

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ANDRÉ VINICIUS DE FREITAS VILAS BOAS

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE TRANSFORMADOR PLANAR PARA
CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL OPERANDO EM MODO FORWARD**

JOINVILLE

2025

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ANDRÉ VINICIUS DE FREITAS VILAS BOAS

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE TRANSFORMADOR PLANAR PARA
CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL OPERANDO EM MODO FORWARD**

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, Dr.

Coorientador: Djonny Weinzierl, Dr.

JOINVILLE

2025

ANDRÉ VINICIUS DE FREITAS VILAS BOAS

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE TRANSFORMADOR PLANAR PARA
CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL OPERANDO EM MODO FORWARD**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Presidente:

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

Membro:

Daniel Gustavo Castellain, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro:

Indiara Pitta Corrêa da Silva, Ma.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Joinville, 11 de Dezembro 2025.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço aos meus pais, Henderson e Eliane, e a toda a minha família, pelo apoio constante aos meus estudos e por sempre me incentivarem a seguir este caminho com confiança e dedicação.

Manifesto também minha gratidão à minha namorada, Laila, pelo suporte e pela compreensão durante os períodos de ausência, enquanto eu conciliava as demandas do trabalho com as etapas finais da universidade.

Agradeço à UDESC pela estrutura oferecida, pela formação pautada no pensamento crítico e pelas oportunidades de participação em projetos extracurriculares, que contribuíram significativamente para minha trajetória acadêmica. Estendo meus agradecimentos ao meu orientador, professor Dr. Sérgio, pela orientação para o desenvolvimento deste trabalho.

Registro, ainda, meus agradecimentos aos meus amigos da UFSC, que me acompanham desde antes da minha mudança para Engenharia Elétrica, em especial Eron, Stefany e Vinicius, bem como aos meus amigos do nosso antigo time de futebol, cujos nomes são muitos para mencionar individualmente.

Agradeço também aos colegas do PET Engenharia Elétrica, grupo no qual tive a oportunidade de me desenvolver não apenas academicamente, mas também como pessoa. E, por fim, expresso minha gratidão a todos os amigos que conheci ao longo da graduação, são muitos, e seria injusto citar apenas alguns.

"Aquele que não sabe, e não sabe que não sabe, é um tolo - evitem-no. Aquele que não sabe, e sabe que não sabe, é uma criança - ensine-o. Aquele que sabe, e não sabe que sabe, é um dormente - desperte-o. Aquele que sabe e sabe que sabe, é um sábio - siga-o." (Provérbio persa)

RESUMO

Este trabalho apresenta a modelagem, o projeto e a implementação de um transformador planar aplicado a um conversor CC-CC bidirecional. O foco está na etapa em que o conversor opera no modo forward, na qual o transformador desempenha papel central no isolamento e na transferência de energia. Como o projeto dispunha apenas de um único núcleo magnético, tornou-se necessário realizar um estudo de redução de potência, avaliando a viabilidade de utilização do núcleo disponível e analisando seus parâmetros eletromagnéticos e térmicos. Após a definição da potência reduzida, procedeu-se à análise do rendimento do transformador em função da temperatura, considerando tanto as características do material magnético quanto os efeitos resistivos das trilhas. Em seguida, o protótipo do transformador planar foi construído, com atenção especial ao desenho das trilhas, espessura do cobre e encaixe no núcleo. A validação do projeto foi realizada por meio de simulações no Ansys Maxwell por meio da ferramenta ACT Extension, permitindo o cálculo das perdas totais. Esses resultados foram comparados com o modelo teórico obtido pelas equações de projeto, possibilitando avaliar a precisão da modelagem. Por fim, o transformador foi integrado ao conversor bidirecional, e são apresentados os resultados experimentais, incluindo a tensão de saída, o ganho estático do conversor e o desempenho geral nas condições de projeto.

Palavras-chave: Transformador planar. Conversor CC-CC. Forward. Ansys Maxwell. Ferrite.

ABSTRACT

This work presents the modeling, design, and implementation of a planar transformer for use in a bidirectional DC-DC converter. The study focuses on the stage in which the converter operates in forward mode, where the transformer is responsible for both isolation and energy transfer. Since only a single magnetic core option was available, a power-reduction study was required to ensure the feasibility of using the selected core, along with an evaluation of its electromagnetic and thermal characteristics. After defining the reduced power level, an efficiency analysis was carried out as a function of temperature, considering both the magnetic material properties and the resistive effects of the copper traces. The planar transformer prototype was then built, with particular attention to the layout of the PCB windings, copper thickness, and manufacturing constraints. To validate the design, simulations were performed in Ansys to estimate core and copper losses. These results were compared with the theoretical model derived from the design equations, allowing assessment of the accuracy of the modeling approach. Finally, the transformer was integrated into the bidirectional converter, and experimental results are presented, including output voltage, converter gain, and overall performance under the intended operating conditions.

Keywords: Planar transformer. DC-DC converter. Forward converter. Ansys Maxwell. Ferrite.

LISTA DE FIGURAS

1	Primeira Etapa em Modo de Condução Contínuo (Flyback).	22
2	Segunda Etapa em Modo de Condução Contínuo (Flyback).	22
3	Formas de Onda do Flyback em Modo de Condução Contínuo.	23
4	Primeira etapa em Modo de Condução Descontínuo (Flyback).	25
5	Segunda etapa em Modo de Condução Descontínuo (Flyback).	26
6	Terceira etapa em Modo de Condução Descontínuo (Flyback).	26
7	Formas de Onda do Flyback em Modo de Condução Descontínuo.	27
8	Estrutura do conversor Forward.	30
9	Primeira etapa de operação em Modo de Condução Contínuo (Forward).	30
10	Segunda etapa de operação em Modo de Condução Contínuo (Forward).	32
11	Terceira etapa de operação em Modo de Condução Contínuo (Forward).	33
12	Formas de onda do Forward em Modo de Condução Contínuo.	34
13	Primeira etapa de operação do Forward em Modo de Condução Descontínuo.	34
14	Segunda etapa de operação do Forward em Modo de Condução Descontínuo.	35
15	Terceira etapa de operação do Forward em Modo de Condução Descontínuo.	36
16	Quarta etapa de operação do Forward em Modo de Condução Descontínuo.	37
17	Formas de onda do Forward em Modo de Condução Descontínuo.	38
18	Efeito da indutância de dispersão.	40
19	EMP Multicamadas Autônomo.	41
20	EMP Integrado à PCI.	42
21	Metodologia de Implementação do Elemento Magnético.	42
22	Enrolamentos Planares usando PCI.	43
23	Modelos reais de núcleos circulares.	43
24	Comparativo perfil de núcleos.	44
25	Núcleos geométricos: EE vs E-PLT.	45
26	Dimensões Núcleo Planar E.	45
27	Dimensões Núcleo planar PLT.	45
28	Caminho geométrico médio l_e .	46
29	Núcleo planar e cantos arredondados.	47
30	Parâmetros geométricos ER.	48
31	Comprimento médio de uma espira.	48
32	Gráfico de perdas volumétricas x indução magnética.	50
33	Gráfico de perdas volumétricas típico de fabricantes (material 3F3).	51

34	Gráfico de perdas volumétricas em função da temperatura (material 3F3).	52
35	Densidade de corrente em condutor planar.	55
36	Efeito pelicular em condutor.	56
37	Efeito pelicular em condutor.	57
38	Representação da malha criada pelo software Ansys Maxwell ®.	61
39	Densidade de corrente no enrolamento primário e no enrolamento secundário.	61
40	Circuito equivalente de um transformador.	62
41	Representação do efeito capacitivo em condutores.	63
42	Painel de entrada de dados em relação ao conversor.	65
43	Conversor CC-CC Bidirecional.	67
44	1º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.	68
45	2º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.	69
46	3º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.	69
47	4º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.	69
48	5º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.	70
49	6º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.	70
50	Núcleo magnético planar do projeto.	71
51	Curva de Histerese 3C92.	74
52	Permeabilidade como função da temperatura 3C92.	75
53	Perdas calculadas do material 3C92.	76
54	Curvas de espessura de trilha considerando efeito térmico.	77
55	Curvas de tensão e corrente do projeto original no transformador.	78
56	Curvas de modo de operação.	80
57	Análise das perdas em pontos de aplicação.	83
58	Comparação de perdas 3C92 e 3C96.	84
59	Aparência ACT Extension.	86
60	Dimensionamento do núcleo no ACT Extension.	87
61	Definição da geometria das PCI.	87
62	Definição das trilhas da PCI.	88
63	Transformador gerado no Ansys Maxwell.	88
64	Curva de perdas volumétricas em função da indução magnética no material 3C92.	89
65	Inserção dos valores de perda volumétrica 3C92.	90
66	Formatação de correntes nos enrolamentos.	90
67	Gráfico de perdas típico gerado pelo Ansys Maxwell.	91
68	Eficiência do transformador para 12,5 Ω .	92
69	Eficiência do transformador para 1,25 Ω .	93

70	Núcleo magnético planar do protótipo.	94
71	Espira primitiva construída no <i>FreeCAD</i>	94
72	Dados construtivos no software <i>FreeCAD</i>	95
73	Formato DXF para exportar.	95
74	Trilhas em <i>software</i> de edição e confecção.	96
75	Análise impressa das dimensões.	96
76	Furo das trilhas.	97
77	Conversor com transformador instalado.	97
78	Simulação do circuito original adaptado.	98
79	Tensão de saída simulação	98
80	Tensão de saída obtida no osciloscópio.	99
81	Tensão de saída do transformador sem carga	100

LISTA DE TABELAS

1	K_1 para diferentes valores de indução magnética para o material 3F3	54
2	Medidas do núcleo	71
3	Correntes do conversor em pleno funcionamento.	72
4	Parâmetros geométricos do núcleo.	73
5	Parâmetros do material 3C92.	76
6	Parâmetros do material 3C96.	84
7	Parâmetros do material 3C92 para outras frequências	85
8	Resultados das perdas médias simuladas.	91

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ECAD	<i>Electronic Computer Aided Design</i> - Projeto Eletrônico assistido por Computador
EDA	<i>Electronic Design Automation</i> – Automação de Projeto Eletrônico
EMP	Elemento Magnético Planar
FEA	<i>Finite Element Analysis</i> - Análise por Elementos Finitos
MLT	Comprimento Médio das Espiras
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico
MSE	<i>Modified Steinmetz Equation</i> – Equação de Steinmetz Modificada
PCI	Placa de Circuito Impresso

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Área Efetiva da Seção Transversal da Coluna Central do Núcleo Magnético [m^2]
$A_e A_w$	Produto das áreas A_e e A_w [m^4]
A_w	Área da Seção Transversal da Janela [m^2]
B	Densidade de fluxo magnético [T]
B_{max}	Valor máximo da Densidade de Fluxo magnético [T]
B_{sat}	Valor de Saturação para Densidade de Fluxo [T]
b_w	Largura de Janela do Núcleo [mm]
CA	Corrente Alternada [A]
C_{oss}	Capacitância de saída do transistor [F]
CC	Corrente Contínua [A]
δ	Profundidade de penetração do campo [m]
ΔB	Variação de Densidade de Fluxo [T]
D_{max}	Razão Cíclica Máxima [-]
D_{min}	Razão Cíclica Mínima [-]
ϵ_0	Permissividade Elétrica no Vácuo [F/m]
ϵ_r	Permissividade Elétrica Relativa do Meio [-]
f_s	Frequência de chaveamento [Hz]
H	Intensidade do campo magnético [A/m]
h_w	Altura da Janela do Núcleo [m]
i_l	Corrente no indutor [A]
i_{max}	Corrente Máxima [A]
i_{min}	Corrente Mínima [A]
I_o	Valor médio nominal da Corrente de Saída [A]

J_d	Densidade de Corrente nos Condutores [A/m^2]
k	Fator de Perdas no núcleo magnético proporcional [-]
k_a	Fator de acoplamento [-]
k_w	fator de utilização da janela do núcleo magnético [-]
L_d	Indutância de Dispersão [H]
L_m	Indutância de magnetização [H]
l_w	Comprimento das espiras [m]
M	Indutância Mútua [H]
μ	Permeabilidade Magnética do Meio [-]
μ_0	Permeabilidade Magnética no Vácuo [F/m]
N_p	Número de Espiras do Primário [-]
N_s	Número de Espiras no Secundário [-]
P_{cobre}	Perdas nos Condutores do Elemento Magnético [W]
$P_{cobre_{max}}$	Valor Máximo para as Perdas nos Condutores do Elemento Magnético [W]
P_o	Potência de Saída Nominal do Conversor [W]
R_{ac}	Valor da Resistência CA [Ω]
R_{cc}	Valor da Resistência CC [Ω]
R_l	Resistência de saída Flyback [Ω]
R_o	Resistência de Carga [Ω]
ρ_{cond}	Resistividade dos Condutores [$\Omega \cdot m$]
T_s	Período de Comutação [s]
V_{in}	Tensão de entrada [V]
V_o	Valor Médio da Tensão de Saída [V]
X_C	Reatância Capacitiva [Ω]
X_L	Reatância Indutiva [Ω]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Justificativa	18
1.2	Objetivos	19
1.3	Estrutura do trabalho	19
2	TOPOLOGIAS DOS CONVERSORES	21
2.1	Flyback - Princípio de funcionamento	21
2.2	Flyback - Modo de Condução Contínuo	22
2.3	Flyback - Condução Descontínua	25
2.4	Forward - Funcionamento	29
2.5	Forward - Condução Contínua	29
2.6	Forward - Condução Descontínua	33
3	FUNDAMENTOS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS PLANARES	39
3.1	Indutâncias de Dispersão	39
3.2	Capacitâncias Parasitas	39
3.3	Considerações térmicas sobre projeto de elemento magnético	40
3.4	Tecnologias de Construção	40
3.5	Apresentação do elemento magnético planar	41
3.6	Tecnologia dos enrolamentos	43
3.7	Tecnologia do núcleo	43
3.8	Parâmetros geométricos dos núcleos	44
3.9	Dimensões das trilhas	47
3.10	Perdas magnéticas	49
3.11	Perdas e efeitos parasitas nos enrolamentos planares	54
4	FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA	59
4.1	Ferramenta MAXWELL	59
5	CIRCUITO DE IMPLEMENTAÇÃO E NÚCLEO MAGNÉTICO UTILIZADO	67
5.1	Princípio de funcionamento do circuito	67
5.2	Magnético planar selecionado	70
5.3	Parâmetros do conversor CC-CC	72

6	PROJETOS PRELIMINAR	74
7	SIMULAÇÃO	86
8	PROTÓTIPO E IMPLEMENTAÇÃO	94
9	CONCLUSÃO	101
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	103
	APÊNDICE A – CÓDIGO PARA SUPERFÍCIE DE PERDAS 3C92	104
	APÊNDICE B – COMPARAÇÃO DE PERDAS 3C92 VS 3C96	106
	APÊNDICE C – CODIGO DE EFICIENCIA PARA $R=12,5 \Omega$	107
	APÊNDICE D – CODIGO DE EFICIENCIA PARA $R=1,25 \Omega$	108

1 INTRODUÇÃO

As técnicas tradicionais de construção de transformadores e de outros elementos magnéticos (técnicas que utilizam núcleos com pequena área da coluna central, grande comprimento magnético e espiras feitas com condutores cilíndricos) vêm sendo usadas por muito tempo, mas apresentam várias desvantagens, como a necessidade de operações manuais para sua construção, elevando o custo do produto. Uma solução para diversos desses problemas é a utilização do elemento magnético planar.

De acordo com (EBERT, 2008) nos últimos anos, os elementos magnéticos planares emergiram como componentes cruciais em uma ampla gama de conversores estáticos de potência. Sua concepção plana e construção multicamada oferecem uma abordagem totalmente nova para a manipulação eficiente do campo magnético, resultando em uma série de benefícios significativos em termos de desempenho e eficiência energética devido a sua miniaturização. Outros pontos positivos podem ser abordados: efeito pelicular e indutância de dispersão não gerando impacto e facilidade de produção, pois usam material de PCI (Placa de Circuito Impresso).

1.1 JUSTIFICATIVA

Os conversores CC-CC bidirecionais desempenham um papel fundamental em aplicações modernas de eletrônica de potência, tais como sistemas de armazenamento de energia, arquitetura veicular, energias renováveis e dispositivos portáteis. Dentre as diversas topologias existentes, o conversor em modo Forward bidirecional apresenta vantagens como simplicidade estrutural, boa resposta dinâmica e possibilidade de transferência eficiente de energia em ambos os sentidos.

Nesse contexto, os transformadores planares têm se destacado como alternativa aos transformadores convencionais. Por serem construídos a partir de trilhas de cobre em placas de circuito impresso, esses dispositivos apresentam menor perfil, melhor repetibilidade construtiva, redução de indutâncias parasitas e maior eficiência térmica devido à ampla área de contato com o ambiente externo. Apesar das vantagens, o acesso limitado a modelos de núcleos planares no mercado nacional impõem desafios práticos para seu desenvolvimento e caracterização, especialmente em aplicações específicas que exigem adaptações geométricas e elétricas.

1.2 OBJETIVOS

O problema central deste trabalho consiste justamente na necessidade de projetar e adaptar um transformador planar para operar em um conversor CC-CC bidirecional do tipo Forward, utilizando um único modelo de núcleo planar disponível. Tal limitação demandou um método de projeto capaz de atender às especificações da topologia, conciliando requisitos de indução, corrente, perdas e viabilidade prática.

A relevância do estudo reside na crescente adoção de transformadores planares em aplicações de média e alta frequência, especialmente em cenários onde a compactação e o desempenho térmico são fatores decisivos. Diante disso, o objetivo geral deste trabalho é projetar, modelar e analisar um transformador planar para um conversor CC-CC bidirecional operando em modo Forward, avaliando seu comportamento eletromagnético por meio de simulações e verificando sua viabilidade prática através de testes de bancada. Os objetivos específicos incluem estabelecer os requisitos elétricos do transformador a partir da topologia Forward adotada, definir a indução máxima de operação e selecionar parâmetros magnéticos adequados ao material modelar a estrutura planar no software Ansys Maxwell utilizando a extensão ACT, estimar as perdas do núcleo com base nos dados completos do fabricante, construir o protótipo em placa de circuito impresso e realizar testes no conversor e avaliar a viabilidade do transformador planar como solução para o conversor em estudo.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

A estrutura apresentada nesse trabalho se baseia em uma abordagem qualitativa, quantitativa e experimental. No capítulo 2 é feito um estudo sobre os conversores onde esses componentes costumam ser inseridos, levando em consideração modo de condução e as diferenças apresentadas.

No capítulo 3 é realizada a revisão bibliográfica de elementos magnéticos planares para realizar o projeto. Essa revisão define o que são elementos magnéticos planares, apresenta problemas fundamentais que aparecem em projetos, além de um estudo térmico para análise de perdas e rendimento.

No capítulo 4 é apresentada a ferramenta de simulação Ansys Maxwell, a qual será usada para a modelagem e cálculo de perdas do núcleo planar utilizado no projeto. No capítulo 5 é mostrado o circuito onde será implementado o transformador e onde encontra-se os dados de entrada usados no projeto.

No capítulo 6 tem-se a definição do projeto por meio de equacionamento e também por meio da análise de parâmetros geométricos do núcleo. No capítulo 7 tem-se a simulação onde é mostrado o desenho geométrico do núcleo junto com as configurações do material.

No capítulo 8 são mostrados as etapas da confecção do transformador planar, desde o desenho das trilhas até o protótipo montado. No capítulo 9 traz as conclusões e sugestões de trabalhos futuros.

2 TOPOLOGIAS DOS CONVERSORES

No presente capítulo são apresentados o princípio de operação e as etapas de funcionamento dos conversores isolados Flyback e Forward, ou seja, topologias onde elementos magnéticos são aplicados.

A importância de estudar os conversores Flyback e Forward está diretamente relacionada à necessidade de garantir segurança elétrica, eficiência energética e confiabilidade em sistemas eletrônicos. Ambas as topologias são amplamente utilizadas em fontes de alimentação isoladas, onde a separação galvânica entre entrada e saída é essencial para proteger usuários e equipamentos contra choques elétricos e surtos. O papel dos elementos magnéticos isoladores, como transformadores, é central nesses conversores. Eles não apenas proporcionam isolamento elétrico, mas também permitem a transferência eficiente de energia entre diferentes níveis de tensão, garantindo flexibilidade no projeto. Além disso, o transformador atua como componente chave para atender normas internacionais de segurança, especialmente em aplicações industriais, médicas e de telecomunicações.

2.1 FLYBACK - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

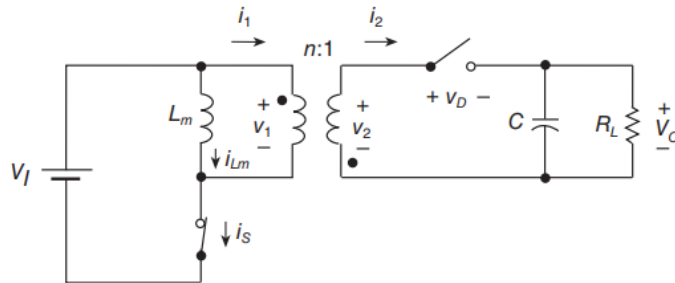
Segundo (Marian K. Kazimierczuk, 2016) o Flyback pode ser definido como uma versão isolada do conversor Buck-Boost, onde um indutor acoplado é usado para eliminar qualquer conexão nível DC entre entrada e saída do conversor. Além disso, o uso do indutor permite um ganho superior ao ganho que seria obtido por sua versão sem isolamento, e como esses projetos apresentam frequência de chaveamento muito superiores a 50 Hz ou 60 Hz, o tamanho desses dispositivos é reduzido. Como benefício tem-se isolamento CC, armazenamento de energia, mudança dos níveis de tensão (positiva ou negativa) e a possibilidade de múltiplas saídas.

As Figuras 1 e 2 apresentam os estados de condução do Flyback, o qual trabalha apenas com um transistor, estando em condução ou bloqueado.

Quando o transistor (normalmente um MOSFET) se encontra em condução, a corrente circula por meio da indutância magnetizante (L_m) e pelo próprio transistor. Com o fim da condução do transistor a polarização da indutância magnetizante inverte e a energia que estava armazenada na mesma é descarregada ao longo do enrolamento do primário. Por causa dessa inversão de polaridade, o diodo no secundário permite a circulação de corrente através dele. O equacionamento das correntes e tensões depende do modo de condução, podendo ser con-

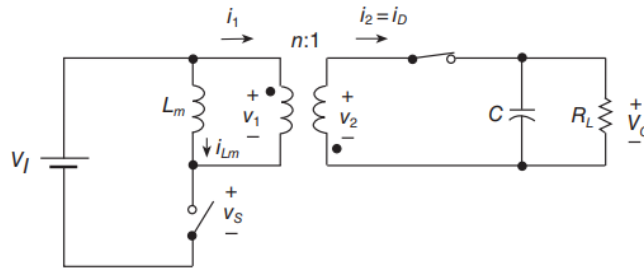
tínuo ou descontínua. Nas próximas seções são apresentados o funcionamento e os modos de operação dos conversores Flyback e Forward.

Figura 1 – Primeira Etapa em Modo de Condução Contínuo (Flyback).



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

Figura 2 – Segunda Etapa em Modo de Condução Contínuo (Flyback).



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

2.2 FLYBACK - MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

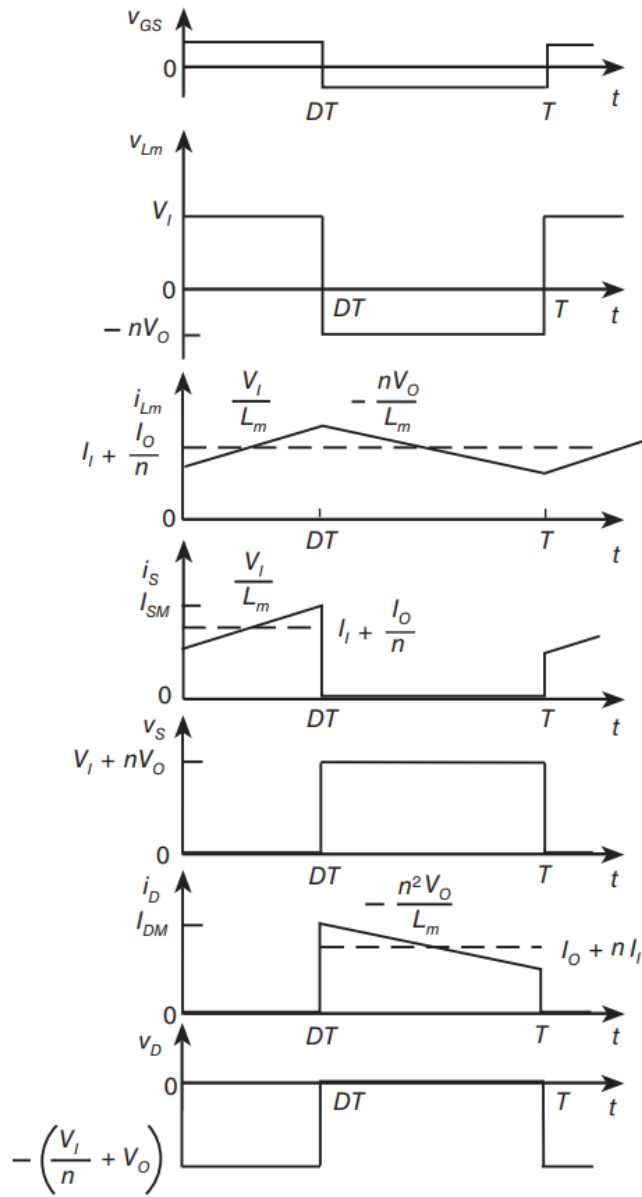
O modo de condução contínuo se baseia na corrente da indutância magnetizante. Se essa corrente apresenta valor numérico igual a zero em algum tempo dentro de um período de chaveamento, tem-se modo de condução descontínuo, caso contrário, tem-se modo de condução contínuo. As formas de onda de corrente e tensão nos elementos do primário podem ser observadas na Figura 3.

Quando o transistor se encontra em condução, surge uma corrente que flui por ele e pela indutância magnetizante. A tensão no indutor é descrita por (2.1) :

$$V_{in} = L \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

A tensão no indutor é igual a tensão de entrada, sendo este chamado de V_{in} . A partir do gráfico é possível observar que o período que o transistor conduz é definida como DT , onde

Figura 3 – Formas de Onda do Flyback em Modo de Condução Contínuo.



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

D é o *Duty Cycle*. Para obter a corrente no transistor, pode-se substituir em (2.1), definindo o intervalo e isolando a variável i , sendo essa a corrente que flui pelo transistor, também pode ser chamada de i_s . Sendo T igual ao inverso da frequência de chaveamento, essa substituição também é possível.

$$\int_0^t \frac{V_{in}}{L} dt = i_l \quad (2.2)$$

$$\frac{V_{in} t}{L} = i_l \quad (2.3)$$

Entretanto como a condução é contínua, o ponto mais baixo do gráfico não é zero, mas sim o valor mínimo da corrente, sendo definido como i_{min} . Logo, a corrente no período de condução ($0 < t < DT$) do transistor é definida por (2.4).

$$i_l = i_{min} + \frac{V_{in} t}{L} \quad (2.4)$$

Com a equação que descreve a curva da corrente, pode-se calcular seu valor máximo, médio e eficaz. De acordo com (MARTINS, 2018), a corrente média de entrada, sendo essa igual a corrente média do transistor, pode ser expressa por (2.6).

$$\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_l dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} (i_{min} + \frac{V_{in} t}{L_m}) dt \quad (2.5)$$

$$i_l = D (i_{min} + \frac{D V_{in}}{2 f_s L_m}) \quad (2.6)$$

A partir desses equacionamentos fica possível encontrar uma relação para a ondulação da corrente. A ondulação da corrente é definida como a diferença entre o valor máximo e mínimo de corrente no indutor. A corrente máxima surge no momento $t=DT$, devendo essa substituição ser realizada em (2.4). Portanto, a oscilação fica determinada conforme (2.7).

$$i_{max} - i_{min} = \frac{V_{in} D}{f_s L_m} \quad (2.7)$$

Ainda durante o transistor em estado de condução, o diodo no secundário impede a circulação de corrente devido à polarização. A tensão máxima reversa V_D que o mesmo precisa suportar é a tensão de saída somada à tensão refletida no primário durante a circulação de corrente no transistor. Esse valor máximo pode ser expresso por (2.8).

$$V_{D_{max}} = -V_o - V_{in} \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \quad (2.8)$$

O próximo passo é analisar no segundo estado (Figura 2), com o fim da condução por parte do transistor. Com essa comutação a tensão de saída se encontra em V_o e devido à inversão de polaridade no indutor, a polaridade do enrolamento secundário inverte também, permitindo a circulação de corrente. A corrente na indutância magnetizante descarrega ao longo do primário, consequentemente a corrente no secundário é reflexo da mesma.

Nessa segunda etapa de funcionamento:

$$V_2 = V_o \quad (2.9)$$

$$I_D = I_{2max} - \frac{V_o}{L_s} t \quad (2.10)$$

Sendo t_a o momento quando a corrente atinge seu valor mínimo e definindo a ondulação de corrente como a diferença entre corrente máxima e mínima é possível mostrar que:

$$\Delta I_{Ls} = \frac{(1-D) V_o}{f_s L_s} \quad (2.11)$$

Nesse caso, como tem-se o transistor em estado de bloqueio, a tensão reversa que o mesmo deve suportar é representado por (2.12) e (2.13) ilustra o ganho do conversor em condução contínua.

$$V_{smax} = V_{in} + \frac{N_1}{N_2} V_o \quad (2.12)$$

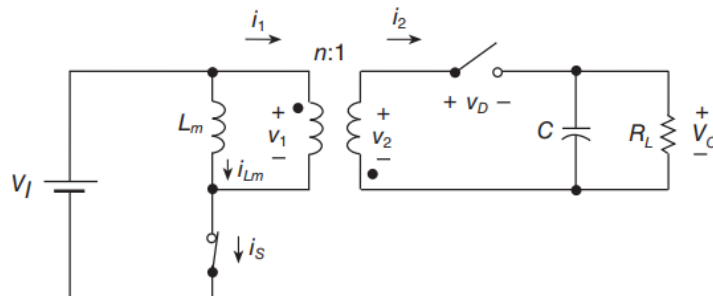
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{n} \frac{D}{1-D} \quad (2.13)$$

2.3 FLYBACK - CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

A diferença entre a condução contínua e descontínua, segundo (MARTINS, 2018) pode ser resumida na existência de uma nova etapa de operação devido à total transferência de energia que estava armazenada na indutância magnetizante para o estágio de saída do conversor. A primeira e a segunda etapa são muito semelhantes se comparadas com as do modo de condução contínua, entretanto devido à mudança de comportamento da corrente na indutância magnetizante, as etapas precisam ser reavaliadas.

A primeira etapa pode ser visualizada na Figura 4, onde o transistor entra em condução, com o transformador totalmente desmagnetizado, e a corrente no primário cresce linearmente a partir de zero. O diodo (representado por uma chave genérica no secundário) permanece bloqueado.

Figura 4 – Primeira etapa em Modo de Condução Descontínuo (Flyback).

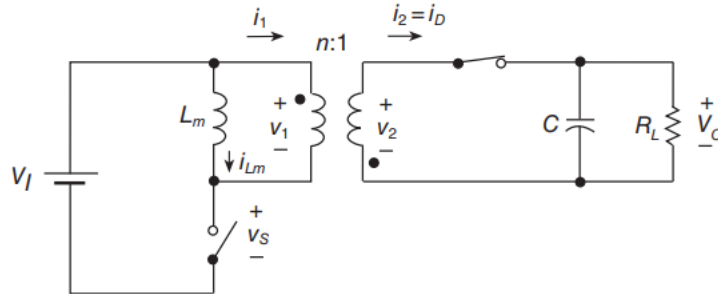


Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

A segunda etapa ocorre com o transistor deixando de conduzir (modo de bloqueio), com a inversão da polaridade do indutor magneticamente acoplado, permitindo assim que o diodo

no secundário passe a conduzir. Com essa condução, toda a energia é passada ao capacitor de filtragem C e para a carga R_L . A Figura 5 ilustra o Flyback nessa etapa.

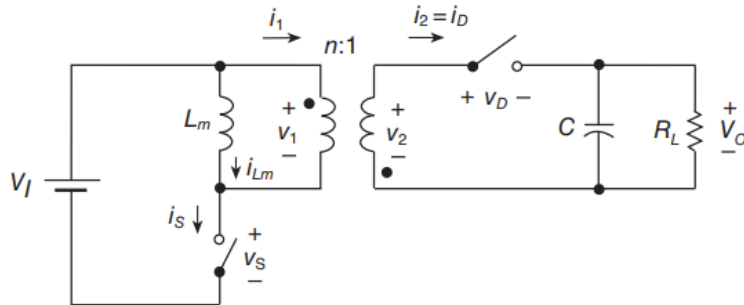
Figura 5 – Segunda etapa em Modo de Condução Descontínuo (Flyback).



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

A terceira e última etapa é a responsável pela definição do modo de condução descontínuo. Esta se baseia na extinção da energia magnética que estava armazenada no indutor acoplado. Nesse etapa o diodo já não conduz mais devido a inexistência de corrente no enrolamento do secundário, logo, a energia acumulada no capacitor é descarregada ao longo do resistor, e devido ao sentido da corrente o diodo impede o fluxo em direção ao enrolamento. A Figura 6 ilustra o funcionamento da mesma.

Figura 6 – Terceira etapa em Modo de Condução Descontínuo (Flyback).



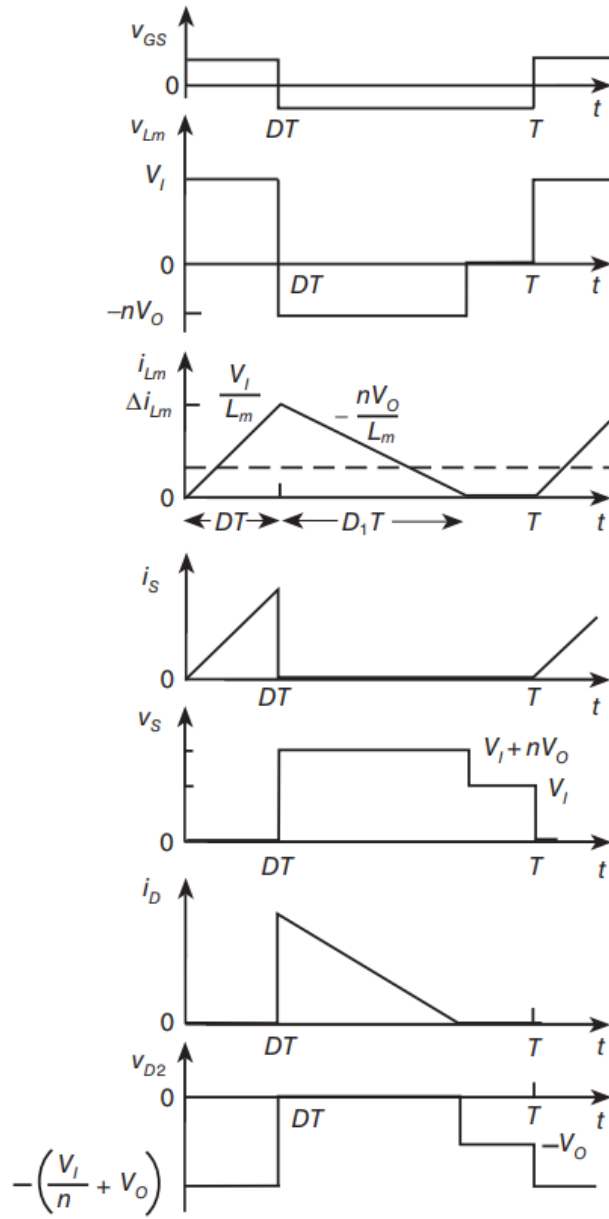
Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

Essa sequência de eventos gera um comportamento de correntes e tensões nos elementos do circuito que podem ser visualizadas na Figura 7.

Quando o transistor passa a conduzir a tensão no indutor magneticamente acoplado é igual a fonte, enquanto a tensão no secundário é um reflexo da tensão no primário.

$$V_1 = V_{in} \quad (2.14)$$

Figura 7 – Formas de Onda do Flyback em Modo de Condução Descontínuo.



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_{in} \quad (2.15)$$

Ainda nessa etapa ocorre o descarregamento do capacitor pelo resistor, sendo essa corrente no sentido oposto da corrente da carga, esta última sendo definida como R_L .

$$i_c = -I_o = \frac{-V_o}{R_L} \quad (2.16)$$

A corrente na indutância magnetizante pode ser expressa por (2.17) e seu valor máximo, o qual ocorre no tempo t_c , pode ser calculado por (2.18) (mesmo princípio mostrado na análise da condução contínua):

$$I_1 = \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (2.17)$$

$$I_{1max} = \frac{V_{in}}{L_m} t_c = \frac{D V_{in}}{f_s L_m} \quad (2.18)$$

Nesta etapa de operação o diodo precisa suportar tensão reversa, cujo valor pode ser encontrado por:

$$V_{Dmax} = V_2 + V_o = \frac{N_2}{N_1} V_{in} + V_o \quad (2.19)$$

Com o transistor entrando em estado de bloqueio acontece a inversão da polarização da indutância magnética e o diodo consegue entrar em condução. Logo:

$$V_2 = V_o \quad (2.20)$$

$$V_1 = \frac{N_1}{N_2} V_o \quad (2.21)$$

O secundário do transformador apresenta uma corrente decrescente, sendo essa a corrente do diodo também. Obtendo a equação da reta a partir de parametrização tem-se (2.22). Além disso, (2.23) mostra a relação entre as indutâncias magnetizantes.

$$I_2 = I_d = \frac{-V_2}{L_s} + I_{2max}, \quad (2.22)$$

$$L_s = \frac{L_p}{n^2} \quad (2.23)$$

A corrente máxima no secundário é um reflexo da corrente no primário.

$$I_{2max} = \frac{N_1}{N_2} I_{1max} \quad (2.24)$$

Segundo (MARTINS, 2018) é possível obter a equação que define o valor instantâneo da corrente no secundário do transformador em função de parâmetros do circuito, bem como o tempo de extinção da corrente no secundário, sendo representadas respectivamente por (2.25) e (2.26).

$$I_d = \frac{n}{L_p} \left(\frac{D V_{in}}{f_s} - n V_o t \right) \quad (2.25)$$

$$t_o = \frac{D V_{in}}{n f_s V_o} \quad (2.26)$$

A tensão máxima V_{smax} que o transistor deve suportar e a corrente média do diodo I_{Dmed} são calculados respectivamente por (2.27) e (2.28):

$$V_{smax} = V_{in} + \frac{N_1}{N_2} V_o = V_{in} + n V_o \quad (2.27)$$

$$I_{Dmed} = \frac{D^2 (V_{in})^2}{2 f_s L_p V_o} \quad (2.28)$$

Na terceira etapa de funcionamento a única corrente restante é a corrente do capacitor descarregando pelo resistor, onde a corrente fluindo pelo resistor é o negativo da corrente fluindo pelo capacitor. Além disso, o ganho do conversor Flyback em condução descontínua é dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \sqrt{\frac{R_o}{2 f_s L_p}} \quad (2.29)$$

2.4 FORWARD - FUNCIONAMENTO

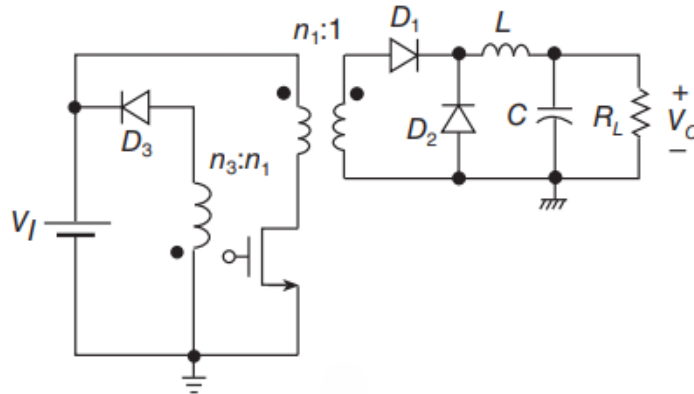
Segundo (MARTINS, 2018), o Forward, devido a sua característica intrínseca, não permite a inserção de forma simples de um transformador na sua estrutura. Para essa inserção ser possível é necessário ajustes para ter-se uma estrutura de alto desempenho, começando pela desmagnetização da indutância magnetizante no transformador, que deve ocorrer enquanto o transistor estiver em estado de bloqueio. Em outras palavras, a corrente da indutância magnetizante deve operar em condução descontínua, independente do modo de operação do conversor. Para possibilitar esse processo é inserido um diodo, evitando circulação negativa pelo transformador. Em série com esse diodo deve ser inserido um enrolamento terciário auxiliar. A topologia do circuito pode ser visualizada na Figura 8, onde D_3 é o diodo que desempenha essa função.

O enrolamento no terciário é inserido no mesmo núcleo do transformador, onde a energia acumulada na indutância magnetizante é devolvida à fonte de alimentação. Em geral $N_3=N_1$, porém dimensionado para a corrente magnetizante que representa, na pior das hipóteses, 20% da corrente do enrolamento primário.

2.5 FORWARD - CONDUÇÃO CONTÍNUA

No modo de condução contínua o conversor Forward apresenta 3 etapas de operação. A 1ª etapa de operação pode ser visualizada na Figura 9 e começa com o transistor entrando em

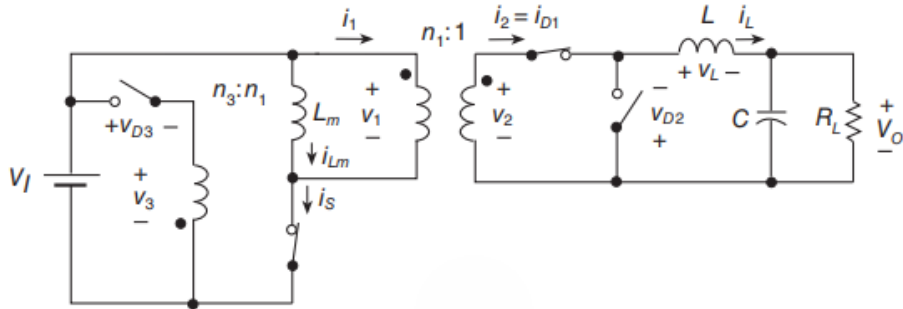
Figura 8 – Estrutura do conversor Forward.



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

modo de condução. A polaridade do diodo D_1 permite que a energia seja transmitida da fonte para a carga. Além disso, ocorre a polarização inversa do diodo D_3 e do diodo de roda livre D_2 .

Figura 9 – Primeira etapa de operação em Modo de Condução Contínuo (Forward).



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

$$V_{in} = V_I \quad (2.30)$$

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_1 \quad (2.31)$$

Definindo V_3 como a tensão no enrolamento terciário auxiliar, tem-se:

$$V_3 = -\frac{N_3}{N_1} V_{in} = -V_1 \quad (2.32)$$

A explicação para (2.32) reside no fato que geralmente $N_3=N_1$.

Parametrizando a reta da corrente elétrica:

$$i_L = i_2 = i_D = I_{Lmin} + \frac{(V_2 - V_0) t}{L} \quad (2.33)$$

Dessa forma pode-se definir a corrente no indutor conforme (2.34) e sua ondulação conforme (2.35).

$$i_L = I_{Lmin} + \frac{(V_{in} - n V_o)}{n L} t \quad (2.34)$$

$$I_{Lmax} - I_{Lmin} = D \frac{(V_{in} - n V_o)}{n f_s L} \quad (2.35)$$

No lado primário do transformador apresenta correntes refletidas do secundário.

$$i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_2 \quad (2.36)$$

Em (2.36), i_2 é a corrente i_L representada por (2.34).

A corrente magnetizante cresce linearmente a partir de zero. Seguindo (2.1) obtém-se a equação que representa esta corrente (2.37).

$$i_{Lm} = \frac{V_{in}}{L_m} t \quad (2.37)$$

A corrente que flui pelo transistor é a soma de i_1 e a corrente da indutância magnetizante i_{Lm}

$$i_s = i_1 + i_{Lm} \quad (2.38)$$

A corrente i_1 , como já mencionado, é (2.36) e i_{Lm} é (2.37). Para a obtenção da corrente máxima no transistor, basta considerar $t = DT$.

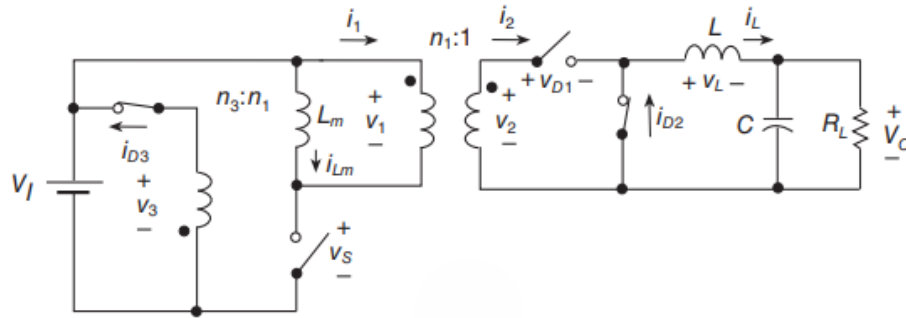
A 2ª etapa de funcionamento começa com o interruptor entrando em estado de bloqueio e pode ser visualizada na Figura 10. Imediatamente o diodo D_1 também entra em estado de bloqueio e as correntes i_1 e i_2 cessam. A energia armazenada no indutor de saída flui pelo diodo de roda livre D_2 e devido a inversão de polaridade do enrolamento auxiliar o diodo D_3 devolve energia à fonte de alimentação. Equacionando esse funcionamento:

$$V_3 = V_{in} \quad (2.39)$$

$$V_1 = -\frac{N_1}{N_3} V_{in} \quad (2.40)$$

$$V_2 = -\frac{N_2}{N_3} V_{in} \quad (2.41)$$

Figura 10 – Segunda etapa de operação em Modo de Condução Contínuo (Forward).



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

Dessa forma a tensão máxima reversa no transistor pode ser escrita como

$$V_{smax} = V_1 + V_{in} = V_{in} \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right) \quad (2.42)$$

Em relação as correntes:

$$i_L = i_{D2} = i_{Lmax} - \frac{V_o}{L} t \quad (2.43)$$

As correntes no diodo D_1 e no transistor (i_s) são nulas.

A restituição de energia que ocorre pelo diodo D_3 pode ser expressa como segue.

$$i_{Lm} = I_{Lmmax} - \frac{V_3}{L_m} t \quad (2.44)$$

A corrente na fonte de tensão é o negativo da corrente que flui pelo diodo D_3 . Além disso, em $t=t_m$ a corrente magnetizante do transformador se anula. Esse termo pode ser obtido por (2.45).

$$t_m = \frac{N_3 D}{N_1 f_s} \quad (2.45)$$

A terceira etapa se baseia no processo completo de desmagnetização da indutância magnetizante. Nessa etapa a única condução ocorre no diodo de roda livre (D_2), justamente devido a desmagnetização de L_m . A Figura 11 ilustra o funcionamento dessa etapa.

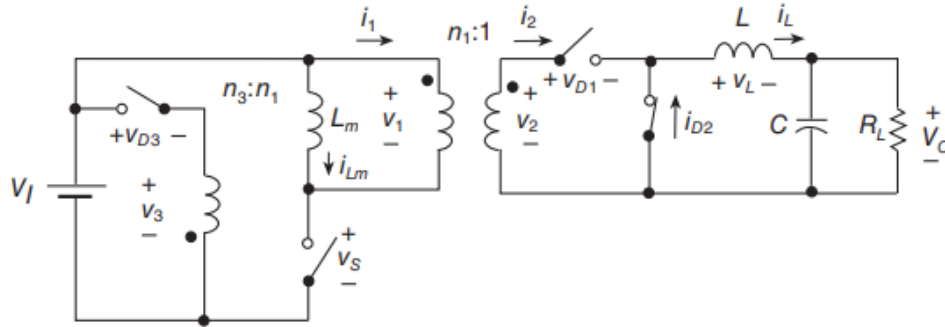
A tensão na transistor é apenas a tensão de entrada V_{in} e a corrente de saída pode ser definida conforme (2.46). O indutor ainda apresenta corrente fluindo, podendo esta ser expressa conforme (2.47).

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.46)$$

$$i_L = I_{Lmax} - \frac{V_o}{L} t \quad (2.47)$$

$$I_{Lmin} = I_{Lmax} - \frac{(1-D) V_o}{f_s L} \quad (2.48)$$

Figura 11 – Terceira etapa de operação em Modo de Condução Contínuo (Forward).



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

as demais correntes do circuito são nulas.

Todo esse comportamento torna-se mais facilmente visualizável através de um gráfico, ilustrado esse pela Figura 12.

O ganho nesse modo de condução, segundo (MARTINS, 2018) pode ser expressa por (2.49).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_2 D}{N_1} \quad (2.49)$$

2.6 FORWARD - CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

Segundo (Marian K. Kazimierczuk, 2016), o modo de condução descontínua do conversor Forward é caracterizada pela anulação da corrente no indutor de saída antes da entrada em condução da chave S para um novo período de comutação. Deste modo, o indutor de saída é totalmente desmagnetizado e a carga é suprida pelo capacitor de saída. Sendo assim, o conversor Forward nesse modo de condução possui quatro etapas.

A primeira etapa consiste com o transistor entrando em modo de condução, colocando o diodo D_1 em condução e mantendo os outros em estado de bloqueio. A simulação do funcionamento pode ser visualizada na Figura 13.

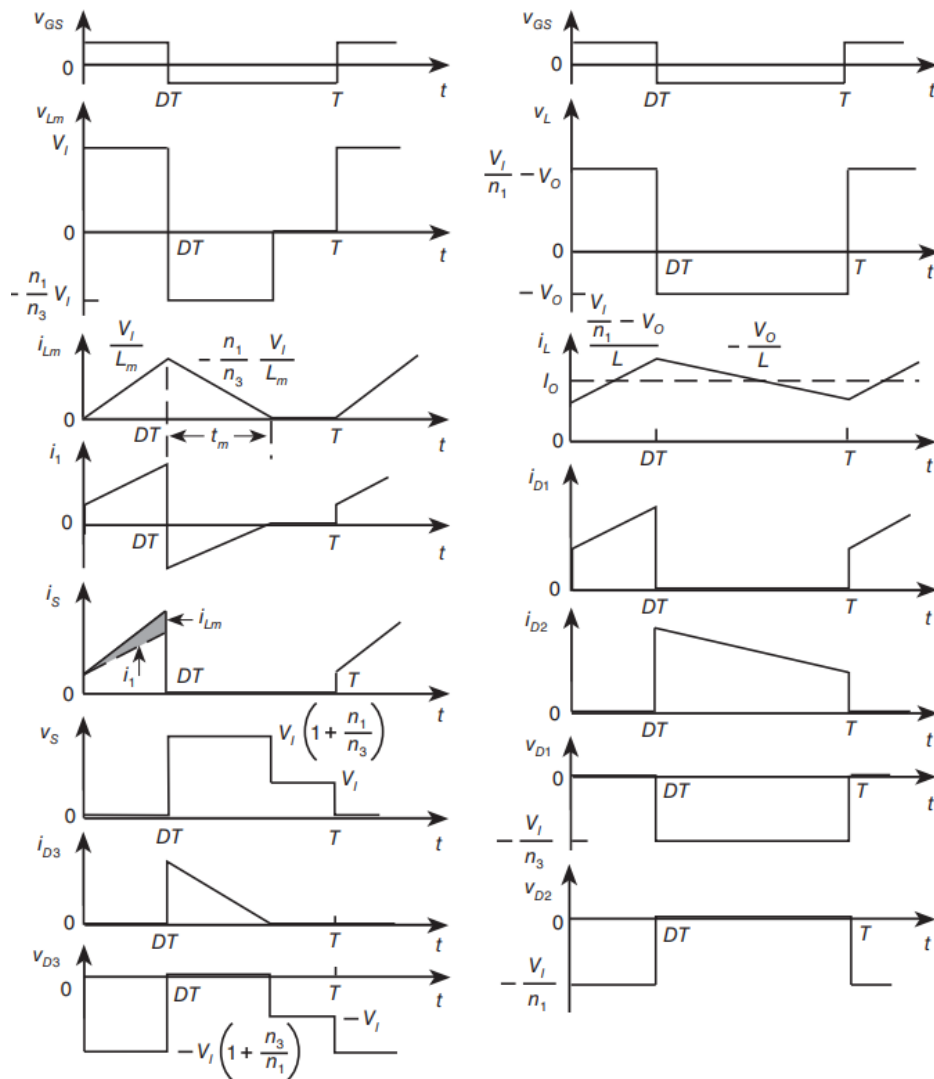
A tensão no enrolamento primário, como já foi visto, é igual a tensão na fonte de entrada (também chamada de E). A corrente no indutor cresce linearmente a partir de zero, então:

$$i_L = i_{D_1} = i_2 = \frac{(V_2 - V_o)}{L} t \quad (2.50)$$

Com as relações entre os enrolamentos

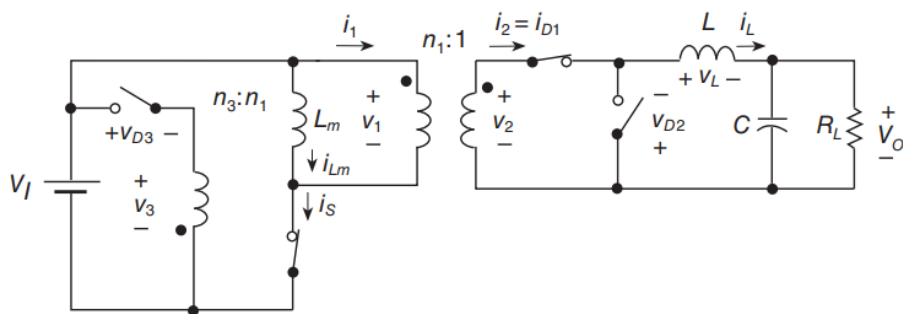
$$i_L = i_{D_1} = i_2 = \frac{(E/n) - V_o}{L} t \quad (2.51)$$

Figura 12 – Formas de onda do Forward em Modo de Condução Contínuo.



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

Figura 13 – Primeira etapa de operação do Forward em Modo de Condução Descontínuo.



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

O valor máximo da corrente no indutor de saída é dado no momento $t = DT_s$

$$I_{L_{max}} = I_{D_{max}} = I_{2_{max}} = D \frac{(E/n - V_o)}{f_s L} \quad (2.52)$$

sendo essa também a equação que define o *ripple* da corrente elétrica no indutor de saída.

Em relação ao primário, ocorre a reflexão da corrente. Sendo assim:

$$i_1 = \frac{(V_{in} - n V_o)}{n^2 L} t \quad (2.53)$$

$$I_{1_{max}} = \frac{D(V_{in} - n V_o)}{n^2 f_s L} \quad (2.54)$$

A corrente na indutância magnetizante cresce linearmente a partir de zero, assim sendo:

$$i_{L_m} = \frac{V_{in} t}{L_m} \quad (2.55)$$

$$I_{L_{m_{max}}} = \frac{D V_{in}}{f_s L_m} \quad (2.56)$$

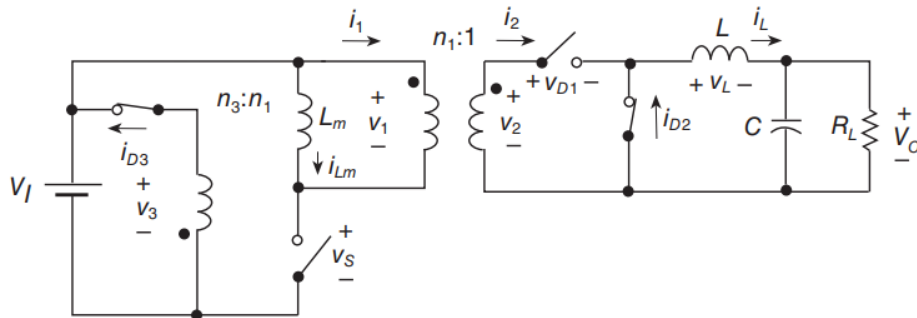
A corrente na chave é a soma da corrente na indutância magnetizante e do enrolamento primário.

$$i_s = i_{in} = \left[\frac{V_{in} - n V_o}{n^2 L} + \frac{V_{in}}{L_m} \right] t \quad (2.57)$$

$$I_{s_{max}} = I_{in_{max}} = \frac{D}{f_s} \left[\frac{V_{in} - n V_o}{n^2 L} + \frac{V_{in}}{L_m} \right] \quad (2.58)$$

A segunda etapa se caracteriza pelo transistor não estar mais conduzindo. O diodo D_1 interrompe sua condução, ao contrário do diodo de roda livre (D_2) e D_3 , este último permitindo a desmagnetização do transformador. A Figura 14 ilustra essa etapa de funcionamento.

Figura 14 – Segunda etapa de operação do Forward em Modo de Condução Descontínuo.



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

A tensão no enrolamento terciário passa a ser igual a tensão de entrada e as demais tensões seguem as razões de enrolamento. O transistor precisa suportar a tensão máxima dado por:

$$V_{S_{max}} = V_1 + V_{in} = V_{in} \left(1 + \frac{N_1}{N_3} \right) \quad (2.59)$$

Em relação as correntes na indutância de saída:

$$i_L = I_{D_2} = I_{L_{o_{max}}} - \frac{V_o}{L} t \quad (2.60)$$

$$i_1 = i_2 = i_{D_1} = i_s = 0 \quad (2.61)$$

Com a desmagnetização do núcleo, tem-se:

$$i_{Lm_3} = i_{D_3} = I_{Lm_3_{max}} - \frac{V_{in}}{L_{m_3}} t \quad (2.62)$$

$$i_{Lm_3} = \frac{N_1}{N_3} i_{Lm} \quad (2.63)$$

$$L_{m_3} = \left(\frac{N_3}{N_1} \right)^2 L_m \quad (2.64)$$

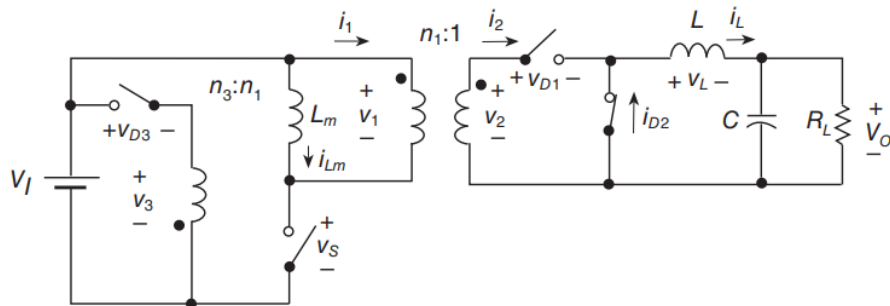
$$I_{Lm_3_{max}} = \frac{N_1}{N_3} I_{Lm_{max}} \quad (2.65)$$

Em $t = t_m$ a corrente magnetizante do transformador se anula. Segundo (MARTINS; BARBI, 2008), t_m pode ser escrita como:

$$t_m = \frac{N_3}{N_1} D T_s \quad (2.66)$$

A terceira etapa de operação começa com a anulação da corrente magnetizante do transformador. Nessa etapa apenas o diodo de roda livre D_2 apresenta condução. Nessa etapa a tensão na chave é igual a tensão de entrada. A Figura 15 ilustra essa etapa.

Figura 15 – Terceira etapa de operação do Forward em Modo de Condução Descontínuo.



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

No indutor de saída:

$$I_L = i_{D2} = I_{L_{max}} - \frac{V_o}{L} t \quad (2.67)$$

Em $t=t_o$ a corrente no indutor de saída se anula . Pode-se mostrar que t_o é dado por:

$$t_o = D \frac{V_{in}(N_2/N_1) - V_o}{f_s V_o} \quad (2.68)$$

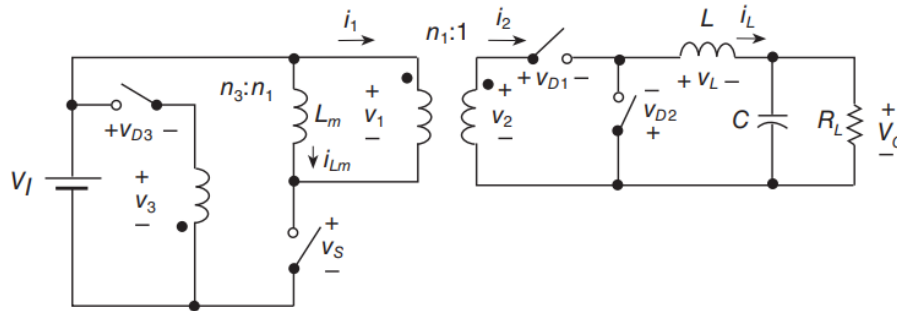
As demais correntes são nulas.

A quarta e última etapa se baseia no descarregamento do capacitor de saída no resistor de saída por meio da corrente. Todos os condutores se encontram em estado de bloqueio e o transistor ainda precisa suportar a tensão igual a tensão de entrada.

$$V_s = V_{in} \quad (2.69)$$

A Figura 16 ilustra a quarta e última etapa.

Figura 16 – Quarta etapa de operação do Forward em Modo de Condução Descontínuo.



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

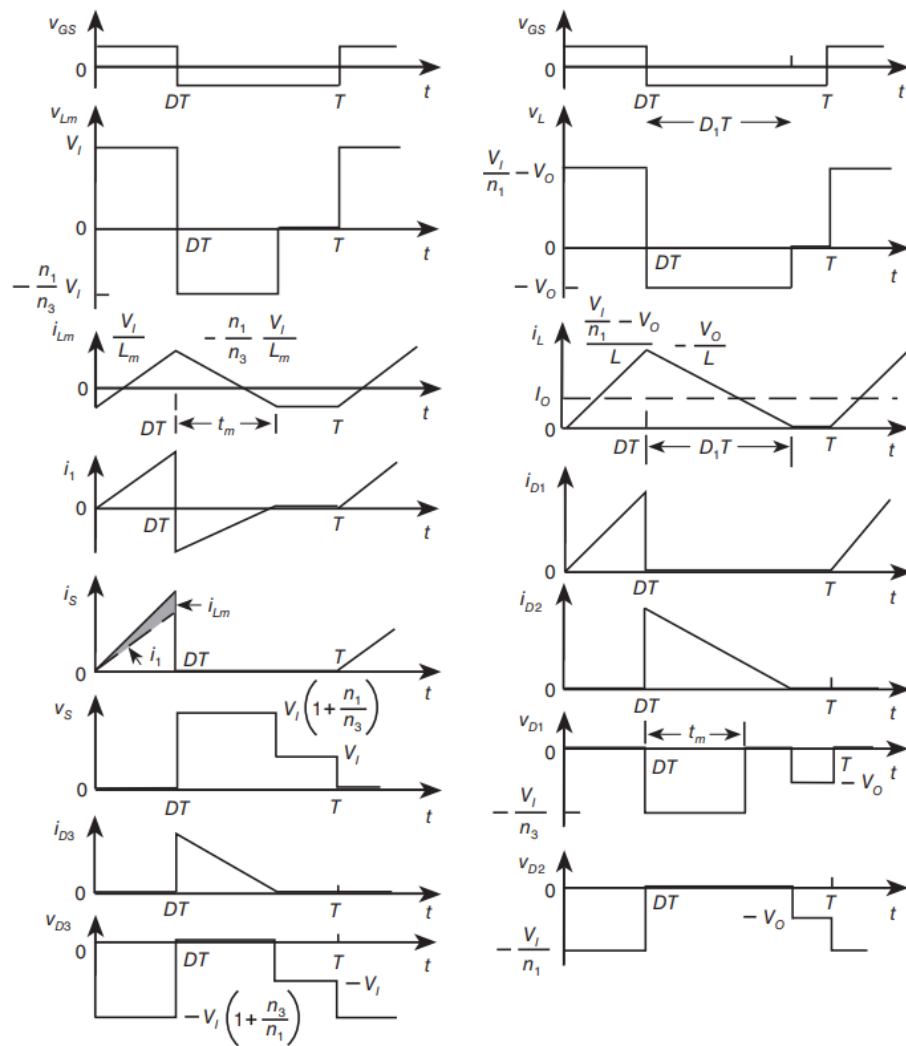
Todas essas operações dão origem a um comportamento não trivial de correntes e tensões, ilustrados na Figura 17.

Por fim, segundo (MARTINS; BARBI, 2008), o ganho nesse modo de condução pode ser calculado por (2.70).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{n} \quad (2.70)$$

Visto as principais topologias dos conversores mais populares que utilizam elementos magnéticos, no próximo capítulo será apresentada a tecnologia de elementos magnéticos planares.

Figura 17 – Formas de onda do Forward em Modo de Condução Descontínuo.



Fonte: (Marian K. Kazimierczuk, 2016).

3 FUNDAMENTOS DOS ELEMENTOS MAGNÉTICOS PLANARES

Segundo (EBERT, 2008) os conversores estáticos de potência apresentam uma frequência elevada de chaveamento a faixa de kHz, fato que implica a necessidade de acompanhar essa velocidade de comutação, além de diminuir o peso e volume destes elementos. Os dois principais exemplos de elementos magnéticos são os indutores e transformadores, cujas funções variam entre armazenadores de energia, isolamento elétrico, filtragem de componentes harmônicos e adequação dos níveis de tensão entre etapas de um circuito.

A redução do peso e do volume desses componentes é facilitada pelo aumento da frequência, mas por outro lado ocorre um aumento da densidade de potência, além do aumento da frequência impactar o sistema, pois existem as perdas e efeitos térmicos no material. Além das perdas magnéticas (núcleo) e as perdas de enrolamento, também é necessário levar em consideração a indutância de dispersão e a capacitância entre enrolamentos.

3.1 INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO

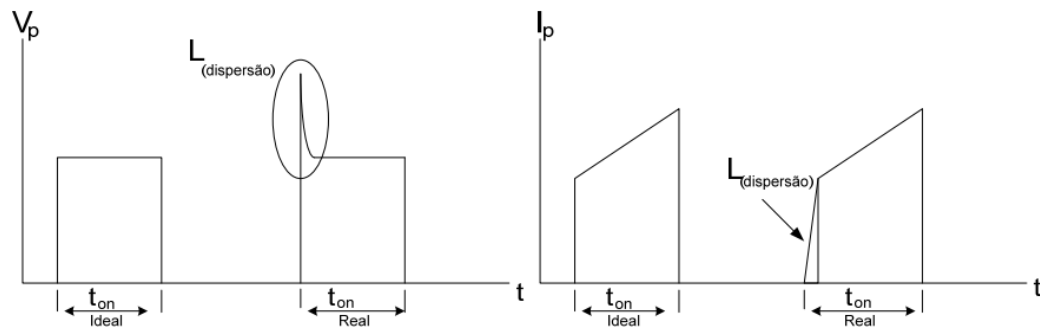
A dispersão pode ser definida como um efeito que ocorre no transformador ou indutores acoplados devido ao não acoplamento total das linhas de fluxo magnético entre os enrolamentos. A cada ciclo de operação a energia armazenada é liberada, logo a indutância de dispersão atua como um indutor em série ligado ao enrolamento primário e secundário do transformador e indutores acoplados, sendo o número de indutâncias igual ao número de enrolamentos.

O principal efeito da indutância é o pico de tensão que surge nos enrolamentos devido a energia armazenada, além do atraso no desenvolvimento da corrente. Esse efeito pode ser observado na Figura 18.

3.2 CAPACITÂNCIAS PARASITAS

As capacitâncias parasitas surgem devido a proximidade entre condutores que se encontram submetidos a diferentes tensões e são isolados por algum dielétrico, surgindo um campo elétrico nesse dielétrico devido a diferença de potencial. Essas capacitâncias parasitas permitem o surgimento de ruídos em estruturas eletricamente isoladas operando em alta frequência. Nos indutores podem surgir capacitâncias entre as espiras que compõe esse indutor, enquanto que em transformadores isso pode ocorrer entre os enrolamentos propriamente ditos.

Figura 18 – Efeito da indutância de dispersão.



Fonte: (EBERT, 2008).

3.3 CONSIDERAÇÕES TÉRMICAS SOBRE PROJETO DE ELEMENTO MAGNÉTICO

Duas temperaturas merecem atenção: Temperatura Curie e a temperatura para mínimas perdas. A temperatura Curie é a temperatura onde o material ferromagnético torna-se paramagnético, perdendo suas características magnéticas, enquanto a temperatura de mínima perda deve estar alinhada com o cenário de aplicação para otimização. Em projeto de enrolamentos planares também deve ser levado em consideração o material do qual será feita a placa (fenolite, fibra, etc).

Com projetos na faixa dos kHz, as dimensões dos mesmos costumam ser reduzidas, diminuindo a capacidade de resfriamento devido a redução de área superficial. Além disso, tem-se um aumento da densidade de potência, provocando maiores perdas volumétricas, fazendo com que o elemento magnético atinja elevadas temperaturas se o projeto não estiver adequado às condições de operação.

3.4 TECNOLOGIAS DE CONSTRUÇÃO

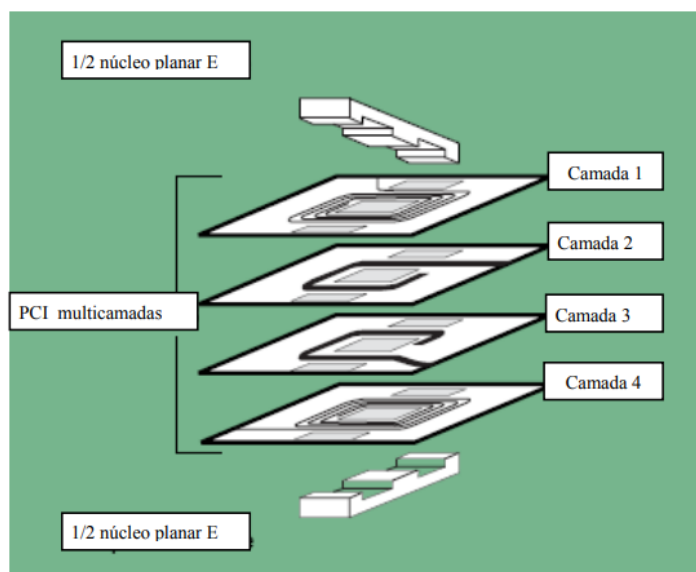
Para a construção dos elementos magnéticos que irão operar em alta frequência, diferentes formas de núcleo podem ser utilizadas. É possível separá-las em três grupos, que são núcleo convencional ou toroidal (amplamente utilizados), núcleo de baixo perfil e núcleo planar.

Em relação aos condutores, também tem-se diversos perfis, como os cilíndricos, retangulares, coaxial/litz e o laminar feito em placa de circuito impresso.

3.5 APRESENTAÇÃO DO ELEMENTO MAGNÉTICO PLANAR

A principal diferença do elemento magnético planar para o convencional é a orientação do enrolamento, permitindo que o núcleo tenha um perfil mais baixo. A Figura 19 e a Figura 20, respectivamente, ilustram casos de aplicação, onde o elemento magnético planar (EMP) pode ser construído de forma isolada (componente autônomo) ou integrado à placa de circuito impresso de um conversor estático de energia.

Figura 19 – EMP Multicamadas Autônomo.

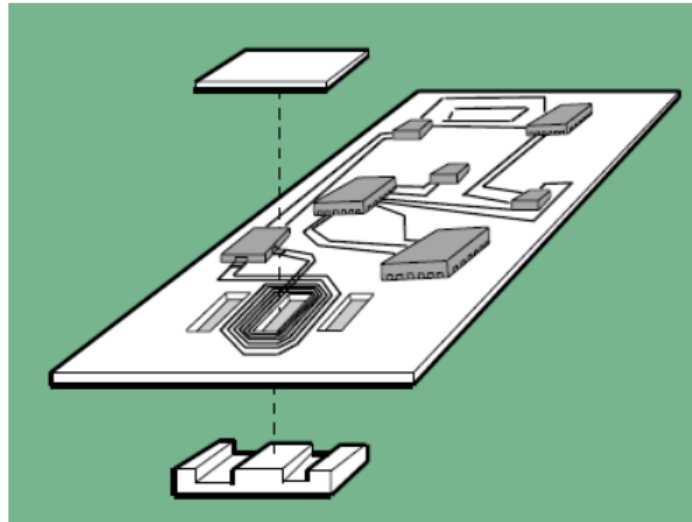


Fonte: (EBERT, 2008).

Na maioria dos casos deixar o EMP integrado à PCI pode ser a melhor opção, pois não há gastos extras com a confecção do enrolamento. Existem algumas formas de instalação do elemento na placa, sendo a mais comum ilustrada na Figura 20.

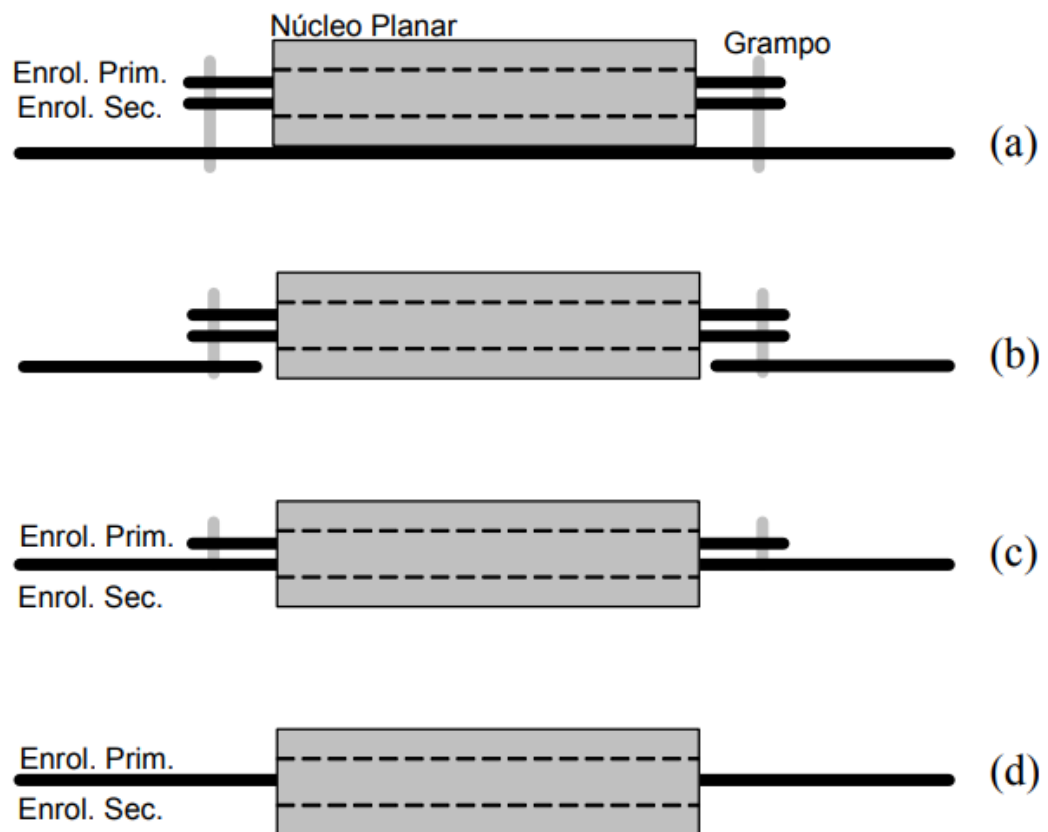
A Figura 21 demonstra a conexão mais comum de instalação, onde o elemento magnético planar é não-integrado. Para solucionar o problema de altura que o elemento magnético autônomo pode apresentar, a placa é confeccionada com um recorte para acomodar esse núcleo, como mostrado na Figura 21(b). Na figura 21(c) é apresentada uma montagem híbrida, onde uma camada de enrolamentos está na placa, enquanto a outra é independente. Por fim, a Figura 21(d) apresenta a montagem integrada, onde os enrolamentos estão sobre a própria placa-mãe.

Figura 20 – EMP Integrado à PCI.



Fonte: (EBERT, 2008).

Figura 21 – Metodologia de Implementação do Elemento Magnético.

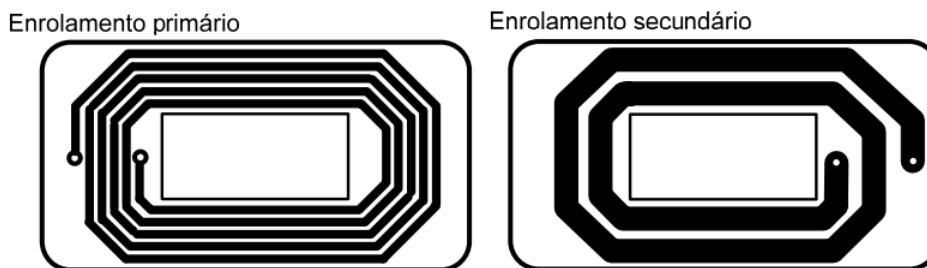


Fonte: (EBERT, 2008).

3.6 TECNOLOGIA DOS ENROLAMENTOS

A tecnologia mais empregada tanto em indústria quanto na literatura é o uso de placas de circuito impresso (PCI), circuitos flexíveis e folhas de cobre estampadas. A Figura 22 mostra exemplos de enrolamento primário e secundário usando essa tecnologia.

Figura 22 – Enrolamentos Planares usando PCI.



Fonte: (EBERT, 2008).

O uso de PCI facilita a repetibilidade dos enrolamentos, fato que gera um ganho de produção. Uma das grandes vantagens no uso de PCI é que o enrolamento do elemento magnético pode estar integrado à placa do restante do circuito, eliminando conexões. A desvantagem é o fator de utilização da janela do núcleo, que fica em torno de 0,25 a 0,30. Para melhorar esse uso, os circuitos flexíveis, feitos com um substrato polímero coberto por uma fina camada de cobre, são melhores em termos de utilização da janela (EBERT, 2008).

3.7 TECNOLOGIA DO NÚCLEO

Os núcleos planares apresentam diversas formas geométricas possíveis. Pode-se falar sobre parâmetros geométricos, sua obtenção, bem como os materiais usados. Em relação à forma geométrica, a Figura 23 ilustra os núcleos mais utilizados.

Figura 23 – Modelos reais de núcleos circulares.

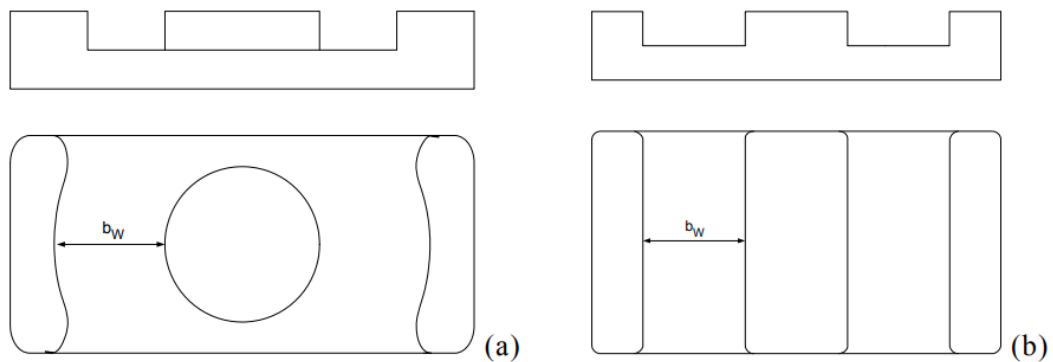


Fonte: (EBERT, 2008).

Na análise de geometrias, normalmente a perna central do núcleo é retangular. Devido a essa característica, o comprimento de uma espira é maior do que em outros tipos de núcleo e parte do enrolamento não fica confinada neste núcleo, gerando interferência eletromagnética. O ponto positivo é sua facilidade de produção, o que implica em menores custos de produção. A Figura 24 mostra um comparativo entre a geometria de perna central com perfil retangular e o modelo com perna central circular, sendo esta última a configuração que gera um espaçamento maior para enrolamento (b_w).

Esse espaçamento maior permite um aumento da largura das trilhas e espiras mais curtas, conseqüentemente as perdas no cobre e a indutância de dispersão são reduzidas. Por fim, devido a melhora no confinamento dos enrolamentos, ocorre a redução na interferência eletromagnética.

Figura 24 – Comparativo perfil de núcleos.



Fonte: (EBERT, 2008).

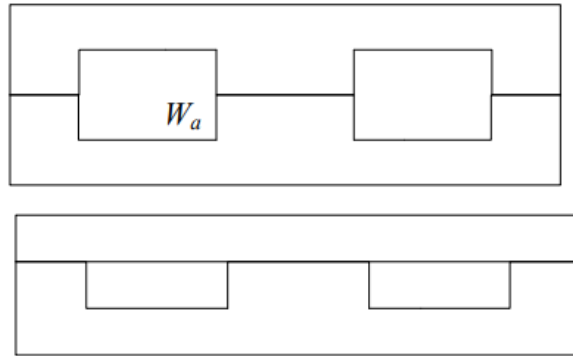
3.8 PARÂMETROS GEOMÉTRICOS DOS NÚCLEOS

Existem duas combinações possíveis para montar o núcleo geométrico: Um núcleo E com outro núcleo E, formando um núcleo E-E, ou um núcleo E com um núcleo PLT, formando um núcleo E-PLT. As dimensões e as variáveis dimensionais são ilustradas nas Figuras 25, 26 e 27.

Os parâmetros A_e e W_a dependem da geometria do núcleo, onde A_e é a área da seção transversal da coluna central do núcleo, e W_a é a área da janela do núcleo, onde são alojados os enrolamentos.

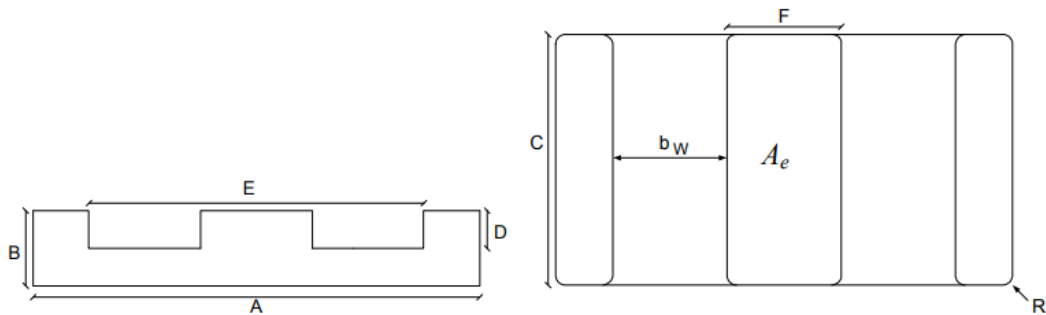
O valor de A_e geralmente é fornecido em catálogos de fabricantes ou pode ser medido. Quando tem-se a coluna central arredondada, deve-se considerar uma redução. Em relação

Figura 25 – Núcleos geométricos: EE vs E-PLT.



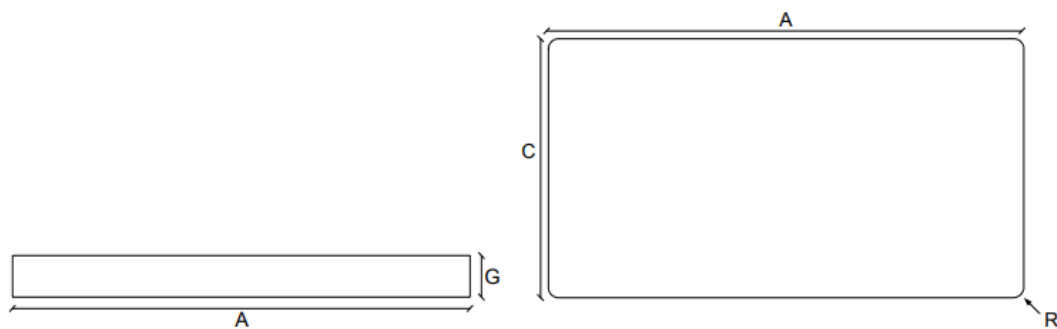
Fonte: (EBERT, 2008).

Figura 26 – Dimensões Núcleo Planar E.



Fonte: (EBERT, 2008).

Figura 27 – Dimensões Núcleo planar PLT.



Fonte: (EBERT, 2008)

ao parâmetro W_a , seu cálculo pode ser feita de duas formas. O cálculo para a estrutura cuja combinação é E-PLT é mostrado em (3.1).

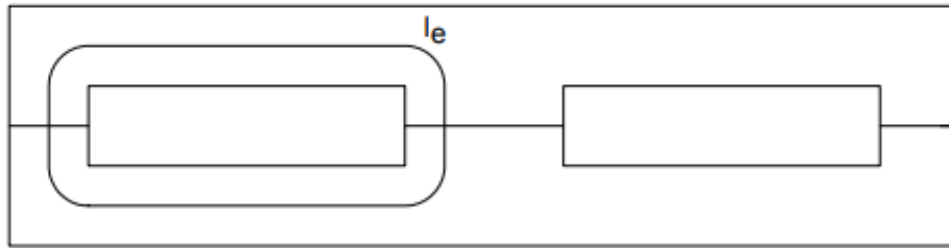
$$W_a = \frac{E - F}{2} D \quad (3.1)$$

Para a combinação E-E pode-se usar (3.2).

$$W_a = 2 D \frac{E - F}{2} = (E - F)D \quad (3.2)$$

O parâmetro l_e (Figura 28) é o comprimento do tamanho médio percorrido pelo fluxo magnético, também conhecido como comprimento efetivo do fluxo magnético. O fabricante costuma fornecer o valor, caso contrário, o mesmo pode ser obtido por (3.3).

Figura 28 – Caminho geométrico médio l_e .



Fonte: (EBERT, 2008).

$$l_e = (E - F) + 4(D + \pi(B - D)) \quad (3.3)$$

Essa equação depende apenas de fatores geométricos, ou seja, fatores como frequência de operação e material usado não foram considerados ainda.

Outra característica importante do núcleo a ser calculada é o comprimento médio de uma espira *mean lenght turn*, MLT , a qual também depende de fatores geométricos. Para núcleos E, com coluna central retangular (Figura 29), pode-se calcular por:

$$MLT = 2(C + F + \pi r_{me}) \quad (3.4)$$

onde r_{me} é o raio médio da curvatura da trilha, podendo ser calculado por:

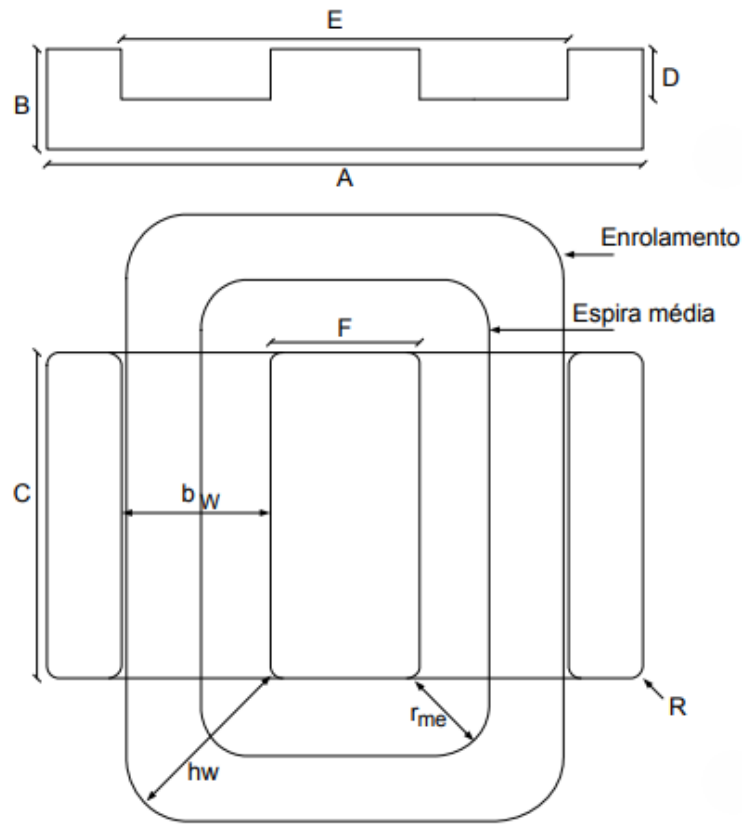
$$r_{me} = \frac{E - F}{4} \quad (3.5)$$

No caso os cantos não arredondados;

$$MLT = 2(E + C) \quad (3.6)$$

A massa e o volume efetivo do núcleo (V_e), usados nos cálculos das perdas volumétricas, são outros parâmetros fornecidos pelos fabricantes.

Figura 29 – Núcleo planar e cantos arredondados.



Fonte: (EBERT, 2008).

Nos núcleos ER, a coluna central é cilíndrica, o que permite que se tenha um comprimento médio de espira menor para uma mesma área efetiva (A_e), reduzindo a resistência CA e a indutância de dispersão. Os parâmetros A_e , W_a , l_e e V_e apresentam o mesmo significado e são obtidos da mesma forma. Já o comprimento médio de uma espira pode ser calculado por:

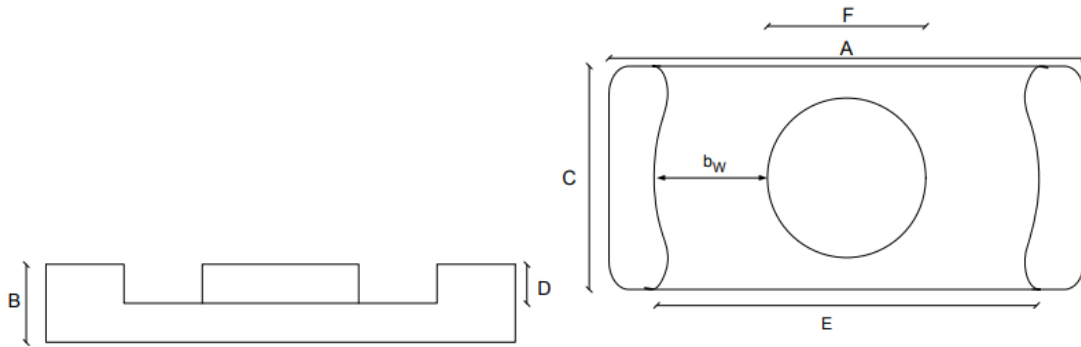
$$MLT = 2\pi r_{me} \quad (3.7)$$

A localização dessas variáveis são visualizadas na Figura 30 e na Figura 31.

3.9 DIMENSÕES DAS TRILHAS

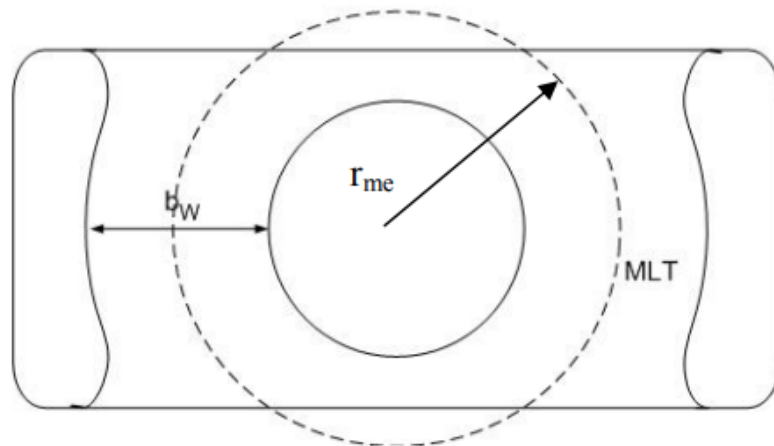
Devido aos menores custos de produção, é recomendável usar espessuras da camada de cobre das PCIs padronizadas. As espessuras mais utilizadas na fabricação de PCIs são 35 μm e 70 μm . Em relação a largura da trilha é calculada de acordo com a intensidade de corrente necessária e com a densidade de corrente desejável, seja para minimização de perdas ou para se-

Figura 30 – Parâmetros geométricos ER.



Fonte: (EBERT, 2008).

Figura 31 – Comprimento médio de uma espira.



Fonte: (EBERT, 2008).

gurança do componente. O espaçamento entre as espiras é estabelecido pela tecnologia aplicada na produção.

O número de espiras por camada e o espaçamento entre as espiras são denotados respectivamente por N_i e s . Então, para uma largura disponível do enrolamento b_w , a largura da trilha b_w pode ser calculada por (3.8).

$$w_t = \frac{[b_w - (N_i + 1) s]}{N_i} \quad (3.8)$$

Para o isolamento entre o enrolamento primário ou secundário, existem normas de segurança internacionais (IEC 950), as quais requerem uma distância através do material da PCI para o devido isolamento. Se as normas internacionais tiverem que ser atendidas, é preciso dei-

xar uma distância através da superfície de 400 μm entre os enrolamentos. Caso contrário, uma distância de 200 μm é suficiente. Esta distância depende das tensões de operação e da classe de isolamento, conforme apresentado na norma.

A escolha do material do núcleo é extremamente importante, pois ele é o responsável pela ordenação das linhas de fluxo e pode determinar a eficiência, custo e tamanho dos elementos. Segundo (SOUZA, 2018) o material mais utilizado em transformadores e indutores que operam em altas frequências é o material magnético mole, pois este tem a característica de se magnetizar facilmente e praticamente não retém a magnetização quando o campo externo é removido. Algumas características do material devem ser observadas com muito cuidado antes de começar o projeto do elemento magnético. Por exemplo, a resistividade elétrica deve ser alta para que não haja correntes circulantes, e a permeabilidade magnética também deve ser alta, para se obter uma corrente de magnetização menor. Muitas vezes são usados ferrites no núcleo, os quais são materiais cerâmicos magnéticos de alta resistividade, compostos de óxido de ferro, como por exemplo MnFe_2O_4 e NiFe_2O_4 . Toda essas características resultam na quantidade da potência dissipada no núcleo.

Para fazer uso das vantagens dos elementos planares em um projeto e devem ser fazer considerações diferentes, por exemplo, na determinação da densidade de fluxo para um certo núcleo, as perdas de potência no material magnético podem ser consideradas maiores que as perdas de potência de um núcleo convencional. Isto ocorre devido às suas características geométricas, que fazem com que a dissipação do calor seja facilitada.

Outra análise é a do entreferro, pois em núcleos planares ele deve ser reduzido ou até mesmo não existir. Isso acontece porque o espalhamento causado por essa parte do circuito magnético permite que o campo magnético atravesse os enrolamentos, fato que aumenta as perdas. Segundo (EBERT, 2008) devido à pequena espessura das trilhas na placa de circuito impresso (geralmente 35 ou 70 μm) a resistência CC é alta para uma determinada largura de material condutor. Desta forma, conexões em paralelo destas trilhas podem ser utilizadas. Por outro lado, esta espessura reduzida faz com que as perdas por efeito pelicular sejam diminuídas em relação aos condutores convencionais.

3.10 PERDAS MAGNÉTICAS

O material do núcleo, como já comentado, tem grande influência nas perdas. Segundo (EBERT, 2008) as perdas magnéticas por unidade de volume (mW/cm^3), para uma onda senoidal, são dadas por:

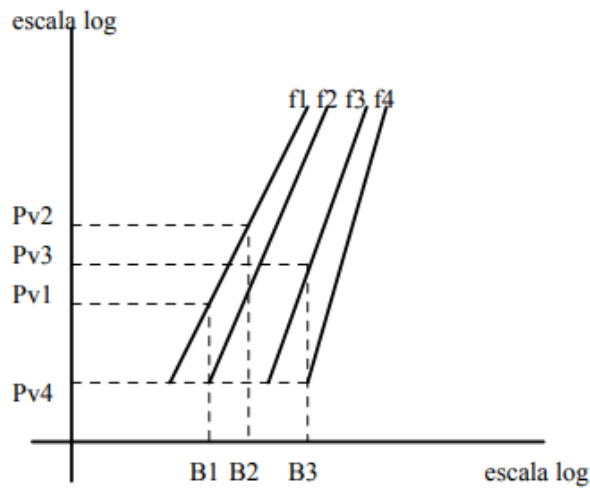
$$P_v = C_m f^x (B_p)^y C_T(T) \quad (3.9)$$

O significado dessas variáveis são:

- B_p é o valor máximo da indução magnética (Tesla), sendo essa a metade da excursão do fluxo (metade da oscilação entre o valor máximo e mínimo).
- $C(T)$ é o resultado de uma expressão usada para correção de perdas em função da temperatura. $C(T)$ é ajustado para que seu valor seja unitário na temperatura $T=100^\circ\text{C}$.
- Os parâmetros C_m , x e y são específicas para cada tipo de ferrita e para cada faixa de operação. O coeficiente y é chamado de coeficiente de Steinmetz.

Uma metodologia é abordada por (EBERT, 2008) para o cálculo dos coeficientes. Os fabricantes fornecem curvas de perdas volumétricas em escala logarítmica. Um exemplo pode ser visualizada na Figura 32. A variável f representa a frequência, B representa a indução magnética e P_v representa as perdas volumétricas.

Figura 32 – Gráfico de perdas volumétricas x indução magnética.



Fonte: (EBERT, 2008).

A partir do gráfico e das equações que se seguem, pode-se obter os coeficientes C_m , x e y .

$$y = \left(\frac{\log Pv1 - \log Pv2}{\log B1 - \log B2} \right) \quad (3.10)$$

$$x = \left(\frac{\log Pv3 - \log Pv4}{\log f3 - \log f4} \right) \quad (3.11)$$

$$C_m = \log^{-1}(\log Pv3 - y \log B3 - x \log f3) \quad (3.12)$$

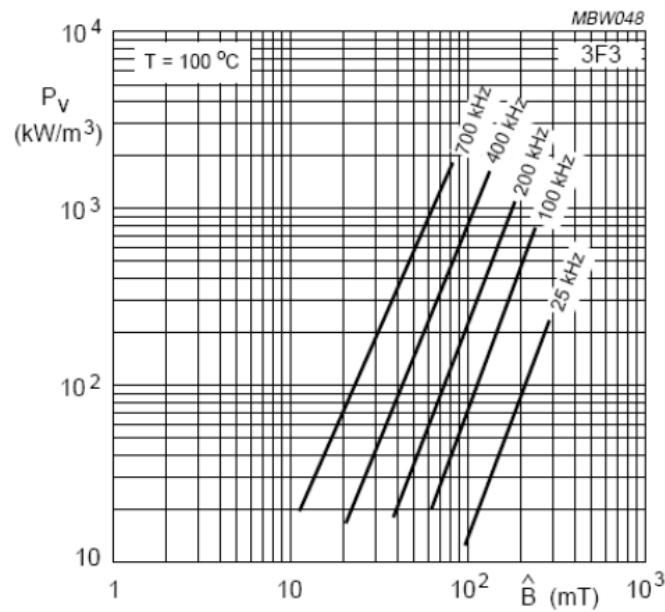
Com base nessas equações é possível montar tabelas comparativas cujos valores são obtidos usando excitação senoidal. A melhor forma de fazer essa análise é com base em procedi-

mentos experimentais, pois não há uma precisão satisfatória fornecida pelos fabricantes (o erro pode chegar a 25%). Entretanto, estes testes não são simples e exige uma estrutura própria.

O fato da excitação usada nos testes ser senoidal gera um problema, pois em conversores estáticos de potência esse sinal geralmente não é senoidal, ou seja, é necessária uma nova metodologia ou fatores de correção de acordo com o sinal aplicado.

Uma outra forma mais simples é usando o gráfico de perdas fornecido pelo fabricante, como na Figura 33.

Figura 33 – Gráfico de perdas volumétricas típico de fabricantes (material 3F3).



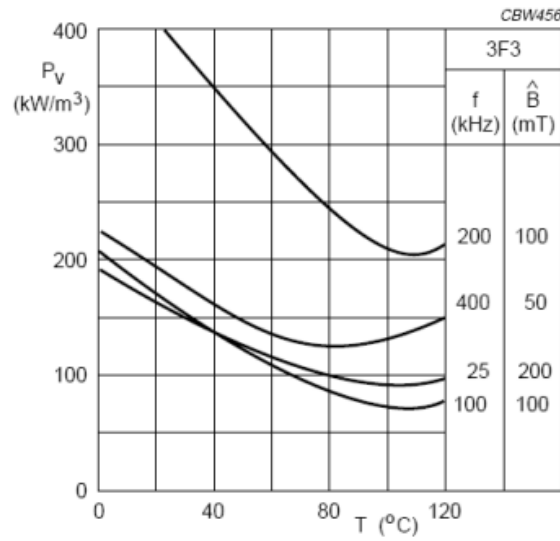
Fonte: (EBERT, 2008).

Por meios experimentais é fácil observar que variações na temperatura geram variações nas perdas. Os fabricantes fornecem gráficos ilustrando essas perdas, conforme pode ser visualizado na Figura 34.

Aqui é importante observar que, para o material usado como exemplo, as menores perdas ocorrem na temperatura de 85°C (Figura 34). A partir desta temperatura as perdas começam a aumentar. Ou seja, a partir da frequência aplicada e a indução magnética aplicada, pode-se achar o ponto para perdas minimizadas. Outra abordagem é apresentada por (MULDER, 1994), onde a correção das perdas é feito por meio de um fator multiplicativo $C(T_n)$, correspondente a uma função quadrática da temperatura com valor unitário para 100°C.

$$C(T_n) = ct - ct_1 T_n + ct_2 T_n^2 \quad (3.13)$$

Figura 34 – Gráfico de perdas volumétricas em função da temperatura (material 3F3).



Fonte: (EBERT, 2008).

As constantes apresentadas na equação variam de material para material. A fonte original carece de informações sobre a forma com a qual os dados foram obtidos, sendo mais recomendável a aproximação polinomial com dados empíricos. Importante enfatizar a unidade da constante.

- $ct_1 = C^{\circ-1}$
- $ct_2 = C^{\circ-2}$

Existe uma faixa de temperatura, situada entre 85°C e 90°C, onde as perdas magnéticas tendem a serem mínimas (EBERT, 2008). Em relação as perdas devido ao número de espiras a redução de perdas já era esperado, pois a indução magnética é reduzida. Para compreender a redução dessas perdas, tem-se:

$$P_m = V_e C_m f^x \left[\frac{V_p}{N f A_e 4} \right]^y \quad (3.14)$$

onde o termo entre chaves é a indução magnética. Essa redução de perdas ocorre devido a menor dispersão do campo magnético e melhor distribuição dentro do núcleo (SOUZA, 2018).

Quando analisamos perdas também é importante analisar perdas devido a geometria. Essas perdas podem ser geradas por volume do elemento magnético, massa, área da coluna central do núcleo e comprimento do caminho magnético.

Estruturas diferentes, mesmo com área da coluna central e força magnetomotriz iguais, resultam em perdas diferentes. Um exemplo é a comparação de perdas entre um núcleo E-E e um núcleo E-PLT. Essa diferença pode ser explicada a partir da lei de Ampère.

$$\vec{\nabla} \vec{H} = \vec{J} \quad (3.15)$$

$$\oint_L \vec{H} d\vec{l} = NI \quad (3.16)$$

Sendo l_e o comprimento do caminho médio, tem-se:

$$H = \frac{N I}{l_e} \quad (3.17)$$

Onde l_e (3.17) é o caminho médio percorrido pelo campo no núcleo, devido a ausência de entreferro na maioria dos projetos de transformadores. Ilustra também que com o aumento do caminho médio ocorre uma redução da indução magnética. Além disso, redução de volume também reduz perdas.

A presença de pequenas partículas de sujeira na junção dos núcleos magnéticos pode dar origem a um entreferro, o qual embora muito pequeno para ser observado a olho nu (micrômetros), gera uma relutância, sendo necessária uma corrente de maior amplitude e gerando maiores perdas. Ainda sobre perdas, a posição do enrolamento em núcleos magnéticos planares não afeta as perdas (EBERT, 2008).

Para uma modelagem das perdas em núcleos magnéticos planares, (EBERT, 2008) obteve um modelo. O modelo de perdas depende da indução magnética, frequência, volume e temperatura.

Experimentalmente, observou-se que as perdas magnéticas em valores absolutos eram proporcionais ao tamanho do núcleo, da frequência aplicada e também da indução magnética (EBERT, 2008). Relacionando-as matematicamente tem-se:

$$P_m = K_0 B_p^{2,5} \quad (3.18)$$

K_0 varia em função da frequência e do volume do núcleo.

Em relação ao volume, como já mencionado, tem-se perdas proporcionais:

$$P_m = K_1 V e^{1,1} \quad (3.19)$$

K_1 varia em função da frequência e de B_p . Observando a tabela abaixo torna-se mais fácil analisar os valores de K_1

Tabela 1 – K_1 para diferentes valores de indução magnética para o material 3F3

B_p (T)	K_1 (60 kHz)	K_1 (80 kHz)	K_1 (100 kHz)
0.1	1.12×10^{-5}	1.60×10^{-5}	2.04×10^{-5}
0.2	6.36×10^{-5}	9.02×10^{-5}	1.15×10^{-4}
0.3	1.75×10^{-4}	2.49×10^{-4}	3.17×10^{-4}

Fonte: (EBERT, 2008)

Sabendo que o fator K_1 varia de acordo com a frequência de operação e com a indução magnética, utilizando-se um volume constante, pode-se criar uma nova relação.

$$K_2 = K_1 f^{1,166} \quad (3.20)$$

Experimentalmente K_2 varia com $B_p^{2,5}$. Dessa forma, pode-se obter as perdas magnéticas por:

$$P_m = K_3 B_p^{2,5} f^{1,166} V_e^{1,1} \quad (3.21)$$

Para determinar o valor de K_3 , basta utilizar o valor de P_m para um determinado valor de B_p, f e V_e . Para que se possa estender o modelo para outros materiais, pode-se escrever:

$$P_m = C_m B_p^y f^x V_e^z C(T_n) \quad (3.22)$$

$C(T_n)$ é um polinômio cuja variável é a temperatura e atua como fator de correção para temperaturas diferentes em núcleos planares. Os termos de (3.22), para serem obtidos, dependem de *curve-fitting* com dados experimentais do fabricante, gerando assim curvas semelhantes às mostradas anteriormente na Figura 34.

3.11 PERDAS E EFEITOS PARASITAS NOS ENROLAMENTOS PLANARES

As perdas no cobre estão diretamente relacionadas com a resistência do material condutor à passagem da corrente elétrica. Admitindo o efeito pelicular desprezível devido a espessura do fio e a ausência de perdas por correntes induzidas, as perdas são:

$$P_e = R_{cc} I_{ef}^2 \quad (3.23)$$

sendo I_{ef} o valor eficaz da corrente.

Entretanto, quando a corrente é variante no tempo com elevada frequência, não é possível ignorar o efeito pelicular.

O efeito pelicular aparece devido à presença de correntes alternadas que geram um campo magnético circular no condutor. Esse campo induz correntes parasitas que forçam o desloca-

mento da corrente para a superfície. Como a área transversal de condução reduz, sua resistência aumenta. Pela segunda Lei de Ohm:

$$R_{cc} = \frac{\rho l}{S} \quad (3.24)$$

onde R_{cc} é a resistência do condutor, ρ é resistividade do material, l é comprimento do condutor, S é seção transversal do fluxo de corrente.

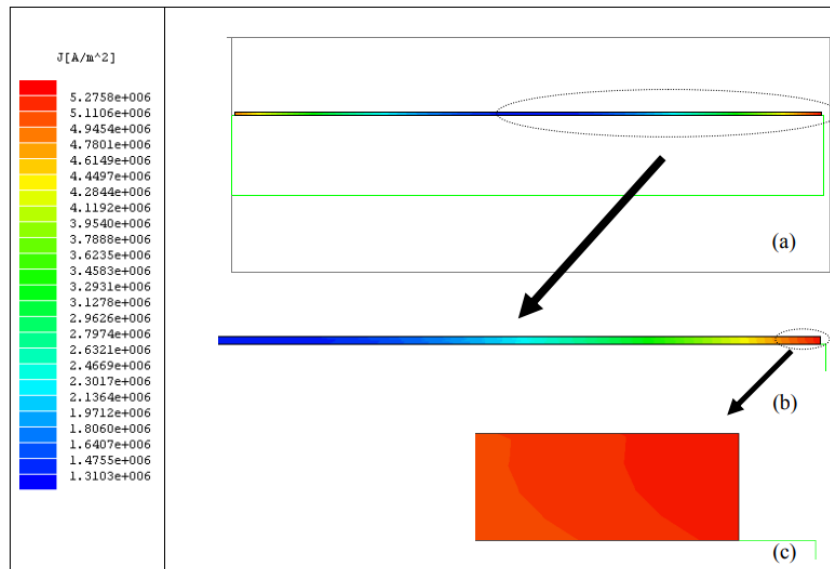
Este efeito depende da frequência, resistividade do condutor e permeabilidade do material. A Figura 35 ilustra a densidade de corrente em um condutor planar de cobre em uma frequência de 80 kHz enquanto a Figura 36 ilustra o efeito pelicular.. A partir da Figura 35 pode-se afirmar que a densidade de corrente nas bordas é aproximadamente 4 vezes maior. Além disso, na Figura 35(c) nota-se que no sentido vertical essa diferença não existe.

Para que o efeito pelicular seja pequeno em enrolamentos planares, a seguinte condição deve ser respeitada.

$$\frac{h_w}{\delta} \leq 2 \quad (3.25)$$

h_w é a altura da trilha condutora e δ é a profundidade de penetração, podendo ser calculado por (3.26).

Figura 35 – Densidade de corrente em condutor planar.

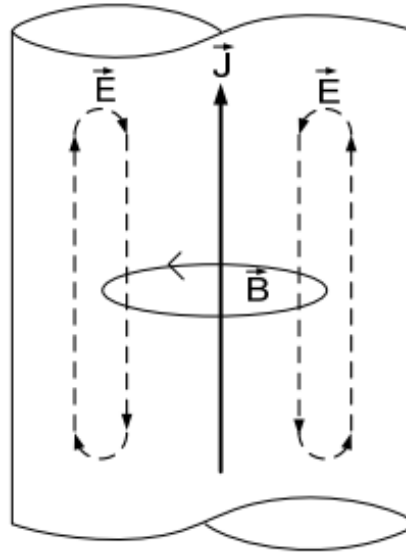


Fonte: (EBERT, 2008).

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_c}{\pi \sigma \mu_r \mu_0 f}} \quad (3.26)$$

onde ρ_c é a resistividade do cobre (depende da temperatura), μ_r é a permeabilidade relativa do material (adimensional) e μ_0 é a permeabilidade do ar.

Figura 36 – Efeito pelicular em condutor.



Fonte: (EBERT, 2008).

A resistividade do cobre, como depende da temperatura, pode ser calculada por:

$$\rho_c = \rho_{20C}[1 + \alpha_c(T - 20)] \quad (3.27)$$

onde ρ_c é resistividade do cobre na temperatura considerada ($\Omega \text{ m}$), α_c é coeficiente de temperatura do cobre ($0.00393/^\circ\text{C}$) e T é Temperatura dos condutores ($^\circ\text{C}$).

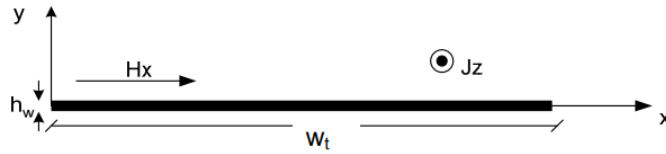
Considerando as placas com espessura entre 35 ou $70\mu\text{m}$ (padrão industrial), pode-se afirmar que para uma espessura de $35\mu\text{m}$, a 100°C , a frequência máxima é de 18MHz , e para $70\mu\text{m}$ é 4.5 MHz .

De acordo com (SOUZA, 2018), para formas de onda dos tipos pulso, quadrada ou dente de serra, que contêm harmônicas, utiliza-se nos cálculos do condutor elementar uma frequência pelo menos cinco vezes maior que a frequência de operação, enquanto que para ondas triangulares faz-se necessário uma frequência pelo menos três vezes maior. A frequência exata de operação pode ser usada somente para ondas senoidais. Em termos de espessura, os enrolamentos feitos com placa de circuito impresso não apresentariam aumento na resistência devido ao efeito pelicular. Mas, quando a trilha é larga há um deslocamento da corrente para as laterais do condutor, podendo causar algum problema de sobreaquecimento. Uma forma de amenizar este problema consiste em usar a mesma técnica utilizada em condutores convencionais, dividindo o condutor em vários condutores em paralelo.

Um outro efeito conhecido é o efeito de proximidade. O efeito de proximidade ocorre da mesma forma que o efeito pelicular, mas em vez de o campo magnético que gera as correntes

parasitas ser produzido pela corrente que passa pelo próprio condutor, o campo é produzido pelas correntes que circulam em condutores vizinhos (EBERT, 2008). Para melhor compreensão do efeito, na Figura 37 é mostrada uma lâmina condutora isolada.

Figura 37 – Efeito pelicular em condutor.



Fonte: (EBERT, 2008).

Se a lâmina é percorrida por uma corrente de pico I_p , e que sua espessura é h_w é muito menor que a largura w_t , os efeitos nas extremidades do condutor podem ser desconsiderados. Assume-se também que o campo magnético é perpendicular à corrente no condutor e paralelo à superfície. De acordo com (EBERT, 2008), as perdas podem ser calculadas por:

$$P_{eCA} = (\Lambda_F + 1) I_{rms}^2 R_{cc} + \Lambda_G w_t^2 H_x^2 R_{cc} \quad (3.28)$$

Os fatores Λ_F e Λ_G , referem-se respectivamente às perdas pelo efeito pelicular e pelo efeito da proximidade, sendo dadas por:

$$\Lambda_F = \frac{\alpha}{2} \frac{\sinh \alpha + \sin \alpha}{\cosh \alpha - \cos \alpha} - 1 \quad (3.29)$$

$$\Lambda_G = \alpha \frac{\sinh \alpha - \sin \alpha}{\cosh \alpha + \cos \alpha} \quad (3.30)$$

$$R_{cc} = \frac{1}{\sigma h_w w_t} \quad (3.31)$$

$$\alpha = \frac{h_w}{\delta} \quad (3.32)$$

Tipicamente, Λ_G é maior que Λ_F para os mesmos valores de α e ambos aumentam com o aumento da frequência, logo pode-se afirmar que as perdas causadas pela proximidade serão maiores que as perdas causadas pelo efeito pelicular.

Segundo (EBERT, 2008), a elevação de temperatura devido à densidade de corrente para um sinal CC é similar à elevação de temperatura do enrolamento submetido a um sinal CA, além disso, essa mudança de temperatura é pouco suscetível a variação do número de espiras. Sendo assim, a resistência a corrente alternada e a corrente contínua podem ser consideradas equivalente.

A partir destes mesmos estudos empíricos, foi observado que quanto maior o núcleo maior é a temperatura no enrolamento para uma mesma densidade de corrente. A explicação para isso reside no fato que os núcleos menores tem mais contato com o ar, facilitando a dissipação de calor. É necessário também tomar cuidado com o aumento da temperatura nas trilhas, pois devido ao equilíbrio térmico ocorre o aumento da temperatura do núcleo.

4 FERRAMENTA DE SIMULAÇÃO NUMÉRICA

As ferramentas de análise e simulação baseadas na modelagem por elementos finitos, também conhecidas como FEA – Finite Element Analysis, permitem a obtenção de soluções para um problema relativamente complexo de ser equacionado em uma abordagem analítica (SOUZA, 2018). Isso ocorre principalmente devido aos aspectos geométricos e físicos de um problema real, que podem apresentar tanto não linearidades como descontinuidades. Com o aumento da frequência tem-se efeito pelicular e efeito de proximidade, afetando a resistência CA, fator de acoplamento e indutância dos enrolamentos, dispersão do fluxo caracterizada eletricamente como indutância de dispersão, capacitância parasita própria entre enrolamentos.

O principal objetivo se usar uma ferramenta de simulação FEA consiste em obter um modelo elétrico equivalente para o elemento magnético que possa caracterizar seu comportamento.

4.1 FERRAMENTA MAXWELL

Uma das ferramentas disponíveis para a simulação eletromagnética é o software Ansys Maxwell®, o qual utiliza a abordagem FEA e apresenta os seguintes módulos:

- Magnetic Solver
- Eletric Solver

O módulo magnético se baseia em obter as correntes parasitas baseando-se nos efeitos da frequência. São considerados análise de campos magnéticos senoidais e correntes de condução regidas por cálculos vetoriais de campo magnético, podendo ser calculadas por (4.1) e (4.2), onde H representa a intensidade do campo magnético, J representa a densidade de corrente, D representa a indução elétrica, ω representa a frequência do sinal.

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}_s = \vec{J}_s + j\omega\vec{D}_s \quad (4.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}_s = -j\omega\vec{B}_s \quad (4.2)$$

Por meio das relações constitutivas (4.3) e (4.4) tem-se (4.5) e (4.6), onde σ é a condutividade, μ é a permeabilidade relativa e ϵ é a permissividade elétrica.

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad (4.3)$$

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad (4.4)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H}_s = \sigma \vec{E}_s + j\omega\epsilon \vec{E}_s \quad (4.5)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E}_s = -j\omega\mu \vec{H}_s \quad (4.6)$$

Aplicando o rotacional em (4.5) tem-se o resultado final mostrado em (4.9):

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{H}_s) = (\sigma + j\omega\epsilon) \vec{\nabla} \times \vec{E}_s \quad (4.7)$$

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{H}_s) = (\sigma + j\omega\epsilon)(-j\omega\mu \vec{H}_s) \quad (4.8)$$

$$\vec{\nabla} \times \left[\left(\frac{1}{\sigma + j\omega\epsilon} \right) (\vec{\nabla} \times \vec{H}_s) \right] = -j\omega\mu \vec{H}_s \quad (4.9)$$

Nesse caso os dados de entrada podem ser definidas como valores de corrente em condutores ou mesmo campos magnéticos externos e variantes no tempo. As soluções são apresentadas para valores discretos de frequência, considerando operação em regime permanente, sem considerar transitórios. As soluções são obtidas apenas para materiais lineares, ou seja, não é possível considerar os efeitos de saturação no material ou quando operando próximo dessa região (SOUZA, 2018).

O módulo elétrico é usado para obtenção das capacitâncias por meio da aplicação da Lei de Gauss.

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho_q \quad (4.10)$$

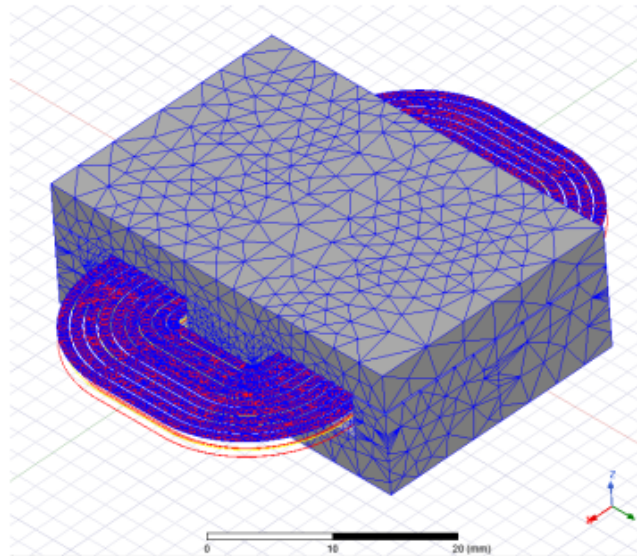
São consideradas as características do material, através da permissividade elétrica, o vetor potencial elétrico e a densidade de carga elétrica volumétrica ou superficial (ρ_q).

As equações de Maxwell apresentadas descrevem os fenômenos físicos envolvidos na operação do componente eletromagnético de forma elementar. A modelagem por elementos finitos FEA, permite que esta solução elementar seja obtida para pontos localizados no elemento finito e estendida para o problema como um todo que representa o modelo real. A figura 38 um modelo 3D simplificado que representa um transformador planar criado no ambiente do Maxwell® por meio de uma malha. No Maxwell® a criação da malha utilizada para simulação é realizada de forma automatizada pela ferramenta computacional, sendo a mesma refinada de acordo com critérios de convergência baseados no erro percentual de energia e variação de energia, que são definidos na configuração da simulação.

O refinamento da malha criada pelo software executado com base na convergência solicitada pelo usuário.

Após obtida a solução de campo, podem ser exibidas no componente os campos resultantes da simulação. Como mostrado na Figura 39, podem ser visualizadas (*Edgy Current Solver*)

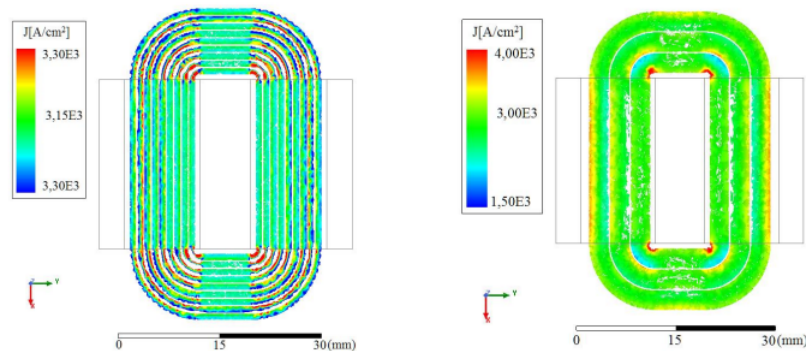
Figura 38 – Representação da malha criada pelo software Ansys Maxwell ®.



Fonte: (SOUZA, 2018).

a distribuição de densidade de fluxo magnético B no núcleo, a intensidade do campo H no entreferro e também a densidade de corrente nos condutores.

Figura 39 – Densidade de corrente no enrolamento primário e no enrolamento secundário.



Fonte: (SOUZA, 2018).

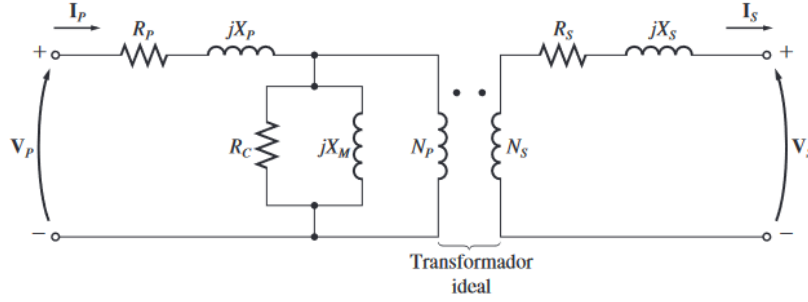
Importante salientar que esses campos podem ser visualizados por comportamento vetorial ou apenas magnitude, funcionalidades muito úteis em análise de elevada densidade ou distribuição desigual nos condutores.

Finalmente a caracterização do componente é realizada através da obtenção dos parâmetros elétricos a partir da solução de campo.

Ao ser alcançada a convergência na solução de campo, os parâmetros são obtidos de acordo com o tipo de solução e com base nas configurações iniciais. No caso do *Eddy Current*

por exemplo, os parâmetros elétricos que representam a impedância, resistência, indutância e fator de acoplamento entre enrolamentos são apresentados na forma matricial. A Figura 40 traz os componentes presentes na representação.

Figura 40 – Circuito equivalente de um transformador.



Fonte: Do autor, 2024.

Ignorando os termos resistivos devido ao seu baixo valor, pode-se usar os demais componentes para ilustrar o sistema matricial,

$$\begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$L_{Mat} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

L_{11} e L_{22} representam a indutância própria de cada uma das bobinas, sendo as componentes da diagonal secundária L_{12} e L_{21} representam a indutância mútua dos enrolamentos, os quais devem possuir o mesmo valor.

$$L_{11} = L_{l1} + \frac{n_1}{n_2} L_{12} \quad (4.13)$$

$$L_{22} = L_{l2} + \frac{n_2}{n_1} L_{21} \quad (4.14)$$

$$L_M = \frac{n_1}{n_2} L_{12} \quad (4.15)$$

A partir dessas relações pode ser obtido o valor do fator de acoplamento entre enrolamentos k_a , com M representando a indutância mútua entre os enrolamentos.

$$k_a^2 = \frac{L_{12} L_{21}}{L_{11} L_{22}} \quad (4.16)$$

$$k_a = \frac{M}{\sqrt{L_{11} L_{22}}} \quad (4.17)$$

A relação de transformação real entre os enrolamentos pode ser calculada como segue, bem como a indutância de dispersão.

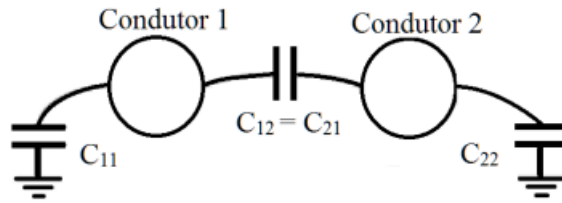
$$\left(\frac{N_1}{N_2}\right) = \sqrt{\frac{L_{11}}{L_{22}}} \quad (4.18)$$

$$Ld_1 = (1 - k_a^2) L_{11} \quad (4.19)$$

$$Ld_2 = (1 - k_a^2) L_{22} \quad (4.20)$$

Para a solução *Eletrostatic Solver* a principal grandeza obtida é a matriz com as capacitâncias associadas aos condutores. Considerando dois condutores, tem-se dois capacitores, como ilustrado na Figura 41.

Figura 41 – Representação do efeito capacitivo em condutores.



Fonte: (SOUZA, 2018).

O sistema de equações fica:

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_A & C_C \\ C_B & C_D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\begin{bmatrix} C_A & C_C \\ C_B & C_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} + C_{12} & -C_{12} \\ -C_{21} & C_{21} + C_{22} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

V_1 e V_2 são os potenciais definidos como excitação do sistema, para o qual são obtidas as distribuições das cargas resultantes Q_1 e Q_2 , possibilitando o cálculo das capacitâncias internas.

$$C_{11} = C_A + C_C \quad (4.23)$$

$$C_{22} = C_D + C_B \quad (4.24)$$

$$C_{21} = C_{12} = -C_B = -C_c \quad (4.25)$$

Apesar de ter sido mostrado um caso mais genérico, o Maxwell® pode ser aplicado para casos mais complexos, assim como para geometrias diversas, mas sempre utilizando as equações elementares. As etapas iniciais de projeto para definições das características do componente magnético precisam ser realizadas previamente, através de métodos analíticos adequados à aplicação ou mesmo utilizando ferramentas específicas para o projeto de elementos magnéti-

cos. Como ferramenta de simulação FEA, o Maxwell® tem como papel apenas caracterizar o componente projetado. As etapas que devem ser realizadas são, modelagem geométrica do problema, definição dos materiais e propriedades, definir configuração de simulação e tratamento dos resultados.

Com o objetivo de automatizar algumas etapas, existem as ferramentas PExpert® e PE-mag®.

O software PExprt® é oferecido pelo Ansys® como parte de um pacote para auxílio no projeto de componentes magnéticos. Em sua estrutura se encontram as equações necessárias para o dimensionamento desses elementos magnéticos para validação do projeto. Nesse software, quando é criado um novo projeto, é fornecida uma lista de magnéticos disponíveis, como indutores, transformadores, indutores acoplados, onde o projeto pode ser baseado na forma de onda (*Waveform Based*) ou no conversor (*Converter Based*).

Para o caso do *Converter Based*, a ferramenta apresenta uma abordagem mais didática, já trabalhando com equações de conversores tradicionais, como: Forward, Buck, buck-boost, etc. Nesse modo tem-se apenas uma saída disponível, além da limitação do secundário dividido. Em *Waveform based* existe maior flexibilidade (quanto ao número de saídas, por exemplo), mas é necessário fornecer informações mais detalhadas no projeto, como razão cíclica, indutância, etc.

O PExprt® torna a execução do projeto muito mais veloz, pois em sua biblioteca existem vários dados de materiais magnéticos e dimensionamentos de alguns fabricantes.

Quando o projeto é realizado com base no conversor, os dados de entrada são tensão de entrada, tensão de saída, potência, frequência de comutação, relação de transformação e o ripple.:

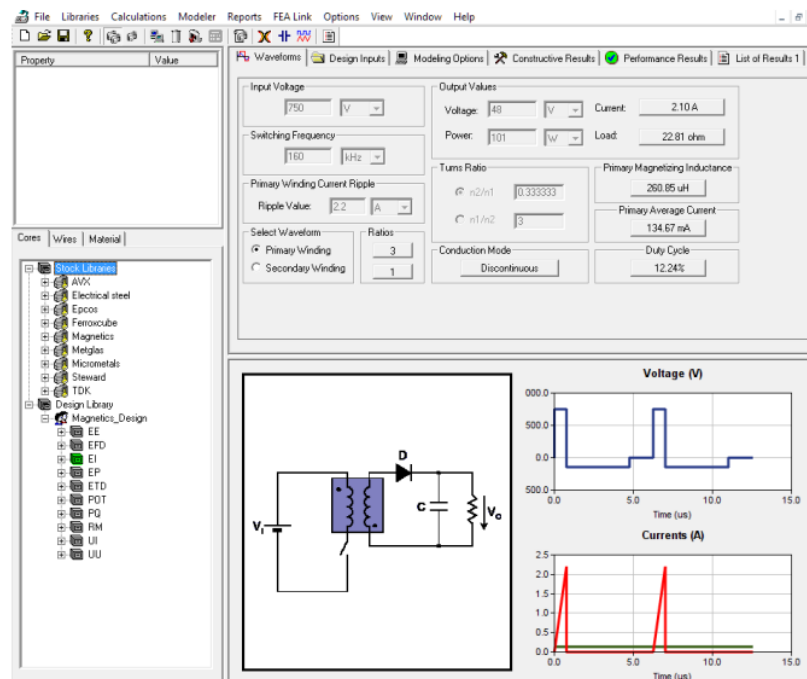
A Figura 42 ilustra o painel onde os dados são inseridos.

Com esses dados de entrada, os dados de saída esperados são a corrente, resistência de carga, indutância do primário, razão cíclica, corrente média no primário, indicação do modo de condução.

Também é definido pelo usuário parâmetros como o tipo de geometria, planar, concêntrico (convencional) ou toroidal, além de condições geométricas referente ao número de camadas, condutores em paralelo, tipo de enrolamento, margens utilizadas entre condutores e carretel ou próprio núcleo.

No caso da geometria planar também são definidos condições térmicas, máxima temperatura, densidade de fluxo máxima relacionada a saturação do núcleo e variação permitida na relação de espiras para o valor definido inicialmente. Também existe opções relativas a modelagem (*Modeling Options*), onde são definidos quais os modelos analíticos serão utilizados para cálculo das perdas nos enrolamentos e as perdas no núcleo do material magnético.

Figura 42 – Painel de entrada de dados em relação ao conversor.



Fonte: (SOUZA, 2018).

Após serem definidas as características do conversor, do elemento magnético e da modelagem que será utilizada para a estimativa das perdas, é necessário definir os aspectos relacionados ao material magnético, geometria do núcleo e condutores poderão ser utilizados. Nessa etapa podem ser utilizados os dados dos materiais e geometrias disponíveis nas bibliotecas para diferentes fabricantes.

Uma vez definidos todos os aspectos relacionados ao projeto do elemento magnético, incluindo os materiais e geometrias, o *software*, utilizando a sua base analítica relacionada ao projeto, irá determinar com base em critérios eletromagnéticos e térmicos a possibilidade de executar o mesmo, assim como as possíveis soluções. Por fim, o algoritmo considera um conjunto de equações, basicamente com os objetivos de limitar ΔB , evitando a saturação do núcleo, manter as perdas magnéticas e as perdas no cobre equilibradas em um nível aceitável, limitada pela elevação de temperatura.

Após o fim da simulação será apresentado as perdas no núcleo e cobre, densidade de corrente, variações de indução magnética, resistência CC, indutância para os enrolamentos e temperatura máxima.

Os resultados obtidos podem ser usados diretamente no PEmag®, o qual tem a função de criar efetivamente o modelo para caracterização do componente, servindo também para uma interface para criação de modelos 2D e 3D para simulação. É apresentado diagrama elétrico do componente, uma vista de seção transversal que representa a construção do mesmo e também

a janela com os valores de resistência CA e CC. Também são mostradas as conexões entre as bobinas que compõe o componente magnético.

Dessa forma utilizando o PEmag® é possível modificar parâmetros do componente magnético como espessura de cobre, espessura dos isolantes e disposição dos enrolamentos. Assim, o modelo simulado pode ser aproximado do componente real, considerando por exemplo as tolerâncias e variações do processo de fabricação.

Mesmo com elevado esforço computacional, ainda na simulação o modelo 3D simplificado não representa fielmente o componente que será de fato implementado. Entre os aspectos relevantes, devido a simplificação é mantido o alinhamento praticamente exato entre as espiras do primário e secundário. Inclusive os valores obtidos para indutância de dispersão, em termos absolutos, ainda podem divergir consideravelmente dos valores reais. Pois mesmo que o modelo seja em 3D ainda não são consideradas as diferenças nos comprimentos das espiras e o desalinhamento entre as mesmas que pode ocorrer para manter isolamento entre os enrolamento.

Para a validação do projeto do elemento magnético, após definir fisicamente sua construção, pode ser realizada a simulação FEA diretamente no Maxwell® a partir de um modelo que represente o mesmo fisicamente: considerando a geometria real das espiras no formato espiral, com suas conexões e não idealidades geométricas devido a isolamento, por exemplo.

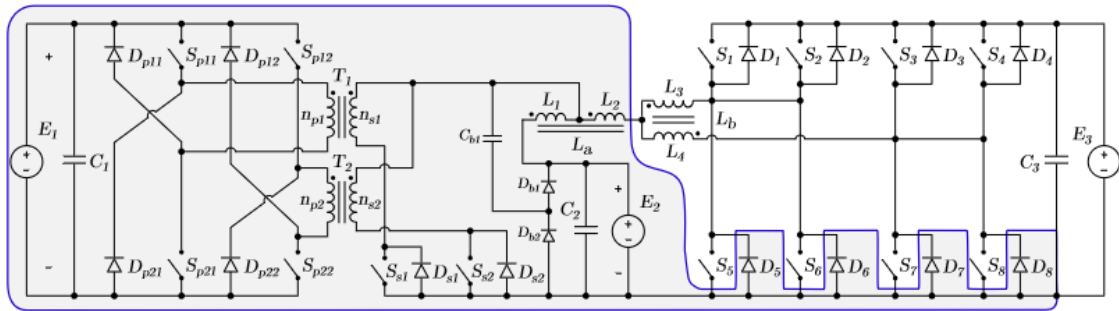
5 CIRCUITO DE IMPLEMENTAÇÃO E NÚCLEO MAGNÉTICO UTILIZADO

No presente capítulo será mostrada todas as etapas do funcionamento do circuito de implementação do transformador, bem como detalhes do elemento magnético disponível para o projeto.

5.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CIRCUITO

O circuito de implementação do elemento magnético planar consiste em um conversor CC-CC bidirecional Forward/Flyback intercalado com indutor acoplado, conforme ilustrado na Figura 43, onde o mesmo é apresentado com destaque. Para a operação no sentido Forward (carregamento da bateria), o conversor é constituído por: quatro diodos e quatro interruptores do lado primário, dois transformadores, dois diodos retificadores do lado secundário, um capacitor de filtro, um indutor acoplado e quatro diodos de roda livre que pertencem à segunda topologia. Nessa etapa tem-se um abaixador de tensão com razão cíclica máxima de 0,5 para permitir a desmagnetização dos transformadores.

Figura 43 – Conversor CC-CC Bidirecional.



Fonte: (MAYER, 2019).

A relação de transformação dos transformadores é dada por:

$$n_T = \frac{n_{s1}}{n_{p1}} = \frac{n_{s2}}{n_{p2}} \quad (5.1)$$

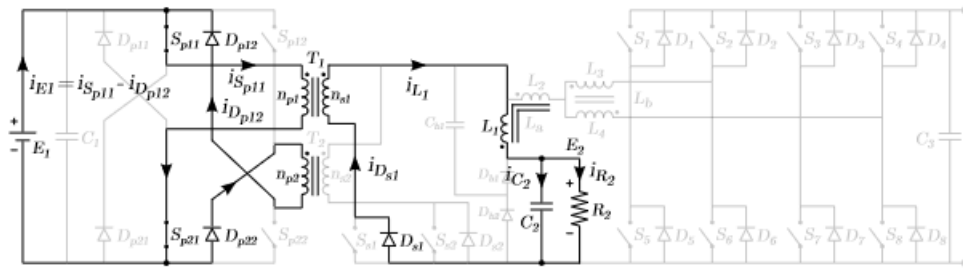
O modo de condução contínua (MCC) é definido no conversor quando se analisa a corrente elétrica no elemento armazenador de energia de interesse, no caso o indutor. No sentido forward a fonte E_1 transfere energia para o circuito de forma descontínua, a qual ocorre durante

o bloqueio dos interruptores, já a carga R_2 (E_2) e o capacitor C_2 recebem energia do circuito ao longo de todo o período de comutação pr meio do indutor L_1 , que sempre apresentará corrente elétrica circulante.

No lado primário do conversor um período de operação é composto por seis sub etapas, sendo estas indicadas nas Figuras 44 à Figura 49, onde a circulação de corrente é ilustrada com o uso de setas.

A 1º etapa de operação vista pelo lado primário é iniciada quando os interruptores S_{p11} , S_{p21} são acionados no tempo t_0 , a tensão sobre L_1 fica igual a $E_1 \cdot n_T - E_2$, polarizando diretamente o diodo D_{s1} que conduz a corrente do indutor. Esta etapa é finalizada no tempo t'_1 com a completa desmagnetização do transformador T_2 por meio dos diodos D_{p12} e D_{p22} , os quais fazem a reciclagem da energia para a fonte de alimentação. No entanto, o indutor L_1 acumula energia até o tempo t_1 , onde S_{p11} e S_{p21} são comandados a bloquear. Durante o intervalo de tempo Δt_1 a fonte alimenta a carga R_2 e o capacitor C_2 por meio do transformador T_1 e do indutor L_1 . Essa etapa é ilustrada na Figura 44.

Figura 44 – 1º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.

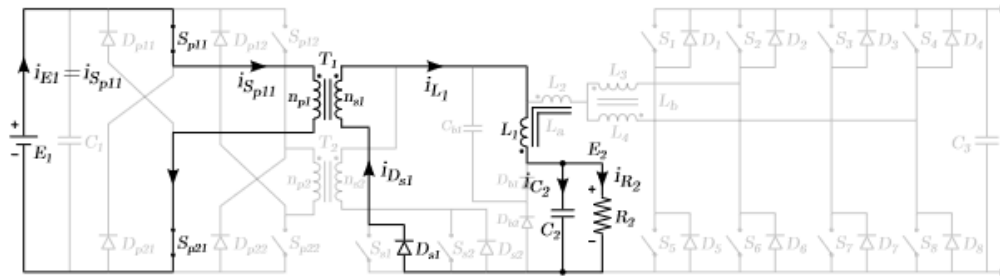


Fonte: (MAYER, 2019).

Na 2º etapa de operação que se inicia no tempo t'_1 , os interruptores S_{p11} , S_{p21} ainda estão acionados e a tensão sobre L_1 continua igual a $E_1 \cdot n_T - E_2$, conforme ilustrado na Figura 45. A principal diferença para a 1º etapa é a inexistência da desmagnetização do transformador T_2 . O indutor L_1 acumula energia até o tempo t_1 , então S_{p11} e S_{p21} são comandados a bloquear, ficando a corrente nos interruptores igual a corrente da fonte, encerrando esta etapa.

Na 3º etapa de operação que se inicia no tempo t_1 e termina em t_2 , os interruptores S_{p11} , S_{p21} são comandados a bloquear, e a tensão sobre L_1 fica igual a $-E_2/(1+n_{La})$, bloqueando os diodos do lado secundário conforme ilustrado na Figura 46. Neste instante se inicia a etapa de desmagnetização do transformador T_1 por meio dos diodos D_{p11} , D_{p21} , que fazem a reciclagem da energia para a fonte de alimentação e a carga é alimentada pela corrente que circula pelo indutor $i_{L1} = i_{L2}$ e pelo capacitor C_2 . Esta etapa de roda livre da corrente em L_2 , passa e se divide através do indutor acoplado L_b e dos diodos D_5 , D_6 , D_7 e D_8 . A etapa é finalizada no tempo t_2

Figura 45 – 2º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.

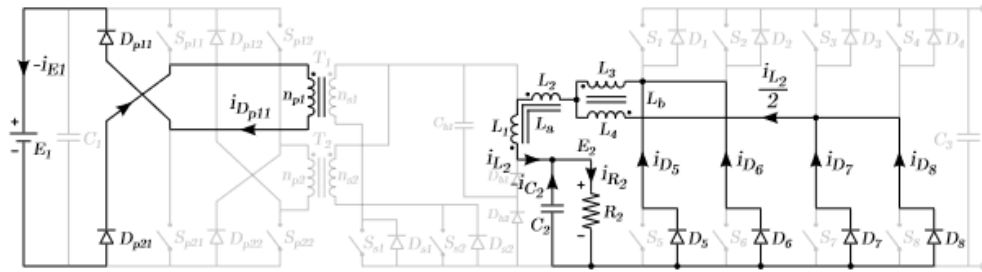


Fonte: (MAYER, 2019).

aonde o indutor acoplado L_a para de transferir energia com a condução dos interruptores S_{p12} e S_{p22} .

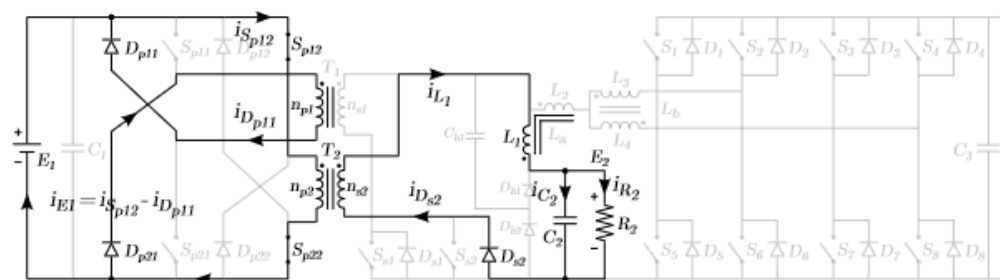
A 4º etapa de operação é similar à 1º etapa, onde se inicia no tempo t_2 e termina no tempo t'_2 . A principal diferença é a condução do diodo D_{s2} com o acionamento dos interruptores S_{p12} , S_{p22} . A desmagnetização do transformador T_1 ainda continua ocorrendo por meio dos diodos D_{p11} , D_{p21} e finalizada em t'_2 , conforme Figura 47.

Figura 46 – 3º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.



Fonte: (MAYER, 2019).

Figura 47 – 4º etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.

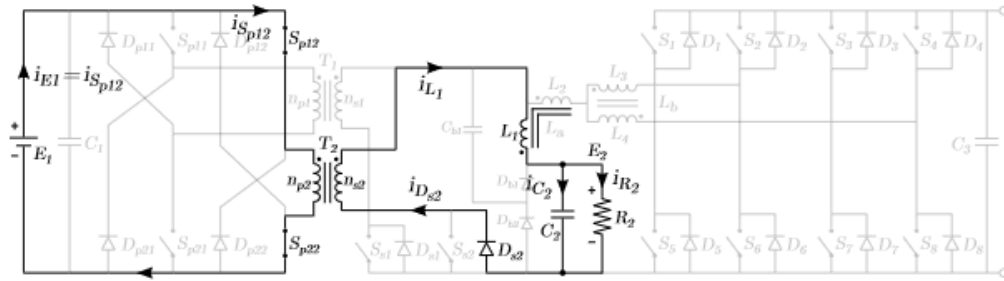


Fonte: (MAYER, 2019)

A 5ª etapa de operação é similar à 2ª etapa, onde se inicia no tempo t_2' e termina no tempo t_3 , conforme Figura 48. A corrente nos interruptores S_{p12} , S_{p22} fica igual à corrente da fonte. Nesta etapa, já não ocorre nenhuma desmagnetização dos transformadores e a carga continua sendo alimentada pela fonte de alimentação via T_2 e L_1 .

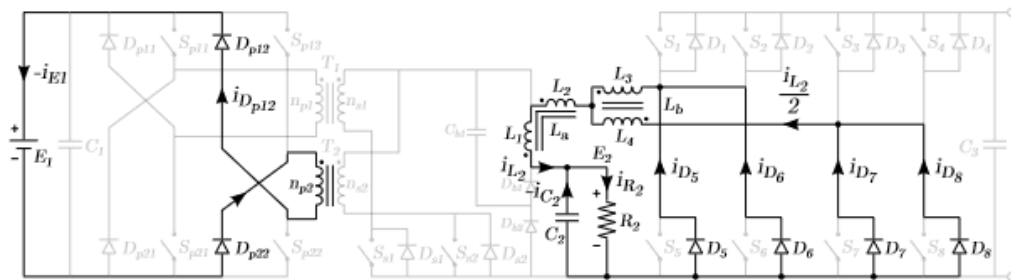
A 6ª etapa de operação é similar à 3ª etapa, onde inicia-se em t_3 a desmagnetização do transformador T_2 por meio dos diodos D_{p12} , D_{p22} que fazem a reciclagem da energia para a fonte de alimentação. A etapa é finalizada no tempo t_4 aonde o indutor acoplado L_a para de transferir energia com a condução novamente dos interruptores S_{p11} e S_{p21} , onde se encerra um período de comutação do conversor. Esta última etapa é ilustrada na Figura 49.

Figura 48 – 5ª etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.



Fonte: (MAYER, 2019).

Figura 49 – 6ª etapa de operação conversor CC-CC bidirecional.



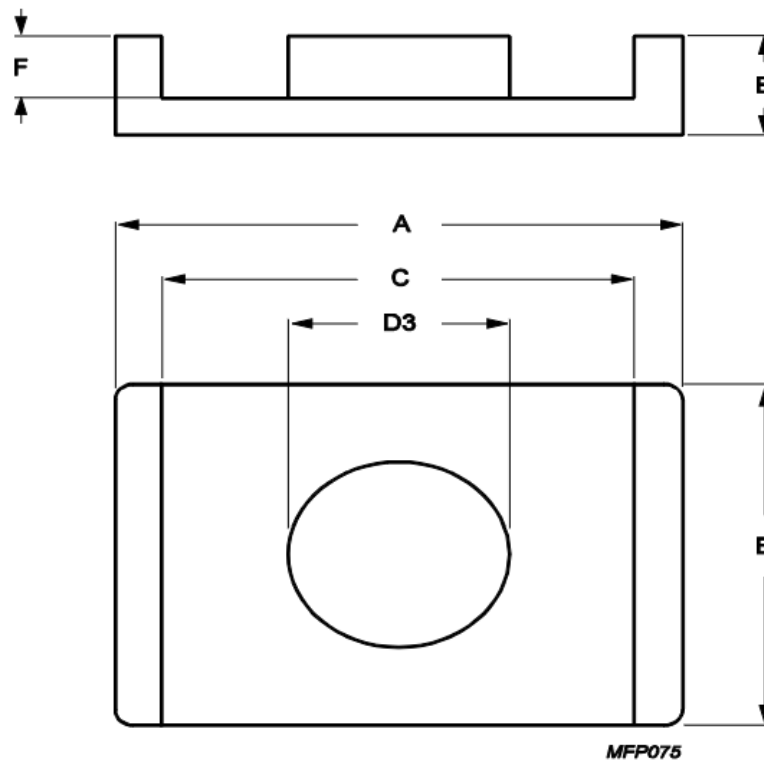
Fonte: (MAYER, 2019).

5.2 MAGNÉTICO PLANAR SELECIONADO

Usualmente o projeto de um elemento magnético planar é realizado pensando no conversor operando em sua potência nominal. Entretanto, para esse projeto em específico, foi decidido usar o núcleo magnético planar disponível, o qual é ilustrado abaixo. A obtenção desses núcleos envolve compras internacionais, gerando assim problemas com prazo de entrega e

principalmente com custos elevados. Dessa forma, será buscado um ponto de operação ótimo desse núcleo e na sequência uma redução de potência do conversor CC bidirecional para seu uso adequado. Na Figura 50 o elemento magnético é mostrado junto com suas dimensões.

Figura 50 – Núcleo magnético planar do projeto.



Fonte: (Datasheet FERROXCUBE).

O valor numérico de cada dimensão é ilustrado na Tabela 2.

Tabela 2 – Medidas do núcleo

	Nom	Tol +	Tol -	Unit
A	3,10	0,55	0,45	mm
B	25,40	0,40	0,40	mm
C	27,20	0,40	0,40	mm
D3	12,40	0,15	0,15	mm
E	6,00	0,13	0,13	mm
F	2,90	0,00	0,25	mm

Fonte: (Datasheet FERROXCUBE).

O material do núcleo é o 3C92 do fabricante FERROXCUBE, material este com o B_{sat} de 450mT a uma temperatura de 100°C aproximadamente. Com base nas imagens pode-se observar que o espaço disponível para as trilhas é dado por:

$$w = \frac{C}{2} - \frac{D3}{2} = \frac{27,20}{2} - \frac{12,40}{2} = 7,4 \text{ mm} \quad (5.2)$$

5.3 PARÂMETROS DO CONVERSOR CC-CC

As equações que definem a corrente média ($I_{T_{med}}$) e a corrente eficaz ($I_{T_{ef}}$) nos enrolamentos do primário do transformador (MAYER, 2019) são:

$$I_{T_{pmed}} = I_{R2} \cdot \frac{n_T(n_{La} + 1) \cdot D}{2D \cdot n_{La} + 1} + \frac{E_1 \cdot D^2}{L_p \cdot f_s} \quad (5.3)$$

$$I_{T_{pef}} = \sqrt{\left[I_{R2} \cdot \frac{n_T(n_{La} + 1) \cdot D}{2D \cdot n_{La} + 1} + \frac{E_1 \cdot D^2}{L_p \cdot f_s} \right]^2 + \left[\frac{E_1 \cdot D}{2L_p \cdot f_s} \right]^2} \cdot \sqrt{D} \quad (5.4)$$

Em relação ao secundário, tem-se:

$$I_{T_{smed}} = \frac{I_{R2} \cdot D(n_{La} + 1)}{2D \cdot n_{La} + 1} \quad (5.5)$$

$$I_{T_{sef}} = \frac{I_{R2} \cdot \sqrt{D}(n_{La} + 1)}{2D \cdot n_{La} + 1} \quad (5.6)$$

Com isso fica observável que os esforços nos enrolamentos dependem do *duty cycle* (D).

Em seu pleno funcionamento, o conversor opera com as seguintes características:

Tabela 3 – Correntes do conversor em pleno funcionamento.

Parâmetro	Valor	Unidade
$I_{T_{pmed}}$	7.25	A
$I_{T_{pef}}$	9.35	A
$I_{T_{smed}}$	7.6	A
$I_{T_{sef}}$	12	A
<i>Duty Cycle</i>	0,45	-

Fonte: Do Autor (2024).

Segundo (Datasheet FERROXCUBE), a indutância em um núcleo planar, o qual é obtido pode ser calculado por:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 \mu_r A_e}{l_e} \quad (5.7)$$

Onde N é o número de voltas, μ_0 é a permeabilidade magnética do ar/vácuo, μ_r é a permeabilidade relativa do meio, A_e é a área efetiva da coluna central e l_e é o caminho médio da espira. Algumas informações dependem do projeto e outras são do núcleo magnético, as quais são mostradas na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros geométricos do núcleo.

Parâmetro	Valor	Unidade
V_e	5400	mm^3
l_e	38,2	mm
A_e	141	mm^2

Fonte: Do Autor (2024).

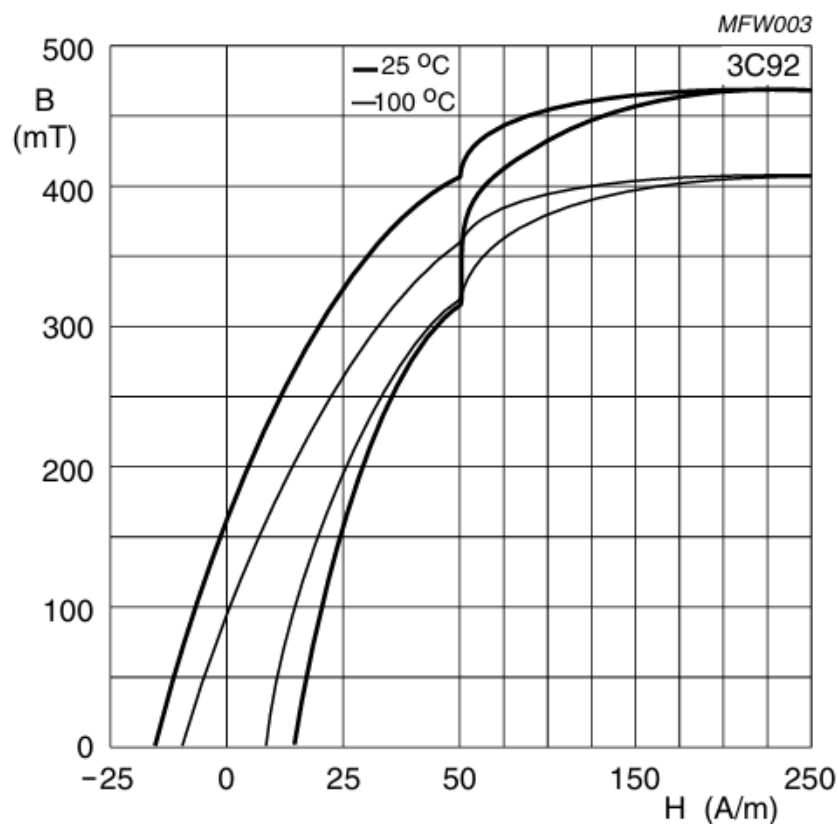
6 PROJETOS PRELIMINAR

Nesse etapa será realizado primeiramente o levantamento dos dados do conversor em sua potência nominal para verificação da possibilidade de projeto com esses dados. Na sequência é proposta uma redução de potência para possibilitar o uso do núcleo magnético disponível, bem como a apresentação dos dados do material deste núcleo. Após a redução da tensão de entrada para o projeto, é proposta uma mudança na carga do resistor para aumentar a potência de saída, buscando criar um cenário de aplicação mais razoável e realista. Para ambos os cenários são levantadas as curvas de rendimento e análise da perdas do material.

O projeto original consiste em: V_p de 400 V, V_s de 200 V, f igual à 35 kHz, corrente do primário de 9,35 A, corrente no secundário 12 A e D sendo 0,45.

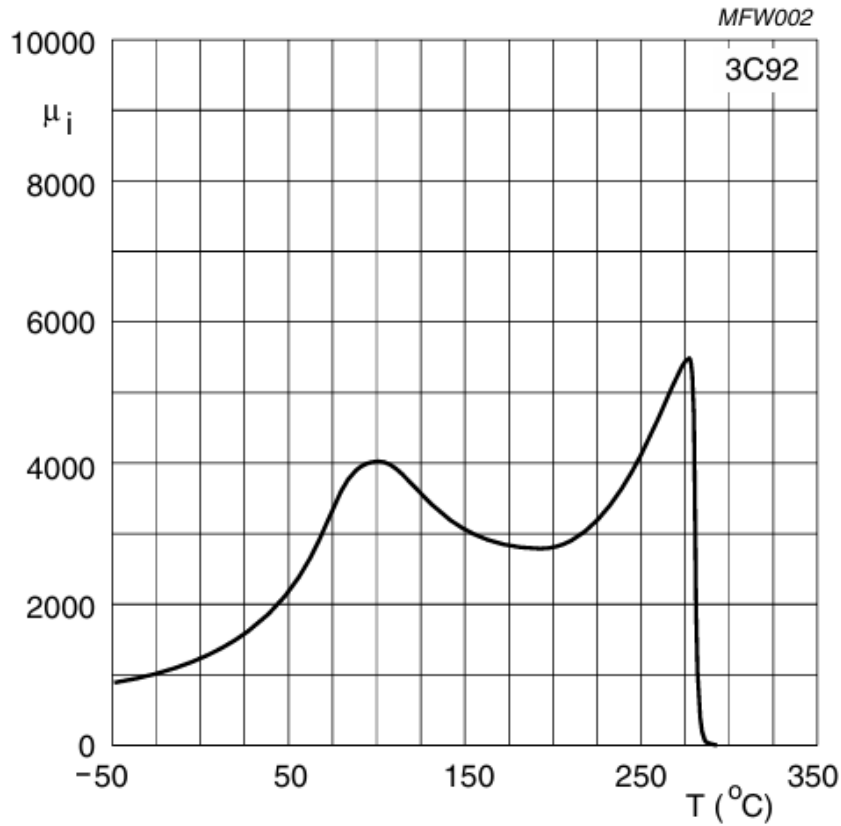
Primeiramente realiza-se o levantamento das curvas do núcleo magnético para obter parâmetros, sendo esses mostrados na Figura 51, Figura 52 e Figura 53.

Figura 51 – Curva de Histerese 3C92.



Fonte: (Datasheet FERROXCUBE).

Figura 52 – Permeabilidade como função da temperatura 3C92.



Fonte: (Datasheet FERROXCUBE).

Inicialmente, pode-se calcular a perda que o núcleo magnético apresentará. Essa perda calculada pode ser obtida por (5.8) (MULDER, 1994):

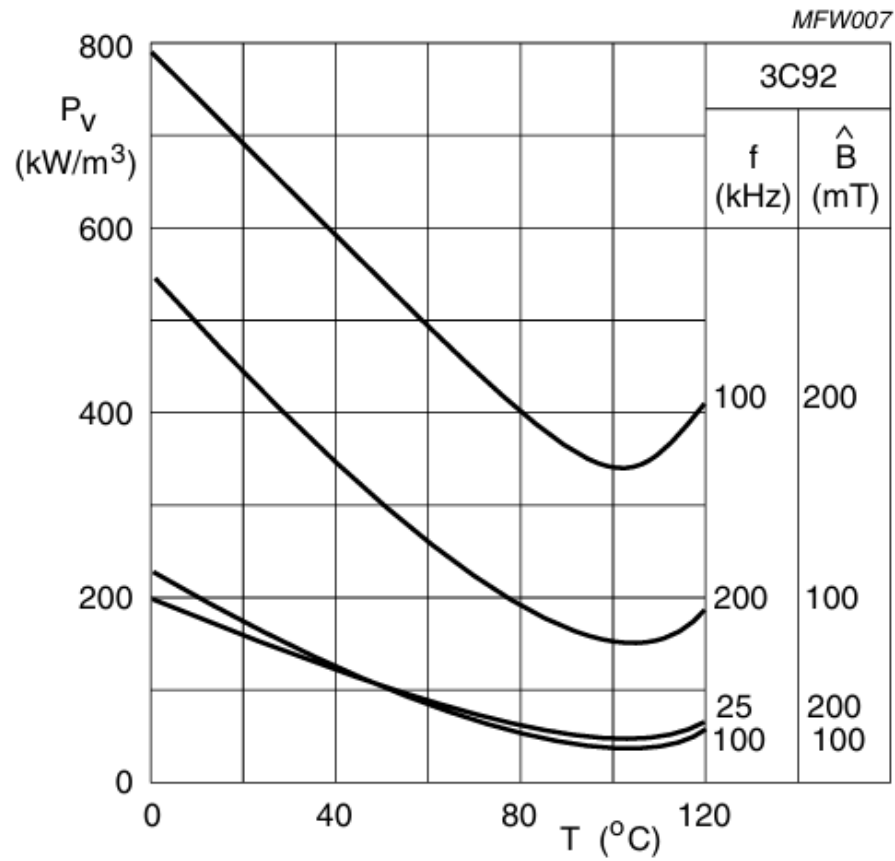
$$P_{nucleo} = C_m \cdot f^x \cdot B_{pico}^y \cdot (ct_0 - ct_1 T + ct_2 T^2) \quad (6.1)$$

Os parâmetros dessa equação são empíricas e mudam de acordo com o material do elemento magnético e da frequência do sinal. Para o 3C92, tem-se os dados mostrados na tabela 5:

Substituindo esses dados em (5.7) pode-se observar que as perdas dependem de vários componentes, sendo os principais a frequência, temperatura de operação e campo aplicado. Pensando em operar esse núcleo no seu ponto de menor perdas, pode-se observar pela Figura 56 que o ponto em questão é aproximadamente onde tem-se 100 °C e uma frequência de 25 kHz até 100 kHz, além de um indução magnética entre 0,2 e 0,1 T.

Para determinar a espessura de cada trilha usa-se o gráfico disponibilizado pelo fabricante, conforme Figura 54. No projeto em questão, a corrente eficaz no primário é 9,35 A. Considerando uma variação térmica de 50 °C e uma altura de condutor de 35 μm, a espessura da trilha

Figura 53 – Perdas calculadas do material 3C92.



Fonte: (Datasheet FERROXCUBE).

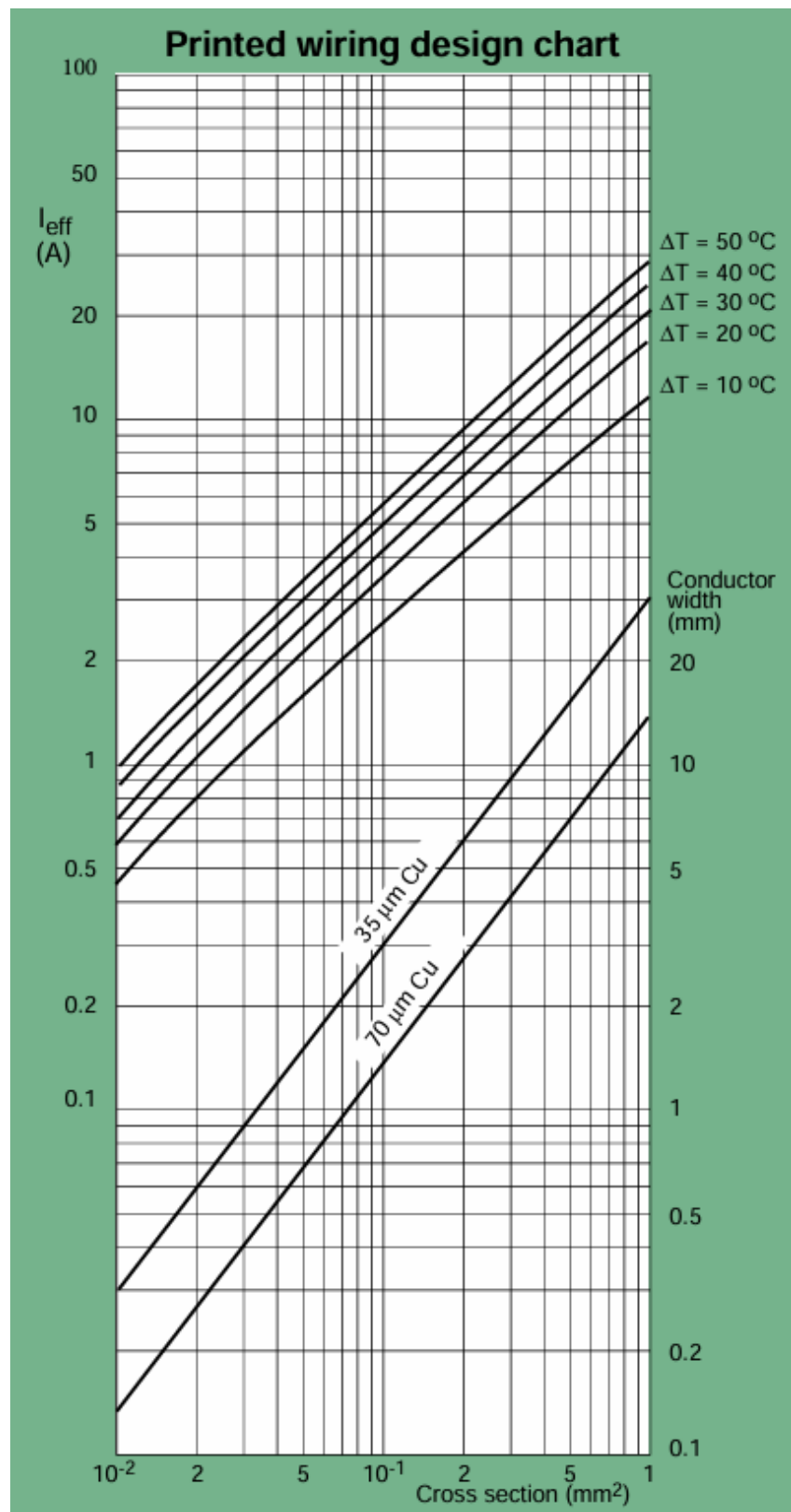
Tabela 5 – Parâmetros do material 3C92.

Parâmetro	Valor
C_m	26,5
x	1,19
y	2,65
ct_0	3,75
ct_1	$5,43 \cdot 10^{-2}$
ct_2	$2,68 \cdot 10^{-4}$

Fonte: (Datasheet FERROXCUBE).

deveria ser aproximadamente 5,7 mm. Consequentemente, ocuparia quase todo o espaço disponível ilustrado no cálculo anterior, evidenciando a impossibilidade de usar este núcleo para sua potência nominal, sendo necessário um ajuste. O número de voltas no secundário, segundo (MAIA, 2013), pode ser obtido por:

Figura 54 – Curvas de espessura de trilha considerando efeito térmico.



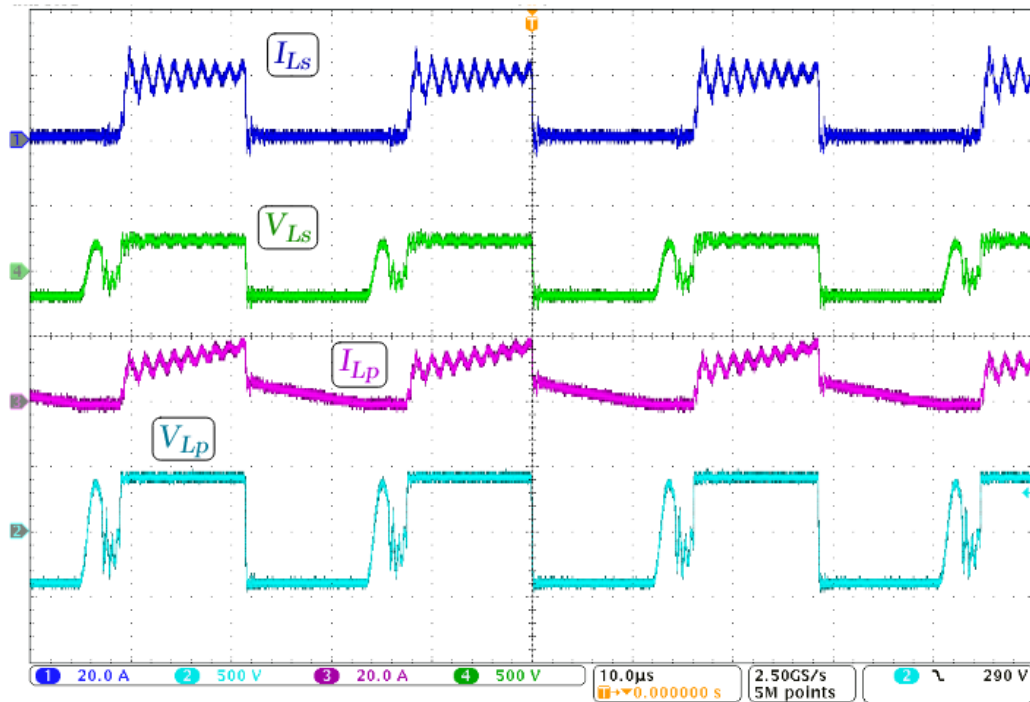
Fonte: (Datasheet FERROXCUBE).

$$V_s = K_x \cdot f \cdot N_s \cdot A_e \cdot B_{max} \quad (6.2)$$

$$N_s = \frac{V_s}{K_x \cdot f \cdot A_e \cdot B_{max}} \quad (6.3)$$

K_x é o fator de forma de onda (EBERT, 2008), sendo esta definida como a razão entre o valor eficaz de um sinal e o seu valor médio. O sinal entregue ao transformado é um sinal quadrado simétrico, conforme pode ser visualizado na Figura 55.

Figura 55 – Curvas de tensão e corrente do projeto original no transformador.



Fonte: (MAYER, 2019).

$$K_x = \frac{V_{RMS}}{V_{med}} = 1 \quad (6.4)$$

A_e é a área eficaz e deve ser inserida em m^2 . Substituindo:

$$N_s = \frac{200}{1 \cdot 35000 \cdot 1,41 \cdot 10^{-4} \cdot 0,2} = 176,20 \approx 176 \quad (6.5)$$

E seguindo pela relação fundamental dos transformadores, tem-se no primário:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (6.6)$$

$$\frac{400}{200} = \frac{N_p}{176} \quad (6.7)$$

$$N_p = 352 \quad (6.8)$$

Esse número de voltas é inviável, independente da corrente que as trilhas irão conduzir. Para realizar esse ajuste e tornar o projeto viável foi pensado inicialmente em algumas ideias com base na equação de ganho (6.9).

$$q_{1mcc} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{2 \cdot D \cdot n_T (n_{La} + 1)}{2 \cdot D \cdot n_{La} + 1} \quad (6.9)$$

n_{La} é a relação entre os indutores do conversor, sendo igual a 1,88, enquanto n_T é a relação entre o número de voltas do primário e secundário do transformador, sendo definido como:

$$n_T = \frac{N_2}{N_1} \quad (6.10)$$

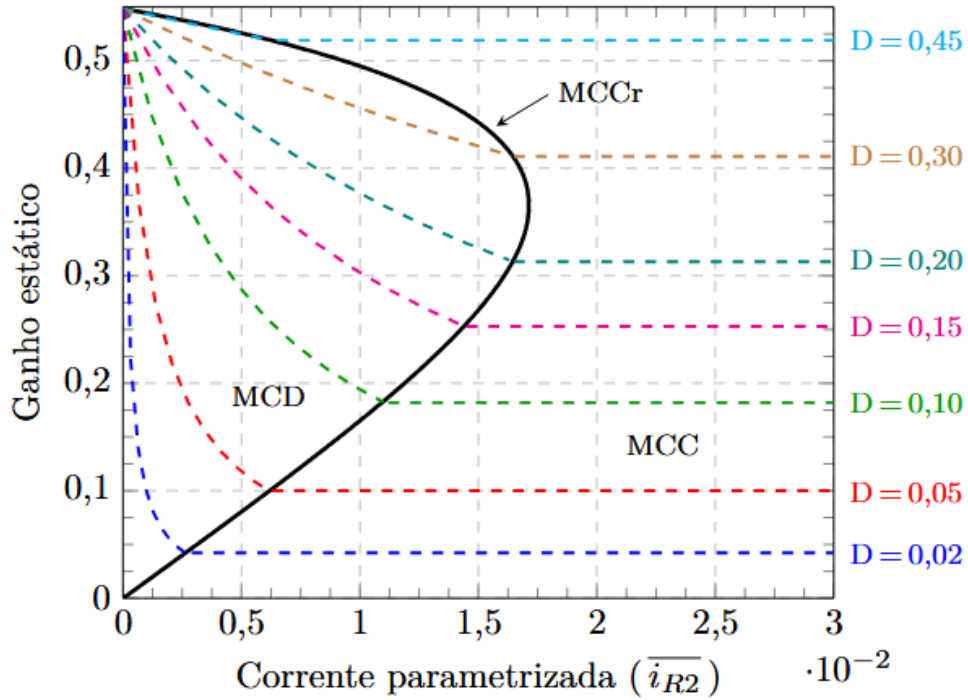
Como o circuito opera com 2 transformadores, é necessário que ambos trabalhem de forma igual para o funcionamento do conversor, ou seja, o ganho deve continuar o mesmo, enquanto o *Duty Cycle* se aplica em ambos. A mudança do *Duty Cycle* não resolve, pois muda o ganho do transformador e para corrigir isso seria necessário mudar a relação de espiras no transformador planar, sendo o espaço disponível no núcleo inviável para essa mudança. Além disso, a redução excessiva do *Duty Cycle* e da tensão de entrada faz com que o conversor passe a operar em modo de condução descontínua, como pode ser observado na Figura 56. Portanto, para ajustar essa corrente, é necessário que haja uma redução na tensão aplicada, pois essa variável influencia na corrente do primário e secundário, além no número de espiras.

Com base nisso observa-se a necessidade de manter o *Duty Cycle* elevado para tentar manter uma corrente elevada mesmo com uma redução de tensão. Entretanto, revisitando a Figura 54, observa-se que para o aumento da temperatura desejada (50° C), é necessária uma corrente de aproximadamente 2,5 A. É possível obter essa corrente, mas a tensão necessária no secundário é de aproximadamente 50 V, o que gera um número de voltas elevado, impossibilitando o uso no núcleo planar. Dessa forma, a obtenção da temperatura mencionada anteriormente não é uma possibilidade para esse cenário.

Para de fato chegar em um dispositivo utilizável, foi pensado na condição máxima de encaixe das trilhas no núcleo. Tendo esse um espaço de 7,4 mm, e considerando cada trilha com espessura mínima de 0,7 mm (segurança para o processo de confecção) e mais o espaçamento mínimo entre trilhas, sabe-se que é possível inserir 8 voltas no lado de maior tensão. Na prática, devido ao ajuste milimétrico das trilhas, tolerância das dimensões do núcleo, bem como a confecção dos furos da placa, será considerado 6 voltas para o primário e 3 voltas para o secundário. Para 3 voltas (secundário), tem-se:

$$3 = \frac{V_s}{1 \cdot 35000 \cdot 1,41 \cdot 10^{-4} \cdot 0,2} \quad (6.11)$$

Figura 56 – Curvas de modo de operação.



Fonte: (MAYER, 2019).

$$V_s = 3,4V \quad (6.12)$$

Com 3,5 Volts no secundário e 7 Volts no primário as correntes eficazes são:

$$I_{T_{pef}} = \sqrt{\left[0,28 \cdot \frac{0,5(1,88+1) \cdot 0,5}{2 \cdot 0,5 \cdot 1,88+1} + \frac{7 \cdot 0,5^2}{233\mu \cdot 35000}\right]^2 + \left[\frac{7 \cdot 0,5}{2 \cdot 233\mu \cdot 35000}\right]^2} \cdot \sqrt{0,5} = 252mA \quad (6.13)$$

$$I_{T_{sef}} = \frac{0,28 \cdot \sqrt{0,5} (1,88+1)}{2 \cdot 0,5 \cdot 1,88+1} = 200mA \quad (6.14)$$

Revisitando a Figura 54, observa-se que nessa corrente o aumento de temperatura é desprezível, então para a obtenção de perdas magnéticas, seria considerado 30°C, pois é a temperatura ambiente próxima.

De acordo com o software onde foi realizado o projeto da espiral (abordado posteriormente), o comprimento da trilha do primário é aproximadamente 356,31 mm e do secundário é 156,48 mm. A resistividade do cobre é de $1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ e a resistência das trilhas pode ser medido pela Segunda lei de Ohm (5.22)

$$R = \frac{\rho_c \cdot MLT \cdot N}{b \cdot h} \quad (6.15)$$

$$R_{prim} = \frac{1,7 \cdot 10^{-8} \cdot 356,31 \cdot 10^{-3}}{0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 35 \cdot 10^{-6}} = 0,247 \, \Omega \quad (6.16)$$

$$R_{sec} = \frac{1,7 \cdot 10^{-8} \cdot 156,48 \cdot 10^{-3}}{0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 35 \cdot 10^{-6}} = 0,109 \, \Omega \quad (6.17)$$

As perdas de condução podem ser calculadas por:

$$P_{prim} = (0,247) \cdot (0,252)^2 = 15,69mW \quad (6.18)$$

$$P_{sec} = (0,109) \cdot (0,200)^2 = 4,36mW \quad (6.19)$$

Em relação às perdas do núcleo, é difícil afirmar nesse momento devido ao fator B , o qual depende dos campos gerados das espiras. Não existe um modelo analítico preciso para analisar a intensidade do campo gerado por essa estrutura, além disso tem-se uma excitação de corrente não constante. Dessa forma, a validação dessa variável para o cálculo de perdas se encontra no próximo capítulo junto ao rendimento (buscando 0,2 T conforme o projeto).

Conforme já comentado anteriormente, é possível explorar a capacidade de aquecimento das trilhas para assim aumentar a potência de saída, desenvolvendo um outro cenário. Uma forma de corrigir isso é aumentando a potência entregue ao componente R_2 , o qual foi definido como 12,5 Ω . Alterando esse componente pode-se aumentar i_{R2} e consequentemente a corrente no secundário do transformador.

De acordo com o gráfico mencionado anteriormente, com uma trilha de 0,7mm e 2A pode-se obter uma variação térmica de 50 graus Celsius. Buscando esse ponto, tem-se:

$$2 = \frac{i_{R2} \cdot \sqrt{0,5} (1,88 + 1)}{2 \cdot 0,5 \cdot 1,88 + 1} \quad (6.20)$$

$$i_{R2} = 2,83A \quad (6.21)$$

Com essa corrente e com uma tensão de 3,5V, pode-se estimar a resistência do novo resistor:

$$V_{R2} = R_2 \cdot I_{R2} \quad (6.22)$$

$$3,5 = R_2 \cdot 2,83 \quad (6.23)$$

$$R_2 = 1,23\Omega \quad (6.24)$$

O próximo passo é calcular a potência dissipada no resistor R_2 para também analisar a viabilidade da troca por um modelo real.

$$P_{R2} = R_2 \cdot I_{R2}^2 \quad (6.25)$$

$$P_{R2} = 1,23 \cdot 2,83^2 \approx 10W \quad (6.26)$$

Resistores de potência para dissipar essa potência tendo apenas 1Ω são fáceis de encontrar, sendo possível associar em série com outro resistor de $0,25\Omega$. Com esse ajuste de corrente e temperatura, as perdas devem ser recalculadas em todas as etapas, com exceção das perdas totais no núcleo.

Para as perdas nas trilhas recalcula-se as correntes eficazes.

$$I_{T_{pef}} = \sqrt{\left[2,82 \cdot \frac{0,5(1,88+1) \cdot 0,5}{2 \cdot 0,5 \cdot 1,88+1} + \frac{7 \cdot 0,5^2}{233\mu \cdot 35000}\right]^2 + \left[\frac{7 \cdot 0,5}{2 \cdot 233\mu \cdot 35000}\right]^2} \cdot \sqrt{0,5} \quad (6.27)$$

$$I_{T_{pef}} \approx 670mA \quad (6.28)$$

Com essa corrente no primário a temperatura da trilha irá aumentar em aproximadamente 10 graus Celsius se a trilha tiver 0,5mm. Como a temperatura da trilha irá mudar é necessário realizar o ajuste da resistência. Segundo (TIPLER, 2015), a resistividade pode ser calculada por:

$$\rho(T) = \rho_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad (6.29)$$

O valor de ρ para o cobre é $1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ e α é $3,93 \cdot 10^{-3} K^{-1}$. Logo:

$$\rho(T) = 1,7 \cdot 10^{-8} \cdot (1 + 3,93 \cdot 10^{-3}(80 - 30)) \quad (6.30)$$

$$\rho(T) = 2,03 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \quad (6.31)$$

$$\rho(T) = 1,7 \cdot 10^{-8} \cdot (1 + 3,93 \cdot 10^{-3}(40 - 30)) \quad (6.32)$$

$$\rho(T) = 1,77 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \quad (6.33)$$

Recalculando as resistências por meio de (5.23) e (5.24):

$$R_{prim} = \frac{1,77 \cdot 10^{-8} \cdot 356,31 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 35 \cdot 10^{-6}} = 0,36 \Omega \quad (6.34)$$

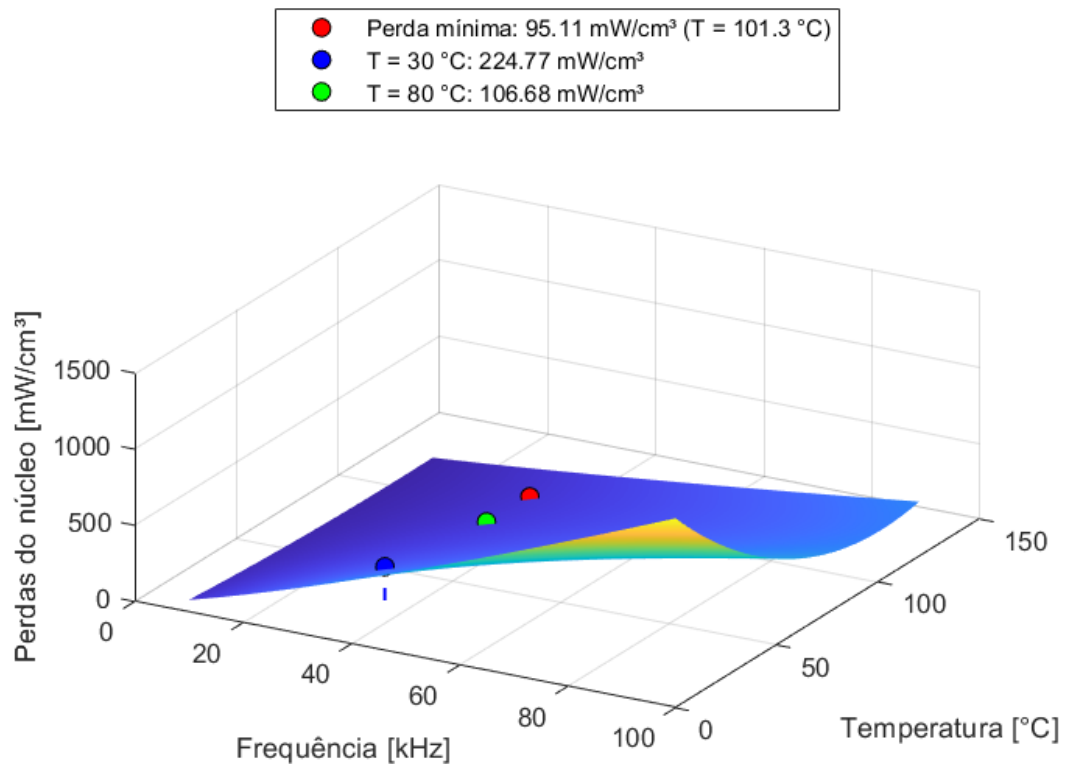
$$R_{sec} = \frac{2,03 \cdot 10^{-8} \cdot 156,48 \cdot 10^{-3}}{0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 35 \cdot 10^{-6}} = 0,181 \Omega \quad (6.35)$$

$$P_{prim} = (0,36) \cdot (0,670)^2 = 0,161W \quad (6.36)$$

$$P_{sec} = (0,181) \cdot (2)^2 = 0,724W \quad (6.37)$$

Agora com a análise das perdas das trilhas e da potência dissipada pela carga, pode-se realizar uma análise de perdas térmicas do material do núcleo. Por meio de (6.1), pode-se plotar uma superfície tridimensional com a indução magnética e a frequência do sinal aplicado como variáveis, conforme Figura 57.

Figura 57 – Análise das perdas em pontos de aplicação.



Fonte: Do Autor, 2025.

Fica evidente que as perdas são muito influenciadas pela variável temperatura. A temperatura do núcleo depende da aplicação do conversor, pois é uma característica do ambiente gerado pela interação com demais componentes e com ausência, ou não, de ventilação para resfriamento. Como vários cenários são possíveis, a melhor opção é analisar o rendimento para grandes intervalos de temperatura.

Um outro material que poderia ser usado no projeto devido a sua disponibilidade é o 3C96 também da fabricante Ferroxcube, pois o núcleo deste material está presente no laboratório e

sua geometria é idêntica à geometria do núcleo apresentado anteriormente. Os parâmetros do material 3C96 estão na Tabela 6.

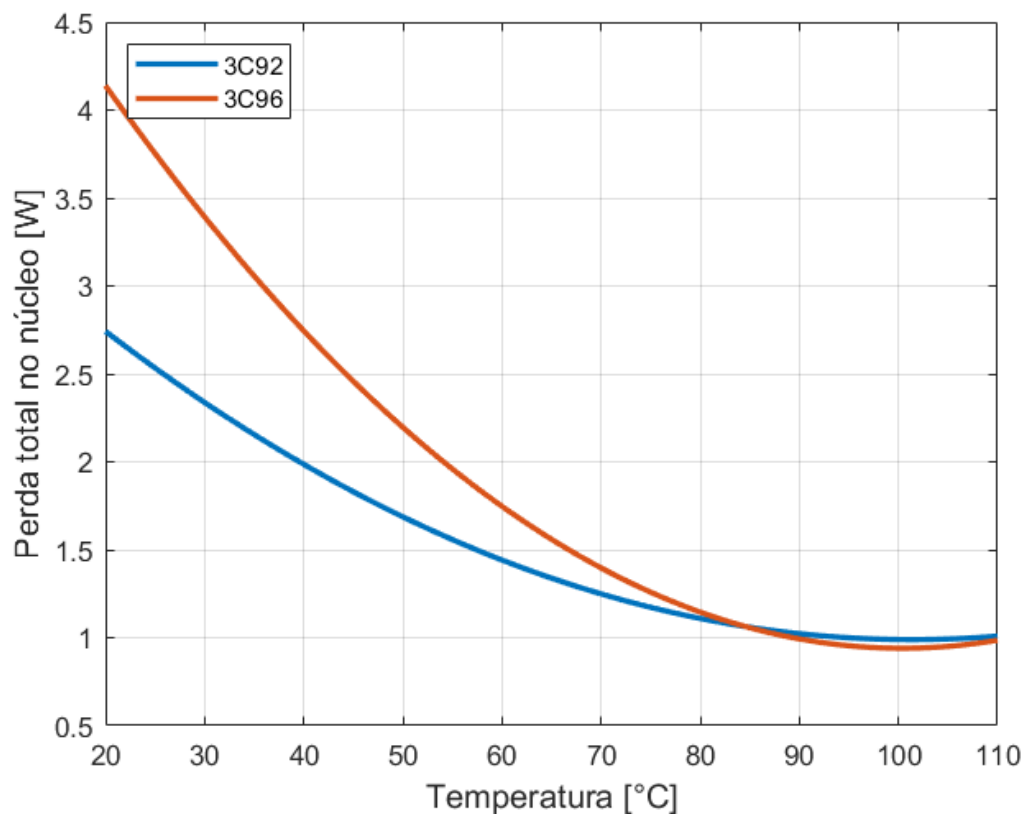
Tabela 6 – Parâmetros do material 3C96.

Parâmetro	Valor
C_m	5,12
x	1,34
y	2,66
ct_0	6,56
ct_1	$1,10 \cdot 10^{-1}$
ct_2	$5,48 \cdot 10^{-4}$

Fonte: (Datasheet FERROXCUBE).

Essa comparação de perdas entre esses materiais pode ser visualizada na Figura 58.

Figura 58 – Comparação de perdas 3C92 e 3C96.



Fonte: Do Autor, 2025.

Como ilustrado, o 3C92 apresenta perdas inferiores até o valor aproximado de 90 graus Celsius, comprovando que é a melhor escolha para esse projeto. Devido a isso, maiores detalhes do material 3C96 não serão abordados. Além dessa análise, é importante mencionar como os parâmetros do material 3C92 varia de acordo com a frequência do sinal aplicado. A Tabela

7 traz esses novos valores dos parâmetros e é possível observar como as perdas são reduzidas de acordo com o aumento da frequência, fato que justificaria sua aplicação em outros cenários.

Tabela 7 – Parâmetros do material 3C92 para outras frequências

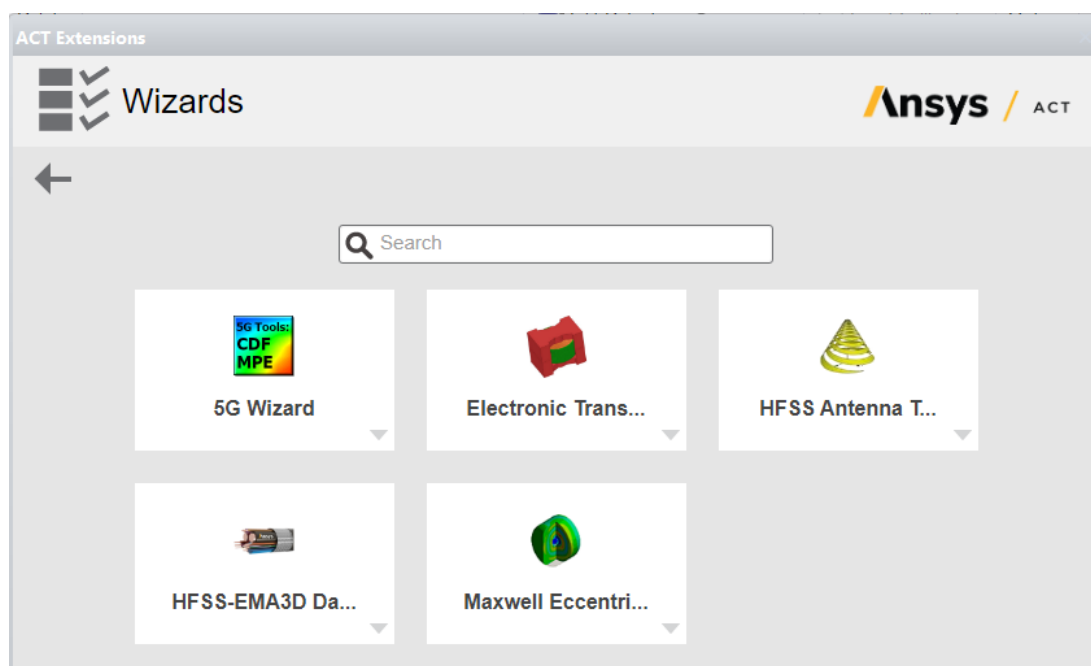
f (kHz)	Cm	x	y	Ct2	Ct1	Ct0
20-100	26,5	1,19	2,65	$2,68 \cdot 10^{-4}$	$5,43 \cdot 10^{-2}$	3,75
100-200	0,349	1,59	2,67	$1,51 \cdot 10^{-4}$	$3,05 \cdot 10^{-2}$	2,55
200-400	$1,19 \cdot 10^{-4}$	2,24	2,66	$2,08 \cdot 10^{-4}$	$4,37 \cdot 10^{-2}$	3,29

Fonte: (Datasheet FERROXCUBE)

7 SIMULAÇÃO

Neste capítulo é apresentada as etapas de configuração do software, onde é definido as dimensões do núcleo, seguido do dimensionamento das trilhas e finalmente a configuração do material. Na sequência as perdas simuladas são comparado com os calculadas no capítulo anterior para validação, permitindo a geração da curva de rendimento para ambas as cargas, a original de $12,5 \Omega$ e a de $1,25 \Omega$. Para a realização da simulação, foi usado o software Ansys com um pacote denominado *ACT Extension*, onde já existem espaços pré-definidos para preenchimento de parâmetros, o qual é possível acessar pela aba *View* e clicando em *ACT Extensions*. A aparência do pacote é mostrada na Figura 59 e os dados do núcleo que são inseridos são mostrados na Figura 60.

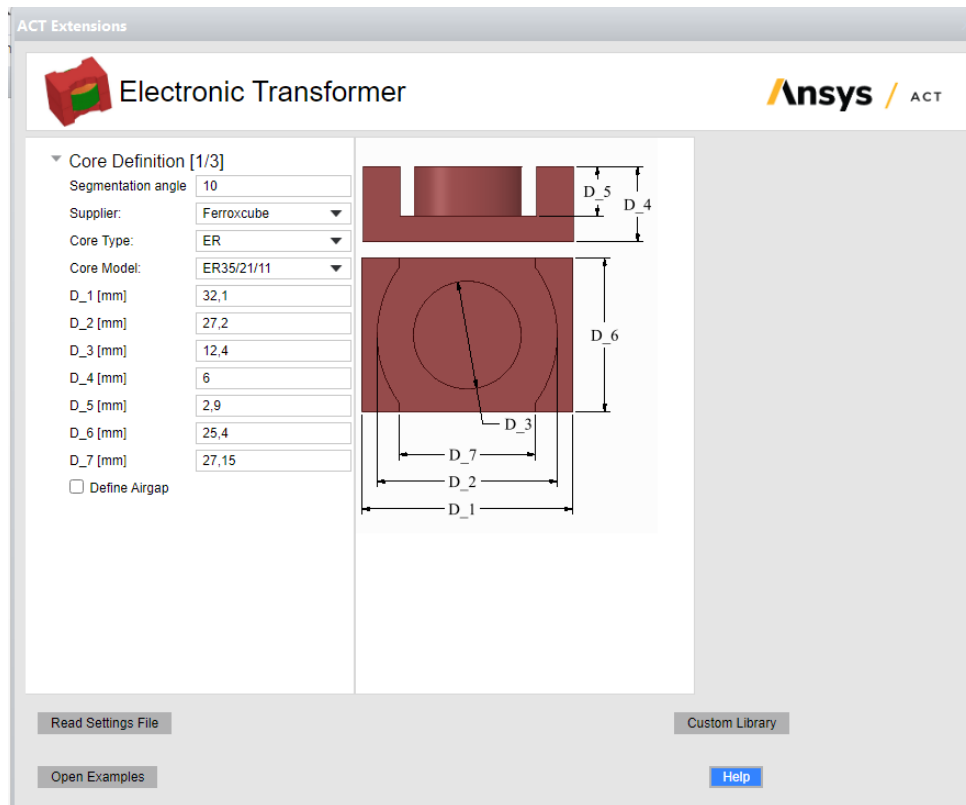
Figura 59 – Aparência ACT Extension.



Fonte: Do Autor, 2025.

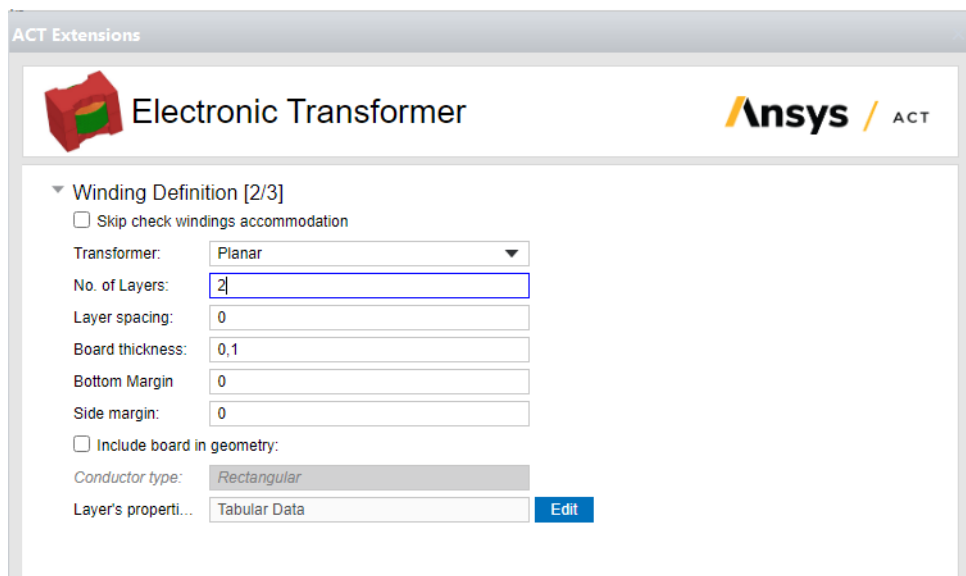
A próxima etapa é a definição das características da trilha, como o número de voltas, inclusão ou não do substrato, espaçamento entre as trilhas, bem como sua altura e largura. Essas etapas podem ser observadas nas Figuras 60, Figura 61 e Figura 62.

Figura 60 – Dimensionamento do núcleo no ACT Extension.



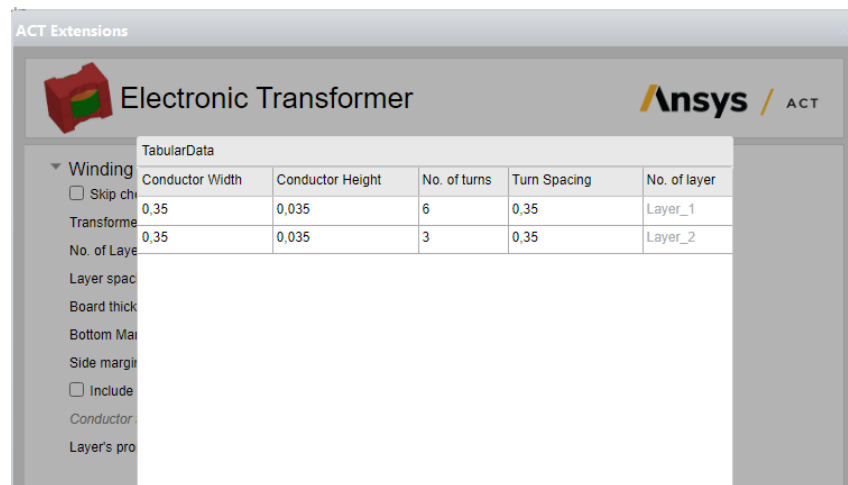
Fonte: Do Autor, 2025.

Figura 61 – Definição da geometria das PCI.



Fonte: Do Autor, 2025.

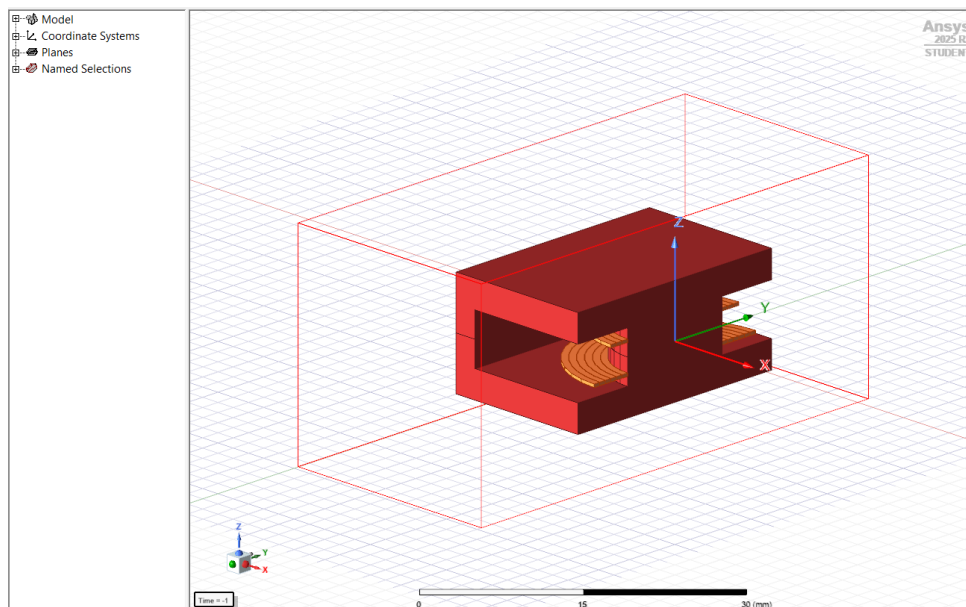
Figura 62 – Definição das trilhas da PCI.



Fonte: Do Autor, 2025.

Após a configuração dessa última etapa, o Ansys consegue gerar o transformador em 3D, conforme Figura 63. Nessa figura a peça encontra-se com um corte transversal, técnica usada para reduzir os esforços computacionais aproveitando a simetria da peça desenhada.

Figura 63 – Transformador gerado no Ansys Maxwell.

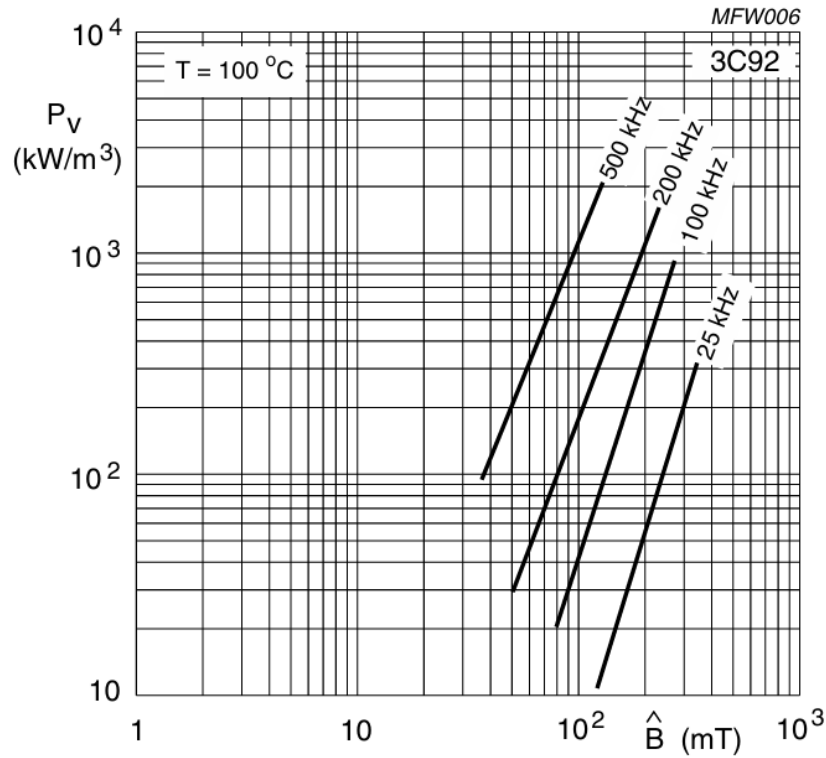


Fonte: Do Autor, 2025.

Para a configuração do material, a melhor forma de configurá-lo é utilizando uma curva de perdas volumétricas fornecida pelo fabricante conforme Figura 64. Após isso, é necessário inserir esses dados na tabela do software para criar a curva com precisão, o qual pode ser calculado para vários valores diferentes de indução magnética, conforme Figura 65. Dados

obtidos por meio desse gráfico são muito suscetíveis a erros devido a escala logarítmica e devem ser comparados com a equação teórica fornecida pela Ferroxcube para evitar erros elevados.

Figura 64 – Curva de perdas volumétricas em função da indução magnética no material 3C92.



Fonte: Do Autor, 2025.

Sobre a configuração da corrente, o formato dela é a aproximadamente a replicação da corrente do projeto original, mas com a amplitude corrigida de acordo com a tensão aplicada, inserida em *Design Datasets*, conforme Figura 66.

Finalmente pode-se calcular as perdas do núcleo. Para fins de comparação, as perdas previstas para 0.2T são:

$$P_{nucleo} = C_m \cdot f^x \cdot B_{pico}^y \cdot (ct_0 - ct_1 T + ct_2 T^2) \quad (7.1)$$

$$P_{nucleo} = 26,5 \cdot (35000)^{1,19} \cdot 0,2^{2,65} \cdot (3,75 - 5,43 \cdot 10^{-2} \cdot 30 + 2,68 \cdot 10^{-4} \cdot 30^2) \quad (7.2)$$

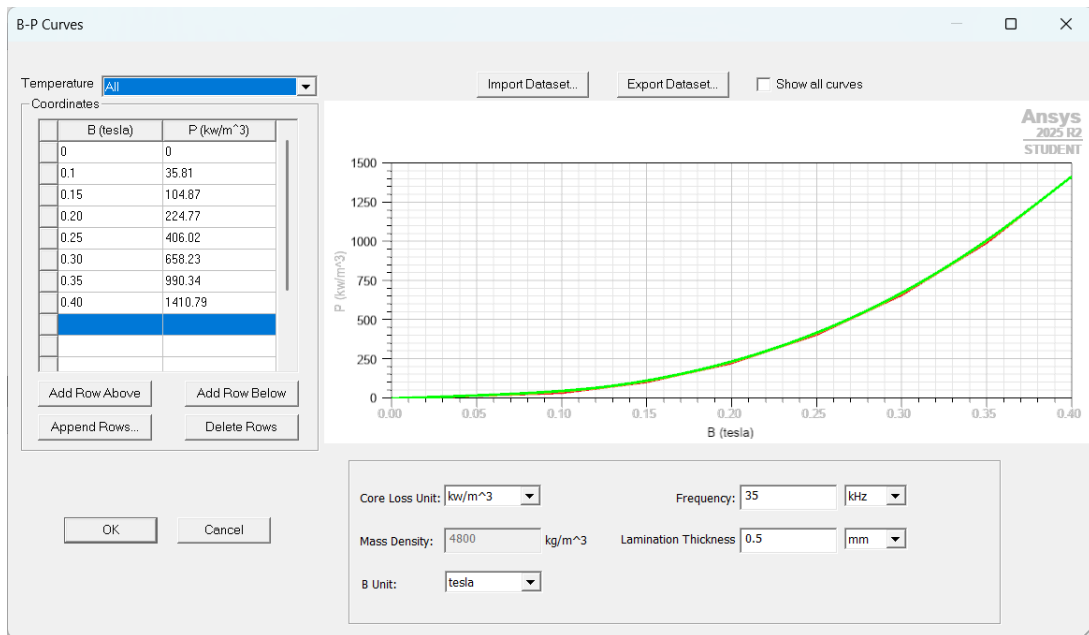
$$P_{nucleo} = 224.767 \text{ kW/m}^3 = 224,767 \text{ mW/cm}^3 \quad (7.3)$$

Adaptando para o volume do núcleo, o qual é 5400 mm^3 ($5,4 \text{ cm}^3$), tem-se:

$$P_{nucleo} = 224,767 \text{ mW/cm}^3 \cdot 2 \cdot 5,4 \quad (7.4)$$

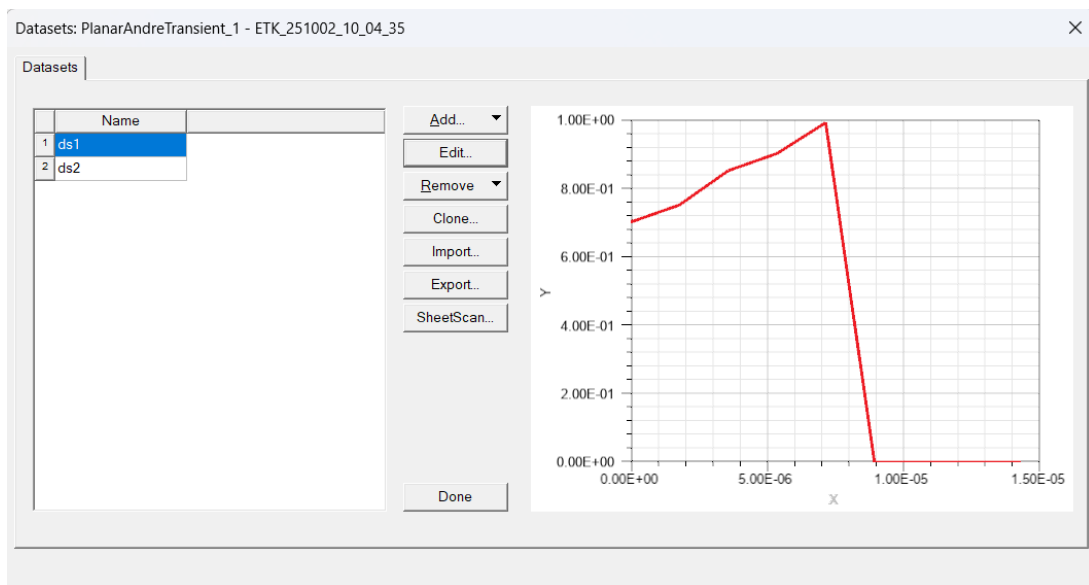
$$P_{nucleo} = 2,41 \text{ W} \quad (7.5)$$

Figura 65 – Inserção dos valores de perda volumétrica 3C92.



Fonte: Do Autor, 2025.

Figura 66 – Formatação de correntes nos enrolamentos.



Fonte: Do Autor, 2025.

Para a simulação, tem-se os resultados da Tabela 8.

Em um modelo transiente ocorrerá perdas não constantes devido a variação da corrente nas espiras. Dessa forma o gráfico apontará perdas elevadas em alguns momentos e em outros perdas reduzidas, conforme mostrado na Figura 67. Além disso é típico que em determinados

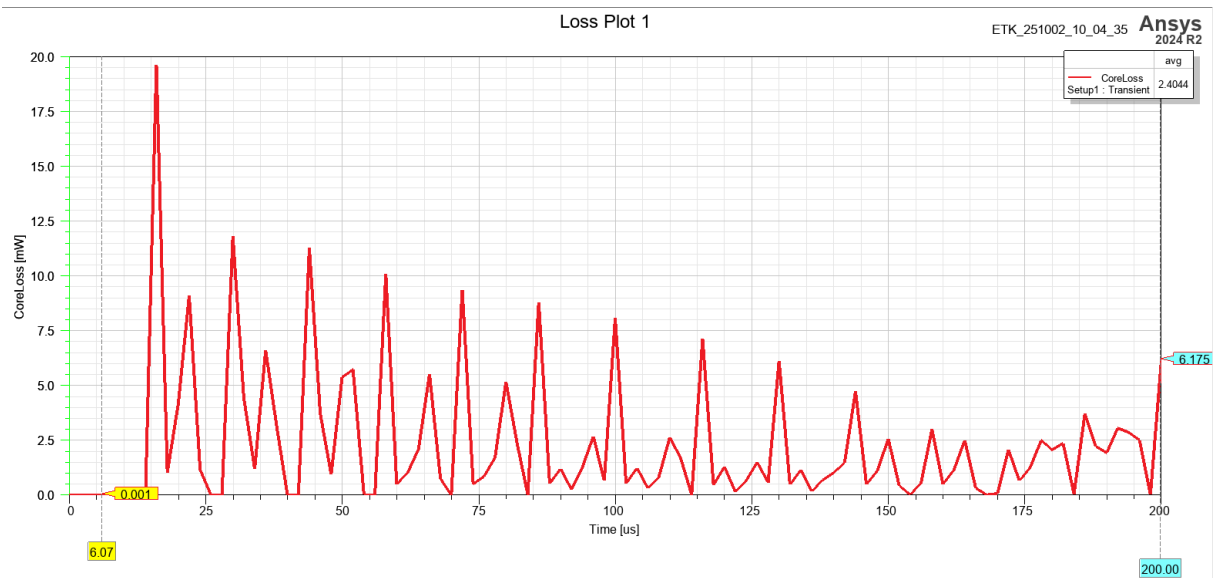
Tabela 8 – Resultados das perdas médias simuladas.

	Resultado (W)
Carga 12,5 Ω	0.0024
Carga 1,25 Ω	2.8064

Fonte: (Do Autor, 2025).

locais do núcleo a intensidade da indução magnética seja maior, fato que gera perdas maiores, mostrando a importância de uma simulação de elementos finitos.

Figura 67 – Gráfico de perdas típico gerado pelo Ansys Maxwell.



Fonte: Do Autor, 2025.

A semelhança entre as perdas simuladas e a perda prevista em projeto mostra que a indução magnética é semelhante ao desejado inicialmente. A estimativa em erro percentual é:

$$erro = \frac{2,8064 - 2,4100}{2,4100} * 100 = 16,44\% \quad (7.6)$$

Esse erro percentual é normal de acontecer em análise de perdas em elementos magnéticos devido às condições onde a curva de perdas é obtida. Além disso é evidente que para a carga original existia ainda muita margem para aumentar a corrente e a carga do conversor. Com a perda simulada é possível levantar o rendimento do conversor para ambos os cenários.

$$\eta_t = \frac{P_{saida}}{P_{saida} + P_{nucleo} + P_{trilha}} \quad (7.7)$$

$$\eta_t = \frac{3,5 \cdot 0,2}{3,5 \cdot 0,2 + 0,0024 + 0,016 + 0,0044} = 96,84\% \quad (7.8)$$

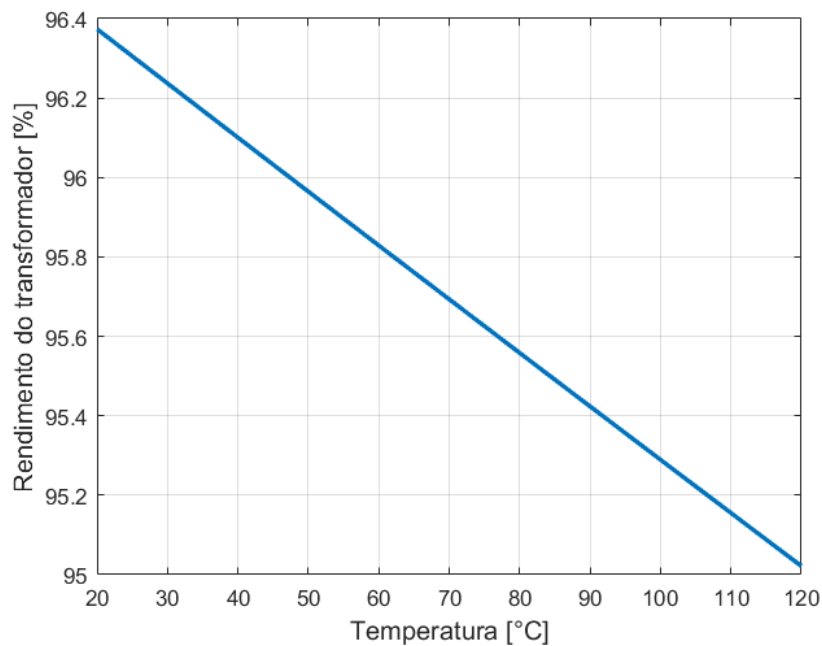
Para o cenário de $1,25 \, \Omega$, a eficiência é:

$$\eta_t = \frac{3,5 \cdot 2}{3,5 \cdot 2 + 2,8064 + 0,161 + 0,724} = 65,47\% \quad (7.9)$$

Como já comentado anteriormente, a temperatura é um fator muito importante para o cálculo das perdas de um elemento magnético. Para poder analisar o rendimento para ambos os cenários, pode-se considerar o $B=0,25 \, \text{T}$ para o cenário de $1,25 \, \Omega$, enquanto para o cenário da carga original o a indução magnética B é estimada em $0,00196 \, \text{T}$ substituindo o resultado simulado na equação do fabricante, cujas análises são mostradas nas Figuras 68 e 69.

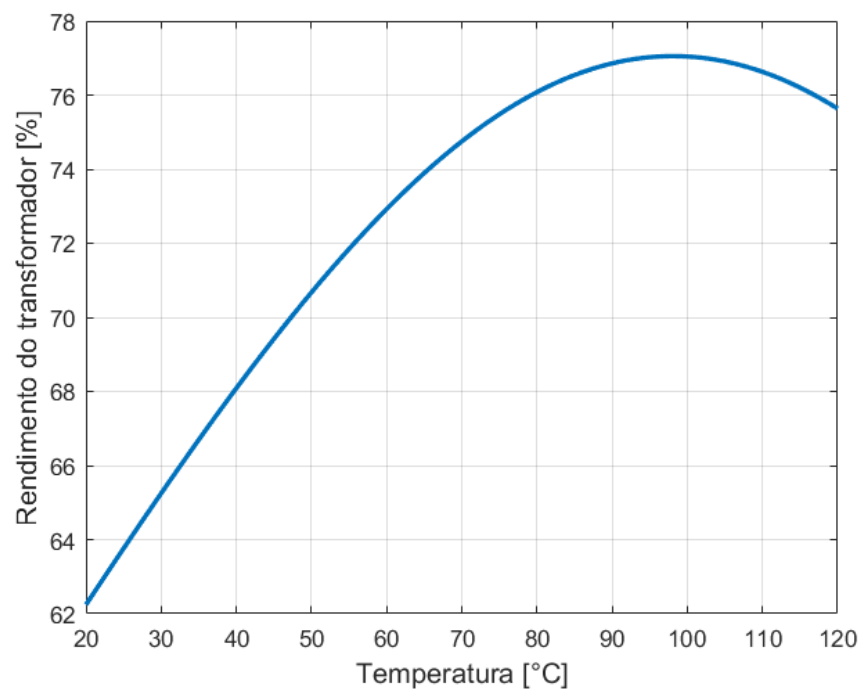
Os resultados mostram que para a carga original o rendimento piora pois a resistência das trilhas aumenta e isso gera aumento dessas perdas, enquanto que as perdas do núcleo reduzem, mas o impacto na balança energética é reduzida. Para o caso com a carga de $1,25 \, \Omega$, o rendimento se comporta conforme o esperado, pois agora a indução desempenha um papel importante.

Figura 68 – Eficiência do transformador para $12,5 \, \Omega$.



Fonte: Do Autor, 2025.

Figura 69 – Eficiência do transformador para 1,25 Ω .

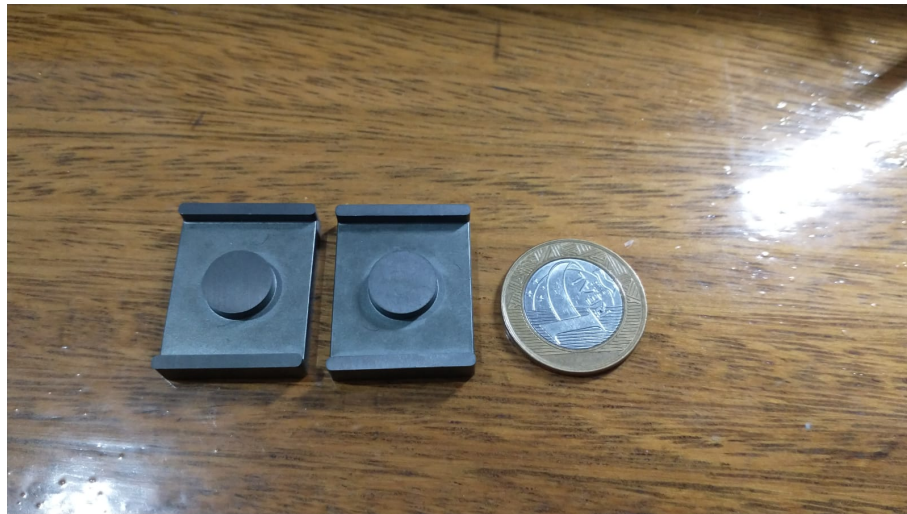


Fonte: Do Autor, 2025.

8 PROTÓTIPO E IMPLEMENTAÇÃO

Para avaliação em laboratório é necessária a construção de protótipo. Para esse protótipo está sendo considerado o núcleo já comentado, mostrado na Figura 70.

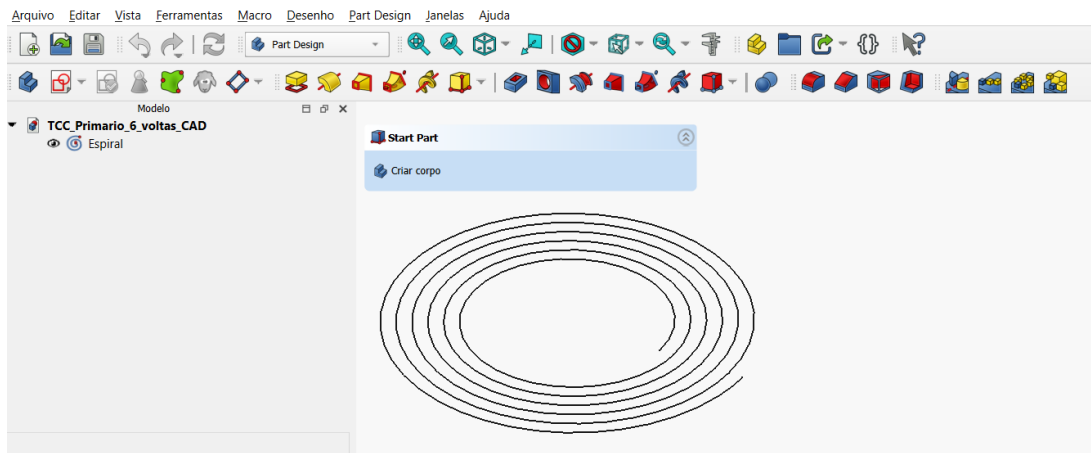
Figura 70 – Núcleo magnético planar do protótipo.



Fonte: Do Autor, 2025.

Para a construção das trilhas, foi usado o software *FreeCAD*, onde as espiras são definidas como figuras primitivas, facilitando sua construção em *software*. Sua aparência inicial é mostrada na Figura 71.

Figura 71 – Espira primitiva construída no *FreeCAD*.



Fonte: Do Autor, 2025.

Os dados, como raio médio do círculo central e comprimento são automaticamente calculados pelo *software*, conforme mostrado na Figura 72.

Para transformar essa primitiva sem espessura é necessária fazer uma troca em formato de documento para exportar em dxf. Dessa forma esse desenho pode ser usado em outros *softwares* CAD para aprimorá-lo onde a ferramenta disponível tenha mais funções. O formato salvo é ilustrado na Figura 73.

Figura 72 – Dados construtivos no software *FreeCAD*.

Attachment	
Attacher En...	Engine 3D
Attachment ...	
Map Mode	Deactivated
Base	
► Placement	[(0,00 0,00 1,00); 0,00 °; (0,00 mm 0,00 m...
Label	Espiral
Spiral	
Growth	1,00 mm
Radius	6,45 mm
Rotations	6,00
Segment Le...	1,00
Length	356,31 mm

Vista Dados

Fonte: Do Autor, 2025.

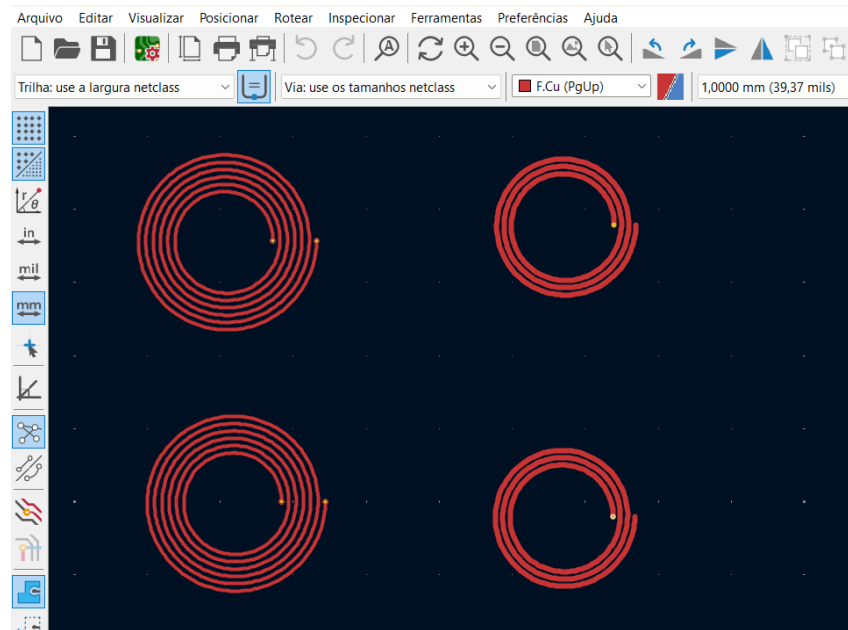
Figura 73 – Formato DXF para exportar.

Nome:	TCC_Primario_6_voltas_CAD-Espiral
Tipo:	Autodesk DXF 2D (*.dxf)

Fonte: Do Autor, 2025.

Para fazer os ajustes da espessura da trilha e permitir a confecção, foi usado o *software* KiCad 9.0. Aceitando o documento em .dxf, pode realizar sua abertura e fazer as edições, conforme ilustrado na Figura 74.

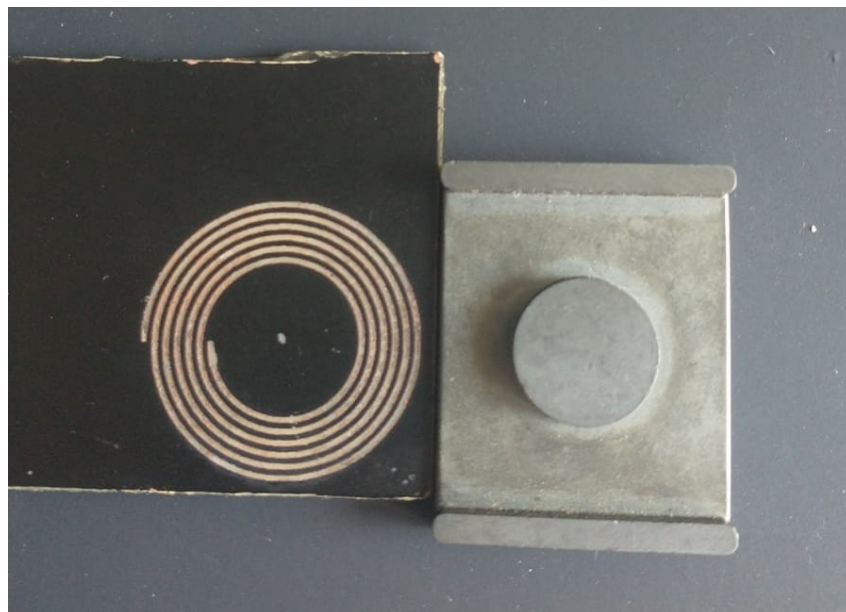
Figura 74 – Trilhas em *software* de edição e confecção.



Fonte: Do Autor, 2025.

Antes de realizar todo o processo de confecção da trilha foi marcado com laser em uma PCI pintada para avaliar o encaixe, pois como já mencionado anteriormente, existem alguns problemas que podem ser gerados devido às tolerâncias de dimensão do núcleo. Esse teste pode ser visto na Figura 75.

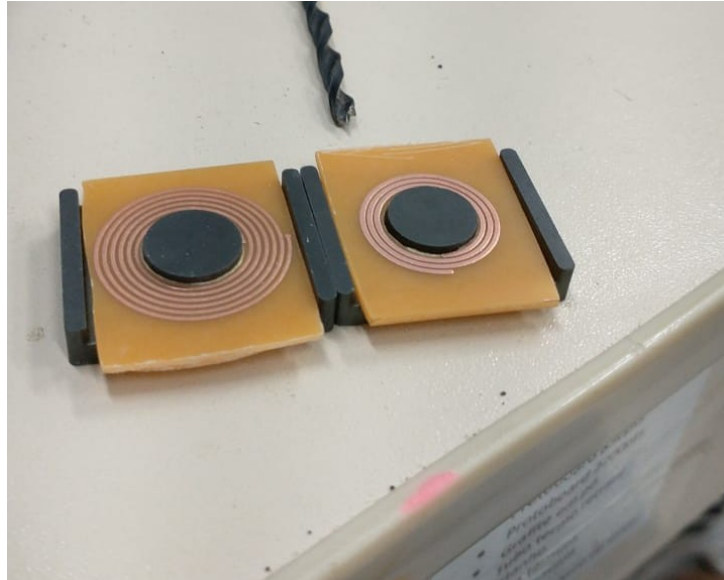
Figura 75 – Análise impressa das dimensões.



Fonte: Do Autor, 2025.

Após a confecção da placa é necessário realizar os furos para a passagem da coluna central e realizar a soldas das trilhas conforme Figura 76.

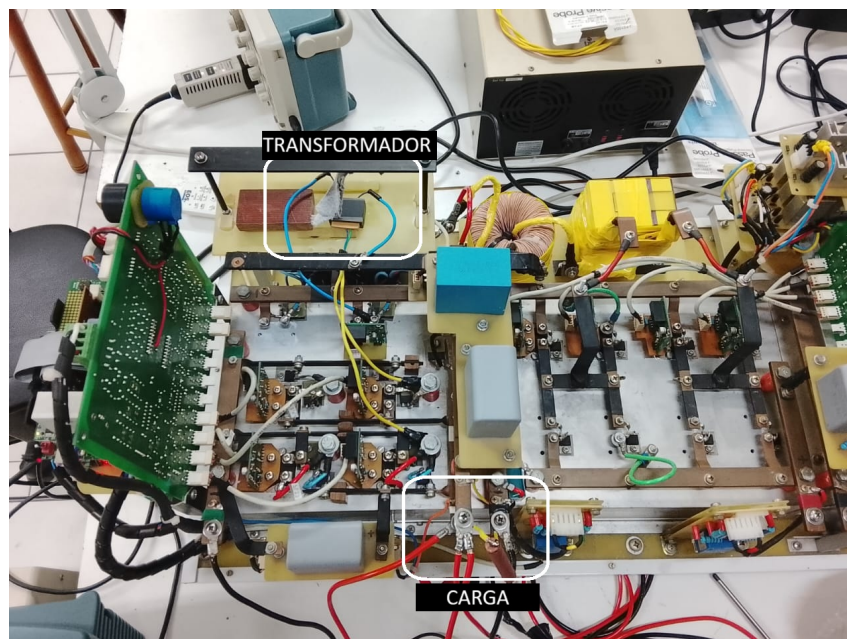
Figura 76 – Furo das trilhas.



Fonte: Do Autor, 2025.

Para colocá-lo em funcionamento foi montado o *setup* conforme Figura 77, onde a carga é de $12,5 \Omega$ (carga original).

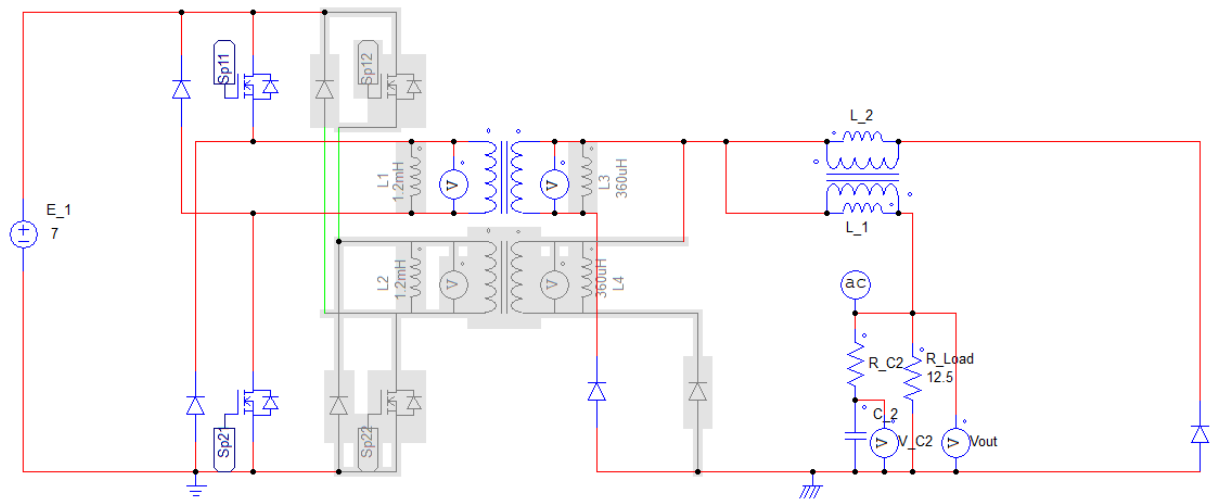
Figura 77 – Conversor com transformador instalado.



Fonte: Do Autor, 2025.

Entretanto, como só temos um transformador planar, isso muda drasticamente o funcionamento do mesmo, dessa forma sua validação não seria satisfatória. Para usá-lo e saber se a tensão entregue a carga é coerente, foi usada a simulação original desse conversor no PSIM com apenas um transformador instalado, conforme Figura 78.

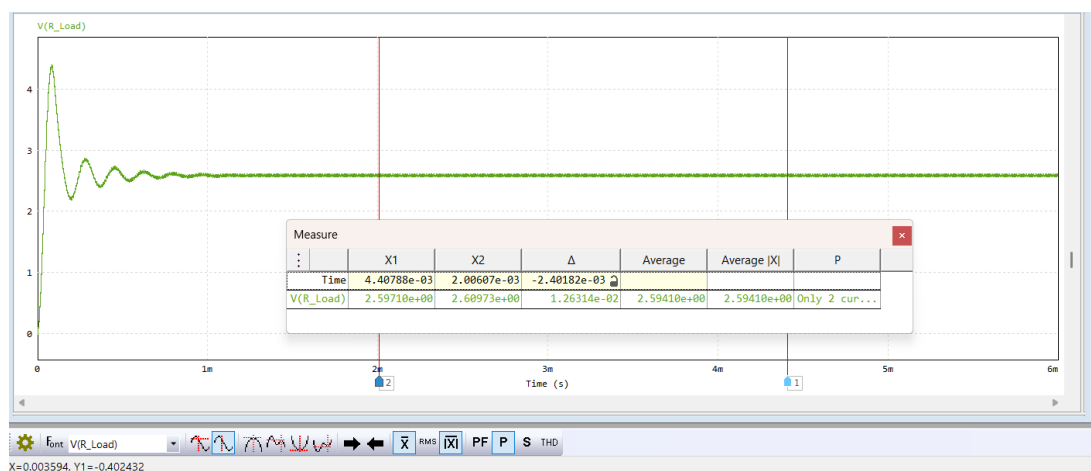
Figura 78 – Simulação do circuito original adaptado.



Fonte: Do Autor, 2025..

De acordo com a simulação, a saída esperada para essa topologia com apenas um transformador é 2,6V aproximadamente, resultado mostrado na Figura 79.

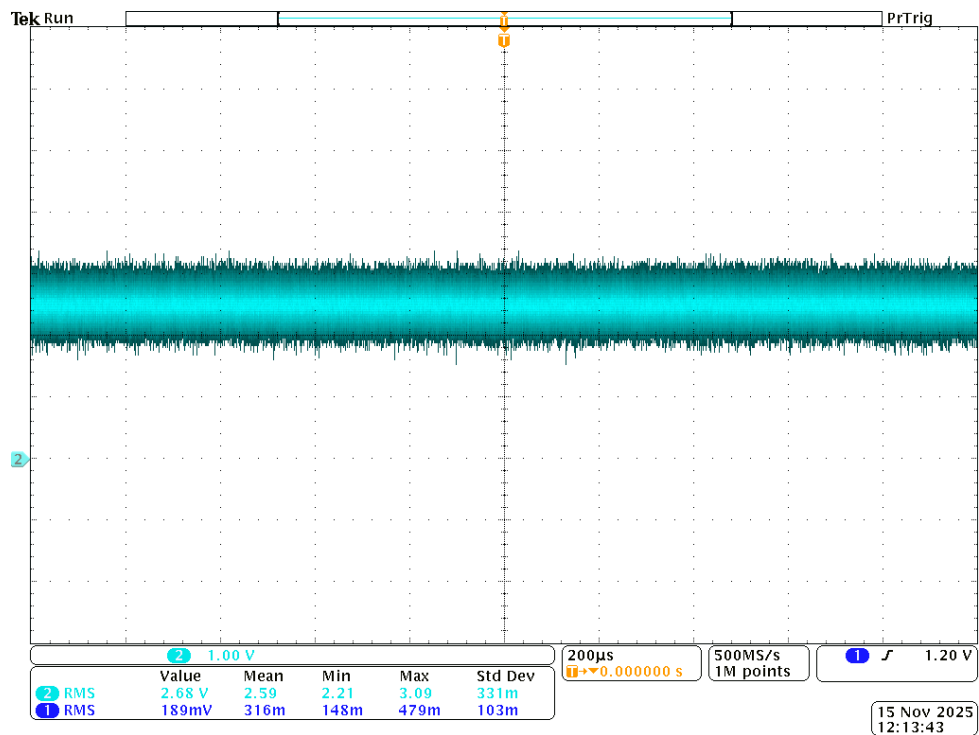
Figura 79 – Tensão de saída simulação



Fonte: Do Autor, 2025

No teste em laboratório, com *duty cycle* em 0,5, a sinal de saída obtido com 7V de entrada é mostrado na Figura 80.

Figura 80 – Tensão de saída obtida no osciloscópio.



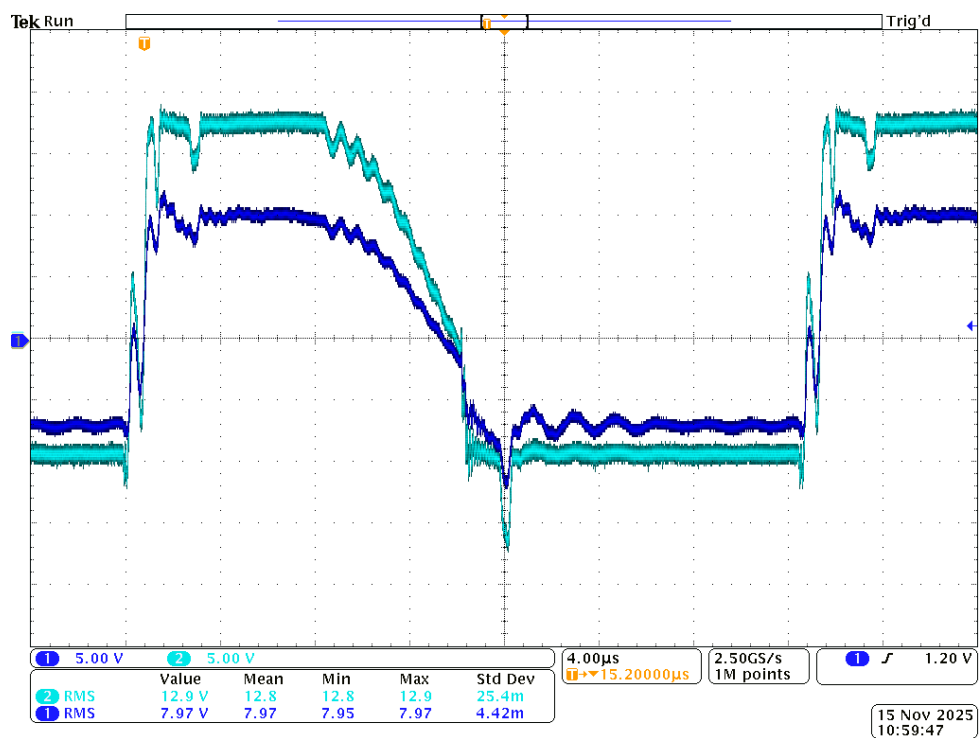
Fonte: Do Autor, 2025.

O sinal apresenta valor médio igual ao simulado, porém tem uma ondulação maior. Para analisar uma possibilidade dessa oscilação, o transformador foi ligado sem a presença de uma carga, e as tensões no primário e secundário foram medidas simultaneamente, conforme Figura 81.

Observa-se que no semiciclo negativo o ganho de tensão é muito reduzido. Isso acontece devido às altas perdas de comutação do conversor, pois sua potência inicial é de 4.000W e foi realizada uma redução muito grande de potência para possibilitar o uso do transformador com o núcleo disponível. Mesmo assim a tensão média entregue a carga é compatível com o esperado.

Foram realizadas tentativas de medição da corrente, porém, devido à sua baixa amplitude, o sinal adquirido apresentava um nível de ruído comparável ao próprio sinal. Dessa forma, o osciloscópio não conseguia estabelecer um trigger estável, resultando em formas de onda instáveis e difícil interpretação.

Figura 81 – Tensão de saída do transformador sem carga



Fonte: Do Autor, 2025

9 CONCLUSÃO

O presente trabalho teve como objetivo projetar, modelar e analisar um transformador planar para aplicação em um conversor CC-CC bidirecional operando em modo Forward. As restrições de laboratório, que disponibilizavam apenas um modelo de núcleo planar, exigiram adaptações geométricas e eletromagnéticas para que o componente pudesse atender às necessidades específicas da topologia adotada. Foram definidos 7 V na entrada e 3,5 V na saída, em consonância com as propriedades do conversor, e analisaram-se dois cenários de carga: 13,3 e 1,25 , representando, respectivamente, regimes de operação nominal e de maior demanda de potência.

A análise eletromagnética foi realizada no software Ansys Maxwell, utilizando dados do fabricante Ferroxcube para estimativa de perdas magnéticas. A indução máxima foi limitada a aproximadamente 0,2 T, de modo a equilibrar corrente, densidade de fluxo e dissipação térmica. No primeiro cenário, obtiveram-se correntes eficazes de 200 mA na entrada e 250 mA na saída, resultando em perdas reduzidas e rendimento superior a 95%. No segundo cenário, com correntes de 650 mA na entrada e 2 A na saída, as perdas aumentaram significativamente, levando o rendimento a valores próximos de 78%. Esses resultados destacam a forte influência da indução magnética no desempenho global do transformador planar.

A prototipagem permitiu validar parcialmente as simulações por meio de testes de bancada. Observou-se que a tensão de saída manteve-se condizente com os valores simulados, embora as perdas de comutação, não contempladas pelo modelo numérico, tenham introduzido divergências nos resultados práticos, especialmente no cenário de maior potência. A medição de corrente não pôde ser realizada com precisão devido aos baixos níveis envolvidos no primeiro cenário, e, devido ao tempo limitado, não foi possível conduzir uma análise térmica detalhada, embora não tenha sido perceptível aumento significativo de temperatura no protótipo.

Durante a montagem, identificaram-se desafios construtivos que impactam diretamente a confiabilidade do transformador planar. A soldagem das trilhas de 0,5 mm mostrou-se particularmente crítica, resultando no descolamento parcial do primário e na perda aproximada de 10% da primeira e da última volta. O secundário, construído com trilhas de 0,7 mm, apresentou sustentação adequada e não sofreu danos. Do ponto de vista metodológico, o uso da extensão ACT do Ansys demonstrou limitações, pois não foram disponibilizados coeficientes de Steinmetz compatíveis, exigindo a inserção manual de dados da curva B×P para definição do material magnético.

De forma geral, conclui-se que, embora o transformador planar projetado não seja a solução mais adequada para o conversor Forward considerado — especialmente devido à incapacidade de operar com segurança na potência nominal — o estudo confirma a viabilidade desta tecnologia em aplicações de maior frequência, nas quais as perdas magnéticas são significativamente reduzidas e a densidade de potência pode ser aumentada. O trabalho também evidencia as vantagens construtivas dos transformadores planares, como a compactidade, a boa dissipação térmica e a redução de parasitas, ao mesmo tempo em que destaca suas limitações práticas e de fabricação.

Para trabalhos futuros, recomenda-se o desenvolvimento de transformadores planares multicamadas, capazes de suportar maiores densidades de corrente e atender aplicações de alta potência, além do uso de sinais com frequência elevada, pois dessa forma as perdas são reduzidas mesmo com induções magnéticas maiores. Ademais, sugere-se a integração do Ansys Icepak às análises, possibilitando estimativas térmicas mais precisas e auxiliando na otimização do desempenho do conjunto, além do uso do *Simplorer*, software que permite a integração do elemento magnético diretamente no circuito simulado, permitindo assim cálculo preciso de perdas e demais fenômenos. Por fim, destaca-se que a dificuldade de aquisição de núcleos planares no mercado nacional representa uma limitação relevante, elevando o custo de desenvolvimento e restringindo a experimentação de alternativas geométricas mais adequadas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

EBERT, C. L. **Projetos de elementos magnéticos planares utilizados em fontes de alimentação chaveadas visando a redução das perdas de energia**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, 2008.

MAIA, V. **PROJETO DE UM TRANSFORMADOR PLANAR PARA ISOLAMENTO E CHAVEAMENTO DE TIRISTORES**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil, 2013.

Marian K. Kazimierczuk. **Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converter**. 2. ed. United Kingdom: WILEY, 2016.

MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC Básicos Isolados**. Florianópolis, Brazil: Editora da UFSC, 2018. 422 p.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. 2. ed. Florianópolis, Brazil: Instituto de Eletrônica de Potência (INEP), 2008.

MAYER, R. **CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS INTERCALADOS APLICADOS A BORDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**. Tese (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2019.

MULDER, S. A. **Loss formulas for power ferrites and their use in transformers design**. Philips Components. Eindhoven: [s.n.], 1994.

SOUZA, N. O. de. **Estudo, Projeto e implementação de elementos magnéticos com construção planar para aplicação em conversos CC-CC Flyback**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2018.

TIPLER. **Física para cientistas e engenheiros, v.2**. 2. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2015.

APÊNDICE A – CÓDIGO PARA SUPERFÍCIE DE PERDAS 3C92

```
clear all;

close all;

% Parametros da ferrite 3C92
Cm = 26.5;
x = 1.19;      % expoente da frequencia
y = 2.65;      % expoente da inducao
B = 0.2;       % Tesla

Ct0 = 3.75;
Ct1 = 5.43e-2;
Ct2 = 2.68e-4;

% 3) Superficie 3D: P(f, T)

[f_grid, T_grid] = meshgrid(linspace(10e3, 100e3, 150), linspace(0, 120, 150));
P_grid = (Cm .* (f_grid.^x) .* (B.^y) .* (Ct0 - Ct1*T_grid + Ct2*T_grid.^2)) ./ 1000; % <- divisao por 1000

figure;
surf(f_grid/1000, T_grid, P_grid);
xlabel('Frequencia [kHz]');
ylabel('Temperatura [C]');
zlabel('Perdas do nucleo [mW/cm3]');
shading interp;
grid on;
hold on;

% Pontos de destaque

f_const = 35e3; % 35 kHz fixo

% Ponto de perdas minimas
T_min = Ct1 / (2*Ct2);
P_min = (Cm .* (f_const.^x) .* (B.^y) .* (Ct0 - Ct1*T_min + Ct2*T_min.^2)) ./ 1000;

% Ponto de operacao (30 C)
T_op = 30;
P_op = (Cm .* (f_const.^x) .* (B.^y) .* (Ct0 - Ct1*T_op + Ct2*T_op.^2)) ./ 1000;

% Ponto a 80 C
T_80 = 80;
P_80 = (Cm .* (f_const.^x) .* (B.^y) .* (Ct0 - Ct1*T_80 + Ct2*T_80.^2)) ./ 1000;

% Plotar os 3 pontos
```

```

p1 = plot3(f_const/1000, T_min, P_min, 'ko', 'MarkerSize', 7, '
    MarkerFaceColor', 'r'); % vermelho
p2 = plot3(f_const/1000, T_op, P_op, 'ko', 'MarkerSize', 7, '
    MarkerFaceColor', 'b'); % azul
p3 = plot3(f_const/1000, T_80, P_80, 'ko', 'MarkerSize', 7, '
    MarkerFaceColor', 'g'); % verde

% Linhas tracejadas verticais ate o plano z = 0

plot3([f_const/1000 f_const/1000], [T_min T_min], [0 P_min], 'r--', '
    LineWidth', 1.2);
plot3([f_const/1000 f_const/1000], [T_op T_op], [0 P_op], 'b--', '
    LineWidth', 1.2);
plot3([f_const/1000 f_const/1000], [T_80 T_80], [0 P_80], 'g--', '
    LineWidth', 1.2);

% Legenda

legend([p1 p2 p3], ...
    {sprintf('Perda minima: %.2f mW/cm (T = %.1f C)', P_min, T_min), ...
      sprintf('T = 30 C : %.2f mW/cm', P_op), ...
      sprintf('T = 80 C : %.2f mW/cm', P_80)}, ...
    'Location', 'northoutside', 'Orientation', 'vertical');

view(45, 30); % angulo agradavel

```

APÊNDICE B – COMPARAÇÃO DE PERDAS 3C92 VS 3C96

```
clc; clear; close all;

% Dados comuns

f = 35e3;          % frequencia [Hz]
B = 0.2;           % inducao [T]
Ve = 10.4e-6;      % volume [m^3]
T = 20:1:110;     % variacao de temperatura [ C ]

% Parametros 3C92

Cm_92 = 26.5;
x_92  = 1.19;
y_92  = 2.65;
ct0_92 = 3.75;
ct1_92 = 5.43e-2;
ct2_92 = 2.68e-4;

% Parametros 3C96

Cm_96 = 5.12;
x_96  = 1.34;
y_96  = 2.66;
ct0_96 = 6.56;
ct1_96 = 1.10e-1;
ct2_96 = 5.48e-4;

% Calculo das perdas (kW/m^3)

Pv_92 = Cm_92 .* f.^x_92 .* B.^y_92 .* (ct0_92 - ct1_92.*T + ct2_92.*T.^2)
    / 1000;
Pv_96 = Cm_96 .* f.^x_96 .* B.^y_96 .* (ct0_96 - ct1_96.*T + ct2_96.*T.^2)
    / 1000;

% Converter para perdas totais em Watts
Pcore_92 = abs(Pv_92 * 1e3 .* Ve); % 1e3: converte kW/m para W/m
Pcore_96 = abs(Pv_96 * 1e3 .* Ve);

% Grafico

figure;
plot(T, Pcore_92, 'LineWidth', 2, 'Color', [0 0.447 0.741]); hold on; %
    azul
plot(T, Pcore_96, 'LineWidth', 2, 'Color', [0.850 0.325 0.098]); %
    laranja
grid on;
xlabel('Temperatura [ C ]', 'FontSize', 12);
ylabel('Perda total no ncleo [W]', 'FontSize', 12);
legend('3C92', '3C96', 'Location', 'northwest');
```

APÊNDICE C – CODIGO DE EFICIENCIA PARA $R=12,5 \Omega$

```
clc; clear; close all;

% Dados comuns

f = 35e3;      % frequencia [Hz]
B = 0.002;     % indução [T]
Ve = 10.8;     % volume [cm^3]
T = 20:1:120;  % variação de temperatura [ C ]
P_out = 0.7;   % Potencia de saída
rho_0 = 1.7e-8; % Resistividade do cobre
alfa = 3.93e-3; % Coeficiente cobre
I_prim = 0.252; % Corrente primário
I_sec = 0.2;   % Corrente Secundário

% Parametros 3C92

Cm = 26.5;
x = 1.19;
y = 2.65;
ct0 = 3.75;
ct1 = 5.43e-2;
ct2 = 2.68e-4;

% Calculo das perdas (kW/m^3)

Pv = Cm .* f.^x .* B.^y .* (ct0 - ct1.*T + ct2.*T.^2) / 1000;
Pcore = abs(Pv * Ve/1e3);

rhT = rho_0*(1+alfa*(T-20)); %Ajuste de resistncia
R_prim = (rhT*0.3563)/(0.5e-3*35e-6); %Resistencia do primário
R_sec = (rhT*0.1565)/(0.7e-3*35e-6); %Resistencia secundário
P_prim = (I_prim)^2 * R_prim; %Potencia no primário
P_sec = (I_sec)^2 * R_sec; %Potencia no secundário

% Calculo do rendimento
Rend = (P_out)./(P_out + Pcore + P_prim + P_sec)*100;

% Grafico

figure;
plot(T, Rend, 'LineWidth', 2, 'Color', [0 0.447 0.741]); % azul
grid on;
xlabel('Temperatura [ C ]', 'FontSize', 12);
ylabel('Rendimento do transformador [%]', 'FontSize', 12);
```

APÊNDICE D – CODIGO DE EFICIENCIA PARA R=1,25 Ω

```
clc; clear; close all;

% Dados comuns

f = 35e3;          % frequencia [Hz]
B = 0.22;          % inducao [T]
Ve = 10.8;         % volume [cm^3]
T = 20:1:120;      % varia o de temperatura [C]
P_out = 7;         % Potencia de saida
rho_0 = 1.7e-8;     % Resistividade do cobre
alfa = 3.93e-3;     % Coeficiente cobre
I_prim = 0.650;     % Corrente prim rio
I_sec = 2;          % Corrente Secund rio

% Parmetros 3C92

Cm = 26.5;
x = 1.19;
y = 2.65;
ct0 = 3.75;
ct1 = 5.43e-2;
ct2 = 2.68e-4;

% C lculo das perdas (kW/$m^3$)

Pv = Cm .* f.^x .* B.^y .* (ct0 - ct1.*T + ct2.*T.^2) / 1000;
Pcore = abs(Pv * Ve/1e3);

rhT = rho_0*(1+alfa*(T-20)); %Ajuste de resist ncia
%rht_80 = rho_0*(1+alfa*(80-30));
R_prim = (rhT*0.3563)/(0.5e-3*35e-6); %Resist ncia do prim rio
R_sec = (rhT*0.1565)/(0.7e-3*35e-6); %Resist ncia secund rio
P_prim = (I_prim)^2 * R_prim; %Pot ncia no prim rio
P_sec = (I_sec)^2 * R_sec; %Pot ncia no secundario

% C lculo do rendimento

Rend = (P_out)./(P_out + Pcore + P_prim + P_sec)*100;

% Gr fico

figure;
plot(T, Rend, 'LineWidth', 2, 'Color', [0 0.447 0.741]); % azul
grid on;
xlabel('Temperatura [ C ]', 'FontSize', 12);
ylabel('Rendimento do transformador [%]', 'FontSize', 12);
```