400 V	400 V	-
Corrente de saída	I2	6,67 A	5,76 A	13,6
Corrente de entrada	I1	2,5 A	2,56 A	2,4
Corrente RMS no indutor L1	IL1ef	7,34 A	6,35 A	13,4
Corrente RMS no indutor L2	IL2ef	3,23 A	3,56 A	10,2
Corrente média no indutor L1	IL1med	6,67 A	5,76 A	13,6
Corrente média no indutor L2	IL2med	2,5 A	3,06 A	18,3
Corrente máxima no indutor L1	IL1max	8,75	11,21 A	28,1
Corrente máxima no indutor L2	IL2max	4,57	5,16 A	12,91
Corrente no interruptor 1	IS1	7,34 A	6,35 A	13,49
Corrente no interruptor 2	IS2	6,59 A	3,37 A	48,86
Corrente no interruptor 3	IS3	3,23 A	3,56 A	10,2
Ondulação de corrente no indutor L1	Δi_{L1}	3,67 A	3,7 A	0,81
Ondulação de corrente no indutor L2	Δi_{L2}	1,62 A	1,56 A	3,7
Ondulação da tensão de saída	$\Delta E1$	3 V	56,7 mV	98
Potência de Saída	Po	1 kW	803,18 W	19,7

Fonte: O autor

Nota-se que os mesmos problemas da região 2 ocorrem na região 4. Porém nesta região o circuito de grampeamento está impactando no rendimento do conversor que ficou próximo de 80 %, um valor bastante ruim, além de que a tensão na chave está muito próxima do limite de 1100 V. Poranto a montagem realizada experimentalmente não atende os requisitos da região 4 em termos de uma operação eficiente e segura e não pode ser implementada para esta região.

8 SOLUÇÕES PARA MINIMIZAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

Percebe-se que o projeto está bastante robusto, porém a indutância de dispersão obtida na prática exige um circuito de grampeamento que faz o conversor operar com uma eficiência inaceitável. Se torna agora o grande desafio minimizar a indutância de dispersão. Existem várias saídas possíveis para se trabalhar com uma dispersão menor. A ideia mais usual seria a de montar o indutor intercalando as camadas de primário e secundário, formando um "sanduíche". Esta opção é bastante explorada em diversas literaturas, porém tentou-se realizar tal montagem e novamente a barreira foi a execução manual que foi quase impossível de ser implementada devido a complexidade dos arranjos práticos.

Uma outra opção seria a de realizar o grampeamento de forma ativa utilizando um dos interruptores que está sem funcionalidade em cada etapa de operação. Esta solução seria a mais ideal possível, porém implementá-la está em um nível de dissertação de mestrado para o presente trabalho e ficará registrada como trabalho futuro.

Portanto o que pode ser realizado foi o projeto, ensaio e simulação de uma topologia de núcleo diferente, um toroide, que possui uma distribuição de campo magnético uniforme e tende a gerar menos dispersão.

8.1 PROJETO DO INDUTOR PARA NÚCLEO COM TOPOLOGIA TOROIDAL

A metodologia de Projeto para um núcleo toroidal é exatamente a mesma utilizada para o núcleo EE uma vez que o entreferro é distribuído no toróide como é no Sendust. As alterações ocorrem em termos geométricos nos cálculos e na hora de efetuar a quantização das perdas no núcleo, onde a fórmula do fabricante varia para o formato.

O núcleo toroidal escolhido foi o 0077337A7 da Magnetics, com as especificações apresentadas na Figura 50, sendo as mais relevantes para o projeto:

- $A_L = 68 \pm 8\% nH/T^2$;
- $V_e = 220 cm^3$;
- $\mu = 26$;

Os parâmetros da densidade de fluxo máxima e densidade de corrente foram novamente ajustados para atender as limitações e nos fornecer o máximo de aproveitamento possível do núcleo. Os valores escolhidos foram $B_{max} = 0,09 T$ e se mantiveram as densidades de corrente do núcleo EE para o primário e o secundário, sendo $J_1 = 280 A/cm^2$ e $J_2 = 200 A/cm^2$.

O número de espiras segue sendo calculado para as indutâncias L1 e L2, visto que está sendo trabalhado com indutor acoplado. O número de espiras é assim como no núcleo sendust EE, calculado baseado no Al fornecido pelo fabricante do núcleo e a indutância desejada para o projeto.

Figura 50 – Especificações do núcleo escolhido.

**0077337A7**

110 Delta Drive
Pittsburgh, PA 15238
NAFTA Sales: (1)800-245-3984
HK Sales: (852)3102-9337
magnetics@spang.com
www.mag-inc.com



Kool Mμ Permeability (μ)	A _L (nH/T ²)	Core Marking			Coating Color
		Lot Number	Part Number	Inductance Grade	
26	68 ± 6%	XXXXXX	77337A7	N/A	Black

Dimensions	Uncoated		Coated Limits		Packaging
	(mm)	(in)	(mm)	(in)	
OD (A)	132.56	5.219	133.96	5.274	Cardboard cut-outs Box Qty= 16 pcs
ID (B)	78.59	3.094	77.19	3.039	
HT (C)	25.40	1.000	26.80	1.055	

Electrical Characteristics			Physical Characteristics						
Watt Loss @ 100 kHz, 100mT Max (mW/cm ²)	DC Bias min (oersteds)		Voltage Breakdown wire to wire min (V _{ac})	Break Strength min (kg)	Window Area W _w (mm ²)	Cross Section A _c (mm ²)	Path Length L _p (mm)	Volume V _c (mm ³)	Weight (g)
900	80%	50%	3000	227.0	4,710	678	324	220,000	1,200
	95	205							

Winding Information				Temperature Rating	
Winding Length Per Turn				Curie Temp: 500°C	
Winding Factor	(mm)	Winding Factor	(mm)	Coating Temp (Continuous up to): 200°C	
				Notes:	
0%	110	40%	150		
20%	130	45%	156		
25%	135	50%	162		
30%	139	60%	173		
35%	145	70%	187		
Wound Coil Dimensions (mm)					
40% Winding Factor				OD	146
				HT	50.7
Completely Full Window				Max OD	179
				Max HT	78.8
Surface Area (mm ²)					
Unwound Core				36,000	
40% Winding Factor				65,000	

Fonte: (MAGNETICS, 2022)

Número de Espiras:

$$N_{L1} = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = \sqrt{\frac{90000}{68}} \approx 115,04 \quad (156)$$

Onde L é dado em nano Henry, e A_L é dado em nH/T^2 .Assim será usado $N_{L1} = 115$ espiras.

$$N_{L2} = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}} = \sqrt{\frac{200000}{68}} \approx 171,5 \quad (157)$$

Onde L é dado em nano Henry, e A_L é dado em nH/T^2 .Assim será usado $N_{L2} = 172$ espiras.

As equações para o projeto dos condutores se mantêm inalteradas.

Diâmetro máximo do condutor devido ao efeito pelicular:

$$d_{max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = \frac{15}{\sqrt{20000}} \approx 0,1061cm \quad (158)$$

Seção mínima dos condutores:

$$S_{fioL1} = \frac{I_{L1RMS}}{J_1} \approx \frac{7,34}{280} = 0,0262cm^2 \quad (159)$$

$$S_{fioL2} = \frac{I_{L2RMS}}{J_2} \approx \frac{3,23}{200} = 0,0161 cm^2 \quad (160)$$

Onde I_{L1RMS} e I_{L2RMS} são dados em Àmperes e J_{1max} e J_{2max} são dados em A/cm^2 .

Novamente utilizou-se um fio AWG 22.

O número de condutores que terá que ser usado em paralelo também não sofreu alterações.

Número de fios em paralelo:

$$n_{fiosL1} = \frac{S_{fioL1}}{S_{AWG}} = \frac{0,0262}{0,003255} \approx 8,0493. \quad (161)$$

Serão utilizados 8 condutores em paralelo.

$$n_{fiosL2} = \frac{S_{fioL2}}{S_{AWG}} = \frac{0,0161}{0,003255} \approx 4,9577. \quad (162)$$

Serão utilizados 5 condutores em paralelo.

Diâmetro de corda:

Com base na figura 35, fica definido o diâmetro de corda para cada uma das indutâncias:

$$d_{cordaL1} = 3,64 \cdot d_{AWGis} = 3 \cdot 0,071 = 0,2584 cm \quad (163)$$

$$d_{cordaL2} = 3 \cdot d_{AWGis} = 2 \cdot 0,071 = 0,213 cm \quad (164)$$

Para verificar se o projeto é viável, faz-se o cálculo da área útil mínima de carretel considerando o isolamento dos condutores e divide-se pela área útil do núcleo escolhido. Deve-se obter um valor menor do que 0,7 para a soma dos fatores de ocupação dos dois enrolamentos.

Cálculo das áreas úteis mínimas:

$$A_{wminL1} = \frac{N_{L1} \cdot \pi \cdot d_{cordaL1}^2}{4} = \frac{115 \cdot \pi \cdot (0,2584)^2}{4} = 6,0326 cm^2, \quad (165)$$

$$A_{wminL2} = \frac{N_{L2} \cdot \pi \cdot d_{cordaL2}^2}{4} = \frac{172 \cdot \pi \cdot (0,213)^2}{4} = 6,1288 cm^2. \quad (166)$$

Agora realiza-se a divisão pela área útil de carretel do núcleo escolhido:

$$\frac{A_{wmin}}{A_{wescolhido}} = \frac{A_{wminL1} + A_{wminL2}}{A_{wescolhido}} = \frac{(6,0326 + 6,1288)(10^{-4})}{4710 \times 10^{-6}} \approx 0,2582, \quad (167)$$

Portanto o projeto possui viabilidade construtiva.

8.2 PROJETO DAS PERDAS DO ELEMENTO MAGNÉTICO

Conforme mencionado no capítulo anterior as perdas no núcleo geralmente possuem um procedimento orientado pelo fabricante que facilita o desenvolvimento das expressões. As perdas no cobre seguem a abordagem feita anteriormente.

8.2.1 Perdas no Núcleo

As perdas no núcleo foram o ponto de partida para definição da densidade de fluxo B a ser escolhida. Novamente as perdas no núcleo foram calculadas com base nas informações disponibilizadas pelo fabricante, visualizadas na Figura 40 e na Figura 41.

Portanto pode-se calcular as perdas no núcleo utilizando a expressão 168:

$$P_{nucleo} = a \cdot B^b \cdot F_s^c \cdot V_e \cdot 10^{-3} \quad (168)$$

Nesta equação, a, b e c são parâmetros fornecidos pelo fabricante, F_s é a frequência já em kHz, B é a densidade de fluxo em Tesla e o termo 10^{-3} é dado para a conversão de mW em W.

Mais uma vez foi estipulado um valor aceitável de perdas totais que permitissem que o conversor operasse sem atingir uma elevação de temperatura superior a 60°C . Assim teríamos as perdas totais na casa de 20 W. Assim foi escolhido um B de 0,09 T para este núcleo toroidal.

Perdas no núcleo:

$$P_{nucleo} = a \cdot B^b \cdot F_s^c \cdot V_e \cdot 10^{-3} = 32,22 \cdot 0,09^{1,988} \cdot 20^{1,541} \cdot 202 \cdot 10^{-3} \approx 9,172 \text{ W} \quad (169)$$

8.2.2 Perdas no Cobre

As perdas no cobre foram projetadas baseando-se na metodologia apresentada na subseção 6.1.3. porém agora levando em consideração a geometria de um toróide.

Número de camadas:

$$N_{CL1} = \frac{N_{L1} \cdot d_{cordaL1}}{Le} = \frac{115 \cdot 0,002584}{0,324} \approx 0,9173, \quad (170)$$

$$N_{CL2} = \frac{N_{L2} \cdot d_{cordaL2}}{h_{pc}} = \frac{172 \cdot 0,00213}{0,324} \approx 1,1307, \quad (171)$$

Com $d_{cordaL1}$, $d_{cordaL2}$ e h_{pc} dados em m.

Pode-se calcular o comprimento médio de uma espira para ambos os enrolamentos levando em consideração os parâmetros da Figura 50 Comprimento médio de uma espira:

$$MLT_{L1} = 2 \cdot \left[\left(C + \frac{A-B}{2} \right) + \pi \cdot \left(\frac{N_{CL1} \cdot d_{cordaL1}}{2} \right) \right] \quad (172)$$

$$MLT_{L1} = 2 \cdot \left[(25,4 + \frac{132,56 - 78,59}{2}) + \pi \cdot (\frac{3,0119 \cdot 2,584}{2}) \right] \approx 112,2177mm \quad (173)$$

$$MLT_{L2} = 2 \cdot \left[(C + \frac{A - B}{2}) + \pi \cdot (\frac{N_{CL2} \cdot d_{cordaL2}}{2} + 2 \cdot d_{cordaL1}) \right] \quad (174)$$

$$MLT_{L2} = 2 \cdot \left[(25,4 + \frac{132,56 - 78,59}{2}) + \pi \cdot (\frac{3,6835 \cdot 2,13}{2} + 2 \cdot 2,584) \right] \approx 144,813mm \quad (175)$$

Com todas as unidades de comprimento, B, F, $d_{cordaL1}$ e $d_{cordaL2}$ dados em mm. Calcule-se a resistência CC dos enrolamentos:

$$R_{ccL1} = \frac{4 \cdot \rho_T \cdot MLT_{L1} \cdot N_{L1}}{d_{AWG}^2 \cdot n_{fiosL1} \cdot \pi} = \frac{4 \cdot (2,266 \cdot 10^{-8}) \cdot 0,1122177 \cdot 115}{(0,00064)^2 \cdot 8 \cdot \pi} \approx 0,1136\Omega \quad (176)$$

$$R_{ccL2} = \frac{4 \cdot \rho_T \cdot MLT_{L2} \cdot N_{L2}}{d_{AWG}^2 \cdot n_{fiosL2} \cdot \pi} = \frac{4 \cdot (2,266 \cdot 10^{-8}) \cdot 0,144813 \cdot 172}{(0,00064)^2 \cdot 5 \cdot \pi} \approx 0,3509\Omega \quad (177)$$

Com d_{AWG} , MLT_{L1} e MLT_{L2} dados em m, e no qual $\rho_T = 2,66 \times 10^{-8} m\Omega$ é a resistividade no cobre em função da temperatura, calculada para uma temperatura de 100 °C, conforme referência (OLIVEIRA, 2001):

Resistividade do cobre na temperatura de operação:

$$\rho_T = \rho_{20C} \cdot [1 + \alpha \cdot (T - 20)] \quad (178)$$

$$\rho_{100} = (1,724 \cdot 10^{-8}) \cdot [1 + 0,00393 \cdot (100 - 20)] = 2,266 \cdot 10^{-8} [\omega \cdot m] \quad (179)$$

Sendo ρ_T e α parâmetros iniciais de projeto já especificados.

Com estes valores é possível calcular as perdas em cada um dos enrolamentos:

Perdas no Cobre:

$$P_{cobreL1} = R_{ccL1} \cdot I_{L1RMS}^2 = 0,1136 \cdot (7,34)^2 \approx 6,1154W \quad (180)$$

$$P_{cobreL2} = R_{ccL2} \cdot I_{L2RMS}^2 = 0,3509 \cdot (3,23)^2 \approx 3,6552W \quad (181)$$

8.2.3 Perdas Totais

As perdas totais são a soma de todas as perdas calculadas e podem ser dadas por:

Perdas Totais:

$$P_{TOTAL} = P_{cobreL1} + P_{cobreL2} + P_{nucleo} = 6,1154 + 3,6552 + 9,712 \approx 19,4826W \quad (182)$$

Ou seja, as perdas representam aproximadamente 2% da potência total processada pelo conversor que é um valor dentro da faixa que estávamos dispostos a aceitar.

8.2.4 Resistência Térmica e Elevação de Temperatura

A resistência térmica conforme apontada na seção anterior é dada por:

Resistência Térmica:

$$R_{th} = \frac{59,3}{V_e^{0,544}} = \frac{59,3}{202^{0,544}} = 3,1543^{\circ}C/W \quad (183)$$

Determinadas as perdas totais e a resistência térmica do núcleo, determina-se a máxima elevação de temperatura no interior do elemento.

Elevação de Temperatura:

$$\Delta th = P_{TOTAL} \cdot R_{th} = 19,4826 \cdot 3,1543 = 61,4539^{\circ}C \quad (184)$$

Nota-se que a elevação de temperatura está no limite do aceitável, porém ainda permitida dentro do que foi estipulado e projetado.

8.3 IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DO TORÓIDE

De maneira análoga ao que foi feito para o núcleo EE o toróide também foi montado e ensaiado para validação do projeto. Utilizou-se a técnica padrão de enrolamento, sendo construído primeiro o secundário e depois o primário devido as limitações técnicas encontradas para enrolar. Ressalta-se que o melhor desempenho em relação a dispersão seria encontrado realizando um enrolamento de cada lado.

A Figura 51 mostra a montagem do toróide e a medição da indutância do enrolamento primário.