

CLÁUDIO LUÍS EBERT

**PROJETO DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS
PLANARES UTILIZADOS EM FONTES DE
ALIMENTAÇÃO CHAVEADAS VISANDO A
REDUÇÃO DAS PERDAS DE ENERGIA**

FLORIANÓPOLIS

2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROJETO DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS
PLANARES UTILIZADOS EM FONTES DE
ALIMENTAÇÃO CHAVEADAS VISANDO A
REDUÇÃO DAS PERDAS DE ENERGIA**

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

CLÁUDIO LUÍS EBERT

Florianópolis, outubro de 2008.

**PROJETO DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS PLANARES
UTILIZADOS EM FONTES DE ALIMENTAÇÃO
CHAVEADAS VISANDO A REDUÇÃO DAS
PERDAS DE ENERGIA**

Cláudio Luís Ebert

‘Esta tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica,
Área de Concentração em *Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos*, e
aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Walter Pereira Carpes Jr., Dr.
Orientador

Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
Co-Orientador

Prof^a. Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Walter Pereira Carpes Jr., Dr.
Presidente

Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Prof. Adalberto José Batista, Dr.

Prof. Pedro Armando da Silva Jr., Dr.

Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Dedico este trabalho à
MINHA FAMÍLIA
Cintia, Camila e Bernardo.

E também ao
Meu Pai (Dorival) e a Minha Mãe (Lourdes, “em memória”).

Agradecimentos

“Agradecer todo o apoio que tive na realização desde trabalho, através de uma frase aqui impressa, eu não acho justo. Mas como é de costume eu não vou deixar de fazê-lo.”

Primeiramente, gostaria de agradecer a minha esposa Cintia, que com todo o seu amor, carinho e paciência, e correção gramatical dos textos, me ajudou na realização desta tese.

Agradecer a minha filha Camila e ao meu filho Bernardo, pelo carinho, mas principalmente pela compreensão nos momentos em que não pude estar presente.

Ao grande amigo e professor Walter Carpes, por todo apoio, ensinamentos e profissionalismo na orientação deste trabalho.

Também ao grande amigo e professor Fagundes, co-orientador, pelas várias horas dedicadas à discussões sobre vários assuntos relacionados à tese, e não.

Aos professores Jhoe, Maurício, Patrick, Assumpção e Nelson, que sempre estiveram dispostos a colaborar quanto eu precisei.

Ao “quebra-galho” Rigoni, à secretária Celly, pelo apoio que me deram.

Aos professores e funcionário do Inep, que também me ajudaram muito.

À todos os colegas do Grucad, do Inep, e do Cefet, que de alguma forma colaboraram e apoiaram.

Às duas instituições de ensino, UFSC e CEFET, que mantidas com o dinheiro do povo brasileiro, tornaram possível a realização deste trabalho.

Ao meu sogro e minha sogra (Ricardo e Rita), pelo apoio durante o trabalho e empréstimo da casa para realização do churrasco de comemoração.

E principalmente, à DEUS, por tudo.

Resumo da tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

**PROJETO DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS PLANARES
UTILIZADOS EM FONTES DE ALIMENTAÇÃO
CHAVEADAS VISANDO A REDUÇÃO DAS
PERDAS DE ENERGIA**

Cláudio Luís Ebert

Novembro/2008

Orientador: Walter Pereira Carpes Jr.

Co-orientador: João Carlos dos Santos Fagundes.

Área de Concentração: Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: Magnéticos planares, perdas magnéticas, projeto de elementos magnéticos.

Número de Páginas: 184.

RESUMO: Este trabalho aborda o estudo de transformadores e indutores planares bem como apresenta o desenvolvimento de uma metodologia para projeto destes elementos magnéticos, os quais são utilizados em fontes de alimentação que operam em comutação sob frequência elevada (de 50 kHz a 100 kHz). O estudo engloba desde os materiais utilizados na confecção de um elemento magnético até seu projeto e otimização. É realizada uma análise dos efeitos devidos à operação em alta frequência. Entre estes efeitos, destacam-se as perdas no núcleo e nos enrolamentos, as indutâncias de dispersão e a capacitância entre enrolamentos. Para análise das perdas no núcleo e nos enrolamentos, foi desenvolvida uma bancada experimental, composta por um circuito inversor em ponte completa e um instrumento virtual, que permite fazer uma série de medidas e traçar gráficos do comportamento das perdas com variação de diversos parâmetros. A partir dos valores adquiridos, foi possível obter modelos para as perdas magnéticas, incluindo o valor dos seus parâmetros. Com estes modelos e com a utilização de ferramentas de otimização, foi estabelecida uma relação entre a indução magnética e a densidade de corrente que possibilita o funcionamento do transformador ou do indutor com perdas magnéticas mínimas. Para auxiliar no desenvolvimento dos projetos, foi desenvolvido um programa computacional, no qual foram inseridos os modelos analíticos e os valores dos parâmetros correspondentes, obtidos no decorrer do trabalho. Vários indutores e transformadores foram projetados, montados e avaliados, mostrando através dos resultados o bom funcionamento da metodologia proposta.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the
doctor degree in Electrical Engineering

DESIGN OF THE PLANAR MAGNETIC DEVICE USED IN SWITCHING POWER SUPPLY AIMING REDUCTION OF POWER LOSSES

Cláudio Luís Ebert

November / 2008

Advisor: Walter Pereira Carpes Jr.

Co-advisor: João Carlos dos Santos Fagundes.

Area of concentration: Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos.

Keywords: Planar magnetics , magnetic losses, magnetic elements design.

Number of pages: 184.

ABSTRACT: This work concerns the study of planar transformers and inductors as well as presents the development of a methodology for designing these magnetic elements, which are used in power supplies operating at high frequencies (from 50 kHz to 100 kHz). The study includes the materials used in the manufacture of a magnetic element, the design and its optimization. It was made an analysis of the effects due to operation at high frequencies. Among these effects, there are the core and winding losses, the leakage inductance and inter-winding capacitance. For the analysis of core and winding losses, it has been developed a workbench consisting of a full bridge inverter and a virtual instrument, which allows making a series of measures and drawing graphs of the behavior of losses with different parameters. From the obtained values, it was possible to construct models for the magnetic losses, including their parameter values. With these models and the use of optimization tools, it was established a relationship between the magnetic induction and current density that allows operation with minimum losses. In order to assist in the development of projects, a computer program has been developed, which includes the analytical models and the corresponding parameter values, obtained in the course of this work. Several inductors and transformers were designed, assembled and evaluated, and the obtained results show the validity of the proposed methodology.

Lista de símbolos e siglas

α_c	- coeficiente de temperatura do cobre ($^{\circ}\text{C}^{-1}$)
δ	- profundidade de penetração do campo magnético (m)
ε_r	- permissividade relativa
μ_o	- permeabilidade do ar (H/m)
μ_r	- permeabilidade relativa
ρ	- resistividade do cobre na temperatura considerada ($\Omega\cdot\text{m}$)
ω	- frequência angular (rad/s)
ΔT	- elevação da temperatura ($^{\circ}\text{C}$)
ΔT_{real}	- elevação da temperatura real ($^{\circ}\text{C}$)
A_e	- área da secção da coluna central do núcleo (m^2)
A_p	- produto de áreas (m^4)
A_w	- área da secção transversal do condutor (m^2)
b_w	- largura disponível para o enrolamento (mm)
B	- indução magnética (T)
$B_{m\acute{a}x}$	- indução magnética máxima (T)
$B_{\acute{o}timo}$	- indução magnética ótima (T)
B_{pp}	- indução magnética de pico a pico (T)
B_{real}	- indução magnética real (T)
B_s	- indução magnética de saturação (T)
C	- capacitância (F)
CC	- Corrente contínua (A)
cd	- “creepage distance” (mm)
$Cm, x, y \text{ e } z$	- parâmetros do modelo de perda magnética total (adimensionais)
J	- densidade de corrente no condutor (A/mm^2)
E	- energia (J)
EMI	- “electromagnetic interference” - Interferência eletromagnética
EMP	- elemento magnético planar
f	- frequência de operação (Hz)
f_{seq}	- frequência senoidal equivalente (Hz)
F	- força magnetomotriz (A.esp)

H	- campo magnético (A/m)
h_L	- distância entre as camadas condutoras (mm)
h_{PCI}	- espessura da PCI (mm)
h_w	- espessura da trilha (mm)
I_k	- valor eficaz da corrente no enrolamento k (A)
K	- constante dielétrica
K_u	- fator de utilização da janela do núcleo
K_v	- fator de forma de onda da tensão v_k
L	- indutância (H)
L_L	- indutância de dispersão (H)
l_e	- comprimento médio do caminho magnético (m)
l_g	- comprimento do entreferro (m)
m	- massa (g)
MEF	- método de elementos finitos
MLT	- comprimento médio de uma espira (m)
n	- número de faces condutoras
N	- número de espiras
Npop	- tamanho da população
Nvar	- número de genes
PCI	- placa de circuito impresso
P_e	- perda total no enrolamento
P_j	- perdas joule (W)
P_m	- perda magnética total (W)
P_{tot}	- perda total no elemento magnético (W)
P_v	- perda volumétrica total no elemento magnético (W/mm ³)
Re	- resistência equivalente (Ω)
Re_{CA}	- resistência equivalente CA dos enrolamentos (Ω)
Re_{CC}	- resistência equivalente CC dos enrolamentos (Ω)
s	- espaçamento entre espiras (mm)
S	- potência aparente (VA)
S_{cu}	- área da secção efetiva de cobre (m ²)
S_k	- área da secção transversal do condutor do enrolamento k (m ²)
T_a	- temperatura ambiente (°C)

T_e	- temperatura no enrolamento ($^{\circ}\text{C}$)
T_n	- temperatura no núcleo ($^{\circ}\text{C}$)
V_e	- volume efetivo (mm^3)
VI	- instrumento virtual programado no Labview
V_k	- valor eficaz da tensão nos terminais do enrolamento k (V)
V_s	- tensão no enrolamento de sonda (V)
W_a	- área da janela do núcleo (m^2)
w_t	- largura da trilha (mm)

Sumário

LISTA DE SÍMBOLOS

1. INTRODUÇÃO.....	1
1.1 Posicionamento do problema e motivação da pesquisa.....	1
1.2 Revisão histórica.....	4
1.3 Objetivos da tese.....	10
1.4 Organização da tese.....	11
2. ELEMENTOS MAGNÉTICOS OPERANDO EM ALTA FREQUÊNCIA.....	14
2.1 Elementos magnéticos.....	14
2.2 Aplicação dos elementos magnéticos em conversores estáticos de energia.....	14
2.3 Efeitos da alta frequência nos elementos magnéticos.....	16
2.3.1 Perdas de energia nos elementos magnéticos.....	16
2.3.2 Indutâncias de dispersão.....	17
2.3.3 Capacitâncias parasitas.....	18
2.4 Considerações térmicas acerca do projeto de elementos magnéticos.....	18
2.5 Tecnologias de construção.....	19
3. ELEMENTOS MAGNÉTICOS PLANARES.....	20
3.1 Apresentação do elemento magnético planar.....	20
3.2 Enrolamentos planares.....	22
3.3 Núcleos planares.....	23
3.3.1 Forma Geométrica.....	23
3.3.2 Parâmetros geométricos dos núcleos planares.....	25
3.3.3 Determinação dos parâmetros A_e e W_a	26
3.3.4 Determinação do parâmetro l_e	26
3.3.5 Determinação do parâmetro MLT	27
3.3.6 Determinação da trilha.....	29

3.4	Material do núcleo planar.....	30
3.5	Projeto de elementos magnéticos planares.....	31
4. METODOLOGIA PARA OBTENÇÃO DAS PERDAS NOS ELEMENTOS		
MAGNÉTICOS.....		
4.1	Circuito elétrico equivalente do transformador.....	32
4.2	Cálculo das perdas.....	33
4.2.1	Cálculo das perdas totais.....	33
4.2.2	Perda magnética total.....	34
4.2.3	Perda total nos enrolamentos.....	34
4.3	Aquisição dos dados.....	34
4.3.1	Bancada experimental.....	34
4.3.2	Protótipo do inversor.....	36
4.3.3	Enrolamentos.....	38
4.4	Instrumentação virtual.....	39
4.5	Os ensaios.....	44
5. PERDAS MAGNÉTICAS NOS ELEMENTOS PLANARES.....		
5.1	Perda magnética total em função do material do núcleo.....	47
5.2	Perda magnética total em função da forma de onda da indução magnética.....	51
5.3	Perda magnética total em função da temperatura no núcleo.....	55
5.4	Perda magnética total em função do número de espiras.....	61
5.5	Perda magnética total em função da geometria do núcleo.....	66
5.6	Perda magnética total em função do entreferro.....	68
5.7	Perda magnética total em função da localização do enrolamento.....	70
5.8	Obtenção dos parâmetros C_m , x , y e z para os núcleos magnéticos planares.....	71
5.8.1	Perda magnética total em função da indução magnética, do volume e da frequência.....	72
5.8.2	Perda magnética total em função do volume.....	75
5.8.3	Fator K_1 em função da frequência e da indução magnética.....	76
5.8.4	Fator K_2 em função da indução magnética.....	76
5.9	Comparação dos resultados obtidos através do modelo proposto e experimentalmente.....	78

5.10 Elevação da temperatura em função das perdas magnéticas.....	80
5.11 Conclusão.....	82
6. PERDAS E EFEITOS PARASITAS NOS ENROLAMENTOS PLANARES.....	83
6.1 Perdas nos enrolamentos.....	83
6.2 Efeito pelicular.....	84
6.3 Efeito de proximidade.....	88
6.4 Resistência do enrolamento.....	89
6.5 Elevação da temperatura no condutor em função da densidade de corrente.....	91
6.6 Conclusão.....	98
7. DETERMINAÇÃO DOS VALORES DE INDUÇÃO MAGNÉTICA E DENSIDADE DE CORRENTE PARA QUE O NÚCLEO OPERE COM MÍNIMA PERDA MAGNÉTICA TOTAL.....	99
7.1 Determinação de B e J ótimos para elementos magnéticos planares que contenham 1 (um) enrolamento.....	99
7.2 Determinação de B e J ótimos para elementos magnéticos planares que contenham 2 enrolamentos.....	105
7.3 Comparação dos resultados encontrados para elementos magnéticos planares com 1 e 2 enrolamentos.....	108
7.4 Relação B e J para os núcleos E-PLT22 e E-PLT64.....	109
7.4.1 Núcleo E-PLT22.....	109
7.4.2 Núcleo E-PLT64.....	111
7.5 Conclusão.....	113
8. PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA PROJETO DE ELEMENTOS MAGNÉTICOS PLANARES VISANDO À MINIMIZAÇÃO DA PERDA MAGNÉTICA TOTAL.....	114
8.1 Programa Computacional.....	114
8.2 Banco de dados.....	115
8.3 Módulo para projeto do transformador.....	116
8.4 Resultados obtidos para o projeto de um transformador usado num inversor.....	119

8.5 Resultados obtidos para o transformador usado num conversor <i>Forward</i>	122
8.6 Módulo para projeto do indutor.....	125
8.7 Medições do valor da indutância.....	128
8.8 Projeto do indutor do conversor <i>forward</i> utilizando o programa.....	130
8.9 Conclusões a respeito dos projetos desenvolvidos.....	132
CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE CONTINUIDADE DOS TRABALHOS	133
ANEXOS.....	139
Anexo I - Determinação do fator de forma de onda	139
Anexo II - Método do gradiente conjugado.....	140
Anexo III - Algoritmos Genéticos.....	147
Anexo IV - Associação de núcleos.....	159
Anexo V - Aplicação de um elemento magnético planar num reator eletrônico para lâmpada fluorescente.....	161
Anexo VI – Indutância de dispersão e Capacitâncias entre enrolamentos.....	172
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	185

Capítulo 1

Introdução

1.1 Posicionamento do problema e motivação da pesquisa

O mercado como intermediador entre indústrias e público consumidor, e na disputa acirrada pelos seus clientes, busca cada vez mais produtos tecnologicamente corretos.

Por sua vez, os centros de pesquisa e as universidades que dão suporte a estas indústrias devem demonstrar capacidade tecnológica para desenvolver produtos, cujo foco não esteja somente em suprir a necessidade dos seus clientes, mas sim torná-los atrativos nos mais diversos aspectos.

Equipamentos eletrônicos que consumam menos energia, que tenham melhor qualidade, baixo custo, volume e peso reduzidos, e que representem um mínimo de impacto ambiental, quer seja pelos componentes utilizados ou pelo tamanho que ocupam, estão cada vez mais presentes em todos os setores da eletrônica, e são alvos de investimento e desenvolvimento tecnológico.

As fontes de alimentação para equipamentos eletrônicos fazem parte deste universo de pesquisa. Dentre elas, encontram-se as fontes chaveadas, que ocupam cada vez mais o espaço das tradicionais fontes lineares, obsoletas em função do baixo rendimento associado ao grande peso e volume.

A tecnologia aplicada em fontes de alimentação chaveadas vem sofrendo grandes modificações, devido à sua aplicação em equipamentos portáteis e embarcados, e também devido ao compromisso com a eficiência energética.

A minimização das perdas e o aumento da densidade de potência das fontes chaveadas levam à pesquisa e ao desenvolvimento de componentes e topologias que permitem a operação destas em níveis de eficiência e frequência cada vez mais elevados [1].

Com o aumento da frequência tem-se a redução em volume e peso dos elementos reativos, elevando-se também as densidades de potência envolvidas. Por outro lado, há um aumento das perdas em função do volume, e da temperatura. Como há redução

do volume, há redução também na área disponível para a dissipação do calor, o que pode se transformar num grande problema para os projetistas.

O projeto dos elementos magnéticos visando minimizar as perdas e maximizar sua densidade de potência é uma tarefa complexa, especialmente quando a frequência de operação é elevada, na faixa de 50 kHz a 200 kHz. O que se constata, através de pesquisa bibliográfica, é que poucas técnicas para projetos otimizados destes elementos foram até o momento desenvolvidas. Além disso, os projetos são simplificados, não levando em conta parâmetros importantes como geometria do núcleo e alguns efeitos causados pelas altas frequências.

No trabalho em questão será abordado um tema ainda pouco difundido no Brasil e no mundo: o projeto de elementos magnéticos planares.

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 com várias desvantagens frente às técnicas de elementos planares [2]. A construção destes elementos no modo tradicional requer uma série de operações manuais, o que eleva seu custo de produção. Além disso, pequenas variações na construção devido às particularidades de cada operador podem provocar grandes variações nas características eletromagnéticas do dispositivo.

Os elementos magnéticos planares são dispositivos que recentemente vêm sendo empregados em fontes de alimentação chaveadas com grande aceitação, devido a um melhor desempenho quando comparado a um elemento magnético convencional [3], [4], [5] - [9]. Algumas vantagens e desvantagens no uso dos elementos planares são apresentadas a seguir:

- Para certas aplicações apresentam maior eficiência volumétrica e alta densidade de potência, por se tratarem de estruturas com baixo perfil;
- Possibilitam uma redução no número de espiras do componente magnético, pelo fato de proporcionarem aumento da área da seção transversal da coluna central do núcleo;
- Por possuírem baixa indutância de dispersão, devido à facilidade na intercalação de camadas e reduzida quantidade de espiras, reduzem os picos de tensão e oscilações, que podem destruir alguns elementos semicondutores;

- Devido à pequena espessura do condutor, o efeito pelicular é pouco pronunciado, permitindo a redução das perdas nos enrolamentos em altas frequências;
 - Têm maior eficiência de transferência de energia, devido ao melhor acoplamento magnético;
 - Apresentam boa repetibilidade, a qual é considerada uma característica muito importante em topologias ressonantes;
 - Proporcionam melhor controle térmico, pois apresentam uma maior relação área/volume. Ou seja, há mais superfície de contato para dissipação de calor, reduzindo assim a resistência térmica; e
 - São fáceis de serem produzidos, utilizando técnicas de circuitos impressos;
- Como desvantagens, tem-se:
- Provocam aumento da área da placa de circuito impresso;
 - Ocasionam crescimento das capacitâncias parasitas;
 - Possuem baixo fator de utilização da janela do núcleo (em torno de 0,25 a 0,30). Entretanto, isso depende do tipo de enrolamento planar a ser utilizado; e
 - Limitação para aplicações em altas potências.

Outro fator que faz com que os elementos magnéticos planares tenham um mercado promissor é sua característica geométrica. Devido ao seu baixo perfil, eles são ideais para aplicações em que uma altura reduzida é desejada. Como exemplo, podem-se citar as fontes de alimentação para computadores portáteis, centrais telefônicas, equipamentos embarcados diversos, etc.

A fig. 1.1 mostra uma comparação entre dois núcleos feitos com o mesmo material, porém com tecnologias de fabricação diferentes (convencional e planar). Estes núcleos apresentam aproximadamente a mesma massa e o mesmo volume. Visualmente percebe-se a diferença no quesito perda magnética (P_m), levando à conclusão que os núcleos planares têm vantagem frente aos núcleos convencionais. Os resultados foram obtidos a partir de estudo analítico utilizando-se a equação de perdas dada por MULDER [10].

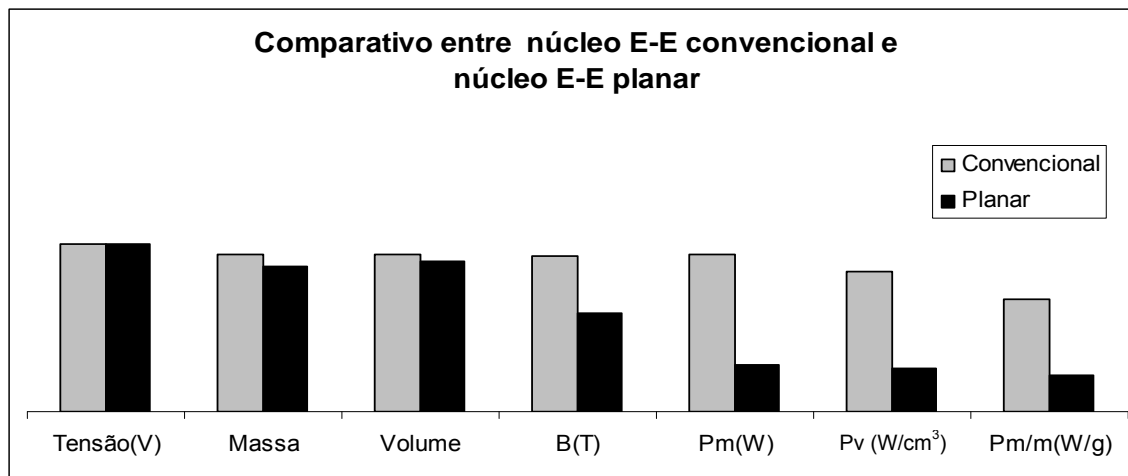


Fig. 1.1 - Comparativo entre núcleo E-E convencional e núcleo E-E planar para uma mesma tensão aplicada.

Onde:

B = Indução magnética (T);

P_m = Perda magnética total (W);

P_v = Perda magnética total dividida pelo volume (W/cm^3); e

P_m/m = Perda magnética total dividida pela massa (W/g).

Considerando o que foi exposto anteriormente, o autor deste trabalho acredita ser de grande valia a exploração dos elementos magnéticos planares. Principalmente, acredita na contribuição para o desenvolvimento de uma metodologia de projeto com o objetivo de melhorar o desempenho destes núcleos na aplicação em fontes de alimentação chaveadas.

Além disso, poderá ser observado na revisão histórica que contempla o estado da arte deste tema de estudo, que muito pouco foi pesquisado sobre os elementos magnéticos planares.

1.2 Revisão histórica

Nesta revisão bibliográfica será feita uma pequena descrição dos trabalhos encontrados na literatura, destacando as principais contribuições de cada um. Ao final será mostrado um quadro em que constará o nome do autor e diversos itens que compõem o tema em questão, indicando aquele em que o autor teve a contribuição.

A IBM foi a primeira a publicar em seus boletins técnicos o uso de elementos magnéticos planares nos anos de 1982 (“Multiple Output Planar Transformer”), 1985

(“Split Plate Transformer”) e 1986 (“New Magnetic Structure For a Low Profile Planar Transformer”). Estes artigos não foram encontrados para consulta, mas estão referenciados em outros trabalhos.

Dirk van der Linde, Corlex A. M. Boon e J. Bn Klaassens, em 1991, publicaram um artigo intitulado “Design of a High-Frequency Planar Power Transformer in Multilayer Technology”, cuja introdução descreve os problemas da miniaturização dos elementos magnéticos, no que diz respeito a componentes parasitas e dissipação de calor [11]. Naquele trabalho, é apresentado um transformador multicamadas, abordando o enrolamento, a escolha do núcleo, a capacitância entre enrolamentos, o cálculo da indutância de dispersão e da indutância magnetizante. O protótipo de um transformador é apresentado e o autor comenta que este protótipo apresenta baixa indutância de dispersão, alta indutância magnetizante e alta capacitância entre enrolamentos.

Em 1992, Mary T. Quirke, John J. Barrett e Mike Hayes, publicaram um artigo intitulado “Planar Magnetic Component Technology – A Review” [9]. No documento, é feita uma revisão sobre os elementos magnéticos planares, citando as vantagens destes elementos e fazendo uma descrição sobre os materiais utilizados como núcleos (com destaque para a ferrita, o material amorfo e o filme magnético). Também são apresentados comentários sobre outros trabalhos que tratam deste assunto, incluindo os três relatórios da IBM supracitados. Trata também, ainda que superficialmente, do projeto elétrico e térmico, e conclui destacando que idealmente os materiais magnéticos utilizados em núcleos planares devem ter as seguintes propriedades: baixas perdas, alta indução de saturação, alta permeabilidade e alta resistividade.

Em 1994, Robert L. Nagel e Michael E. Partridge, do Sandia National Laboratories, publicaram um relatório, cujo título é “Planar Magnetic Component Development”, que começa abordando a vantagem da construção dos elementos planares na indústria [2]. Os autores afirmam que na construção de elementos magnéticos convencionais os resultados são muito afetados pela forma como cada operador faz a bobinagem e as isolações. Já nos elementos planares, todas as bobinas ficam idênticas, por serem feitas em circuito impresso, segundo uma matriz. Na sequência do relatório é apresentado um projeto de um conversor “flyback” utilizando elementos planares e conclui-se afirmando que a técnica ainda é nova, mas que apresenta várias vantagens, inclusive a financeira.

Xu Huang e K. D. T. Ngo, da Universidade da Florida, e Gordon Bloom, da Bloon Associates, apresentaram um estudo sobre técnicas de projeto visando obter enrolamento com baixa resistência [12]. Este trabalho, publicado em 1995 com o título “Design Techniques for Planar Windings with Low Resistances”, também foi financiado pela IBM, e nele foi abordada a minimização da resistência de um enrolamento planar idealizado. Enrolamentos circulares, retangulares e espirais foram estudados e modelados matematicamente, levando-se em conta os parâmetros geométricos e o material. Na conclusão, os autores sugerem que as equações propostas sejam verificadas através de simulações usando elementos finitos e medições em laboratório.

“Modelling and Design of High Frequency Planar Transformers” é o título do trabalho apresentado por L. Heinemann em 1995 [13]. O foco deste trabalho é a determinação do campo eletromagnético num transformador planar e sua modelagem. A validação do modelo proposto é feita através da apresentação dos resultados experimentais obtidos da montagem de um conversor “Forward”.

A Ferroxcube (fabricante de núcleos de ferrita) publicou em 1997 uma *application note* com o título “Design of Planar Power Transformers”, em que apresenta um procedimento de projeto de transformadores utilizando núcleos planares [6]. O procedimento é baseado nas equações e parâmetros apresentados por Mulder em 1990 [14] e 1994 [10]. Também é apresentada neste trabalho uma recomendação de como distribuir as espiras e é mostrado um gráfico a partir do qual se pode determinar a corrente numa dada largura de trilha da PCI (Placa de Circuito Impresso) para uma dada elevação de temperatura. Ao final do trabalho é apresentado o exemplo de um transformador.

Em 2000, Gordon Bloom, no artigo “Multi-Chambered Planar Magnetics Design Techniques”, aborda a integração de elementos magnéticos utilizando núcleos planares [15]. O autor associa núcleos diferentes formando um núcleo com multicâmaras, fazendo com que este atue simultaneamente como transformador e como indutor.

No boletim técnico da *Magnetics*, fabricante de núcleos, com o título “Designing with Planar Ferrite Cores”, de 2001, é feita apenas uma breve revisão sobre alguns tópicos relevantes no projeto dos elementos magnéticos, citando as formas e tamanhos padronizados, a seleção do material, potência processada, montagem e desenvolvimento do protótipo e aplicações especiais [16].

Em 2001, Conor Quinn, Karl Rinne, Terence O'Donnell, Maeve Duffy e Cian Ó Mathúna, no trabalho “A Review of Planar Magnetic Techniques and Technologies”, fazem uma nova revisão sobre as estruturas magnéticas planares, comparando-as com as convencionais, citando algumas de suas vantagens e desvantagens [3]. Nesta revisão, eles também comentam sobre o baixo perfil destes elementos, as perdas nos enrolamentos, a indutância de dispersão, bem como as tecnologias dos enrolamentos planares e dos núcleos planares. A fabricação, o projeto e a aplicação destes elementos na eletrônica de potência são superficialmente abordados.

No trabalho de mestrado de Shen Wang, 2003, cujo título é “Modeling and Design of Planar Integrated Magnetic Components”, é abordada a aplicação dos elementos magnéticos planares em conversores estáticos de energia, enfatizando as vantagens destes elementos [4]. É feito um estudo das correntes circulantes, mostrando os efeitos pelicular e de proximidade. Além disso, é também apresentada uma modelagem utilizando elementos finitos. O foco principal do trabalho é a aplicação do condutor planar Litz no projeto dos elementos magnéticos. O autor demonstra, através de resultados experimentais, a redução da resistência CA num projeto de um indutor “boost” quando é utilizado o condutor planar Litz.

McLyman, na terceira edição de seu conceituado livro “Transformer and Inductor Design Handbook”, de 2004, aborda de maneira generalizada o projeto de transformadores e indutores utilizando núcleos planares, adotando a mesma metodologia de projeto e as mesmas equações utilizadas para núcleos convencionais [17]. Valores de densidade de corrente e indução magnética são utilizadas sem a preocupação em obter um projeto otimizado.

Em março de 2004, Fu Keng Wong, em sua tese de doutorado, faz uma análise dos transformadores operando em fontes chaveadas [18]. Neste trabalho é apresentada uma série de resultados obtidos a partir de programas de cálculo de campos magnéticos utilizando método de elementos finitos. Tanto os transformadores com núcleos convencionais como transformadores com núcleos planares são estudados. Os resultados apresentados são as distribuições do fluxo magnético no núcleo e da densidade de corrente nos enrolamentos. Também é apresentado um estudo com diferentes formas de enrolamentos, em que é proposto um enrolamento helicoidal utilizando placas de ferrita como núcleo. A frequência de operação está na faixa de 1 MHz.

Ainda em 2004, em seu trabalho de mestrado, Shangyang Xiao apresenta uma metodologia de projeto de núcleos magnéticos planares baseada na análise numérica de campos eletromagnéticos [7]. Esta metodologia é aplicada no projeto de transformadores e indutores de conversores CC-CC de baixa tensão e com alta densidade de potência. A metodologia utiliza de forma intensa simulações com o método de elementos finitos, usando os softwares comerciais Maxwell 2D e Maxwell 3D. Os efeitos da tensão de entrada, da forma do núcleo e da frequência são investigados. Também, as perdas no núcleo e nos enrolamentos são avaliadas. Através deste estudo, o autor conclui que as perdas CA são dominantes e que a intercalação dos enrolamentos primário e secundário resulta numa melhor distribuição da corrente, diminuindo assim as perdas nos enrolamentos. Ele ressalta também que uma atenção deve ser dada na escolha da forma do núcleo e do material.

No seminário bianual (2006-2007) sobre projeto de fontes de alimentação da Texas Instruments, Lloyd Dixon apresenta os elementos magnéticos planares como tendo diversas vantagens sobre os elementos convencionais. Na parte do seminário intitulada “Designing Planar Magnetics”, ele mostra que estes elementos apresentam uma baixa indutância de dispersão, explica a vantagem de usar núcleos com a perna central circular, comenta sobre o aumento das capacitâncias entre os enrolamentos, e dá várias sugestões de como melhorar o projeto [5]. A estratégia de projeto resume-se a calcular o número de espiras a partir de um valor de indução magnética máxima que não ultrapasse um determinado valor de perdas magnéticas dadas em curvas de fabricantes.

Como foi comentado no início deste subcapítulo, será mostrado um quadro resumindo o histórico das publicações mais relevantes sobre o tema de estudo.

Quadro 1.1: Análise de trabalhos publicados sobre elementos magnéticos planares.

Autor \ Item	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Linde e outros (1991)				X	X						X
Quirke e outros (1992)						X					
Nagel e Partridge (1994)						X					X
Huang e outros (1995)			X				X				
Heinemann (1995)								X			X
Ferroxcube (1997)						X					
Gordon Bloom (2000)									X		
Magnetics (2001)						X					
Quinn e outros (2001)											
Wang (2003)			X					X		X	X
McLyman (2004)						X					
Wong (2004)			X					X		X	X
Xiao (2004)			X					X			
Dixon (2006)		X				X					

Onde:

- Item 1: Caracterização do Material;
- Item 2: Estudo das perdas magnéticas;
- Item 3: Estudo das perdas nos enrolamentos (incluindo efeito pelicular e de proximidade)
- Item 4: Indutância de dispersão;
- Item 5: Capacitâncias parasitas;
- Item 6: Metodologia de projeto;
- Item 7: Projetos otimizados;
- Item 8: Cálculo de campos eletromagnéticos;
- Item 9: Estudo de novas geometrias de núcleos;
- Item 10: Estudo de diferentes formas de enrolamento;
- Item 11: Resultados experimentais.

A partir da consulta bibliográfica a respeito dos elementos planares, percebeu-se que existem poucas publicações sobre o estudo das perdas no núcleo e nos enrolamentos, que é a base para que se obtenha um projeto otimizado. Os trabalhos disponíveis que tratam deste assunto consideram elementos magnéticos construídos de forma convencional. Além disso, as metodologias de projeto não são completas e os resultados experimentais são poucos.

No que diz respeito a simulações utilizando programas de cálculo de campos eletromagnéticos, que são ferramentas muito úteis, percebe-se que seu uso ainda é bastante limitado. Estudos de novas topologias relacionadas à forma geométrica dos núcleos foram encontradas em apenas um trabalho. Entretanto, dois bons trabalhos tratando da geometria dos enrolamentos foram publicados.

É importante salientar que a pesquisa bibliográfica não se limitou apenas aos trabalhos citados, porém as demais publicações ou eram repetitivas ou não traziam contribuição a este trabalho além das já citadas.

1.3 Objetivos da Tese

Este trabalho tem como objetivo principal o projeto de elementos magnéticos planares com mínimas perdas magnéticas a partir de métodos numéricos e algoritmos de otimização, utilizando resultados obtidos experimentalmente e através de métodos analíticos.

Os objetivos específicos são os seguintes:

- Implementar um sistema de aquisição de dados utilizando o protótipo de um inversor e instrumentação virtual, a fim de obter os parâmetros do núcleo e do enrolamento dos elementos magnéticos utilizados;
- Montar um banco de dados com parâmetros e curvas de perdas magnéticas em função da indução magnética, do número de espiras, da geometria do núcleo, da temperatura, etc.
- Modelar as perdas magnéticas para os elementos magnéticos planares a partir dos parâmetros obtidos;
- Calcular a indutância de dispersão e a capacitância entre enrolamentos, bem como sugerir maneiras de reduzi-las;
- Desenvolver um algoritmo que determine os valores ótimos de indução magnética e de densidade de corrente, para a obtenção de mínimas perdas magnéticas;
- Desenvolver um programa computacional que determine todos os parâmetros construtivos do transformador e do indutor (número de espiras,

tamanho do núcleo, temperatura, material, etc.) para que se tenha um projeto com desempenho otimizado;

- Substituir os elementos magnéticos de alguns conversores estáticos (p. ex., reator para iluminação, fonte de computador, etc.) pelos elementos calculados através do programa implementado e verificar seu comportamento;
- Propor nova(s) geometria(s) de núcleo(s) visando menores perdas.

1.4 Organização da Tese

Neste subcapítulo será apresentado sucintamente o conteúdo a ser abordado em cada capítulo da tese. Desta forma tem-se:

- Capítulo 1 – Neste capítulo foi apresentado o tema a ser estudado, justificando a sua pertinência, bem como a enumeração dos objetivos a serem atingidos ao final do trabalho de pesquisa. Também foi feita uma revisão bibliográfica analisando os trabalhos publicados até o momento, dando ênfase no que diz respeito ao tema deste trabalho.

- Capítulo 2 – Uma revisão sobre elementos magnéticos dá início ao segundo capítulo, que também aborda temas relacionados às fontes de alimentação operando em comutação. Fazem parte deste capítulo as aplicações dos elementos magnéticos em conversores estáticos de energia, as perdas de energia nos elementos magnéticos, os efeitos parasitas e algumas considerações acerca do problema térmico destes elementos.

- Capítulo 3 – O tema principal deste trabalho de pesquisa tem início neste capítulo, em que é feita a apresentação dos elementos magnéticos planares, citando suas características e formas construtivas.

- Capítulo 4 – Os dados referentes à metodologia de obtenção das perdas magnéticas nos elementos planares são apresentados neste capítulo.

A intenção inicial deste trabalho era trabalhar com os dados fornecidos na literatura e com valores fornecidos pelos fabricantes. Após alguns experimentos, percebeu-se que a aquisição destes dados era necessária para uma maior confiabilidade e precisão nos resultados. Desta forma, o Capítulo 4 partiu de uma necessidade e tornou-se parte importante do trabalho, e possivelmente será útil para outros pesquisadores que precisarão fazer a aquisição destes dados.

- Capítulo 5 – Neste capítulo é apresentado o procedimento de aquisição da perda magnética total em função de vários parâmetros. A partir destes valores é obtido um modelo matemático (e seus parâmetros) para o cálculo desta perda. Ao final deste capítulo são apresentados os primeiros resultados experimentais, comparando os valores obtidos através do modelo proposto com aqueles obtidos experimentalmente.

- Capítulo 6 – O assunto do capítulo 6 está relacionado com os enrolamentos planares, abordando as perdas devido à circulação de corrente contínua e corrente alternada em alta frequência, fazendo um estudo do efeito pelicular e do efeito de proximidade. Uma contribuição a respeito da indutância de dispersão é dada neste capítulo, em que um modelo é apresentado e os valores obtidos com este modelo são comparados com valores obtidos experimentalmente. Da mesma forma, é estudada a capacitância entre os enrolamentos.

- Capítulo 7 – É nesta parte do trabalho que se encontra o foco principal da pesquisa. É onde são utilizados e aplicados os dados obtidos anteriormente, visando determinar os valores de indução magnética e da densidade de corrente para que o núcleo opere com perda magnética total mínima. Neste capítulo é mostrada a utilização de algoritmos de otimização na determinação da indução magnética e densidade de corrente ótimas para elementos magnéticos planares que contenham 1 e 2 enrolamentos. Uma importante contribuição é mostrada, apresentando gráficos que relacionam indução magnética e densidade de corrente ideais para que o elemento magnético opere a uma temperatura correspondente a perda magnética total mínima.

- Capítulo 8 – Neste capítulo é apresentado um programa computacional para projeto de elementos magnéticos planares visando a minimização da perda magnética total. Alguns exemplos de projetos de transformadores e de indutores são mostrados. Um inversor e um conversor *forward* foram montados para testar os elementos magnéticos projetados com o programa e os resultados experimentais são mostrados neste capítulo.

Na parte da tese destinada à conclusão será feita uma análise geral do trabalho, destacando suas contribuições. Sugestões para continuidade da pesquisa, bem como problemas encontrados na realização do trabalho em questão, também serão abordados.

Nos anexos serão apresentados alguns itens que não foram colocados no corpo do texto principal para não desviar a atenção do leitor. Estes anexos dizem respeito à

otimização utilizando método numérico do gradiente conjugado e otimização utilizando algoritmos genéticos.

Também é mostrada em anexo a utilização do indutor planar num reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes, em que são feitas medições com o elemento planar e com o elemento convencional.

Para finalizar, é então apresentada a lista de referências bibliográficas utilizadas para elaboração deste trabalho de pesquisa.

Capítulo 2

Elementos magnéticos operando em altas frequências

Este capítulo foi escrito com o objetivo de situar o leitor a respeito do tema principal deste trabalho. Assim sendo, os assuntos serão abordados de maneira genérica e resumida, cabendo o aprofundamento de cada item no capítulo pertinente.

2.1 Elementos magnéticos

O estudo dos elementos magnéticos compreende os mais diversos tipos e aplicações, que vai do uso destes nos sistemas de geração, transmissão e distribuição, até a aplicação em equipamentos aeroespaciais.

A aplicação dos elementos magnéticos operando em alta frequência surgiu da necessidade de acompanhar a velocidade de comutação dos circuitos conversores, bem como reduzir o peso e o volume destes elementos. O transformador e o indutor são dois elementos magnéticos fundamentais no projeto de sistemas eletrônicos. Em conversores estáticos de energia, eles são utilizados no isolamento elétrico, armazenamento de energia, adequação nos níveis de tensão entre módulos de um circuito e filtragem de componentes harmônicos.

2.2 Aplicação dos elementos magnéticos em conversores estáticos de energia

Fontes de alimentação operando em comutação sempre foram utilizadas em computadores de mesa (*desktops*), e atualmente estão se popularizando também nos mais diversos equipamentos eletrônicos.

Desde 1992, com o início das atividades do programa “Energy Star”, a Agência norte-americana de Proteção ao Meio Ambiente (EPA) tem demonstrado grande preocupação com a economia da energia elétrica e, principalmente, com os recursos naturais poupados caso produtos mais eficientes estejam disponíveis aos consumidores. Deste programa surgiu o selo “Energy Star”, que se tornou referência mundial.

Em 17 de outubro de 2001 foi promulgada no Brasil uma lei que dispõe sobre a política nacional de conservação e uso racional de energia. Com isso, laboratórios

credenciados comprovarão o atendimento dos níveis máximos de consumo específico de energia, ou mínimos de eficiência energética, de máquinas e aparelhos consumidores de energia fabricados ou comercializados no país.

No ano de 2006, a Comissão de Energia do Estado da Califórnia, EUA, publica um documento [19] que estabelece os níveis mínimos de eficiência para qualquer fonte de alimentação que seja vendida em seu território. Além da eficiência mínima, o documento também especifica o consumo máximo das fontes sem carga. Os níveis estabelecidos não são atingidos pelas fontes lineares, decretando assim o seu fim, dando lugar às fontes chaveadas. Estas fontes retiram da entrada e entregam à saída apenas a quantidade de energia solicitada pela carga. Através de componentes de controle (comutadores de estado “on-off”), a energia armazenada em componentes capacitivos e indutivos é transferida na medida exata à saída. Os estágios que compõem uma fonte chaveada são exibidos na fig. 2.1.

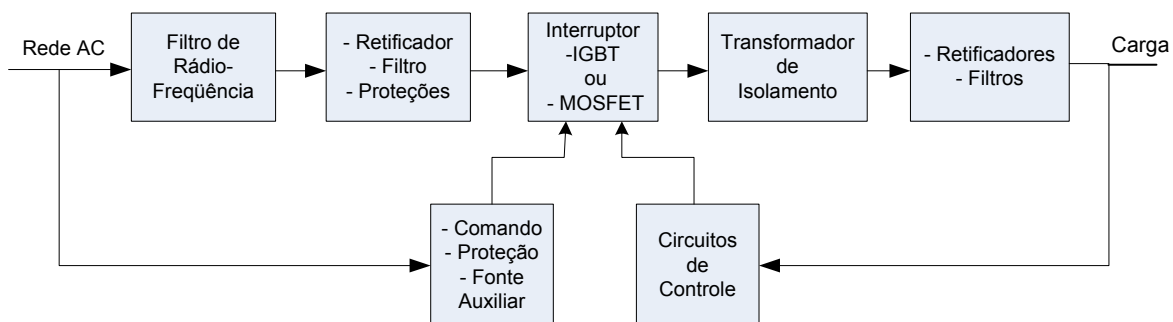


Fig. 2.1 - Representação em blocos de uma fonte chaveada “*off-the-line*” [20].

Na fig. 2.2 são apresentadas algumas topologias de fontes chaveadas, dando destaque ao emprego dos elementos magnéticos como indutores e transformadores.

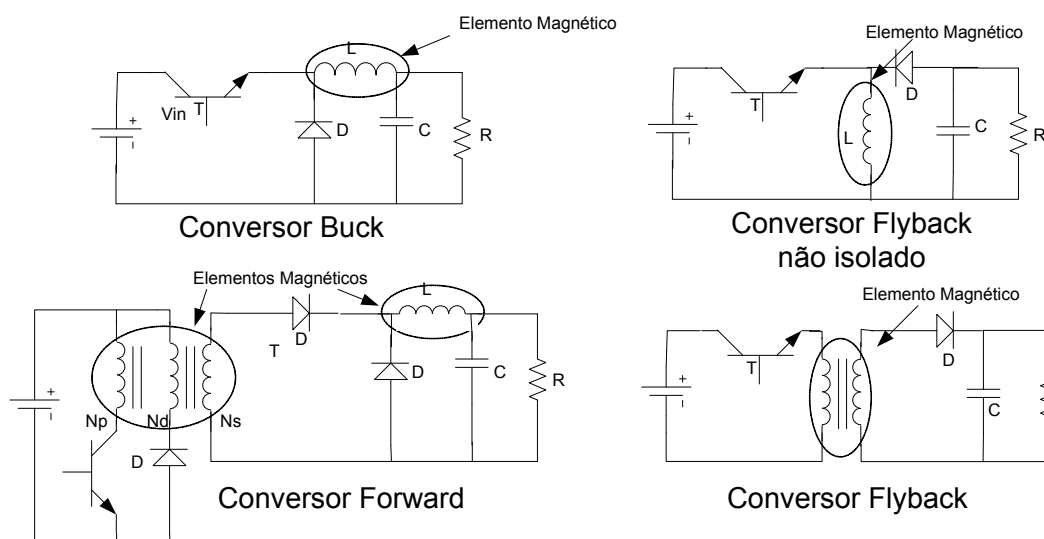


Fig. 2.2 - Emprego de elementos magnéticos em algumas topologias de fontes chaveadas.

2.3 Efeitos da alta frequência nos elementos magnéticos

O aumento da frequência de chaveamento nos conversores estáticos permite a redução do volume e peso de seus componentes reativos, tendo como consequência a elevação da densidade de potência, podendo também resultar em respostas dinâmicas mais rápidas. Por outro lado, existem fatores que limitam este aumento da frequência, dos quais se podem destacar o aspecto térmico e os efeitos parasitas. A redução do volume, e portanto da área de dissipação de calor, exige que a perda total seja minimizada a fim de limitar a temperatura de operação, ou seja, existe um compromisso entre a maximização da potência e da eficiência. Além das perdas no núcleo e no enrolamento, a indutância de dispersão e a capacitância entre enrolamentos devem ser consideradas quando da operação em alta frequência.

2.3.1 Perdas de energia nos elementos magnéticos

Na maioria dos dispositivos das áreas de eletrônica e eletrotécnica, existem perdas que, em geral, convertem-se em aquecimento.

Nos elementos magnéticos operando em alta frequência, há perdas de energia elétrica no núcleo magnético, que são as chamadas perdas magnéticas, e perdas nos enrolamentos, também conhecidas por perdas no cobre ou perdas joule.

Os materiais magnéticos, quando submetidos a campos magnéticos variáveis no tempo, dissipam potência na forma de calor. Estas perdas são divididas em perdas “quase-estáticas” e perdas dinâmicas.

As perdas quase-estáticas, ou perdas por histerese, são originadas no fenômeno de histerese e, quando expressas em joule, são independentes da frequência. As perdas dinâmicas são divididas em perdas por correntes circulantes, produzidas por campos magnéticos alternados, e em perdas anômalas ou excedentes.

As perdas nos enrolamentos são relacionadas à resistência que o material condutor oferece à passagem da corrente elétrica.

Quando o enrolamento do elemento magnético está submetido a uma corrente variante no tempo em alta frequência, os efeitos pelicular e de proximidade também devem ser considerados.

2.3.2 Indutâncias de dispersão

A indutância de dispersão é um parâmetro que representa um efeito que ocorre no transformador devido ao não acoplamento total das linhas de fluxo magnético entre os enrolamentos. A energia associada ao fluxo magnético disperso é armazenada e descarregada em cada ciclo de operação. Assim, a indutância de dispersão atua como um indutor em série com os circuitos ligados ao enrolamento primário e secundário do transformador. O número de indutâncias de dispersão num transformador é igual ao número de enrolamentos, e a medida ou cálculo do seu valor equivalente é feito de modo referenciado a um dado enrolamento com um outro em curto-circuito, sendo que os demais enrolamentos ficam em circuito aberto. Tal indutância é decorrente do projeto do núcleo e dos enrolamentos, como será visto no capítulo 5.

Os efeitos da indutância de dispersão em fontes de alimentação chaveadas são mostrados da fig. 2.3. Os picos de tensão são causados pela energia armazenada e variam de acordo com a carga. O efeito da dispersão também pode ser observado na forma de onda da corrente [17].

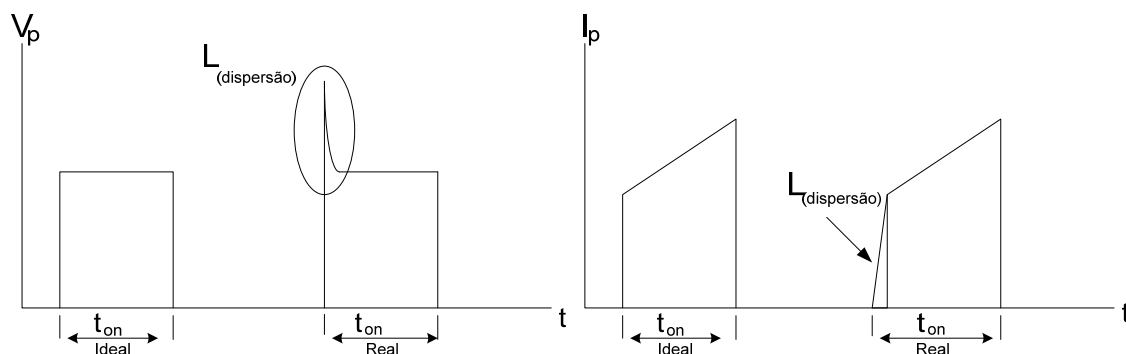


Fig. 2.3 - Efeitos causados pela indutância de dispersão.

2.3.3 Capacitâncias parasitas

As capacitâncias parasitas ocorrem devido à proximidade de condutores submetidos a diferentes tensões e isolados por algum dielétrico, criando um campo elétrico entre eles. Esta capacitância pode fornecer um caminho para ruídos em estruturas eletricamente isoladas, quando estão operando em alta frequência.

No caso dos indutores, podem aparecer capacitâncias entre espiras do próprio enrolamento (fig. 2.4). Já nos transformadores, além da capacitância entre espiras, existem também capacitâncias entre os enrolamentos, como mostra a fig. 2.5.

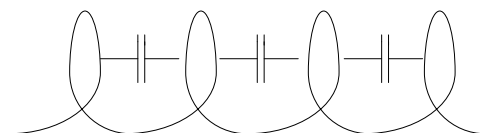


Fig. 2.4 - Capacitância entre espiras de um enrolamento.

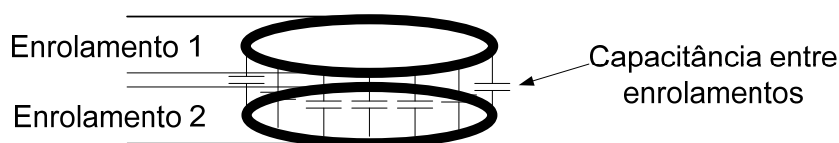


Fig. 2.5 - Capacitância entre enrolamentos.

2.4 Considerações térmicas acerca do projeto de elementos magnéticos

O estudo térmico para qualquer componente de uma fonte de alimentação é de fundamental importância quando se deseja um projeto confiável e seguro.

Para o material magnético, existem duas temperaturas que devem ser observadas, quais sejam: a temperatura Curie e a temperatura para mínimas perdas. Além destas temperaturas, num projeto completo utilizando-se enrolamento convencional, deve-se observar também a máxima temperatura permitida para que os isolamentos dos

condutores e entre os enrolamentos não sejam destruídos. Num projeto utilizando enrolamentos planares feitos em PCI não há o problema dos isolamentos, mas sim do material com que é feita a placa (fenolite, fibra, etc.).

O projeto deve ser feito com mais cuidado quando da operação em altas frequências, na faixa de quilohertz. Isto porque, quanto maior for a frequência, menores serão o peso e o volume dos elementos magnéticos e, conseqüentemente, menor será a área de dissipação de calor. 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.

Para o caso das ferritas, devido às suas propriedades semicondutoras, a resistividade diminui com o aumento da temperatura e, com isso, há um aumento das perdas por correntes circulantes.

Quanto maior for a temperatura, menor será a indução magnética de saturação. À temperatura Curie, esta indução se anula e o material se torna paramagnético. A partir destas características, uma temperatura ideal para o funcionamento deve ser encontrada para que o núcleo magnético possa operar com mínimas perdas.

2.5 Tecnologias de construção

Para a construção dos elementos magnéticos que irão operar em alta frequência, diferentes formas de núcleo poderão ser utilizadas. Estas formas podem ser separadas em três grupos, que são:

- núcleo convencional e toroidal (amplamente utilizado);
- núcleo de baixo perfil (pouco utilizado); e
- núcleo planar (pouco utilizado).

Em termos de condutores, tem-se diversos perfis, sendo eles:

- cilíndrico (o mais utilizado);
- quadrado ou retangular;
- laminar, feito em placa de circuito impresso (PCI);
- coaxial e litz.

O objeto de estudo desta tese, como já citado na introdução, será o elemento magnético planar, que é construído utilizando-se o núcleo planar e, geralmente, enrolamento laminar feito em PCI.

Capítulo 3

Elementos magnéticos planares

Neste capítulo, que dá início ao assunto relacionado com o tema principal da tese, serão apresentados os elementos magnéticos planares, abordando tópicos relacionados ao núcleo e ao enrolamento destes elementos.

3.1 Apresentação do elemento planar

A diferença básica entre um elemento magnético planar e um convencional é a orientação dos enrolamentos, o que faz com que a estrutura do núcleo tenha um perfil mais baixo que o do núcleo convencional, como é mostrado na fig. 3.1.

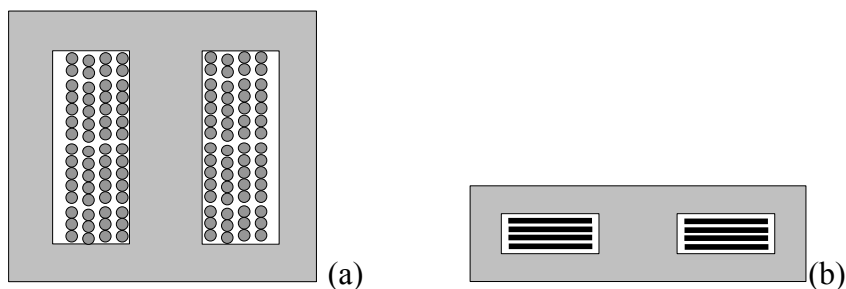


Fig. 3.1 - Elemento magnético convencional (a) e elemento magnético planar (b).[3]

Um elemento magnético planar (EMP) pode ser construído de forma isolada (componente autônomo) ou integrado à placa de circuito impresso da fonte de alimentação ou de outro conversor estático de energia. Isto pode ser observado na fig. 3.2 [6], em que se tem um exemplo de um EMP multicamadas autônomo, e na fig. 3.3 [6], que mostra um EMP integrado à placa de um conversor.

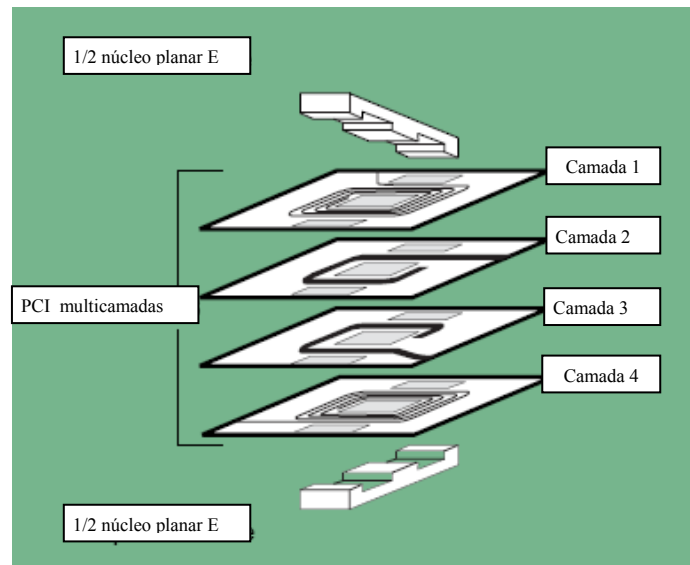


Fig. 3.2 - EMP multicamadas autônomo.

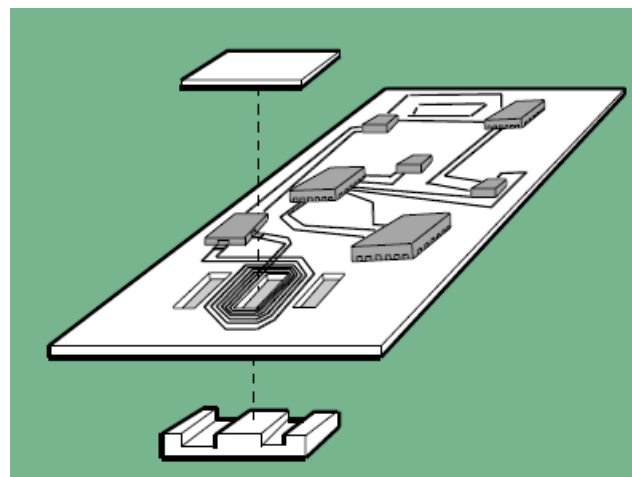


Fig. 3.3 - EMP integrado a placa de um conversor.

A forma de montagem mostrada na fig. 3.3 é muito interessante, pois não há gastos extras para a confecção do enrolamento do elemento magnético.

Na fig. 3.4 tem-se algumas maneiras de dispor um elemento magnético planar na placa-mãe do sistema. Na fig. 3.4a é apresentada a forma mais usual de construção, em que o elemento planar é autônomo, ou seja, é construído independente da placa. Esta é a forma mais comum, pois geralmente os elementos magnéticos são produzidos por empresas diferentes. Tal estrutura é a que apresenta a maior das alturas, o que pode ser um aspecto negativo para este tipo de montagem. Para solucionar este problema a placa do

sistema pode ser confeccionada com um recorte para acomodar o núcleo do elemento magnético. Isto pode ser observado na fig. 3.4b.

Na fig. 3.4c tem-se uma forma híbrida de montagem, em que uma camada de enrolamentos é independente da placa-mãe e a outra camada está na própria placa-mãe.

Para situações em que apenas uma camada é necessária, podendo a mesma ter enrolamentos em ambos os lados da placa, uma montagem muito interessante é aquela apresentada fig. 3.4d. Nesta montagem, denominada integrada, os enrolamentos do elemento magnético estão sobre a própria placa-mãe do sistema.

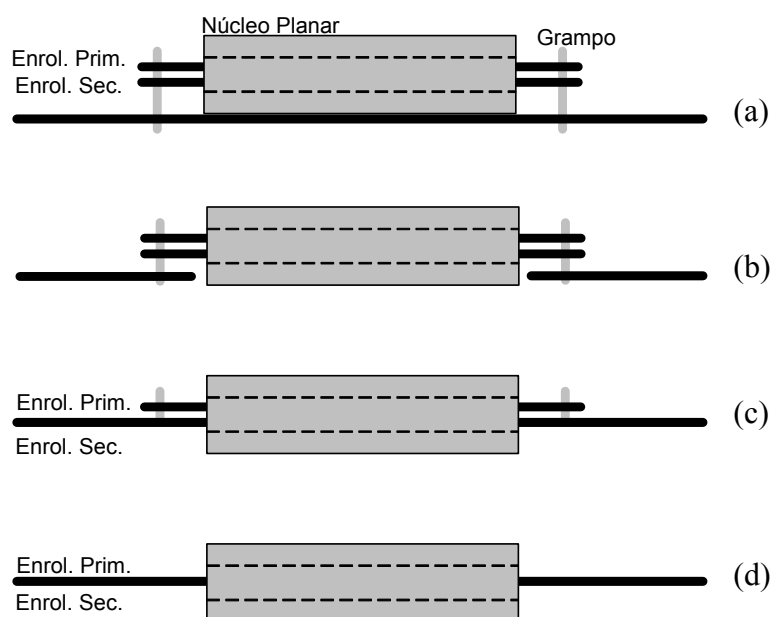


Fig. 3.4 - Formas de montagem do EMP na placa-mãe do sistema.[8]

3.2 Enrolamentos planares

Várias tecnologias podem ser usadas para a implementação de um enrolamento planar. As mais adotadas pela indústria, bem como as mais encontradas na literatura, são as feitas com placas de circuito impresso (PCI), circuitos flexíveis e folhas de cobre estampadas. A fig. 3.5 mostra um exemplo de enrolamentos feitos com placa de circuito impresso. Num dos lados da placa é desenhado o enrolamento secundário e, do outro, o enrolamento primário.

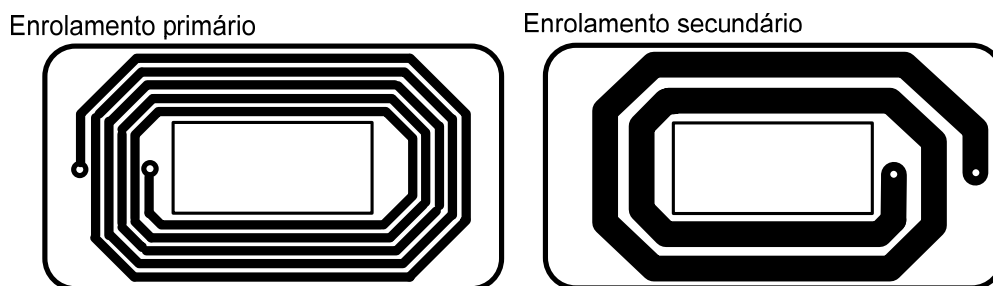


Fig. 3.5 - Enrolamentos feitos numa PCI para um núcleo E

Em baixas potências também são usados enrolamentos feitos com PTF (*Polymer Thick Film*), que consiste em um poliéster estampado com tinta condutora, ou LTCC (*Low-temperature cofired ceramic*), que é uma cerâmica queimada a baixa temperatura.

O uso de PCI facilita a repetibilidade dos enrolamentos, significando 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 está no fator de utilização da janela do núcleo, que fica em torno de 0,25 a 0,30, ou seja, apenas 25 a 30% da janela do núcleo é aproveitada.

Os circuitos flexíveis, feitos com um substrato polímero coberto por uma fina camada de cobre, são melhores em termos de utilização da janela.

Os enrolamentos feitos com folhas de cobre estampadas têm um melhor custo quando se trabalha com correntes mais elevadas e enrolamentos com uma única espira. Mas tem a dificuldade de se fazer o isolamento entre as camadas.

Além das técnicas abordadas anteriormente, os enrolamentos híbridos associando também enrolamentos cilíndricos podem ser utilizados [21] para melhorar as dimensões mecânicas do componente.

3.3 Núcleos planares

No que diz respeito aos núcleos planares, aqui serão apresentadas as formas geométricas destes núcleos, os parâmetros geométricos e sua obtenção, bem como os materiais com os quais são fabricados.

3.3.1 Forma geométrica

Os núcleos planares mais conhecidos e utilizados são compostos pela combinação EE ou EI (para os núcleos planares a combinação EI é chamada de E-PLT),

mas outros tipos de núcleos planares também podem ser encontrados, como mostra a fig. 3.6.

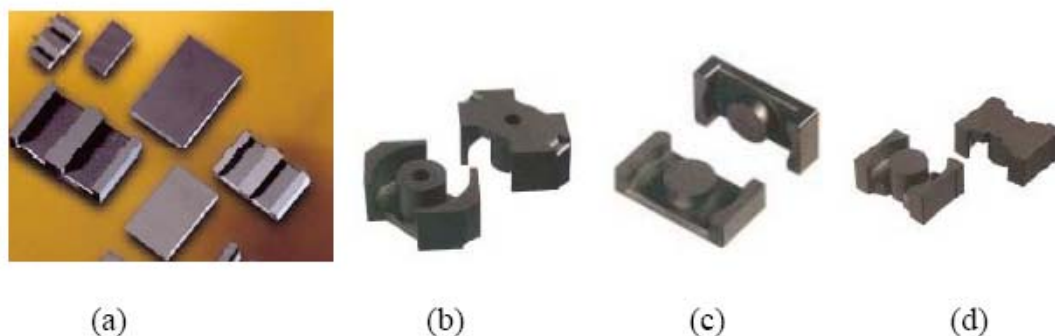


Fig. 3.6 - Núcleos E-E e E-I (a), núcleo RM (b), núcleo ER (c) e núcleo PQ (d).

Como a coluna central do núcleo E é retangular, o comprimento de uma espira é maior que em outros tipos de núcleos. Além disso, uma parte do enrolamento não fica confinada no núcleo, permitindo uma maior interferência eletromagnética (EMI). Entretanto, este núcleo, devido à sua geometria, é mais fácil de ser fabricado, tornando-se mais barato.

Núcleos como o RM, ER e PQ apresentam um espaçamento para o enrolamento (b_w) maior (vide fig. 3.7), o que permite aumentar a largura das trilhas. Além disso, possibilitam o uso de uma espira mais curta, o que faz com que as perdas no cobre e a indutância de dispersão sejam menores. Adicionalmente, também possibilitam melhor confinamento do enrolamento dentro do núcleo, diminuindo assim a EMI (“electromagnetic interference” – Interferência Eletromagnética).

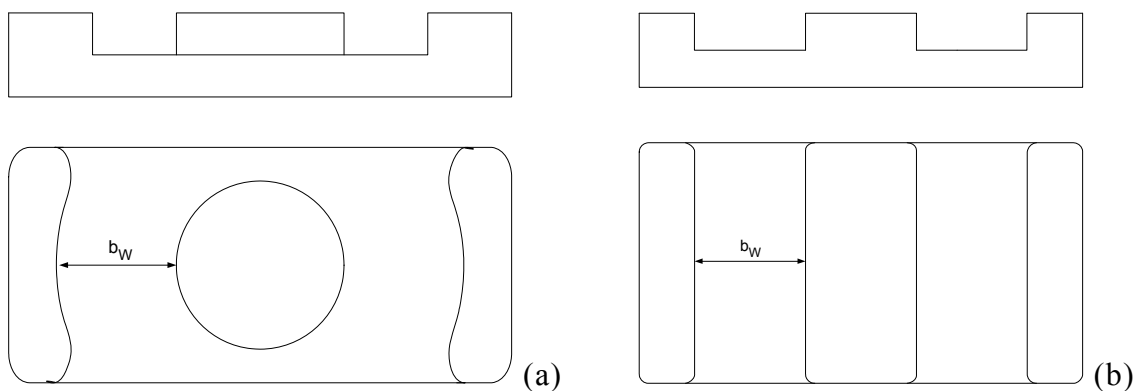


Fig. 3.7 - Núcleo com coluna central circular, ER (a); núcleo com coluna central retangular, EE (b).

3.3.2 Parâmetros geométricos dos núcleos planares

Os elementos magnéticos planares montados com núcleos tipo E podem ter dois tipos de combinação: uma com dois núcleos E, formando um núcleo E-E, ou outra com um núcleo E e um núcleo PLT, formando um núcleo E-PLT, conforme mostram as figs. 3.8 – 3.10.

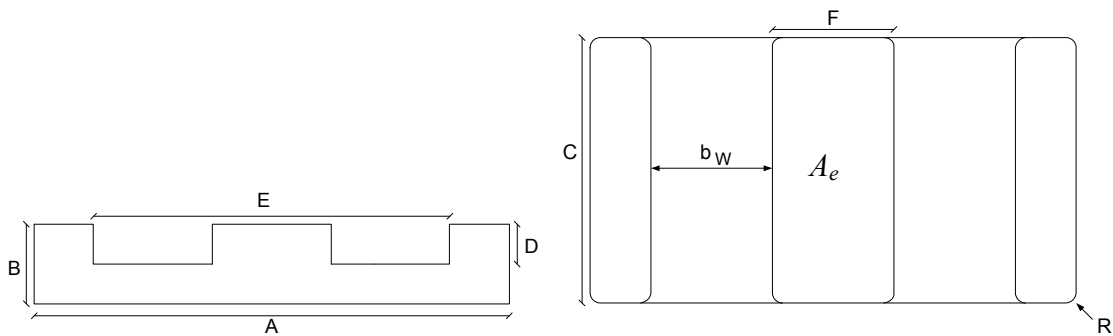


Fig. 3.8 - Núcleo planar E.

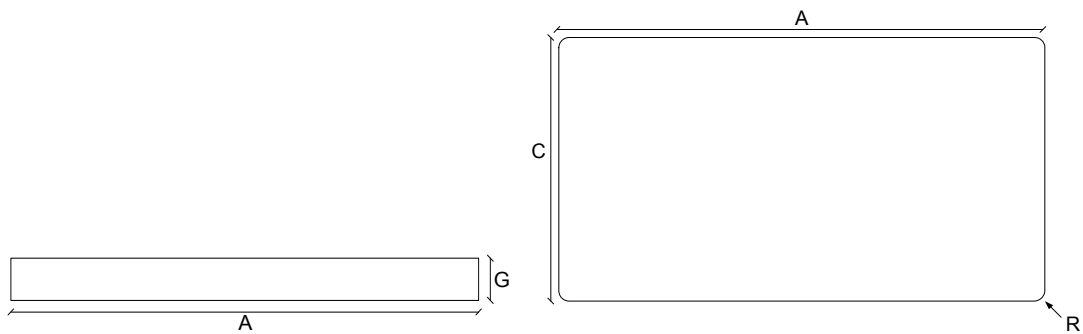


Fig. 3.9 - Núcleo Planar PLT.

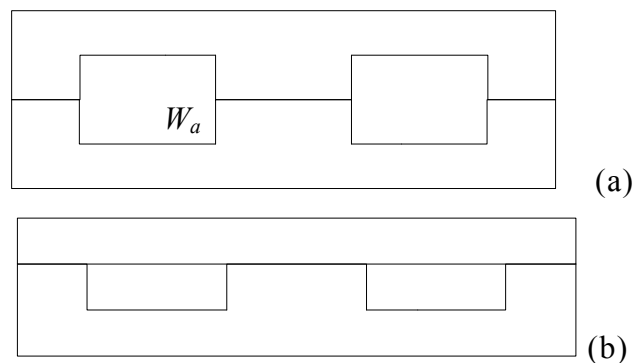


Fig. 3.10 - Combinação E-E (a) e combinação E-PLT (b).

3.3.3 Determinação dos parâmetros A_e e W_a

Os parâmetros A_e e W_a estão relacionados à geometria do núcleo, em que A_e é a área da secção transversal da coluna central do núcleo, também conhecida como área efetiva para passagem do fluxo magnético, 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 de núcleos magnéticos, ou pode ser obtido pelo produto dos parâmetros F e C (dimensões definidas na fig. 3.8). Em núcleos em que a coluna central é levemente arredondada nos cantos, há uma redução de A_e que deve ser considerada.

Já o valor de W_a pode ser obtido através das seguintes equações:

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

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

em que E , F e D são parâmetros geométricos definidos na fig. 3.8.

3.3.4 Determinação do parâmetro l_e

O parâmetro l_e é o comprimento do caminho médio percorrido pelo fluxo magnético, também conhecido como comprimento efetivo do fluxo magnético. Geralmente este valor também é fornecido pelo fabricante, e depende da combinação a ser adotada. Em situações nas quais o fabricante não informa este valor, ele pode ser obtido através dos parâmetros geométricos do núcleo.

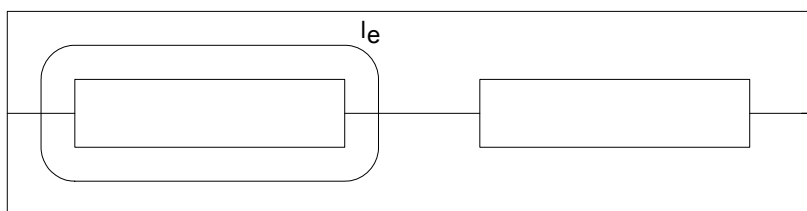


Fig. 3.11 - Caminho geométrico médio, l_e .

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

Esta é uma aproximação tipicamente utilizada para o cálculo de l_e , sendo que alguns fatores de correção podem ser utilizados para se ter um valor mais preciso do comprimento do caminho magnético real.[25]

Cabe salientar que o caminho magnético médio apresentado considera somente a geometria do núcleo. Isto é diferente do que ocorre com o caminho magnético real, que é influenciado também por outros fatores tais como o material e a frequência de operação.

3.3.5 Determinação do comprimento médio de uma espira

O comprimento médio de uma espira (*mean length turn, MLT*) também depende da forma geométrica do núcleo. Para os núcleos E, que têm a coluna central retangular (ver fig. 3.12), o *MLT* pode ser calculado da seguinte forma:

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

em que r_{me} é o raio da curvatura da trilha:

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

Ou, se os cantos não forem arredondados, pode ser calculado por:

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

A massa e o volume efetivo do núcleo (V_e), utilizados no cálculo das perdas volumétricas, são outros parâmetros fornecidos pelos fabricantes.

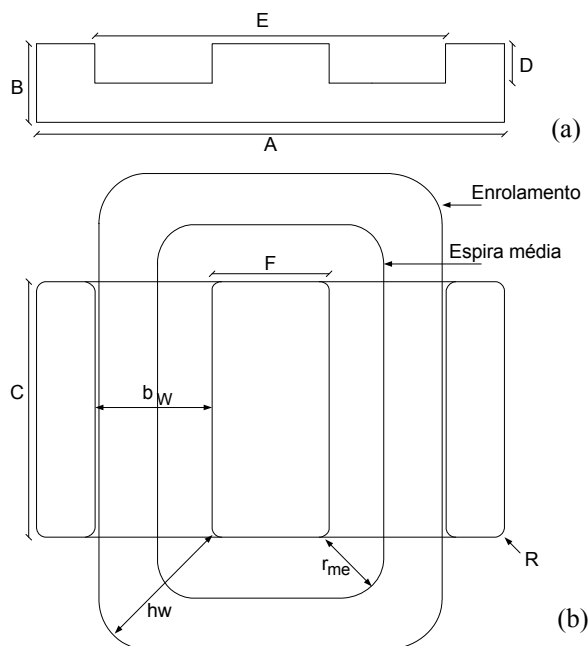


Fig. 3.12 - Núcleo planar E (a) e enrolamento com cantos arredondados (b).

Os núcleos planares ER apresentam um importante diferencial em relação aos núcleos E no que diz respeito à forma geométrica. Nos núcleos ER, a coluna central é cilíndrica, o que permite que se tenha um comprimento médio da espira menor para uma mesma área efetiva (A_e), reduzindo assim a resistência CA e a indutância de dispersão.[5]

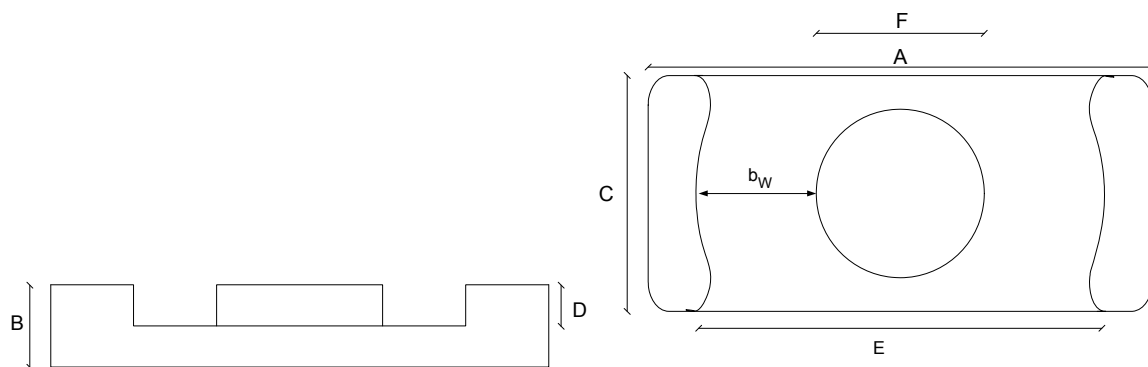


Fig. 3.13 - Parâmetros do Núcleo ER.

Os parâmetros A_e , W_a , l_e e V_e têm o mesmo significado e são obtidos da mesma forma que para o núcleo E. Já o comprimento médio de uma espira pode ser calculado por:

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

em que r_{me} é o raio do comprimento médio geométrico, como mostra a fig. 3.14.

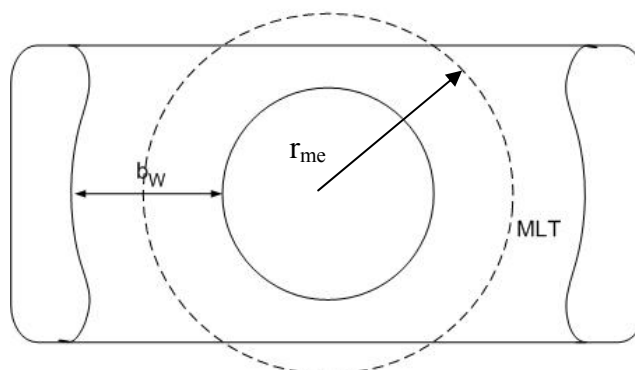


Fig. 3.14 - Comprimento médio de uma espira.

3.3.6 Determinação da trilha

Pela questão do custo, 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 .

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 segurança 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 w_t pode ser calculada como [6]:

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

Se as normas internacionais tiverem que ser atendidas¹, é preciso deixar 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.

Na fig. 3.15 é mostrada uma parte do núcleo magnético, dando ênfase aos parâmetros relacionados com o enrolamento.

¹ Normas de segurança internacionais (IEC 950) requerem uma distância através do material da PCI para o isolamento principal entre primário e secundário [6].

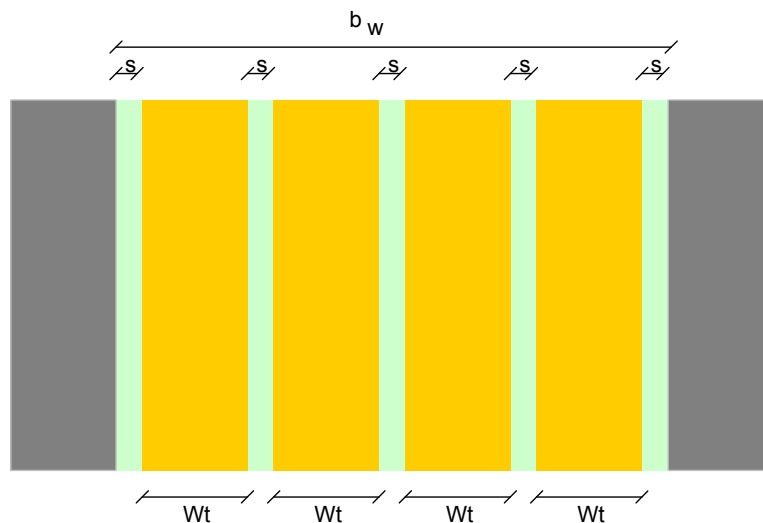


Fig. 3.15 - Largura das trilhas e espaçamento entre trilhas.

3.4 Material do Núcleo

A escolha do material do núcleo na confecção do dispositivo magnético é muito importante, pois ele é responsável pela ordenação das linhas de fluxo e pode determinar a eficiência, o custo e o tamanho dos elementos [8]. 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.

Todas as características citadas anteriormente culminam numa grandeza fundamental para o projeto de elementos magnéticos: a perda magnética, ou seja, a potência dissipada no núcleo magnético. Este assunto será estudado no capítulo 4.

Nos elementos magnéticos planares para uso em altas frequências, utilizam-se os materiais ferrimagnéticos, ou ferritas, que são materiais cerâmicos magnéticos de alta resistividade, compostos de óxido de ferro, como por exemplo $MnFe_2O_4$ e $NiFe_2O_4$.

Filmes magnéticos também estão sendo utilizados como núcleos de elementos planares [22]. A frequência de operação dos elementos que utilizam estes núcleos é mais alta, acima de 1 MHz.

3.5 Projeto de elementos magnéticos planares

Para o projeto de um elemento magnético, além dos fatores já considerados (tipo e material do núcleo e tipo de enrolamento), tem-se também as perdas elétricas e magnéticas, o fluxo disperso e as capacitâncias parasitas. De maneira geral, o projeto destes elementos é igual ao projeto de elementos convencionais.

Entretanto, para fazer uso das vantagens dos elementos planares, o projeto destes elementos deve ser feito de forma diferente dos projetos com núcleos convencionais [8]. 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.

Outro fator importante é a presença de entreferro. Para componentes magnéticos utilizando núcleos planares, o entreferro deve ser menor, ou até mesmo não deve existir. Se necessário, deve-se utilizar a técnica de entreferros distribuídos ao longo do circuito magnético. Isto porque o espriamento de fluxo causado pela presença do entreferro faz com que uma parte do fluxo atravesse os enrolamentos, aumentando suas perdas. 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. Geralmente a indutância de dispersão é menor em elementos planares. Mas, para se obter esta vantagem do elemento planar, o projeto deve levar em conta suas especificidades. Por exemplo, as capacitâncias entre enrolamentos tendem a ser maiores. Desta forma, cuidados especiais devem ser tomados.

Nos capítulos que serão apresentados a seguir, as características e os fenômenos decorrentes da operação dos elementos planares serão avaliados de maneira teórica e experimental, formando uma base para o desenvolvimento de projetos adequados a este tipo de estrutura.

Capítulo 4

Metodologia para obtenção das perdas nos elementos magnéticos

Aspectos relacionados a medições dos valores de perdas fazem parte desta etapa do trabalho, em que serão apresentados os instrumentos que foram utilizados, o programa computacional que foi implementado, bem como o conversor estático de energia construído para energizar o elemento magnético a fim de que as perdas possam ser medidas a partir de parâmetros controlados e conhecidos.

4.1 Circuito elétrico equivalente do transformador

Para obter analiticamente a quantidade de energia elétrica consumida para o funcionamento do elemento magnético foi analisado o seu circuito elétrico equivalente, mostrado na fig. 4.1, a partir do qual obtiveram-se as equações necessárias para o cálculo de perdas.

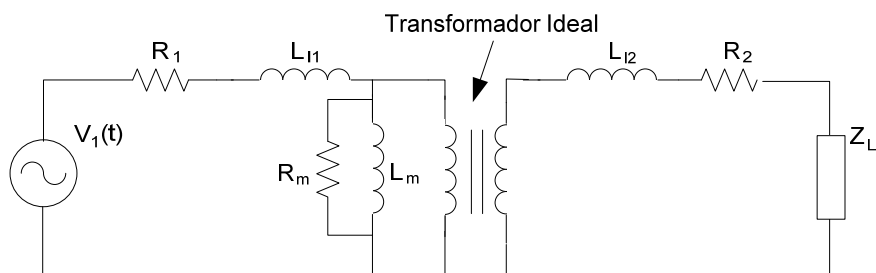


Fig. 4.1 - Circuito elétrico equivalente de um transformador.

Caso todos os parâmetros sejam referenciados ao primário, e considerando que o transformador a ser utilizado possui relação de transformação 1:1, tem-se:

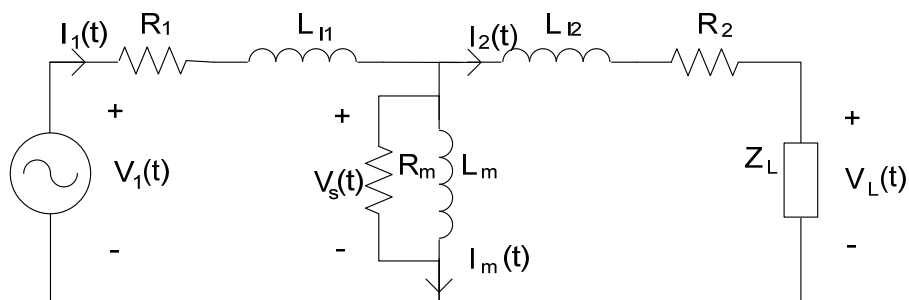


Fig. 4.2 - Circuito elétrico equivalente de um transformador com os parâmetros referenciados ao primário.

Onde:

$V_1(t)$ = Tensão aplicada no enrolamento primário do transformador;

$I_1(t)$ e $I_2(t)$ = Correntes nos enrolamentos primário e secundário do transformador;

R_1 e R_2 = Resistências dos enrolamentos primário e secundário;

L_{11} e L_{12} = Indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário;

$V_s(t)$ = Tensão induzida num enrolamento auxiliar utilizado como sonda²;

R_m = Resistência relacionada ao ramo magnetizante;

L_m = Indutância magnetizante;

$I_m(t)$ = Corrente magnetizante; e

$V_L(t)$ = Tensão na carga.

4.2 Cálculo das perdas

4.2.1 Cálculo das perdas totais

A energia total consumida para o funcionamento do elemento magnético equivale à soma das perdas nos enrolamentos e no núcleo magnético. Esta perda corresponde à diferença entre a potência aplicada no enrolamento primário do transformador e a potência que chega à carga:

$$P_{tot} = \frac{1}{T} \int [(V_1(t)I_1(t)) - (V_L(t)I_L(t))] dt. \quad (4.1)$$

² O enrolamento de sonda é um enrolamento auxiliar que fica em aberto e serve para medir a tensão induzida. Neste enrolamento não há perda de energia relacionada à resistência dos enrolamentos. No protótipo montado, ele é um espelho do enrolamento primário, ou seja, tem as mesmas dimensões e o mesmo número de espiras, e é localizado na face oposta da PCI na qual está o enrolamento primário.

4.2.2 Perda magnética total

A perda magnética total está relacionada com a perda no núcleo do elemento magnético. Ela é obtida a partir da corrente e da tensão no ramo magnetizante. No caso em que o enrolamento secundário está sem carga, a corrente magnetizante é a mesma corrente que flui no enrolamento primário. A tensão no ramo magnetizante é medida a partir do enrolamento de sonda. Desta forma, a perda magnética é dada por:

$$P_m = \frac{1}{T} \int_T V_s(t) I_m(t) dt . \quad (4.2)$$

4.2.3 Perda total nos enrolamentos

A perda de potência no enrolamento primário é calculada através da diferença entre o valor de tensão aplicada no enrolamento primário do transformador e a tensão na indutância magnetizante, que é igual à tensão induzida no enrolamento de sonda. Da mesma forma, a perda de potência no enrolamento secundário é calculada a partir da queda de tensão entre o ramo magnetizante e a carga. Assim, obtém-se:

$$P_{e1} = \frac{1}{T} \int_T (V_1(t) - V_s(t)) I_1(t) dt ; \quad (4.3)$$

$$P_{e2} = \frac{1}{T} \int_T (V_s(t) - V_L(t)) I_2(t) dt . \quad (4.4)$$

4.3 Aquisição dos dados

Na literatura pesquisada, os dados a respeito de perdas nos elementos magnéticos planares são raros e não são suficientemente confiáveis para o trabalho em questão, pelo fato de não apresentarem os métodos e as condições nas quais foram obtidos. Com o objetivo de cobrir esta lacuna e coletar dados adequados, foi montada uma bancada experimental, cuja descrição será apresentada a seguir.

4.3.1 Bancada experimental

A bancada experimental, como mostra a fig. 4.3a, é composta por:

- 1 – Inversor em ponte completa;
- 2- Osciloscópio digital de 4 canais, DPO4104, da Tektronix;

- 3- Amplificador para a ponteira de corrente;
- 4- Central de termopares com 12 entradas;
- 5 – Cargas resistivas compostas por lâmpadas;
- 6 – Termômetro de mercúrio para medição da temperatura ambiente na bancada;
- 7 – Fonte de alimentação do inversor 300V/20A.
- 8 – Computador com o software LabView 7.1, da National Instruments: faz a captura e o tratamento dos dados;
- 9 – Computador portátil: auxilia no tratamento das informações;
- 10 – Transformador isolador: isola os instrumentos de medida da rede, evitando desta forma interferências externas.
- 11 – Óculos de segurança: essencial quando se trabalha com sistemas de eletrônica de potência.

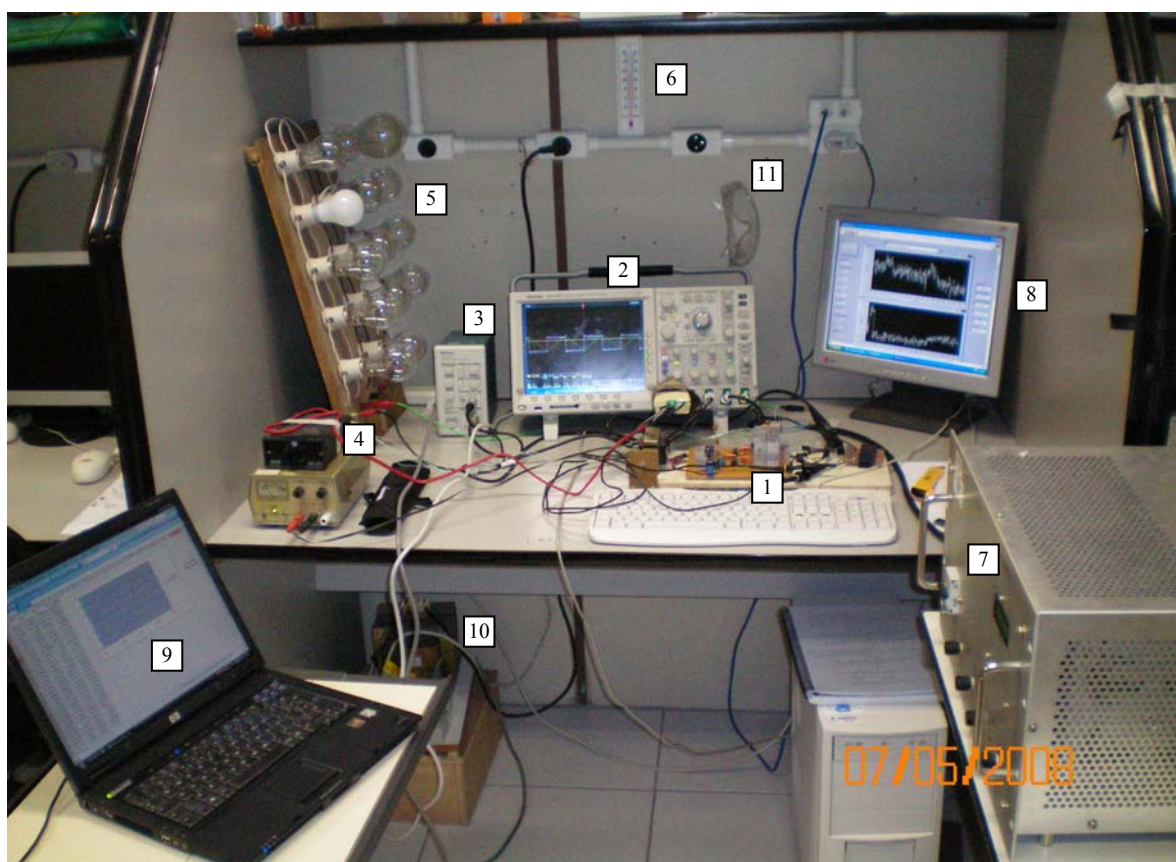


Fig. 4.3a – Bancada experimental

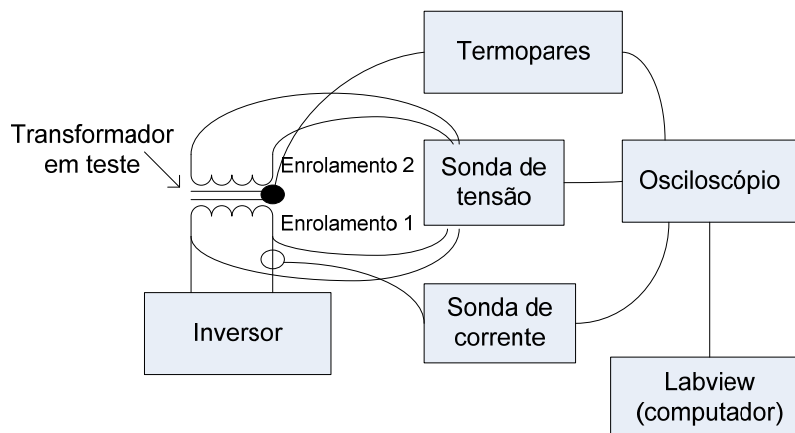


Fig. 4.3b – Diagrama de ligações da bancada experimental

Utilizando-se um osciloscópio da Tektronix, DPO4104, que possui quatro canais de aquisição de sinais, pode-se simultaneamente obter os valores de tensão em dois pontos distintos, o valor da corrente e também fazer a aquisição da temperatura. Esta última é feita através de termopares ligados a uma central que comporta 12 termopares tipo K, que por sua vez é ligada a um amplificador que envia o sinal a um dos canais do osciloscópio. O esquema de ligação pode ser visto na fig. 4.3b.

4.3.2 Protótipo do inversor

O protótipo de um inversor de tensão foi implementado para que os dados necessários à elaboração do trabalho fossem obtidos.

A escolha do inversor em ponte completa, para gerar a tensão a ser imposta sobre o elemento a ser testado, deve-se ao fato de poder gerar um fluxo magnético tal que as perdas no núcleo atinjam valores cujas medidas não sejam mascaradas por ruídos. Este problema poderia ocorrer caso fosse utilizado apenas um gerador de sinais de baixa amplitude. Além disso, o sinal gerado tem potência suficiente para fazer com que as perdas magnéticas causem um aquecimento no núcleo, cujos valores são de grande importância para este trabalho. Os esquemas elétricos do inversor são mostrados nas fig. 4.4 e 4.5.

Uma característica importante do circuito de comando é a possibilidade de controle do tempo de chaveamento e do tempo morto de cada um dos braços do inversor. Desta forma, pode-se impor uma tensão média quase nula no transformador sem a necessidade da colocação de um transformador de desacoplamento.

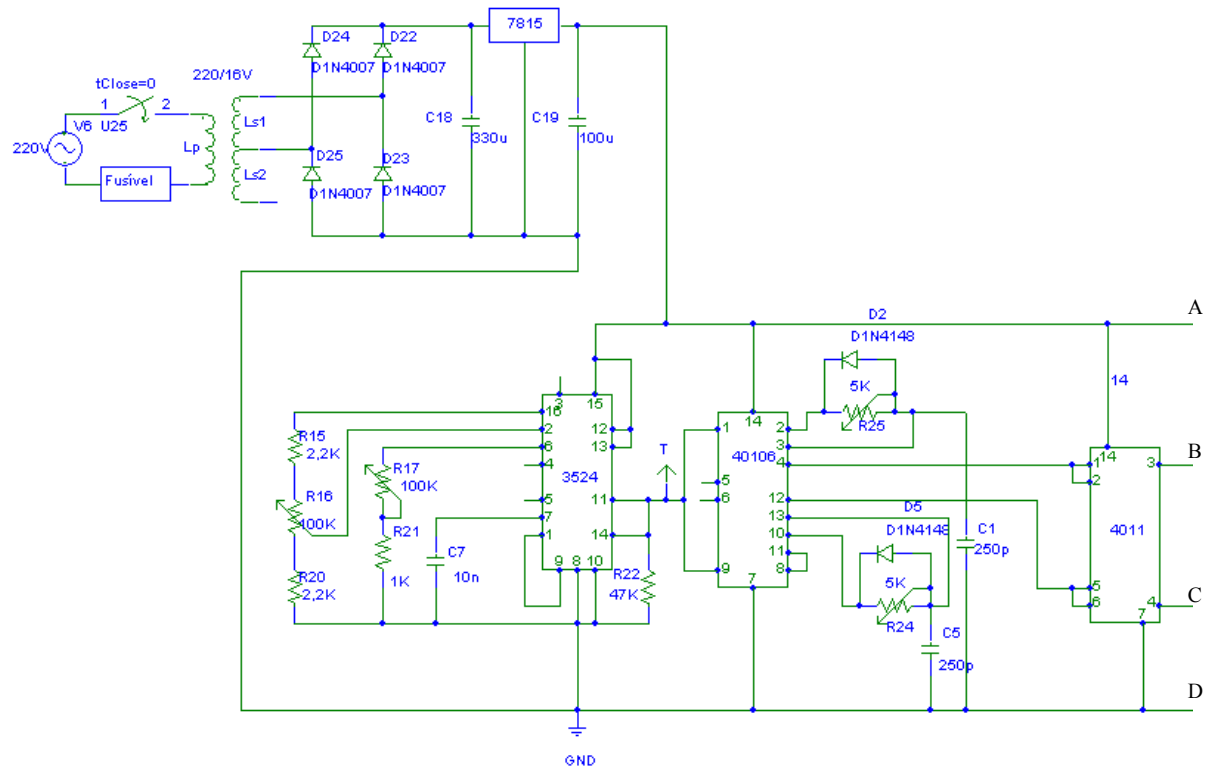


Fig. 4.4 - Circuito de comando (pulsador e gerador de tempo morto)

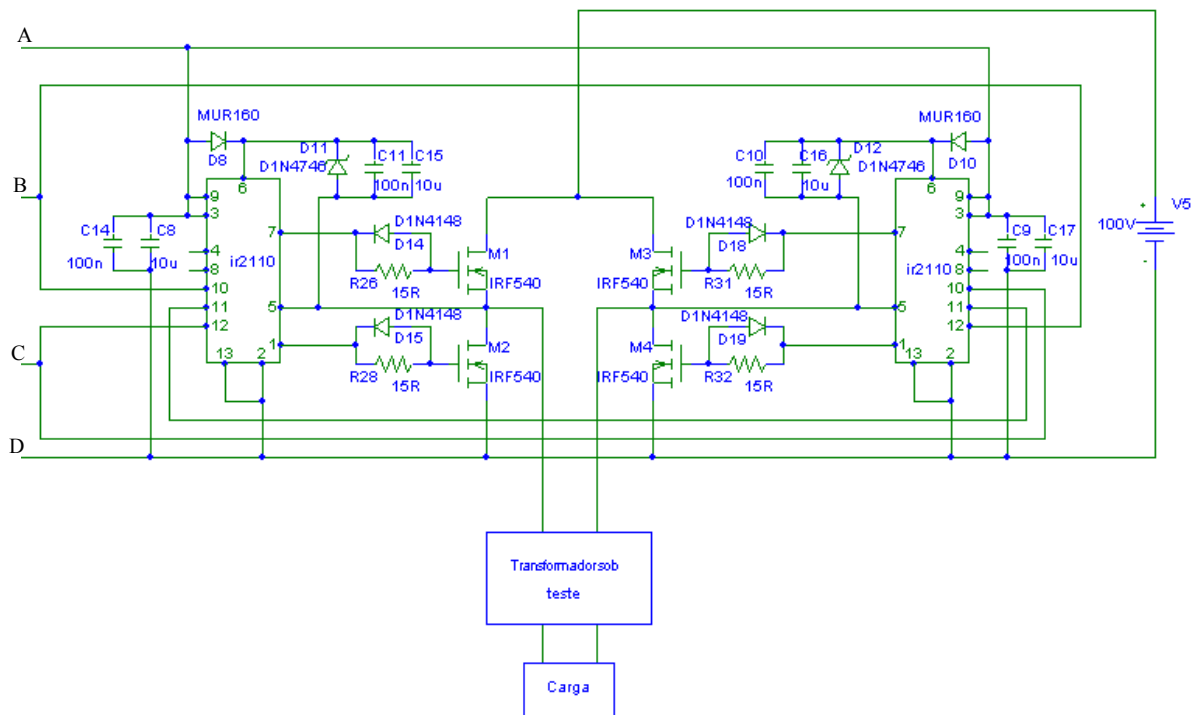


Fig. 4.5 - Circuito de potência com o transformador a ser testado.

Na fig. 4.6, que mostra a foto do inversor, pode-se destacar:

- 1- Circuito de comando;
- 2- Circuito de potência (ponte completa com Mosfet);
- 3- Elemento magnético sob teste.

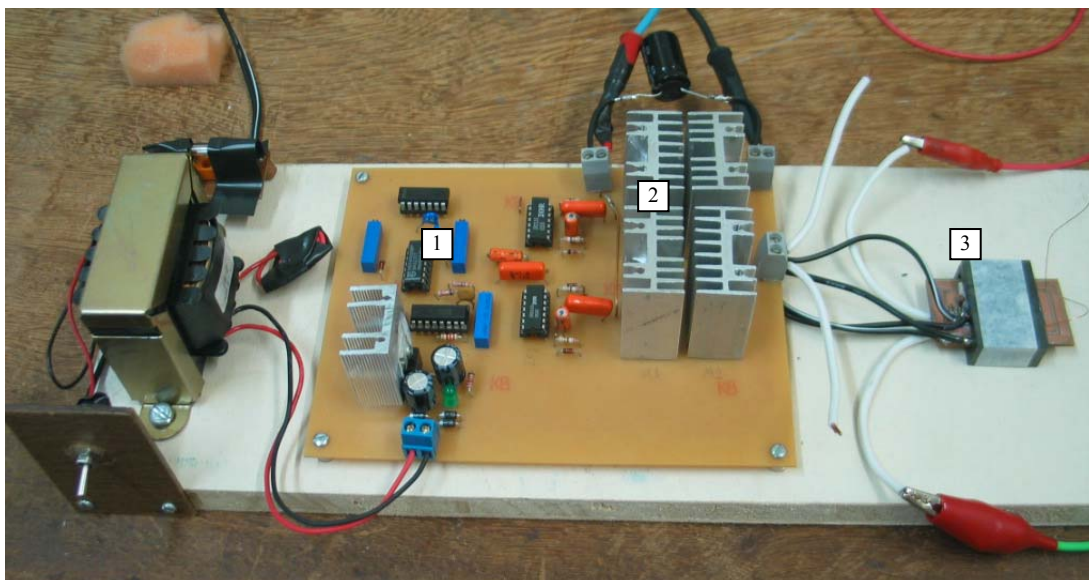


Fig. 4.6 – Foto do inversor com o elemento magnético a ser testado

4.3.3 Enrolamentos

Para que se pudesse ter um banco de dados diversificado, no que diz respeito ao comportamento do enrolamento no componente magnético, foram construídas placas de circuito impresso contendo trilhas no formato de espiras. Estas placas contêm de 1 a 10 espiras em cada face. O número de 10 espiras é o máximo a ser desenhado, respeitando as dimensões do núcleo escolhido e o processo de fabricação utilizado.

As fig. 4.7 e 4.8 apresentam as placas de circuito impresso contendo o enrolamento, bem como uma destas placas colocadas no núcleo magnético.

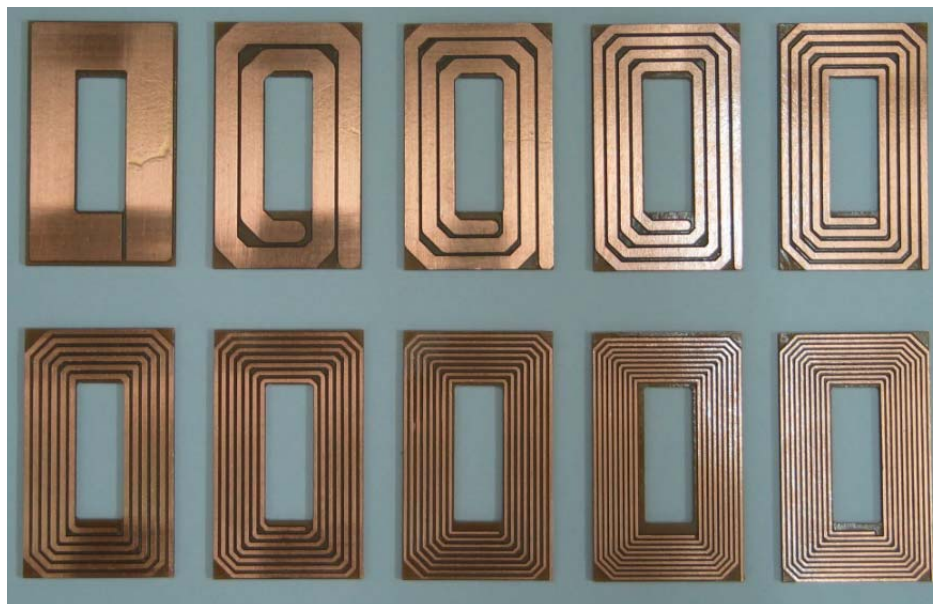


Fig. 4.7 - Enrolamentos feitos em placa de circuito impresso.



Fig. 4.8 - Elemento magnético utilizando o núcleo E-PLT 38.

4.4. Instrumentação virtual

A partir das equações de perdas apresentadas, percebe-se que a obtenção destas não é uma tarefa trivial, pois depende da aquisição de dois valores de tensão e um de corrente, simultaneamente, além de ter que realizar uma operação matemática com eles.

Com o objetivo de tornar as medições mais precisas e confiáveis, além do fato de facilitar o tratamento destas informações, desenvolveu-se uma instrumentação virtual (*Virtual Instrument, VI*) utilizando-se o ambiente de programação LabView 7.1 [23].

Com o instrumento virtual desenvolvido, pôde-se fazer a captura dos sinais adquiridos pelos quatro canais do osciloscópio e com eles fazer os cálculos necessários, bem como apresentar os resultados através de valores instantâneos ou de gráficos.

Alguns valores obtidos por meio da instrumentação virtual são apresentados na fig. 4.9. Nesta figura tem-se um ciclo do sinal de tensão no enrolamento primário e no enrolamento de sonda, e um ciclo do sinal da corrente no enrolamento primário. Tem-se também alguns valores provenientes destas medidas, tais como frequência, período, valores eficazes e fator de forma de onda³.

Nesta mesma figura tem-se um campo onde é mostrado o valor médio da tensão medida no enrolamento de sonda. Sabe-se que este valor deveria ser zero, pelo fato de este enrolamento estar isolado eletricamente e o transformador eliminar a componente contínua. Um valor diferente de zero aparece por se estar usando somente um período da forma de onda, e também se deve a erros de cálculo do *VI* causados por ruídos na forma de onda ou pequenas defasagens na aquisição. Este valor de tensão é calculado para que se possa fazer a compensação na forma de onda da tensão a cada período de aquisição. Desta forma, a indução magnética é calculada corretamente.

Para que o *VI* faça os cálculos corretamente, é necessário informar ao programa o número de espiras do enrolamento primário do elemento magnético, bem como o número de espiras no enrolamento de sonda. Também há um item denominado “correção na aquisição”, que é a relação existente entre a escala que está sendo utilizada no osciloscópio e a escala do instrumento virtual.

³ Fator de forma de um sinal é a relação entre o valor eficaz e o valor médio do sinal retificado. No anexo I é mostrado a determinação deste fator.

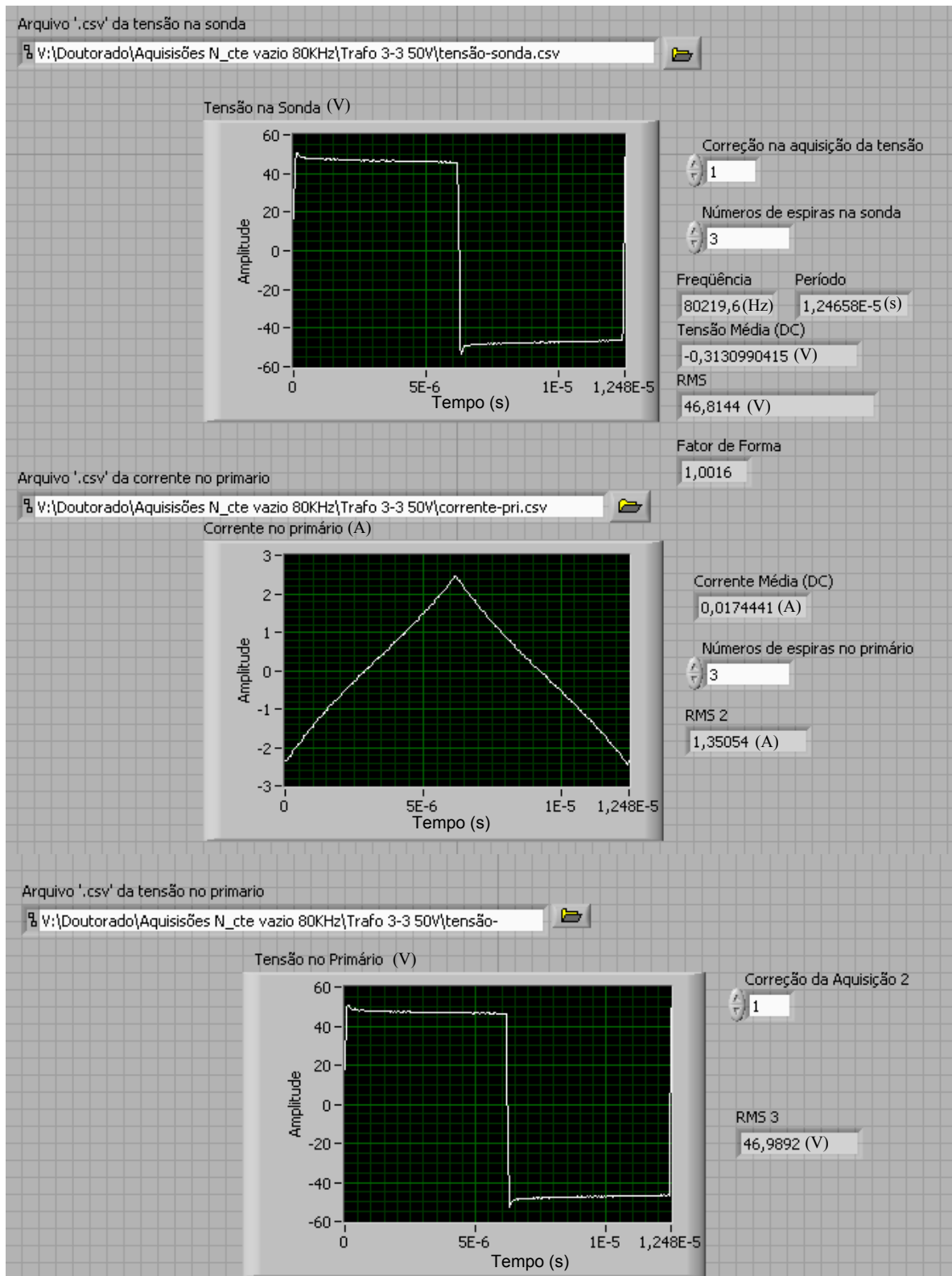


Fig. 4.9 - Tela do instrumento virtual mostrando sinais provenientes do osciloscópio.

A partir dos sinais de tensão e correntes adquiridos pelo VI através do osciloscópio, bem como dos parâmetros relacionados ao núcleo e ao enrolamento do elemento magnético, uma série de outros valores podem ser obtidos.

O valor da indução magnética, cuja forma de onda é mostrada na fig. 4.10, é calculado partindo-se da lei de Faraday, $\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t}$, de onde se obtém a seguinte equação que está programada no VI:

$$B(t) = \frac{1}{A_e N} \int_0^t V_s(t) dt \quad (4.5)$$

Onde:

$B(t)$ = Indução magnética (T);

A_e = Área da seção transversal da perna central do núcleo magnético (m²);

N = Número de espiras;

$V_s(t)$ = Tensão no enrolamento de sonda (V).

Da mesma forma, da lei de Ampère, $\text{rot}\vec{H} = \vec{J}$, tem-se:

$$H(t) = \frac{N}{l_e} I_1(t) \quad (4.6)$$

Onde:

$H(t)$ = Campo magnético (A/m);

l_e = comprimento do caminho magnético (m);

$I_1(t)$ = corrente no enrolamento primário (A).

Na fig. 4.10, tem-se valores obtidos a partir de cálculos feitos pelo VI.

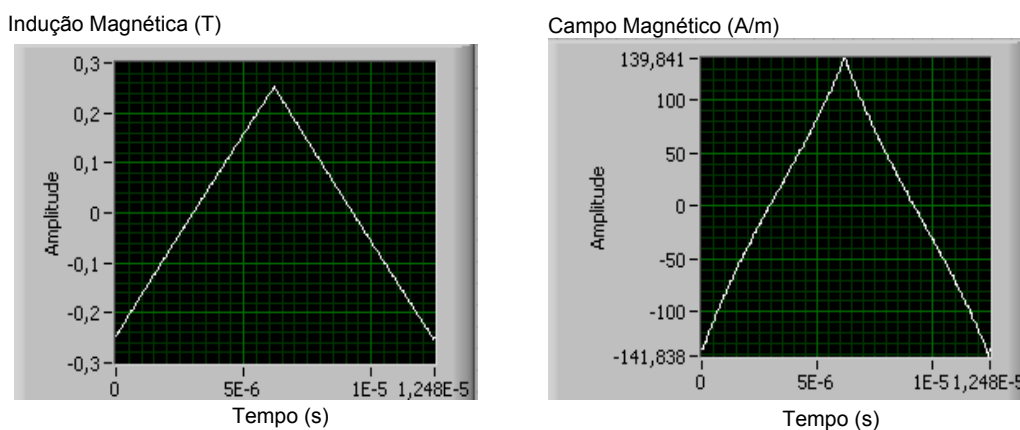


Fig. 4.10 - Indução magnética e campo magnético calculados com o VI.

Além dos valores medidos das perdas e da indução magnética de pico-a-pico, B_{pp} , também é mostrado na fig. 4.11 o valor da resistência no enrolamento primário, o qual é calculado da seguinte forma:

$$R_1 = \frac{P_{el}}{I_1^2} \quad (4.7)$$

Onde:

R_1 = resistência no enrolamento primário (Ω);

P_{el} = perda no enrolamento primário (W); e

I_1 = corrente eficaz no enrolamento primário (A).

Nesta parte do programa também se tem os espaços destinados ao preenchimento dos dados referentes à geometria do núcleo, bem como dados referentes ao seu material. Os dados geométricos são utilizados para o cálculo da indução e do campo magnético. Já os dados do material são utilizados para calcular teoricamente as perdas magnéticas, como será visto no capítulo 5. O valor da indução magnética mostrado é o valor de pico-a-pico, que na implementação prática é obtido através de um bloco do VI que detecta o máximo e o mínimo valor da forma de onda no período considerado, e calcula a diferença.

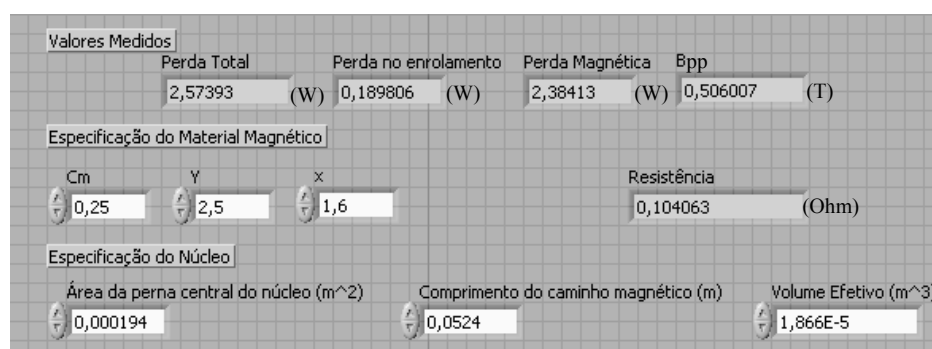


Fig. 4.11 - Tela do VI mostrando valores medidos bem como a especificação do material e do núcleo.

No VI desenvolvido também se pode visualizar o laço B-H do material sob teste, como mostrado na fig. 4.12.

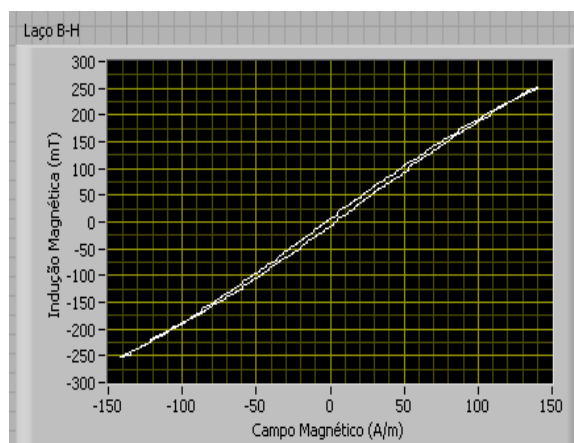


Fig. 4.12 - Curva B-H do elemento magnético sob teste.

4.5 Os ensaios

Para a obtenção dos dados referentes a perdas magnéticas nos núcleos planares foram feitas diversas medições utilizando a bancada de testes desenvolvida.

Primeiramente, verificou-se a influência da carga no valor da corrente de magnetização no enrolamento primário e no valor da tensão induzida no enrolamento de sonda. Isto foi feito para que se pudesse optar entre fazer os ensaios com ou sem carga.

O valor da corrente magnetizante para o ensaio sem carga é o próprio valor da corrente no enrolamento primário. Para o ensaio com carga a corrente magnetizante é obtida através da diferença entre os valores da corrente no primário e no secundário. Ambas as correntes são adquiridas através de uma sonda de corrente.

A carga utilizada nestes ensaios é composta de várias lâmpadas ligadas em paralelo, de modo que a carga pode ser variada através da colocação ou retirada de lâmpadas. A opção do uso de lâmpadas é para que haja uma carga resistiva, evitando distorções na forma de onda da corrente que seriam causadas por componentes reativos. Com efeito, o uso de resistores de fio na frequência de 80 kHz causa um atraso na forma de onda da corrente, já que estes resistores têm uma componente indutiva.

As figs. 4.13 e 4.14 mostram o resultado da aquisição realizada com o transformador operando sem carga e com carga, respectivamente.

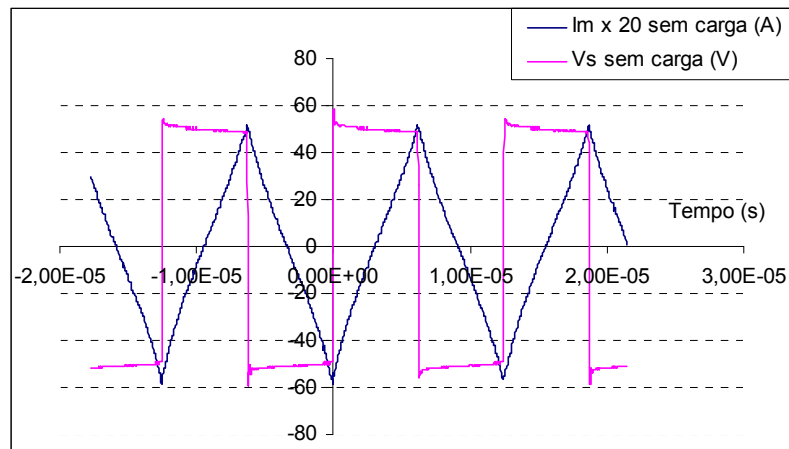


Fig. 4.13 - I_m (corrente magnetizante) e V_s (tensão induzida), sem carga.

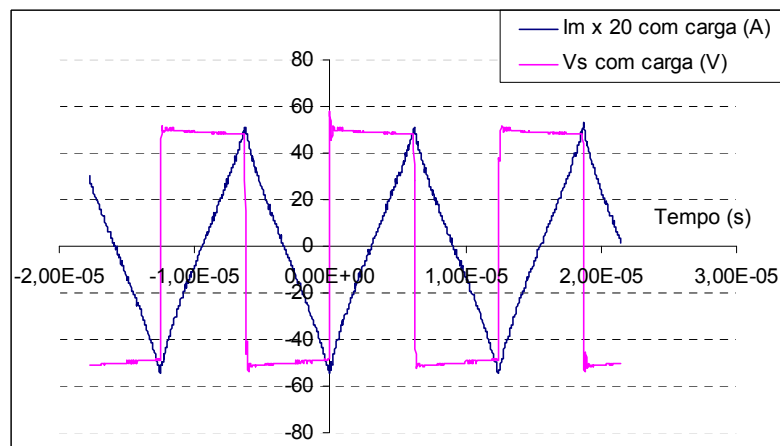


Fig. 4.14 - I_m (corrente magnetizante) e V_s (tensão induzida), com carga.

Os mesmos sinais de corrente e tensão são apresentados superpostos nas figs. 4.15 e 4.16 para facilitar a comparação.

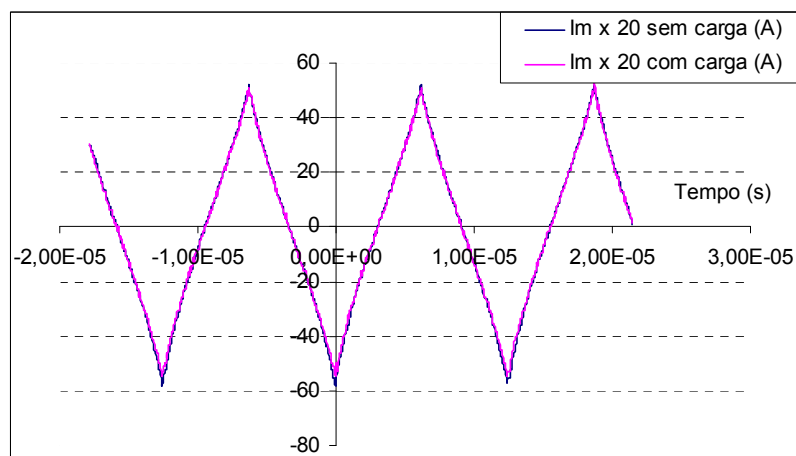


Fig. 4.15 - Corrente magnetizante sem carga e com carga.

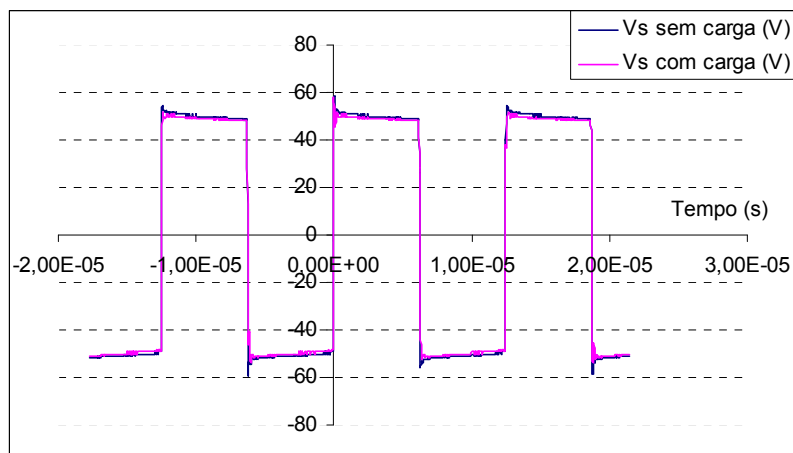


Fig. 4.16 - Tensão induzida do enrolamento sonda sem carga e com carga.

Pode-se observar que os valores permanecem praticamente os mesmos, independente da presença ou não da carga. Assim, pode-se realizar os ensaios sem carga para obtenção dos parâmetros referentes às perdas magnéticas para os núcleos magnéticos planares.

Capítulo 5

Perdas magnéticas

Visto que o tema deste trabalho de pesquisa está relacionado com a minimização das perdas de energia, o assunto discutido neste capítulo é uma peça chave para que se atinjam os objetivos propostos.

Os resultados obtidos e apresentados nesta etapa do trabalho foram obtidos de três formas diferentes, quais sejam: estudo analítico através de dados encontrados na literatura, estudos experimentais e utilização de “software” baseado em elementos finitos.

Na literatura são encontrados diversos trabalhos [5] [10] [14] [21] [24-34] a respeito das perdas magnéticas e como estas são influenciadas por diversos fatores, tais como: material do núcleo, frequência de operação, indução magnética (transversal e longitudinal), forma de onda, temperatura, presença de laços menores (laços B-H), etc. Enfim, fazendo um apanhado geral das pesquisas, observa-se que a perda magnética é um assunto com várias ramificações e é de fundamental importância nos meios acadêmico e industrial.

Como um projeto otimizado passa pela avaliação das perdas, a seguir são apresentados fatores que influenciam nas perdas magnéticas em um elemento magnético planar.

5.1 Perdas magnéticas em função do material do núcleo.

Como este tópico não é o objetivo deste trabalho, não se pretendem abordar neste estudo as características físicas do material nem sua influência nas perdas magnéticas, mas sim utilizar dados disponíveis em publicações para se fazer um comparativo entre materiais.

As perdas magnéticas por unidade de volume de material (em mW/cm³), para uma forma de onda senoidal, são dadas por [10] [24] [25]:

$$P_v = C_m f^x B_p^y C_T(T) , \quad (5.1)$$

Onde:

- B_p é o valor de pico da indução magnética (Tesla), correspondente à metade da excursão total do fluxo, ou seja, $B_p = \frac{1}{2}(B_{m\acute{a}x} - B_{m\acute{i}n})$.
- $C(T)$ é resultado de uma expressão utilizada para correção das perdas em função da temperatura e será visto posteriormente. O termo $C(T)$ é ajustado de tal forma que seu valor seja unitário para temperatura $T = 100\text{ }^\circ\text{C}$ [5].
- Os parâmetros C_m , x , y , são específicos para cada tipo de ferrita e para cada faixa de frequência de operação. O coeficiente y é conhecido como coeficiente de Steinmetz [34].

Para determinar os valores de C_m , x e y pode ser usado o gráfico de perdas volumétricas do material, como mostrado da fig. 5.1 [46].

Cabe salientar que estas curvas são obtidas a partir de algumas medições feitas com material, temperatura e frequências determinadas, utilizando-se em geral uma excitação senoidal.

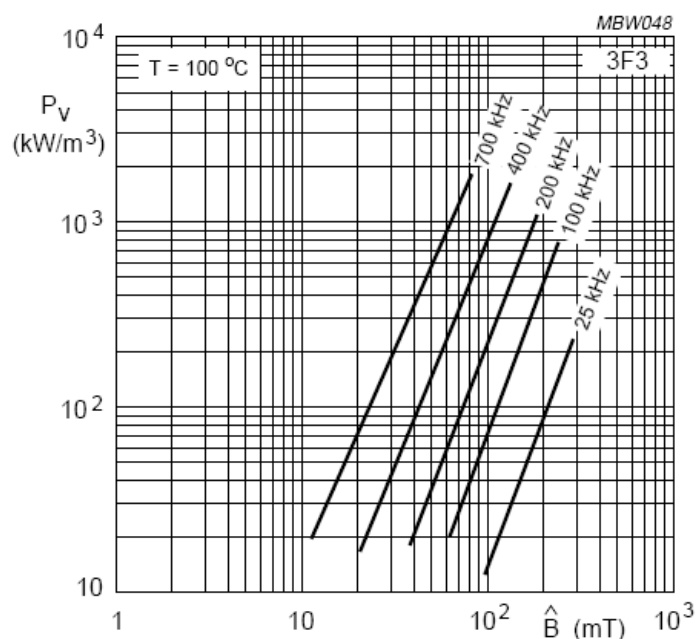


Fig. 5.1 - Gráfico das perdas volumétricas em função da indução magnética para diferentes frequências [8].

Como estes gráficos são retas, quando traçados em escala logarítmica, podem-se facilmente obter suas inclinações e, através de algumas expressões matemáticas, determinar os coeficientes C_m , x e y utilizados no cálculo das perdas magnéticas. Esta

metodologia para o cálculo dos coeficientes é apresentada em artigo publicado por SEVERNS (1991) [28]. Uma forma simplificada desta metodologia é apresentada a seguir, em que se tem curvas das perdas volumétricas fornecidas pelos fabricantes em escala logarítmica, além das equações para a obtenção dos coeficientes.

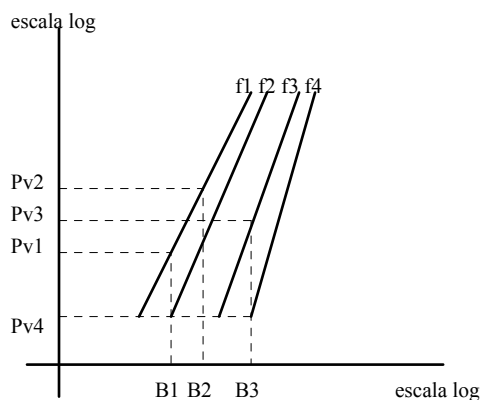


Fig. 5.2 - Gráfico das perdas volumétricas \times indução magnética.

Onde:

$f1, \dots, f4$: frequências (kHz);

$Pv1, \dots, Pv4$: perdas volumétricas (mW/cm^3);

$B1, \dots, B3$: induções magnéticas (Tesla).

A partir do gráfico e das equações que se seguem, podem ser obtidos os coeficientes C_m , x e y .

$$y = \left[\frac{\log Pv1 - \log Pv2}{\log B1 - \log B2} \right] \quad (5.2)$$

$$x = \left[\frac{\log Pv3 - \log Pv4}{\log f3 - \log f4} \right] \quad (5.3)$$

$$C_m = \log^{-1}(\log Pv3 - y \cdot \log B3 - x \cdot \log f3). \quad (5.4)$$

Colhendo-se dados da literatura ou recorrendo a esta metodologia de cálculo, nos casos em que os coeficientes não são fornecidos diretamente, pode-se construir a tabela 5.1 [35].

A melhor forma de obter os coeficientes com maior precisão é por meio da caracterização dos materiais magnéticos a partir de resultados experimentais. Isto porque

não há uma precisão satisfatória fornecida pelos fabricantes. A margem de erro, tanto para fabricantes nacionais quanto para internacionais, pode ser da ordem de $\pm 25\%$ [26].

Tabela 5.1 - C_m , y e x para diferentes materiais magnéticos.

MATERIAL	x	y	C_m
3C80 (100°C)	1,30	2,50	16,70
3C81 (100 °C)	1,40	2,50	7,00
3C85 (100°C) / 20-100 kHz	1,30	2,50	11,00
3C85 (100°C) / 100-200 kHz	1,50	2,60	1,50
3F3 (100°C) / (20-300 kHz)	1,60	2,50	0,25
3F3 (100°C) / (>300 kHz)	1,80	2,50	0,02
3F4 (100°C) / (500-1000 kHz)	1,75	2,90	12×10^{-2}
4F1 (100°C) / (3000-10000 kHz)	1,35	2,25	9,00
IP10 (23°C)	1,21	2,24	19,39
IP6 (23°C)	1,18	2,34	69,63

Os materiais apresentados na tabela 2 são de fabricação da Philips, com exceção do IP6 e IP10, que são de fabricação da Thornton. Cabe mencionar que os valores de C_m , x e y mostrados na tabela 5.1 foram obtidos usando alimentação senoidal.

No gráfico a seguir são mostradas as curvas de perdas magnéticas calculadas para diferentes materiais, obtidas a partir dos dados da tabela 5.1. Pode-se perceber que o tipo de material com que o núcleo é feito tem uma grande influência nas perdas do elemento magnético. O eixo das perdas magnéticas não tem valores especificados na escala, pois o objetivo é apenas a comparação entre materiais.

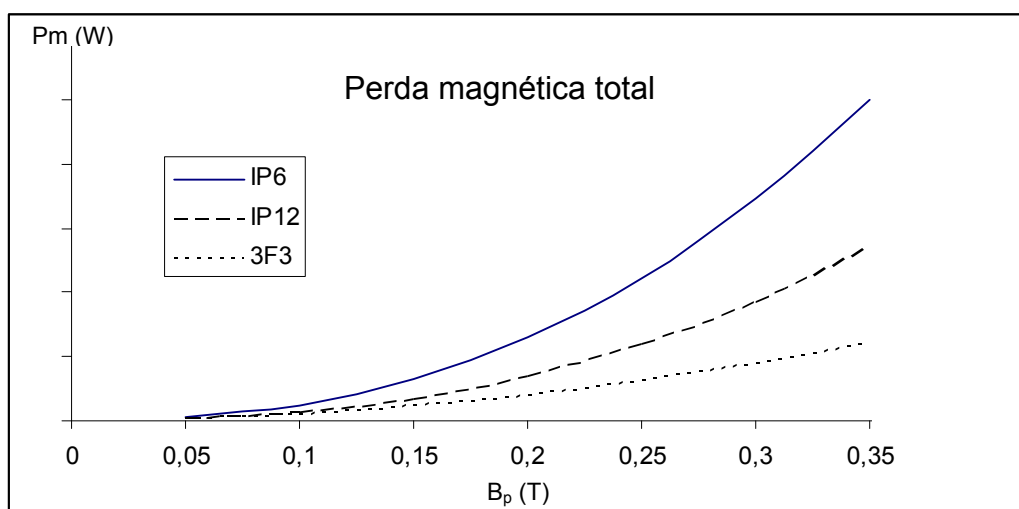


Fig. 5.3 - Perda magnética total em função da indução magnética.

Todavia, a forma de onda da indução magnética no núcleo de elementos magnéticos de fontes chaveadas é geralmente não-senoidal, necessitando assim de uma nova modelagem ou de fatores de correção para cada tipo de forma de onda.

5.2 Perdas magnéticas em função da forma de onda da indução magnética

Tomando-se a equação das perdas magnéticas (5.1), verifica-se que há um termo que sofre a influência da forma de onda, a saber, a indução magnética.

O valor de pico da indução magnética é calculado a partir da seguinte equação:

$$B_p = \frac{V_p}{N f K_v A_e} \quad (\text{T}), \quad (5.5)$$

Onde:

A_e = Área da seção transversal da perna central do núcleo (m^2);

N = Número de espiras;

V_p = Tensão de pico (V);

f = Frequência de operação (Hz); e

K_v = Fator da forma de onda da tensão, obtido conforme anexo 1.

Alguns valores de K_v são apresentados na tabela 5.2.

Tabela 5.2 - Fator de forma de onda

Forma de onda	K_v
Senoidal	$2\pi/\sqrt{2} = 4,44$
Quadrada Simétrica	4
Quadrada Assimétrica	2

Com a bancada experimental apresentada no capítulo 4, pôde-se medir a indução magnética no núcleo do transformador através da aquisição da tensão no enrolamento que serve como sonda. Cabe lembrar que este enrolamento tem seus terminais abertos e neste experimento possui o mesmo número de espiras do enrolamento primário.

A equação programada no VI para o cálculo da indução magnética é a seguinte:

$$B(t) = \frac{1}{N_s A_e} \int_t^{t+T} v_s(t) dt, \quad (5.6)$$

onde N_s é o número de espiras no enrolamento de sonda.

Para determinar o valor de B_p , os seguintes limites de integração devem ser usados:

$$B_p = \frac{1}{N_s A_e} \int_t^{t+T/2} v_s(t) dt, \quad (5.7)$$

em que o intervalo de tempo é mostrado na fig. 5.4:

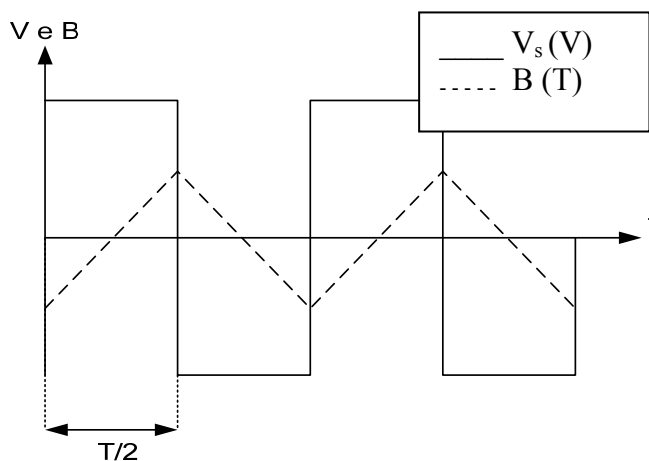


Fig. 5.4 – Limites de integração para determinação de B_p .

Verifica-se que o intervalo de tempo a ser considerado começa na passagem da tensão por zero e termina meio período depois. Assim, tem-se a indução magnética de pico. Deve ser observado que, no momento inicial, o valor de B é igual a $-B_p$.

No VI implementado, em vez de usar (5.7) para calcular B_p , usa-se (5.6) para gerar a forma de onda da indução e um bloco pré programado que detecta o valor de pico. O intervalo de tempo utilizado é um ciclo inteiro que também começa com a passagem da tensão por zero. O valor médio da indução magnética é calculado e compensado na forma de onda em cada ciclo, eliminando-se desta forma a componente CC.

A partir de uma determinada tensão medida no enrolamento de sonda, colocado na perna central do elemento magnético, e da variação do número de espiras, obtiveram-se os valores de pico da indução magnética mostrados na fig. 5.5.

Neste caso, uma forma de onda quadrada simétrica foi aplicada ao enrolamento primário do transformador. Pode-se perceber que os valores obtidos experimentalmente

estão de acordo com os calculados, verificando desta forma a validade da equação utilizada, bem como o fator de forma de onda.

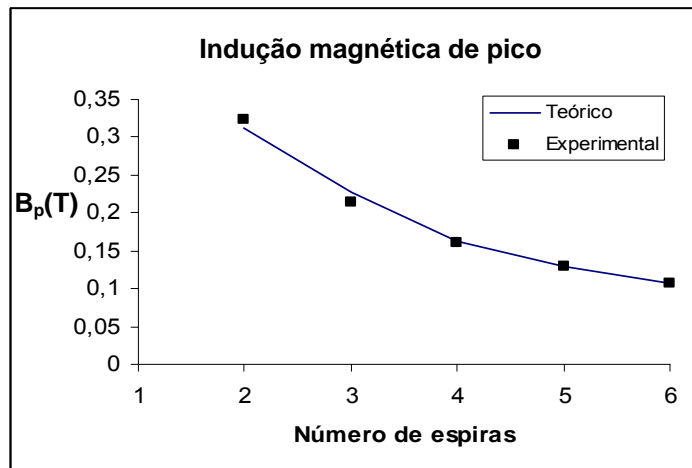


Fig. 5.5. Indução magnética em função do número de espiras.

As perdas magnéticas para um determinado volume de material, para uma forma de onda de indução senoidal, são dadas por:

$$P_m = V_e C_m f^x B_p^y \quad (5.8)$$

Um fator de correção para os casos em que a forma de onda da indução magnética não é senoidal é apresentado em [6] e [21]. O procedimento consiste em calcular a frequência de uma forma de onda senoidal equivalente que resulta nas mesmas perdas de uma forma de onda arbitrária.

Para o caso de uma forma de onda de indução triangular, a frequência senoidal equivalente (f_{seq}) é dada por:

$$f_{seq} = \frac{8}{\pi^2 T} \quad (5.9)$$

Onde:

T = Período da forma de onda de indução magnética arbitrária.

Se, por exemplo, a frequência de uma forma de onda da indução magnética triangular for 100 kHz, as perdas podem ser calculadas utilizando (5.8) com uma frequência senoidal equivalente de 81 kHz.

As fig. 5.6 e 5.7 mostram a diferença existente nas perdas quando um elemento magnético está submetido a uma forma de onda de indução senoidal e uma forma de onda de indução triangular de mesma frequência, ambas com o mesmo valor de pico.

A fig. 5.6 foi obtida a partir de uma simulação feita utilizando-se um programa da Ferroxcube [36] numa frequência de 80 kHz. Este programa utiliza a frequência senoidal equivalente para computar as perdas quando a forma de onda da indução é triangular. Percebe-se que as perdas são maiores quando o elemento é submetido a uma indução com forma de onda senoidal (em comparação à indução com forma de onda triangular com mesmo valor de pico).

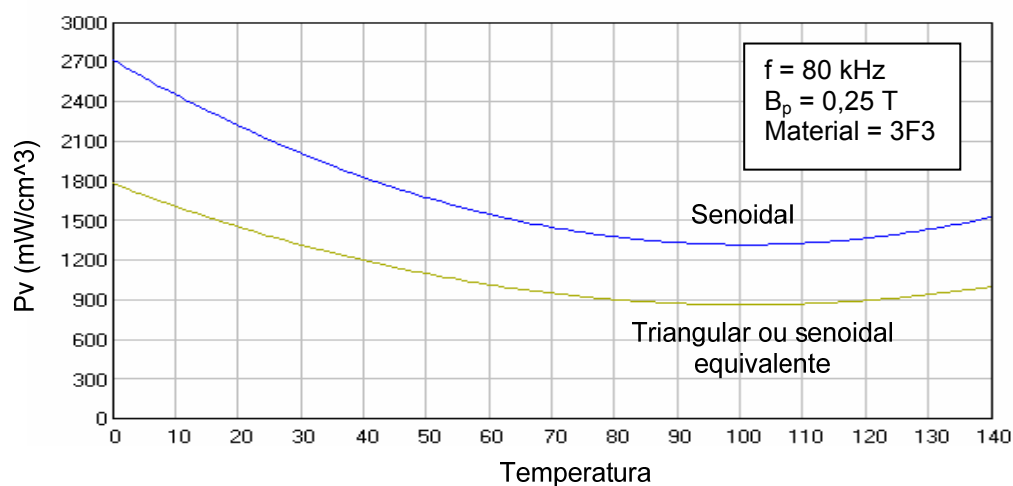


Fig. 5.6 – Valores simulados das perdas volumétricas para formas de onda de indução senoidal e triangular, em função da temperatura.

O gráfico da fig. 5.7 é obtido com os valores resultantes de (5.8) utilizando-se uma forma de onda senoidal de 80 kHz e uma triangular de 64,84 kHz (frequência equivalente senoidal para a onda triangular de 80 kHz). O valor obtido experimentalmente para um elemento magnético com o enrolamento contendo quatro espiras, numa frequência de 80 kHz, também é mostrado nesta figura.

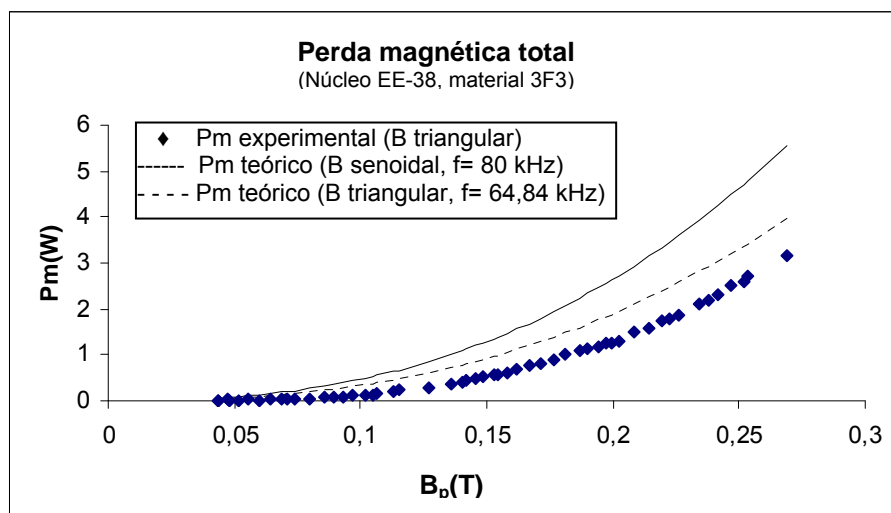


Fig. 5.7 - Perda magnética total em função da indução.

Novamente percebe-se que, para forma de onda triangular, as perdas são menores. Apesar da correção feita na equação de perdas para sinais não senoidais, os valores de perdas obtidos experimentalmente são menores. Isto sugere que outros fatores além dos já considerados (o material, a frequência de operação e a forma de onda) também afetam o valor das perdas magnéticas. Entre estes outros fatores, ainda não foram considerados a geometria do núcleo, a temperatura, a localização do enrolamento, o entreferro e o número de espiras.

5.3 Perdas magnéticas em função da temperatura no núcleo

A partir de algumas medições de perdas magnéticas, pode-se perceber que há uma variação considerável destas quando o núcleo magnético está submetido a diferentes níveis de temperatura. Isto pode ser observado na fig. 5.8.

Os valores de temperatura medidos dos núcleos que são apresentados na fig. 5.8, são decorrentes da dissipação de calor devido as perda magnética total do núcleo, quando este é submetido a diferentes valores de indução magnética. O valor da perda magnética total é medida quando a temperatura no núcleo se estabiliza.

Aqui é importante observar que, para o material em estudo, as menores perdas ocorrem na temperatura de 85°C. A partir desta temperatura as perdas começam a aumentar, como será visto posteriormente.

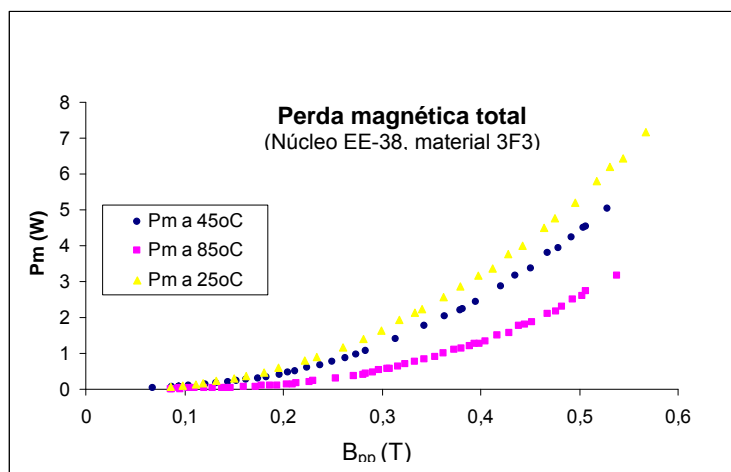


Fig. 5.8 - Perda magnética total em função de B para temperaturas distintas (indução com forma de onda triangular, $f = 80$ kHz).

Os fabricantes de núcleos de ferrita apresentam um gráfico, como o mostrado na fig. 5.9 [46], para as perdas magnéticas por unidade de volume em função da temperatura, para alguns valores de frequência e de indução magnética. Ou seja, para uma frequência f e uma indução magnética de pico B_p , através deste gráfico pode-se encontrar um valor de temperatura em que as perdas são minimizadas.

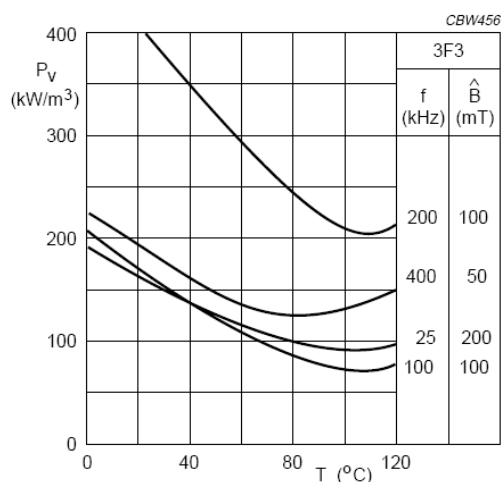


Fig. 5.9 - Perdas magnéticas por unidade de volume em função da temperatura.

Novamente, o gráfico apresentado refere-se ao material 3F3. Para outros materiais as curvas podem apresentar tendências significativamente diferentes.

Outra forma de obter a variação das perdas magnéticas em função da temperatura é apresentada por MULDER [10], que faz uma correção das perdas através de

um fator multiplicativo $C(T_n)$, correspondente a uma função quadrática da temperatura com valor unitário para uma temperatura de 100 °C, sendo dado por:

$$C(T_n) = ct - ct_1 T_n + ct_2 T_n^2 \quad (5.10)$$

Para o material 3F3, cujo gráfico foi apresentado na fig. 5.9, os índices ct 's para uma faixa de frequência de 20 kHz a 300 kHz valem:

- $ct = 1,26$;
- $ct_1 = 1,05 \times 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$;
- $ct_2 = 0,79 \times 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$.

Como não se sabe qual o procedimento usado para a obtenção dos dados anteriores (fig. 5.9 e equação 5.10)), nem qual foi o tipo de núcleo, forma de onda ou distribuição de espiras utilizados, no decorrer deste trabalho foi necessário que se fizessem as aquisições dos valores de perdas em função da temperatura.

Uma figura da tela do programa usado nas aquisições é mostrada na fig. 5.10. Nesta figura tem-se uma série contínua de pontos mostrando a temperatura no núcleo e apenas dois momentos mostrando a temperatura no enrolamento. Isto é feito com o uso da central de termopares, em que o *VI* fica capturando a temperatura no núcleo continuamente e é feito um chaveamento periódico para que o *VI* capture a temperatura no enrolamento em alguns instantes de tempo.

Cabe ressaltar que em nenhum experimento há controle da temperatura, ou seja, não são usadas câmaras térmicas, dissipadores ou ventiladores. A dinâmica térmica ocorre naturalmente.

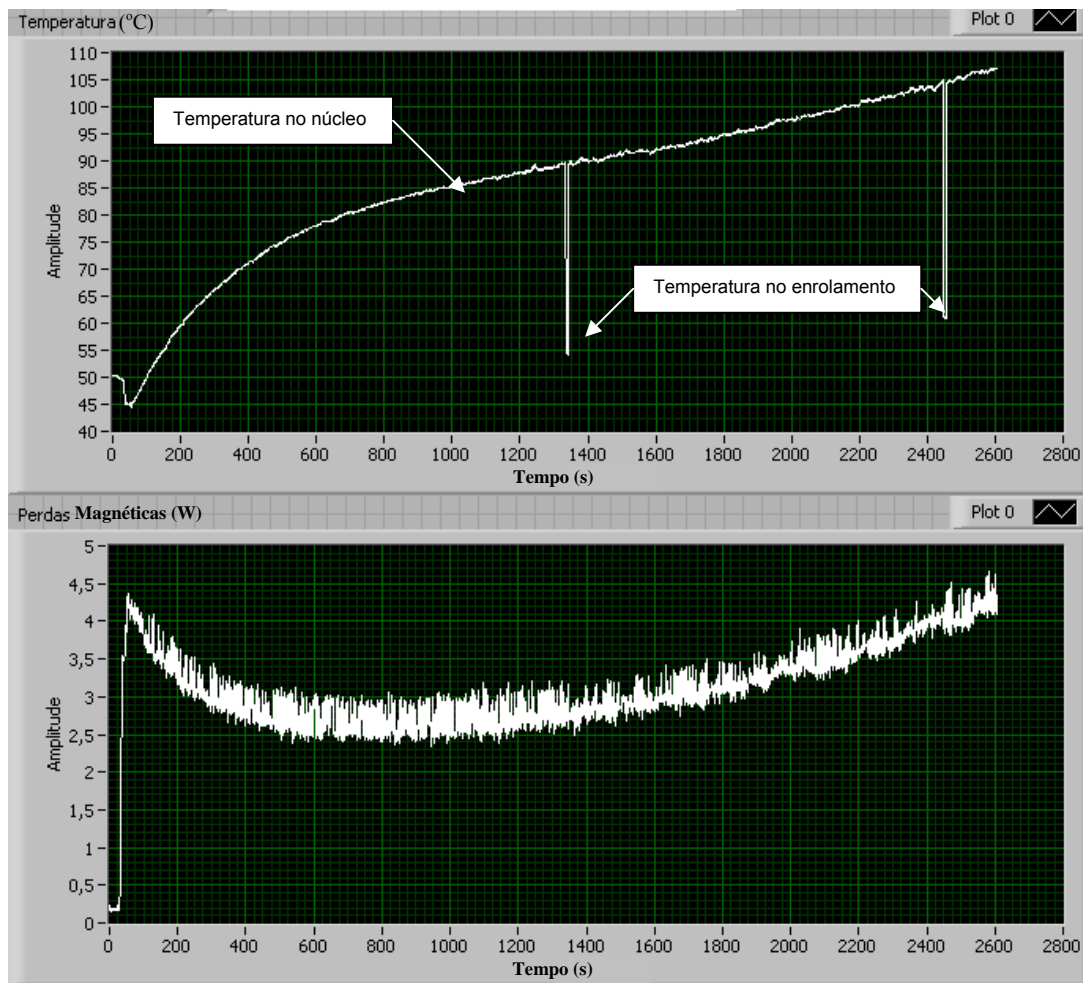


Fig. 5.10 - Evolução da temperatura e das perdas magnéticas em função do tempo.

Os parâmetros utilizados para a aquisição das perdas magnéticas foram os seguintes:

$$B_p = 0,24 \text{ T};$$

$$V = 45 \text{ V};$$

$$f = 80 \text{ kHz};$$

Forma de onda quadrada simétrica ($K_v = 4$);

$N = 3$ (número de espiras no primário dispostas numa única camada);

Núcleo planar E-PLT 38 (Ferroxcube); e

Material 3F3.

A fig. 5.11 mostra os resultados experimentais da variação das perdas em função da temperatura para o núcleo planar E-PLT 38, para diversos números de espiras.

Observando-se as figuras obtidas experimentalmente percebe-se a presença de ruídos. Estas perturbações poderiam ser eliminadas com a aplicação de filtros nos programas de manipulações dos dados. Isto não foi feito porque se quis mostrar o que ocorre realmente nas medições e a dificuldade que seria em realizá-las caso os valores não pudessem ser adquiridos automaticamente.

As medidas, cujos resultados são apresentados na fig. 5.11, foram feitas utilizando o núcleo E-PLT 38, material 3F3, frequência de 80 kHz e indução magnética ajustada de tal forma que a perda magnética total em todos os casos, tivesse valores parecidos um com os outros.

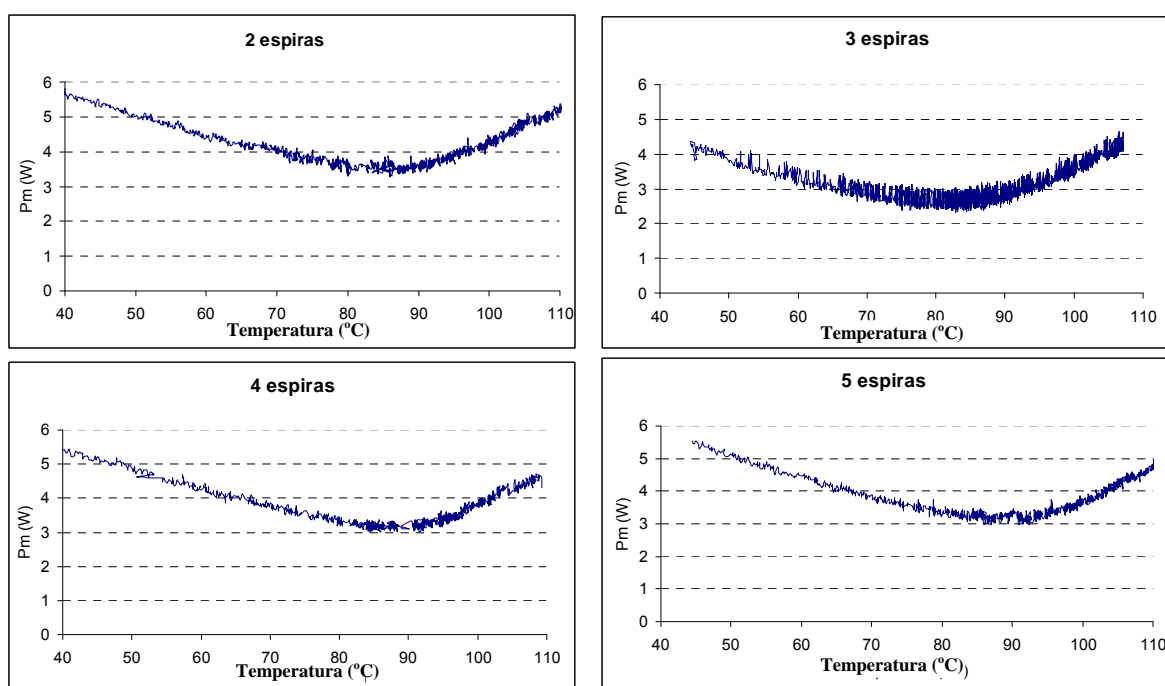


Fig. 5.11 - Perda magnética total em função da temperatura (°C).

Dos gráficos acima se percebe que há uma pequena faixa de temperatura, situada entre 85°C e 90°C, na qual o núcleo apresenta perdas magnéticas mínimas. Assim sendo, o pressuposto de se projetar um elemento magnético para operar a baixas temperaturas, em torno de 30°C, faz com que haja perdas desnecessárias de energia.

A partir das curvas apresentadas nos gráficos pode-se observar que todas seguem uma mesma tendência. Assim, determinou-se uma equação que melhor representa a variação das perdas com a temperatura, dada por:

$$C(T_n) = ct + ct_1 T_n - ct_2 T_n^2 + ct_3 T_n^3. \quad (5.11)$$

em que os índices ct 's para o núcleo E-PLT 38 são os seguintes:

$$\begin{aligned} ct &= 1,5575; \\ ct_1 &= 1,422 \times 10^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}; \\ ct_2 &= 6,405 \times 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}; \\ ct_3 &= 4,425 \times 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-3}. \end{aligned}$$

Desta forma, a correção das perdas magnéticas para temperaturas diferentes das quais foram utilizadas nas medidas é feita a partir de um polinômio de ordem 3, o qual tem valor unitário para $T = 100 \text{ }^\circ\text{C}$.

Da mesma maneira, foram obtidos os gráficos para um núcleo convencional feito com o material IP6 (Thornton), como mostrado na fig. 5.12.

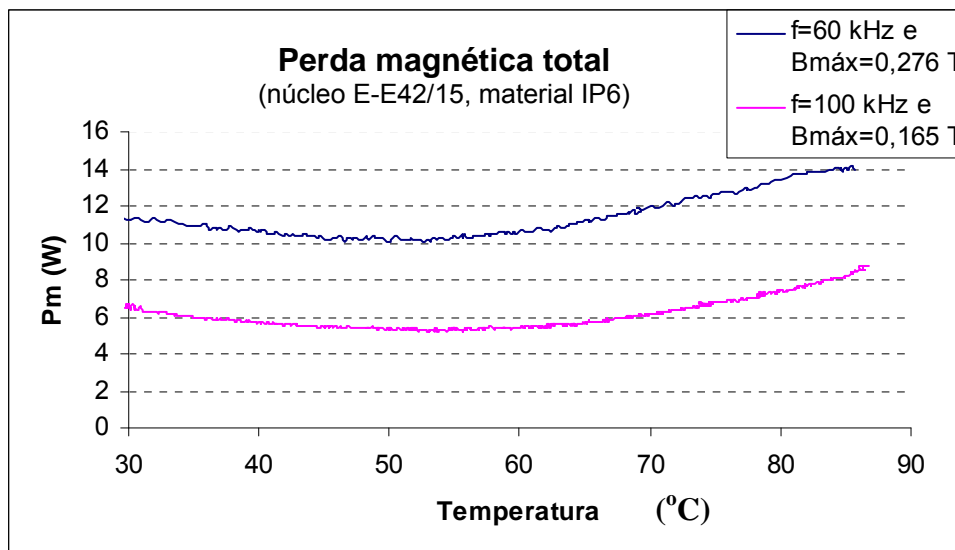


Fig 5.12 - Perda magnética total em função da temperatura para o material IP6.

Para o núcleo E-E 42-15 feito com material IP6 os coeficientes de (5.11) são:

$$\begin{aligned} ct &= 1,0657; \\ ct_1 &= 2,37 \times 10^{-2} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}; \\ ct_2 &= 2,3 \times 10^{-4} \text{ }^\circ\text{C}^{-2}; \\ ct_3 &= 0. \end{aligned}$$

A fig. 5.13 mostra três curvas do fator de correção do valor das perdas magnéticas: duas obtidas experimentalmente, para os núcleos planar (3F3) e convencional (IP6), e outra correspondente ao modelo apresentado por MULDER [10].

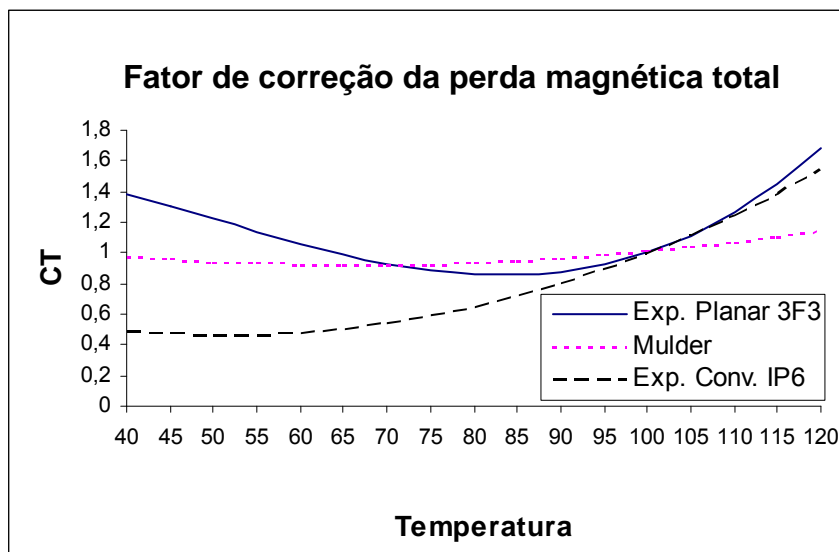


Fig. 5.13 - Fator de correção da perda magnética total em função da temperatura.

Pode-se destacar na comparação das curvas anteriores que para o modelo de Mulder a variação com a temperatura é pequena e o ponto de operação para mínimas perdas para o material 3F3 está em torno de 60 °C. Já o modelo apresentado neste trabalho mostra uma variação grande com a temperatura e o ponto de mínimas perdas para o material 3F3 está em torno de 85°C.

Com o objetivo de mostrar a diferença entre materiais, neste mesmo gráfico também é mostrada a curva para o núcleo convencional feito com o material IP6, para o qual a temperatura para mínimas perdas fica em torno de 55°C.

5.4 Perda magnética total em função do número de espiras.

A redução das perdas magnéticas em função do aumento do número de espiras, sem que se altere o tamanho do núcleo e a tensão de pico aplicada, já era esperado, visto que a indução magnética se reduz. De fato, a partir de (5.5) e (5.8) obtém-se a equação (5.12), que permite compreender facilmente tal redução das perdas:

$$P_m = V_e C_m f^x \left(\frac{V_p}{N f A_e 4} \right)^y, \quad (5.12)$$

em que o termo entre parênteses é a indução magnética.

Valores teóricos, calculados com (5.12), bem como resultados experimentais para as perdas magnéticas de um núcleo planar 3F3 em função do número de espiras são mostrados na fig. 5.14.

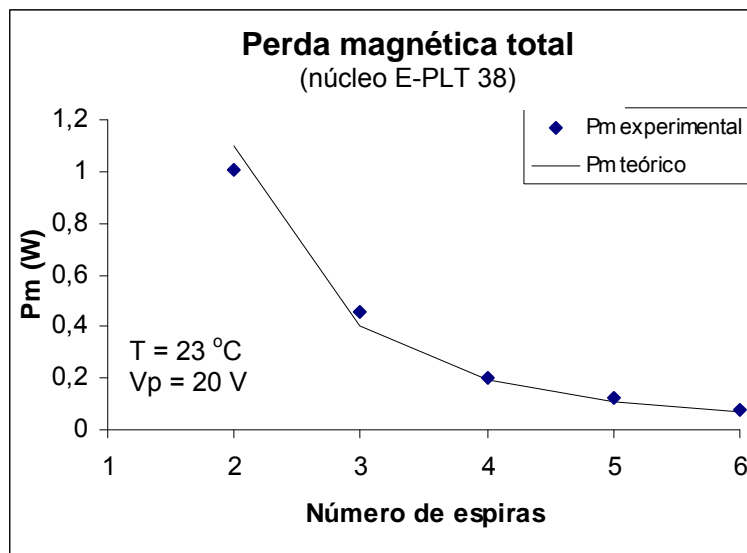


Fig. 5.14 - Perda magnética total em função do número de espiras numa frequência de 80 kHz.

Os resultados mostrados nas fig. 5.15 e 5.16 foram obtidos através de medições alterando-se o número de espiras e também variando a indução magnética, para as frequências de 80 kHz e 110 kHz. A indução magnética é alterada aumentando-se o valor da tensão imposta pelo inversor. Todas as medições foram feitas com o elemento magnético a uma temperatura ambiente em torno de 23°C.

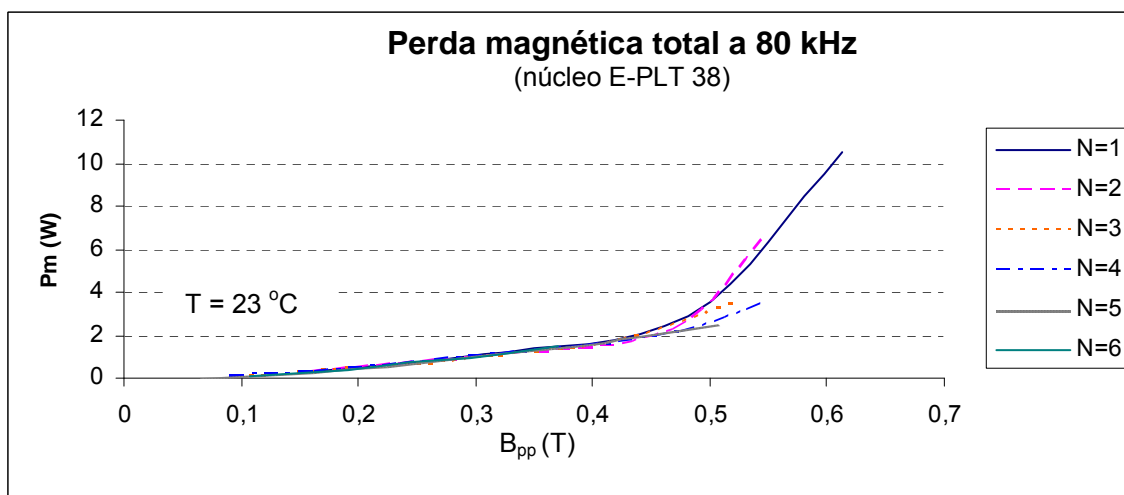


Fig. 5.15 - Perda magnética total a 80 kHz.

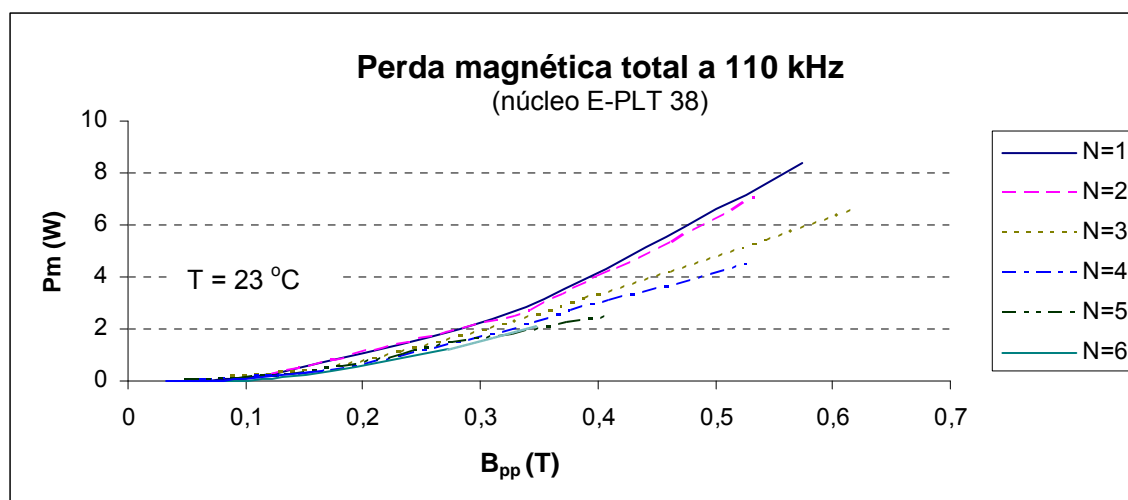


Fig. 5.16 - Perdas Magnéticas a 110 kHz.

Para as medições feitas na frequência de 80 kHz, nota-se que as perdas magnéticas têm pouca variação com a alteração do número de espiras até uma indução magnética de 0,45 T (pico-a-pico). Mas, a partir deste valor até uma indução magnética próxima da saturação ($B_{ppSat}=0,64$ T pico-a-pico), as perdas são menores para um número de espiras maior. Já para a frequência de 110 kHz, as perdas magnéticas são menores para um maior número de espiras, a partir de uma indução magnética de 0,1 T.

É importante ressaltar que, com exceção das variações de frequência e de indução magnética, todos os parâmetros permaneceram constantes.

Esta redução nas perdas magnéticas com o aumento do número de espiras pode também ser vista nos gráficos das fig. 5.17, 5.18 e 5.19, que apresentam as perdas magnéticas em função do número de espiras para diferentes valores de indução. Os pontos nas curvas correspondem a valores experimentais, para um núcleo 3F3.

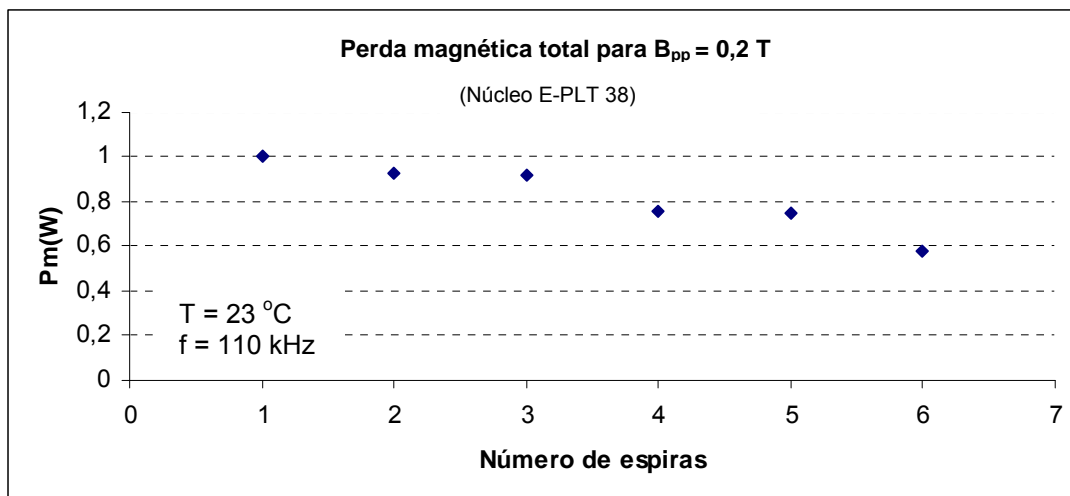


Fig. 5.17 - Perda magnética total para uma indução magnética de 0,2 T.

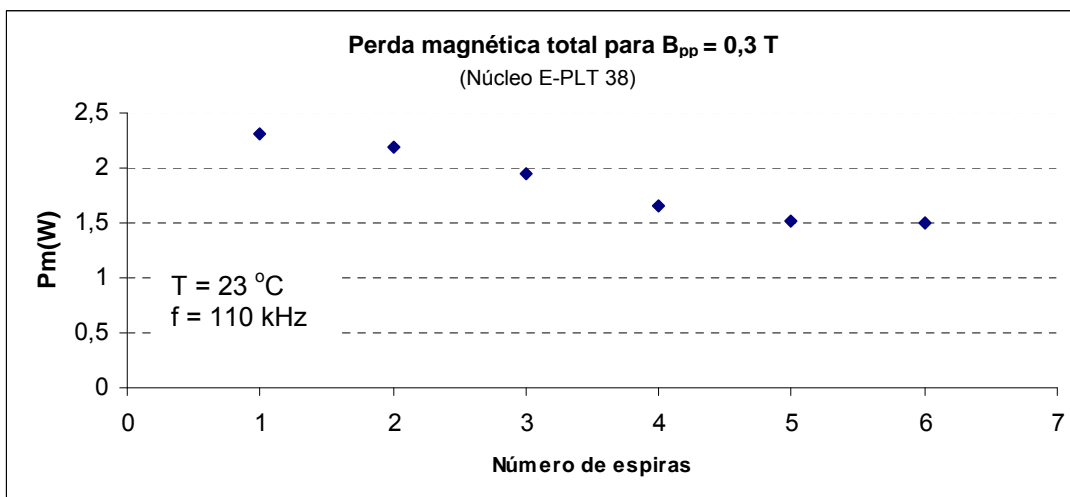


Fig. 5.18 - Perda magnética total para uma indução magnética de 0,3 T.

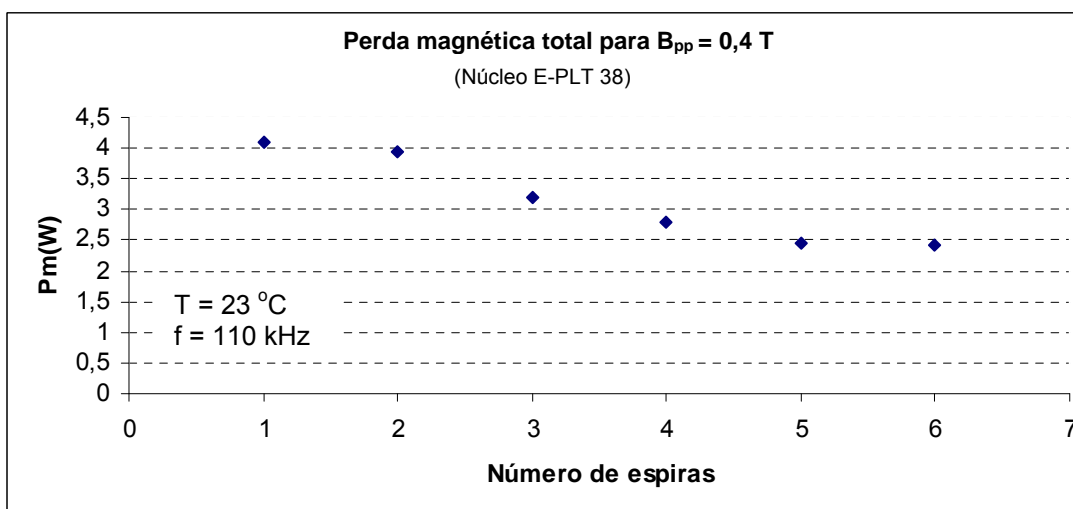


Fig. 5.19 - Perda magnética total para uma indução magnética de 0,4 T.

Acredita-se que esta redução das perdas em função do aumento do número de espiras deve-se à melhor distribuição do fluxo magnético no interior no núcleo. No entanto, pode haver outros fatores que também contribuem para esta redução nas perdas com o aumento do número de espiras.

Simulações mostradas das fig. 5.20 e 5.21, utilizando programas de cálculos de campos eletromagnéticos⁴, mostram que a distribuição do fluxo varia em função do número de espiras.

Para o enrolamento de uma única espira, como mostra a fig. 5.20, há uma maior concentração das linhas de fluxo comparado com um enrolamento de cinco espiras (fig. 5.21). Com cinco espiras há uma distribuição mais uniforme da indução, causando assim menores pontos com altas induções e, conseqüentemente, menores perdas. Cabe lembrar que as simulações foram feitas utilizando-se valores geométricos reais e força magnetomotriz (número de espiras x corrente) iguais para os dois casos.

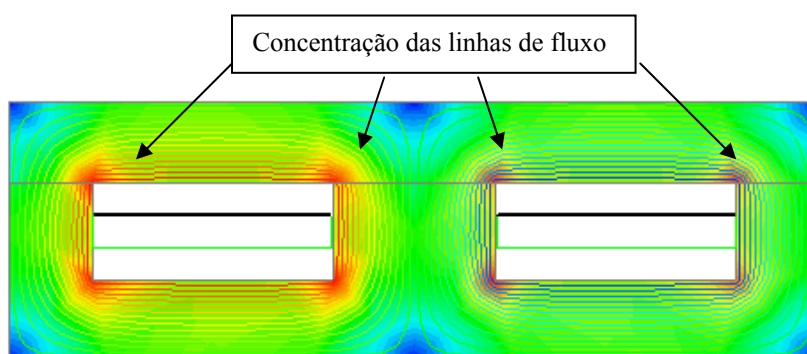


Fig. 5.20 - Indução magnética e linhas de fluxo, no núcleo E-PLT 38, para a frequência de 110 kHz utilizando-se 1 espira.

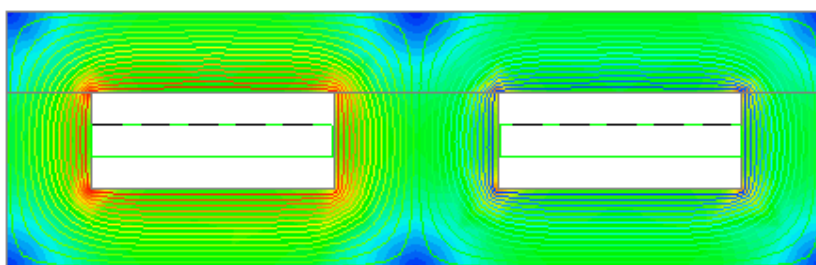


Fig. 5.21 - Indução magnética e linhas de fluxo, no núcleo E-PLT 38, para a frequência de 110 kHz utilizando-se 5 espiras.

⁴ O programa utilizado é o Maxwell 2D, cuja formulação é potencial vetor. Este programa foi desenvolvido pela Ansoft e tem uma versão estudante que é livre. As simulações foram feitas utilizando um material que tem uma curva de magnetização linear.

5.5 Perda magnética total em função da geometria do núcleo.

A forma geométrica do núcleo magnético também é relevante para a determinação das perdas magnéticas. Isto acontece porque núcleos com diferentes formas apresentam outros parâmetros geométricos que influenciam na indução magnética e na resistência térmica, entre os quais se podem citar:

- Volume do elemento magnético;
- Massa;
- Área da coluna central do núcleo; e
- Comprimento do caminho magnético.

Na fig. 5.22 são apresentados resultados obtidos através de simulação para duas combinações diferentes de núcleos. No primeiro desenho da fig. 5.22 a simulação é feita com os parâmetros geométricos de um núcleo planar E-38 combinado com outro núcleo planar E-38. No segundo desenho da fig. 5.22, a simulação é feita a partir da combinação de um núcleo planar E-38 com um núcleo planar PLT-38. Ainda que a área da perna central e a força magnetomotriz aplicada sejam as mesmas para as duas combinações, os valores de indução magnética são diferentes.

Esta diferença pode ser explicada a partir da lei de Ampère,

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (5.13)$$

Ou, sob forma integral:

$$\oint_L \vec{H} d\vec{l} = NI \quad (5.14)$$

Se l_e é o comprimento do caminho magnético e o campo magnético apresenta um valor constante ao longo do percurso de integração, tem-se:

$$H = \frac{NI}{l_e} \quad (5.15)$$

Como a indução magnética B e o campo magnético H têm um fator de proporção que é praticamente constante, $\vec{B} = \mu \vec{H}$, dentro de certos limites, conclui-se que com o aumento do caminho magnético há uma redução do campo e, portanto, da indução magnética, como pode ser observado nos resultados obtidos através de simulação mostrados na fig. 5.22. Para ambas as simulações o material utilizado é o mesmo e possui

curva de permeabilidade linear. Novamente, a força magnetomotriz para os dois casos é a mesma.

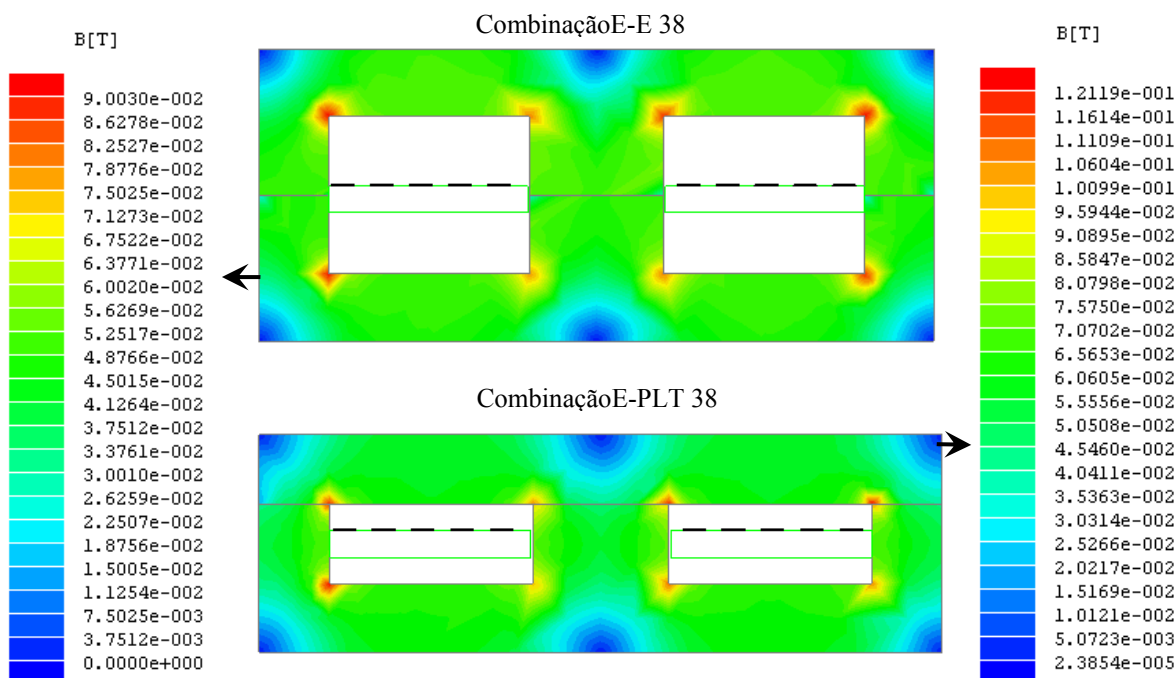


Fig. 5.22 - Distribuição da indução magnética (simulação numérica) para os núcleos E-E 38 e E-PLT 38.

A diferença das perdas magnéticas em função da indução magnética para as duas combinações é mostrada nas figs. 5.23 e 5.24, em que se tem os resultados obtidos experimentalmente utilizando-se os núcleos E-E 38 e E-PLT 38, mantendo-se a tensão no enrolamento primário igual para ambos os casos.

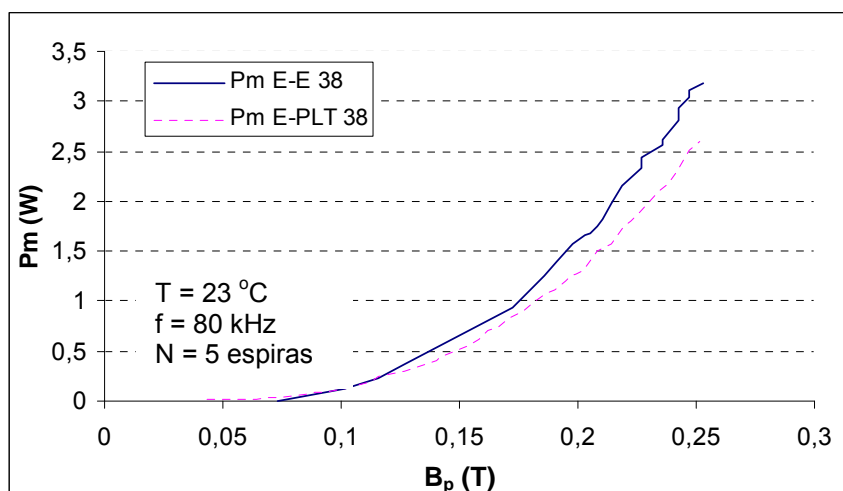


Fig. 5.23 - Perda magnética total em função da indução para os núcleos E-E 38 e E-PLT 38.

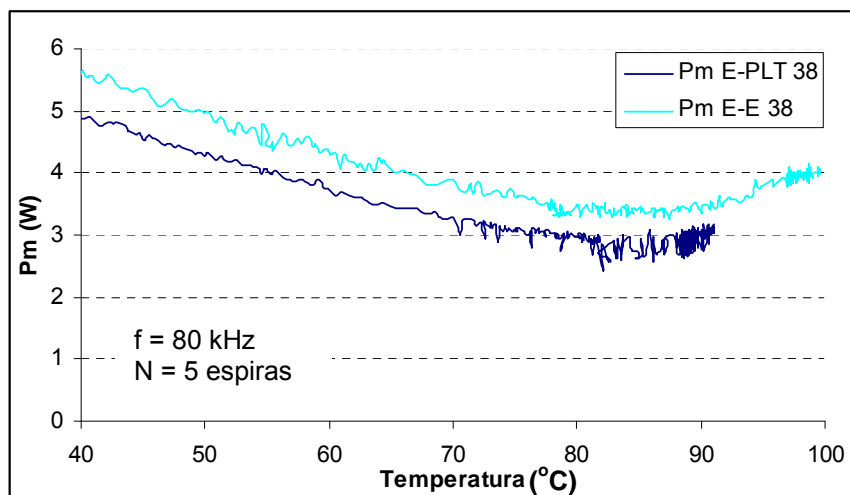


Fig. 5-24. Perda magnética total em função da temperatura para os núcleos E-E 38 e E-PLT 38.

Percebe-se que as perdas são menores para combinação E-PLT em cerca de 15%. Isto se dá pelos seguintes motivos:

- O volume para a combinação E-PLT é 8,5% menor, o que, a princípio, reduziria as perdas neste mesmo percentual;

- O comprimento do caminho magnético é 8,3% menor. Desta forma, a corrente magnetizante também é menor para o mesmo campo magnético, conseqüentemente, mesma indução e mesma tensão. Então, se a tensão induzida no enrolamento de sonda é igual para os dois casos e a corrente magnetizante é menor para a combinação E-PLT, as perdas magnéticas, que dependem do produto destas duas grandezas, também será menor.

- Também se percebe que nos cantos das janelas do núcleo E-E38 há uma concentração maior das linhas de fluxo que nos cantos das janelas no núcleo E-PLT38. Esta ocorrência pode ser também um dos motivos para que as perdas na combinação de núcleos E-E sejam maiores.

5.6 Perda magnética total em função do entreferro.

A presença de pequenas partículas de sujeira na junção das duas partes do núcleo magnético pode engendrar o surgimento de um entreferro, que mesmo não perceptível a olho nu, representa um aumento na relutância do caminho magnético. Com isso, é necessária uma corrente magnetizante maior para se obter o mesmo campo magnético e, conseqüentemente, haverá maiores perdas.

A redução da indução magnética com a presença deste entreferro pode ser verificada nos resultados obtidos por simulação, mostrados na fig. 5.25. Outro fato a ser observado é o fluxo magnético, que com a presença do entreferro fica mais concentrado nos cantos da janela do núcleo, e provavelmente tem um fluxo disperso maior.

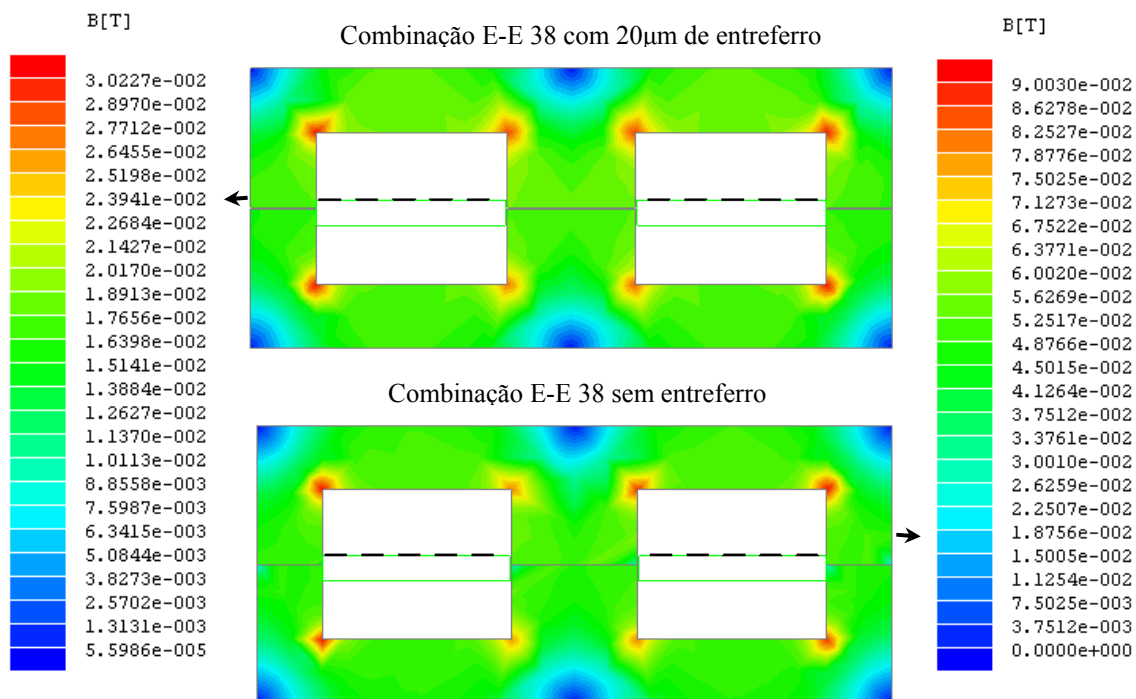


Fig. 5.25 - Distribuição da indução magnética (simulação numérica) para os núcleos E-E 38 com 20 µm de entreferro e sem entreferro.

5.7 Perda magnética total em função da localização do enrolamento.

A localização do enrolamento no interior da janela no núcleo, para os elementos magnéticos construídos de forma convencional, influencia na distribuição do fluxo magnético. No entanto, para os núcleos planares os resultados obtidos em simulação mostram que a localização do enrolamento não tem muita influência na distribuição do fluxo, como pode ser visto na fig. 5.26.

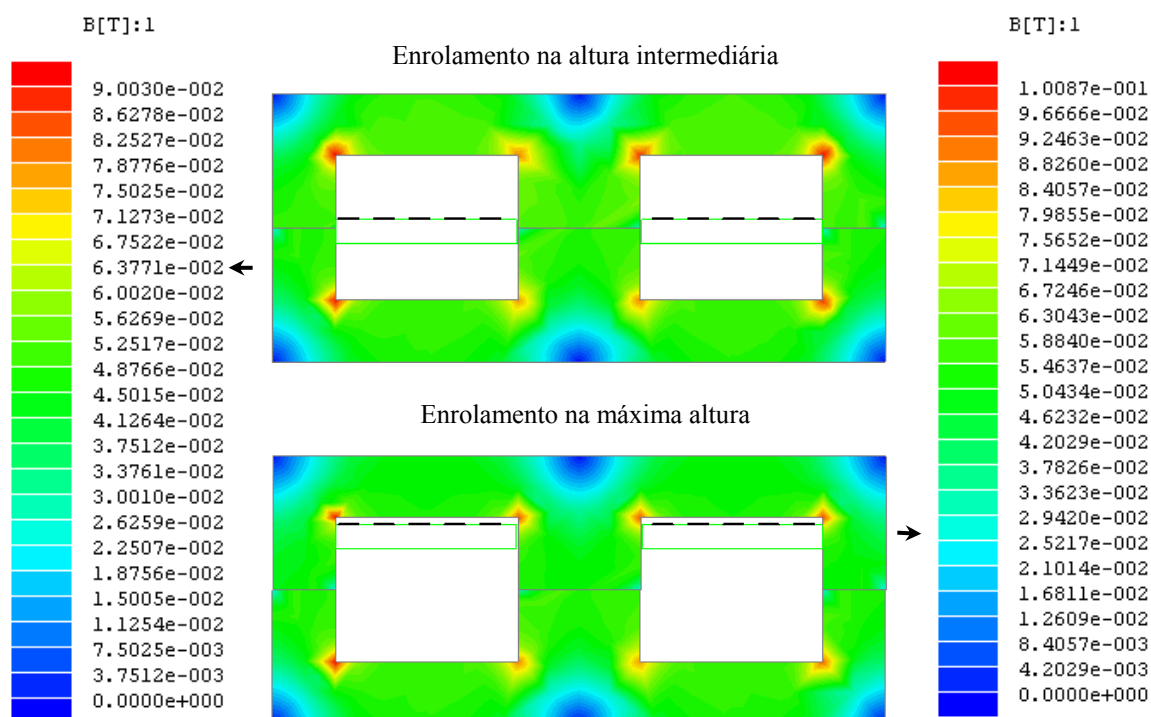


Fig. 5.26 - Simulação com enrolamento situado na altura intermediária e na altura máxima do núcleo E-E 38.

O mesmo pode ser percebido nos resultados obtidos experimentalmente, em que se manteve a indução magnética constante e variou-se a localização do enrolamento. Foi observado que as perdas magnéticas mantiveram-se constantes, como mostra a fig. 5.27.

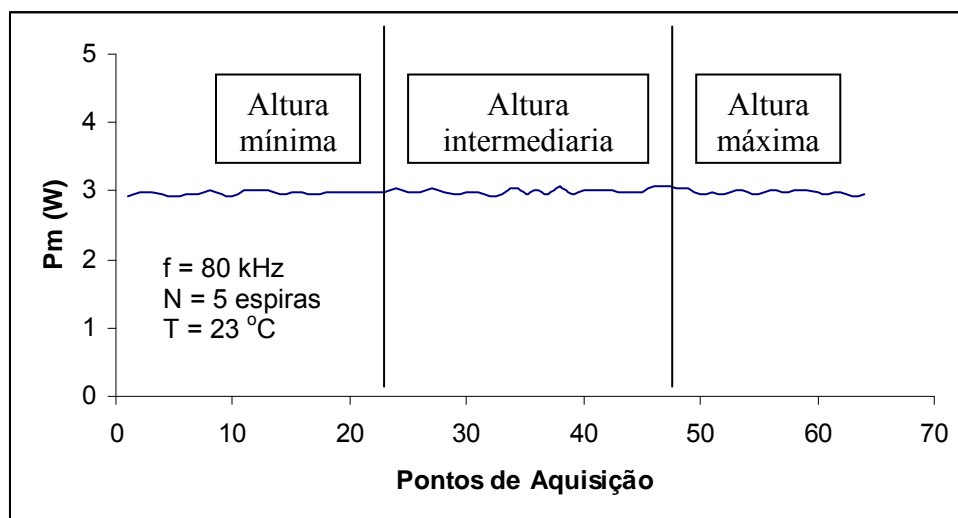


Fig. 5.27 - Perda magnética total obtida experimentalmente variando-se a altura do enrolamento usando o núcleo E-E 38.

5.8 Obtenção dos parâmetros C_m , x , y e z^5 para os núcleos magnéticos planares.

Devido ao fato de as perdas magnéticas serem influenciadas por vários fatores (material, frequência, forma de onda, indução magnética, temperatura, geometria do núcleo, número de espiras e entreferro), optou-se por determinar um modelo mais completo para as perdas magnéticas nos núcleos planares. Buscou-se também obter os parâmetros do modelo que resultem em valores de perdas mais próximos dos valores experimentais.

Para reduzir o número de variáveis envolvidas optou-se por trabalhar sem entreferro e numa faixa de frequência em que a variação no número de espiras não afeta significativamente as perdas magnéticas. Utilizou-se sempre o mesmo material (3F3 da Ferroxcube) em todas as medições, e a forma de onda foi sempre a quadrada simétrica, proveniente da saída do inversor em ponte completa.

Desta forma, o modelo de perdas a ser obtido depende da indução magnética, da frequência, do volume e da temperatura, como será apresentado em 5.21, após a determinação dos seus parâmetros.

⁵ O parâmetro z , assim chamado pelo autor deste trabalho, não foi encontrado em nenhuma das publicações pesquisadas. Mas fará parte do modelo aqui proposto.

5.8.1 Perda magnética total em função da indução magnética, do volume e da frequência.

Para obtenção da variação das perdas magnéticas em função do volume, da indução magnética e da frequência, foram feitas medições para quatro núcleos de volumes diferentes, em três frequências distintas, com a indução magnética de pico variando numa faixa de 0 a 0,4 T, utilizando a bancada de medições e o instrumento virtual.

Na tabela 5.3 tem-se as especificações dos núcleos utilizados.

Tabela 5.3 – Especificação para os núcleos planares.

Núcleo	V_e (mm ³)	A_e (mm ²)	l_e (mm)	Massa (g)
E-PLT 14	230	14,3	20,7	0,6
E-PLT 22	2040	78,5	26,1	6,5
E-PLT 38	8460	194	43,7	25
E-PLT 64	35500	511	69,7	100

A fig. 5.28 mostra os transformadores que foram montados para se efetuar as medições. Há uma considerável variação de tamanho entre o maior e o menor transformador.

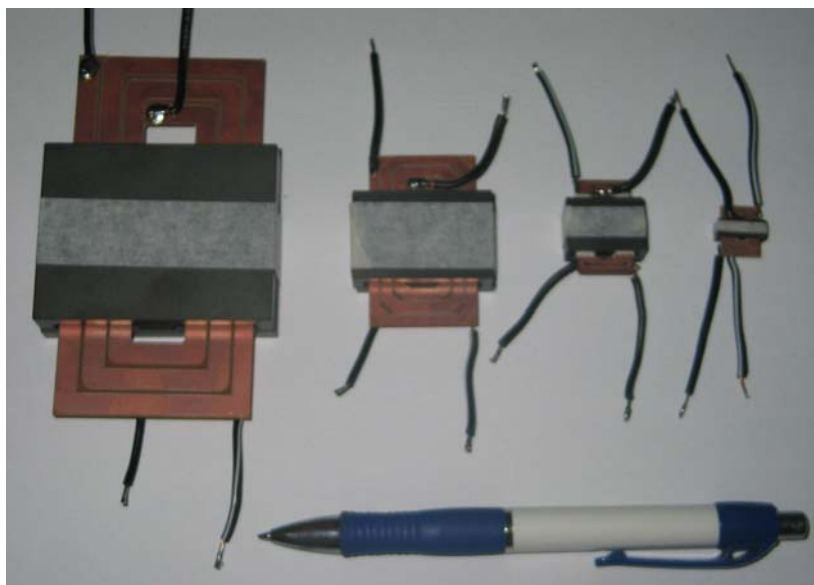


Fig. 5.28 - Transformadores feitos com os núcleos planares E-PLT 64, E-PLT 38, E-PLT 22 e E-PLT 14, respectivamente.

Nas fig. 5.29, 5.30 e 5.31 tem-se os gráficos das perdas magnéticas em função da indução magnética para os diferentes tamanhos de núcleo, cada uma para uma dada frequência.

Em todas estas medições procurou-se manter a temperatura do núcleo em torno de 23°C. Apesar de o núcleo ser submetido à indução magnética e ter perdas, nestas medições o processo de aquisição, como é automático e rápido, não altera significativamente a temperatura do elemento.

Grande parte das medições foram feitas em períodos em que não havia movimentação na sala dos experimentos, conseguindo-se desta forma manter a temperatura estável.

Cada conjunto de medições foi executado várias vezes, até se ter certeza dos valores obtidos.

As curvas de tendência foram obtidas através do método de regressão utilizando os mínimos quadrados. Onde a qualidade da aproximação é verificada através do fator R-quadrado que, em todas as curvas, ficou acima de 0,9. Este fator também é conhecido como coeficiente de determinação, que varia de 0 a 1, onde para R-quadrado = 1, todos os valores obtidos experimentalmente, coincidem com a curva de tendência.

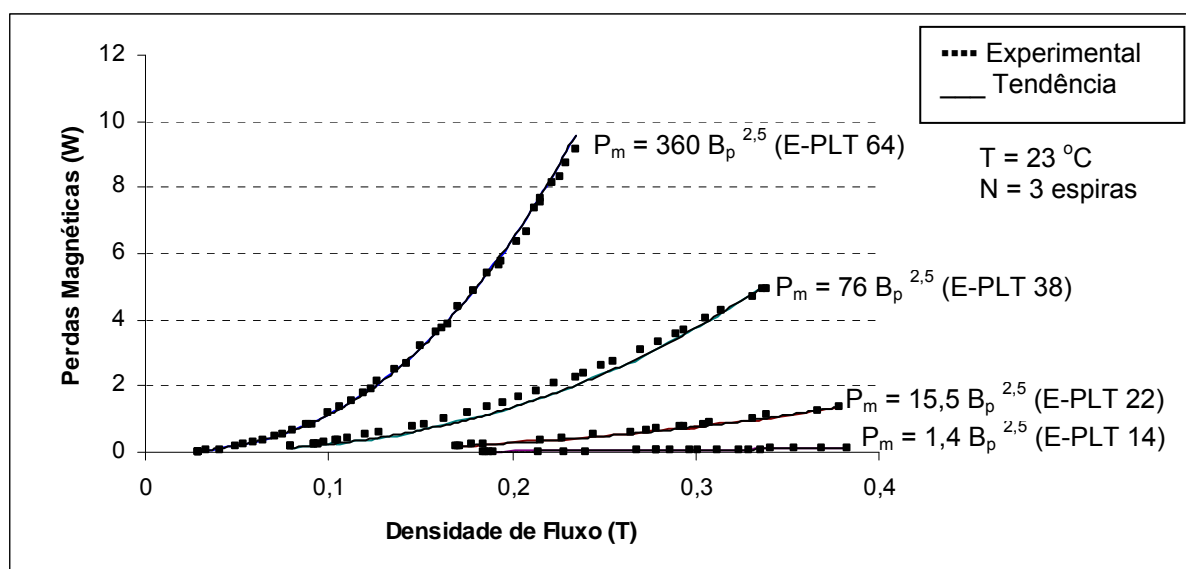


Fig. 5.29 - Perda magnética total em função da indução magnética, para diferentes volumes e para a frequência de 60 kHz.

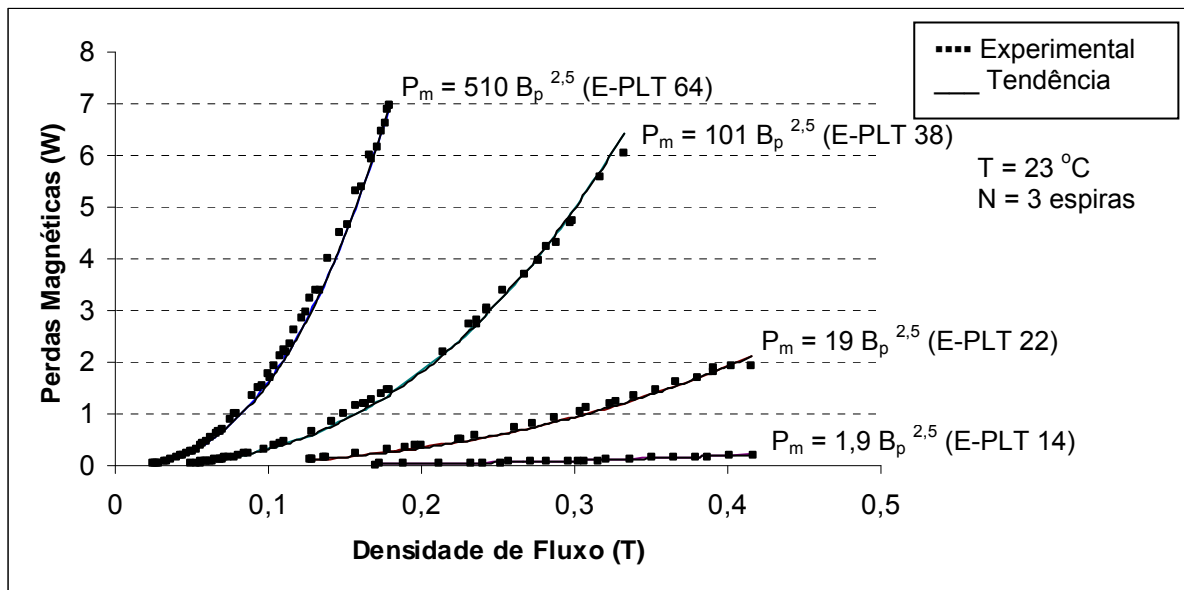


Fig. 5.30 - Perda magnética total em função da indução magnética, para diferentes volumes e para a frequência de 80 kHz.

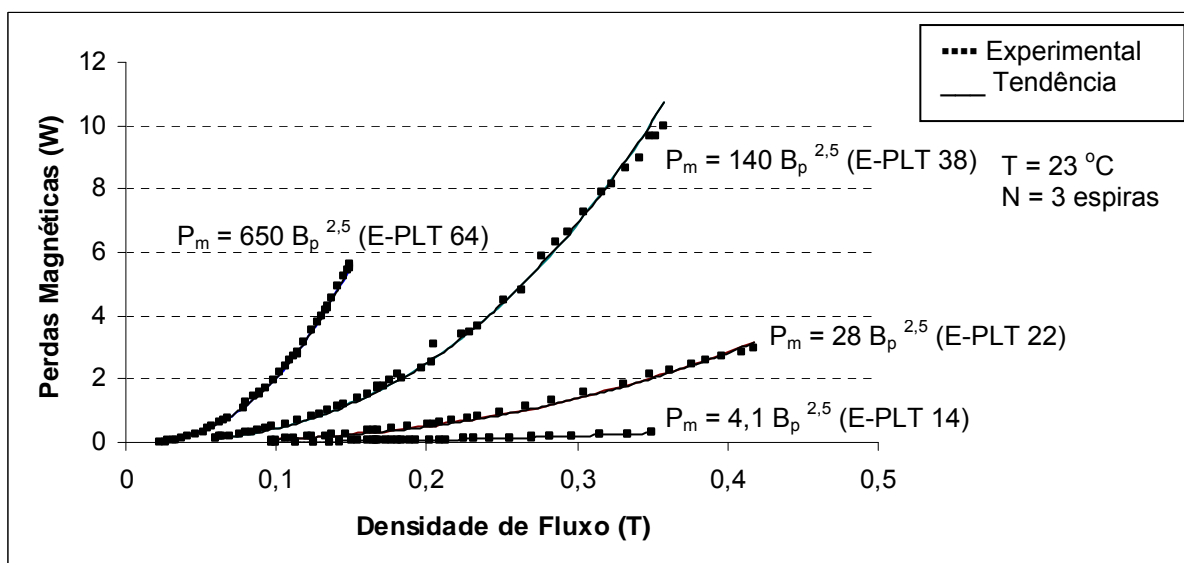


Fig. 5.31 - Perda magnética total em função da indução magnética, para diferentes volumes e para a frequência de 100 kHz.

Dos gráficos apresentados, pode-se perceber que as perdas magnéticas estão relacionadas com a indução magnética, para os valores de frequência e núcleos utilizados, de acordo com a seguinte expressão:

$$P_m = K_0 B_p^{2,5}, \quad (W) \quad (5.16)$$

em que K_0 varia em função da frequência e do volume do núcleo e o expoente y tem o mesmo valor daquele apresentado na tabela 5.1.

A partir dos resultados obtidos para o elemento magnético com um núcleo planar feito com material 3F3, serão obtidos um modelo de perdas e os valores dos parâmetros a serem utilizados neste modelo.

5.8.2 Perda magnéticas total em função do volume.

Fixando um valor de $B_p = 0,1$ T, pode-se traçar um gráfico das perdas magnéticas em função do volume para as três frequências usadas.

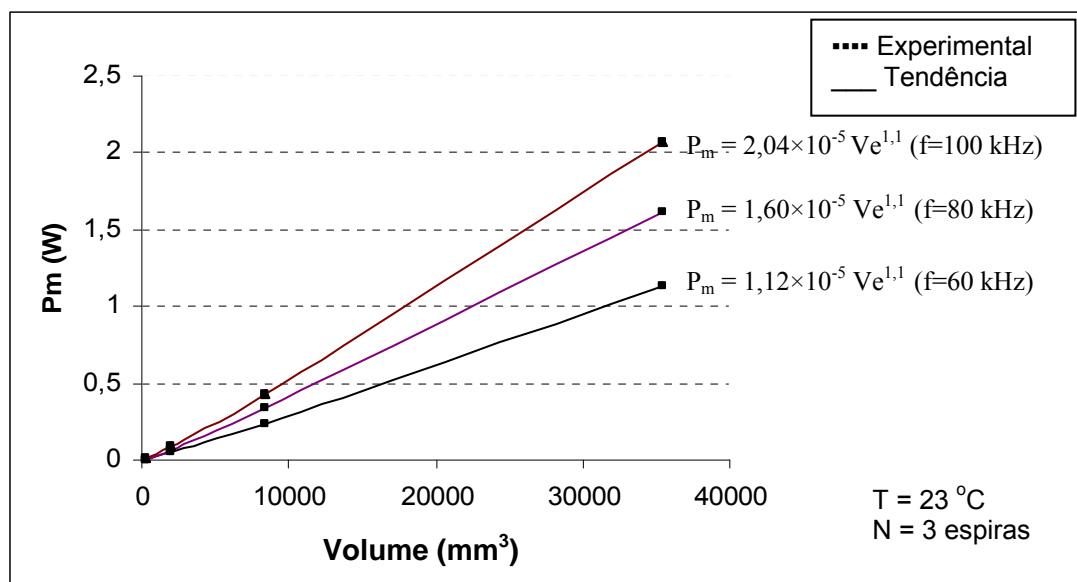


Fig. 5.32 - Perda magnética total em função do volume do núcleo para as frequências de 60, 80 e 100 kHz, com $B_p = 0,1$ T.

A partir destes resultados obtém-se uma equação que relaciona as perdas magnéticas e o volume:

$$Pm = K_1 V e^{1,1}, \quad (5.17)$$

em que K_1 varia em função de B_p e f .

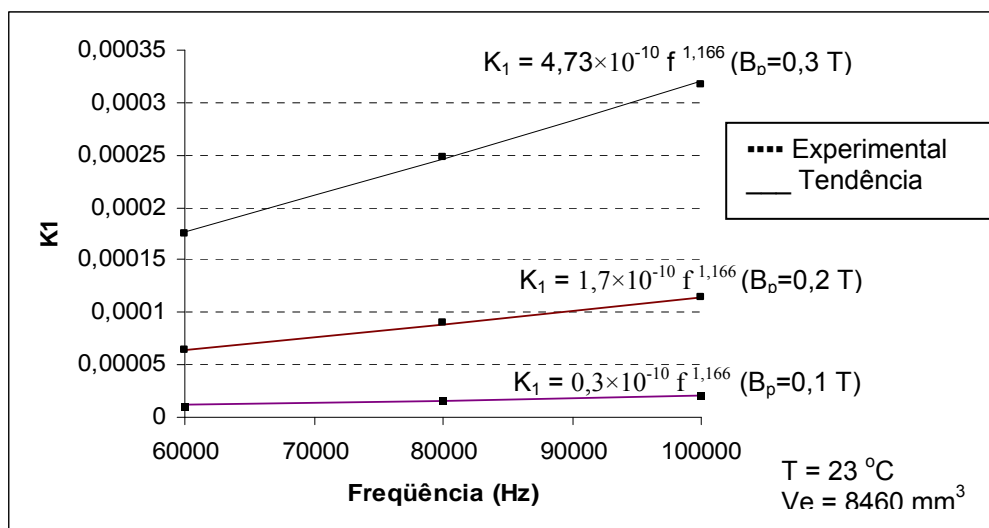
A mesma relação é obtida para outros valores de B_p , para os quais os valores de K_1 são apresentados na tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Fator K_I para diferentes valores de indução magnética.

B_p (T)	K_I (60 kHz)	K_I (80 kHz)	K_I (100 kHz)
0,1	$1,12 \times 10^{-5}$	$1,60 \times 10^{-5}$	$2,04 \times 10^{-5}$
0,2	$6,36 \times 10^{-5}$	$9,02 \times 10^{-5}$	$1,15 \times 10^{-4}$
0,3	$1,75 \times 10^{-4}$	$2,49 \times 10^{-4}$	$3,17 \times 10^{-4}$

5.8.3 Fator K_I em função da frequência e da indução magnética.

Sabendo-se que o fator K_I varia de acordo com a frequência de operação e com a indução magnética, utilizando-se um volume constante (volume do núcleo E-PLT 38), traçaram-se as curvas de K_I em função da frequência para os valores de indução magnética de pico de 0,1, 0,2 e 0,3 T. Os gráficos são mostrados na fig. 5.33.

Fig. 5.33 - K_I em função da frequência para indução magnética de 0,1, 0,2 e 0,3 T.

Assim tem-se:

$$K_1 = K_2 f^{1,166}, \quad (5.18)$$

em que K_2 varia em função de B_p .

5.8.4 Fator K_2 em função da indução magnética

A fig. 5.34 mostra a variação de K_2 em função de B_p .

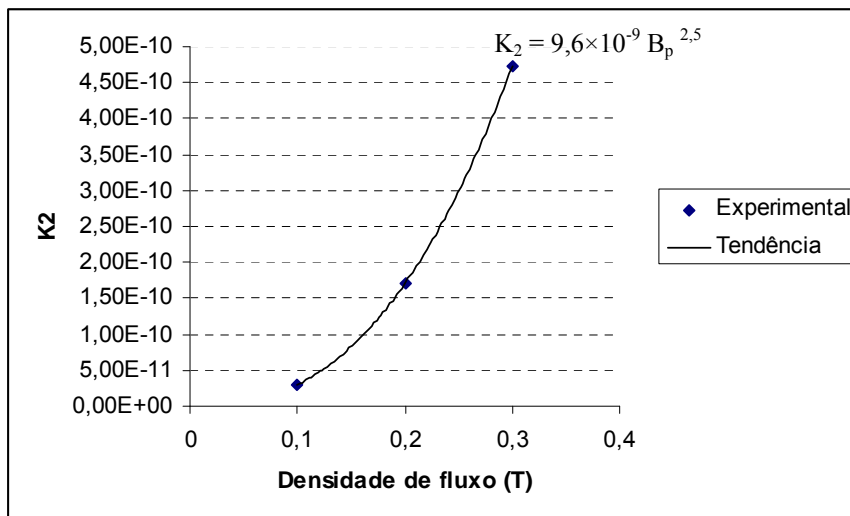


Fig. 5.34 - K_2 em função da indução magnética.

Pela curva, observa-se que K_2 varia com $B_p^{2,5}$. Assim:

$$K_2 = K_3 B_p^{2,5} \quad (5.19)$$

Desta forma, a partir de (5.17), (5.18) e (5.19), tem-se:

$$P_m = K_3 B_p^{2,5} f^{1,166} V_e^{1,1} \quad (\text{W}) \quad (5.20)$$

Para determinar o valor de K_3 , basta utilizar o valor de P_m para um determinado valor de B , f e V_e . Desta forma, tem-se a expressão completa de perdas magnéticas para o material estudado. Devido a pequenas variações de K_3 (entre $9,0 \times 10^{-9}$ e $9,6 \times 10^{-9}$), dependendo dos valores que foram utilizados, é mais conveniente que se faça uma média entre todos os valores obtidos. Desta forma, adotou-se um valor para K_3 igual a $9,2 \times 10^{-9}$.

Para que se possa estender o modelo obtido para outros materiais, e sabendo-se que as perdas magnéticas são influenciadas pela temperatura, pode-se escrever a equação de perdas da seguinte maneira:

$$P_m = C_m B_p^y f^x V_e^z C(T_n) \quad (\text{W}), \quad (5.21)$$

em que $C(T_n)$ é o fator de correção para temperaturas diferentes de 100°C para os núcleos planares da série E feitos com o material 3F3 operando na faixa de frequência de 20 a 100 kHz. Os outros parâmetros valem:

$$C_m = 9,2 \times 10^{-9};$$

$$x=1,166;$$

$$y=2,5 \text{ (valor igual ao encontrado em [4]); e}$$

$$z=1,1.$$

5.9 Comparação dos resultados obtidos experimentalmente com os modelos analíticos.

Os valores das perdas em função da indução magnética mostrados nos gráficos das figs. 5.35, 5.36, 5.37 e 5.38 foram obtidos conforme abaixo:

- experimentais, medidos à temperatura ambiente (em torno de 23°C);
- calculados usando o modelo proposto e seus parâmetros;
- calculados com a equação apresentada por Mulder para ondas senoidais; e
- calculados com a equação apresentada por Mulder utilizando a frequência senoidal equivalente.

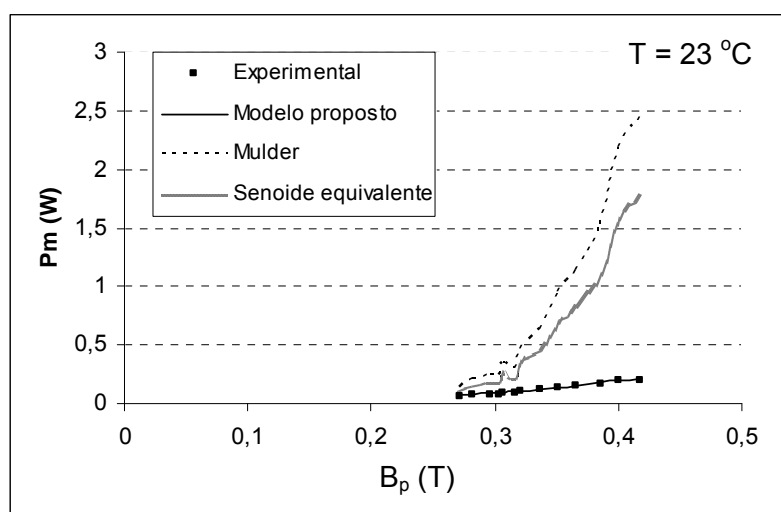


Fig. 5.35 - Resultados obtidos para o núcleo E-PLT 14 numa frequência de 80 kHz.

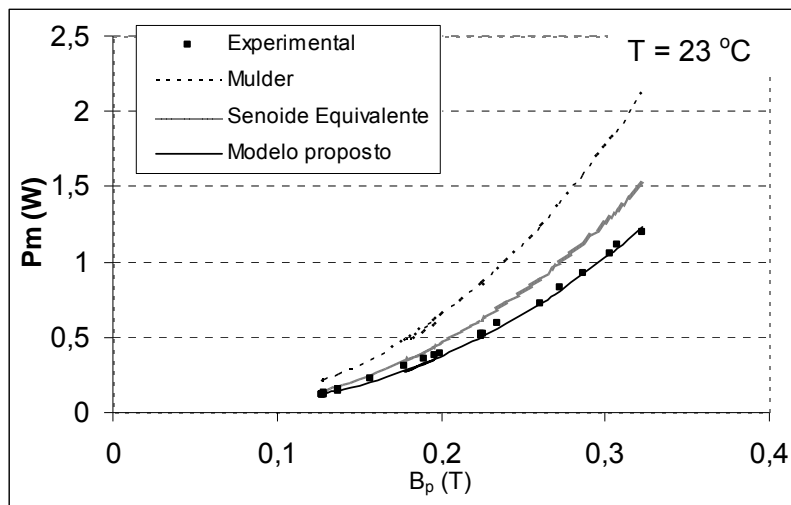


Fig. 5.36 - Resultados obtidos para o núcleo E-PLT 22 numa frequência de 80 kHz.

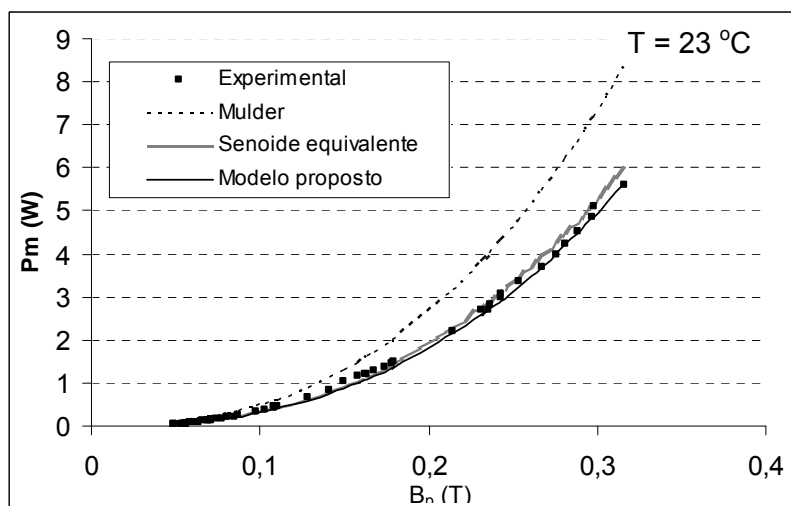


Fig. 5.37 - Resultados obtidos para o núcleo E-PLT 38 numa frequência de 80 kHz.

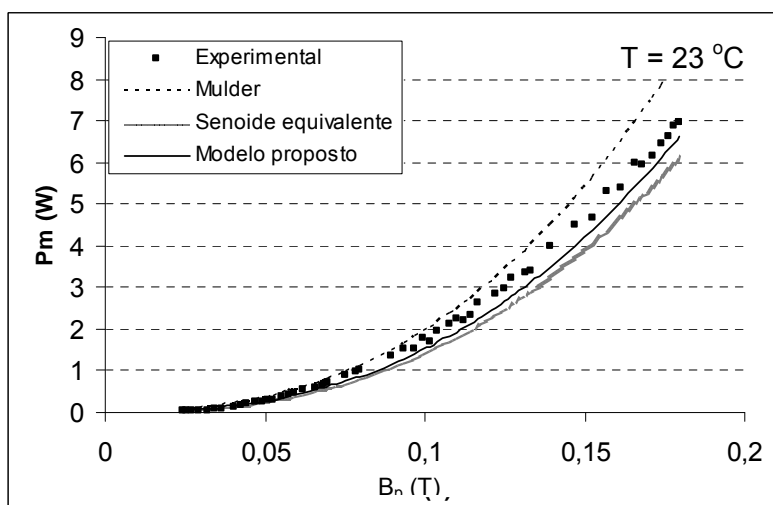


Fig. 5.38 - Resultados obtidos para o núcleo E-PLT 64 numa frequência de 80 kHz.

Com estes gráficos pode-se perceber que os valores obtidos com os modelos de Mulder e com a frequência corrigida para onda quadrada ficam próximos dos valores experimentais somente para um tamanho de núcleo (E-PLT 38).

Para o modelo proposto neste trabalho, os valores se aproximam dos valores obtidos experimentalmente para todos os tamanhos de núcleos estudados.

Percebe-se que para o núcleo E-PLT64 ocorre o maior erro, sugerindo achar um coeficiente z próprio para estes núcleos caso o fabricante venha a produzir núcleos com volumes maiores que este.

Outro teste para validação do modelo foi feito medindo-se as perdas magnéticas em função da indução magnética para diversas frequências. O resultado é mostrado na fig. 5.39. Observa-se que o modelo proposto permite obter bons resultados para uma ampla faixa de frequências.

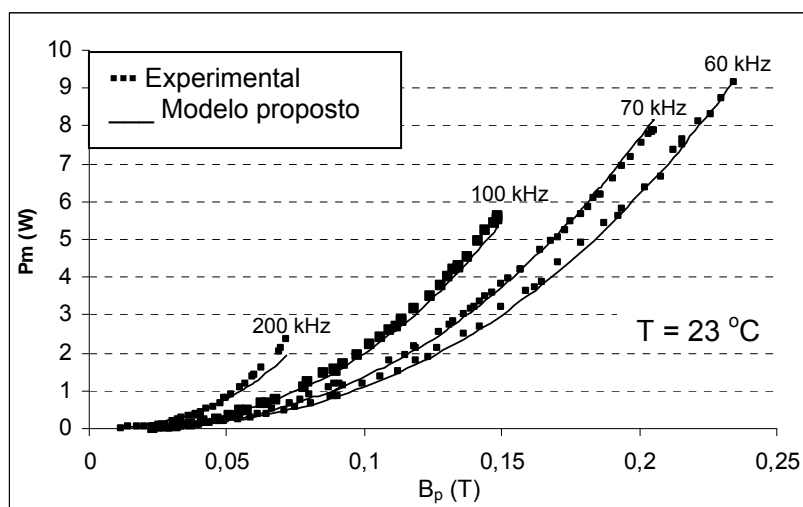


Fig. 5.39 - Resultados obtidos para o núcleo E-PLT 64 para diversas frequências.

5.10 Elevação da temperatura no núcleo em função das perdas magnéticas.

Para finalizar este capítulo referente às perdas magnéticas, será apresentado o efeito destas perdas nos núcleos planares.

Com o aumento das perdas magnéticas há também um aumento da temperatura no núcleo, como mostra a fig. 5.40. Os pontos do gráfico, correspondente ao núcleo E38, são obtidos a partir de medições efetuadas usando enrolamentos com diferentes números de espiras. Com o aumento do número de espiras as perdas magnéticas são menores.

Devido a isso, para perdas magnéticas até 1 W e temperatura até 60 °C, há uma grande concentração de pontos, sendo que muitos estão sobrepostos, não aparecendo no gráfico.

Como os gráficos para o núcleo E38 para outros números de espiras são praticamente iguais, para os núcleos E22 e E64 os pontos foram obtidos utilizando somente enrolamentos com 3 espiras.

Cabe aqui observar que cada uma das medições é feita somente depois que a temperatura atinge um regime permanente. Assim, o que está exposto no gráfico da fig. 5.40 é resultado de aproximadamente duas semanas de medições. Também destaca-se o fato que muitos pontos foram medidos mais de uma vez, para garantir sua validade.

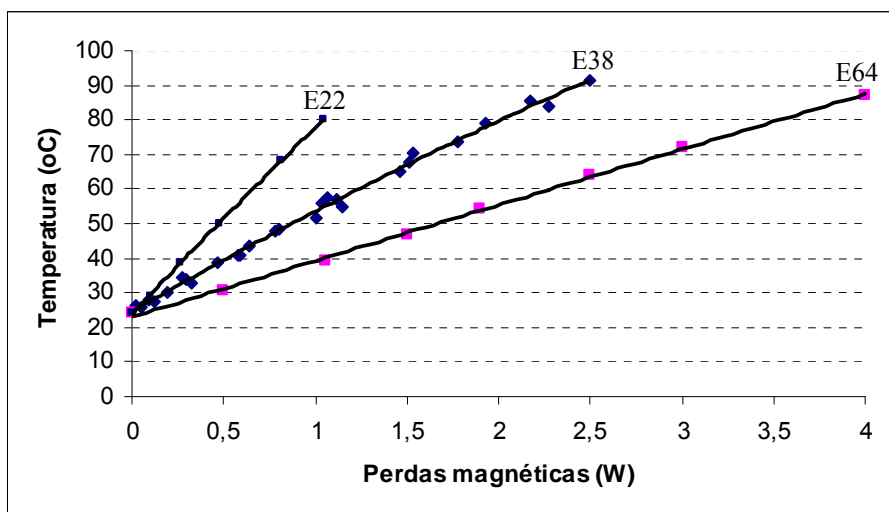


Fig. 5.40 - Temperatura no núcleo em função das perdas.

Destes gráficos pode-se obter uma expressão que relaciona a temperatura no núcleo (T_n) em função das perdas magnéticas para cada um dos três núcleos:

$$T_n = -3,2216 P_m^2 + 57,126 P_m + T_a \quad (\text{E22}) \quad (5.22)$$

$$T_n = -1,4468 P_m^2 + 30,441 P_m + T_a \quad (\text{E38}) \quad (5.23)$$

$$T_n = -0,0416 P_m^2 + 16,289 P_m + T_a \quad (\text{E64}), \quad (5.24)$$

em que T_a é a temperatura ambiente.

5.11 Conclusão

Neste capítulo foi mostrado como as perdas magnéticas do componente são influenciadas por fatores relacionados ao material do núcleo, frequência de operação, indução magnética, forma de onda, temperatura, etc.

A partir de medições feitas em núcleos com volumes diferentes, variando-se a frequência, a densidade de fluxo e a temperatura, obteve-se um modelo de perdas magnéticas.

Resultados experimentais foram comparados com os resultados obtidos através do cálculo utilizando o modelo proposto, mostrando um bom desempenho para uma ampla faixa de frequências.

No próximo capítulo serão abordados aspectos referentes aos enrolamentos do elemento magnético.

Capítulo 6

Perdas e efeitos parasitas nos enrolamentos planares

No capítulo 5 foram abordados aspectos referentes ao núcleo do elemento magnético planar. Neste capítulo, serão estudadas características relacionadas ao enrolamento do componente magnético, dando uma atenção especial aos efeitos que ocorrem quando estes estão operando em alta frequência.

O estudo inicia-se pelas perdas de energia nos enrolamentos planares avaliando a resistência, o efeito pelicular e o efeito de proximidade. É analisada também a elevação de temperatura causada por esta perda, tanto no próprio enrolamento quanto em outro enrolamento e no núcleo.

6.1 Perdas nos enrolamentos

As perdas nos enrolamentos (ou perdas no cobre) são relacionadas à resistência do material condutor à passagem da corrente elétrica. A obtenção destas perdas não é uma tarefa difícil quando se assume que não há perdas por correntes induzidas e que a espessura dos condutores é tal que o efeito pelicular possa ser desprezado.

Assim sendo, a perda nos enrolamentos (valor médio) para uma corrente variante no tempo pode ser calculada por:

$$P_e = \frac{1}{T} \int_T R_{cc} I(t)^2 dt \quad (6.1)$$

A equação anterior pode também ser escrita como:

$$P_e = R_{cc} I_{ef}^2, \quad (6.2)$$

em que I_{ef} é o valor eficaz da corrente.

Quando o enrolamento do elemento magnético está submetido a uma corrente variante no tempo, em alta frequência, o efeito pelicular não poderá mais ser desconsiderado. Além do efeito pelicular, aparece também nos enrolamentos o efeito de proximidade. Estes dois efeitos serão discutidos na sequência.

6.2 Efeito Pelicular⁶

Na determinação da área da secção transversal do condutor disponível para circulação de corrente há que se levar em conta o efeito pelicular e o efeito de proximidade. O efeito pelicular aparece devido à presença de correntes alternadas que geram um campo magnético circular no condutor. Este campo induz correntes parasitas que fazem com que a corrente que fluía em toda a área do condutor seja deslocada para a superfície. Com isso, há um aumento da resistência do condutor, em função da redução de sua área para circulação de corrente, uma vez que:

$$R_{cc} \propto \frac{\rho l}{S} \quad (6.3)$$

Onde:

R_{cc} = resistência do condutor (Ω);

ρ = resistividade do material ($\Omega \text{ m}$);

l = comprimento do condutor (m); e

S = seção transversal por onde flui a corrente (m^2).

A partir da fig. 6.1, em que se tem um condutor com uma corrente I variável no tempo, é possível entender qualitativamente o efeito pelicular. Observa-se, desta figura, que na região central do condutor há uma redução da densidade de corrente, influenciada pela indução magnética, enquanto que na superfície há um aumento da mesma.

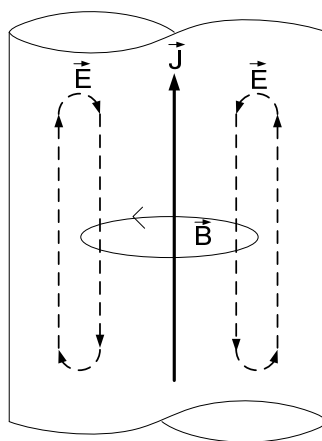


Fig. 6.1 – Efeito pelicular. J indica a corrente no condutor, B o campo magnético e E o campo elétrico.

⁶ A concentração de corrente próxima à superfície do condutor chama-se efeito pelicular (*skin effect*) ou efeito Kelvin em homenagem a Lord Kelvin, por sua contribuição ao estudo deste efeito em condutores cilíndricos (1889) [37]

O efeito pelicular depende do campo elétrico \vec{E} e da sua frequência, e da condutividade do condutor [38].

A corrente I gera um campo de indução \vec{B} , cujas linhas são circulares e ao qual está associado um campo elétrico \vec{E} que tende a reforçar a corrente próximo à superfície e enfraquecê-lo no centro [39].

A fig. 6.2 mostra a distribuição da corrente num condutor planar de cobre a uma frequência de 80 kHz.

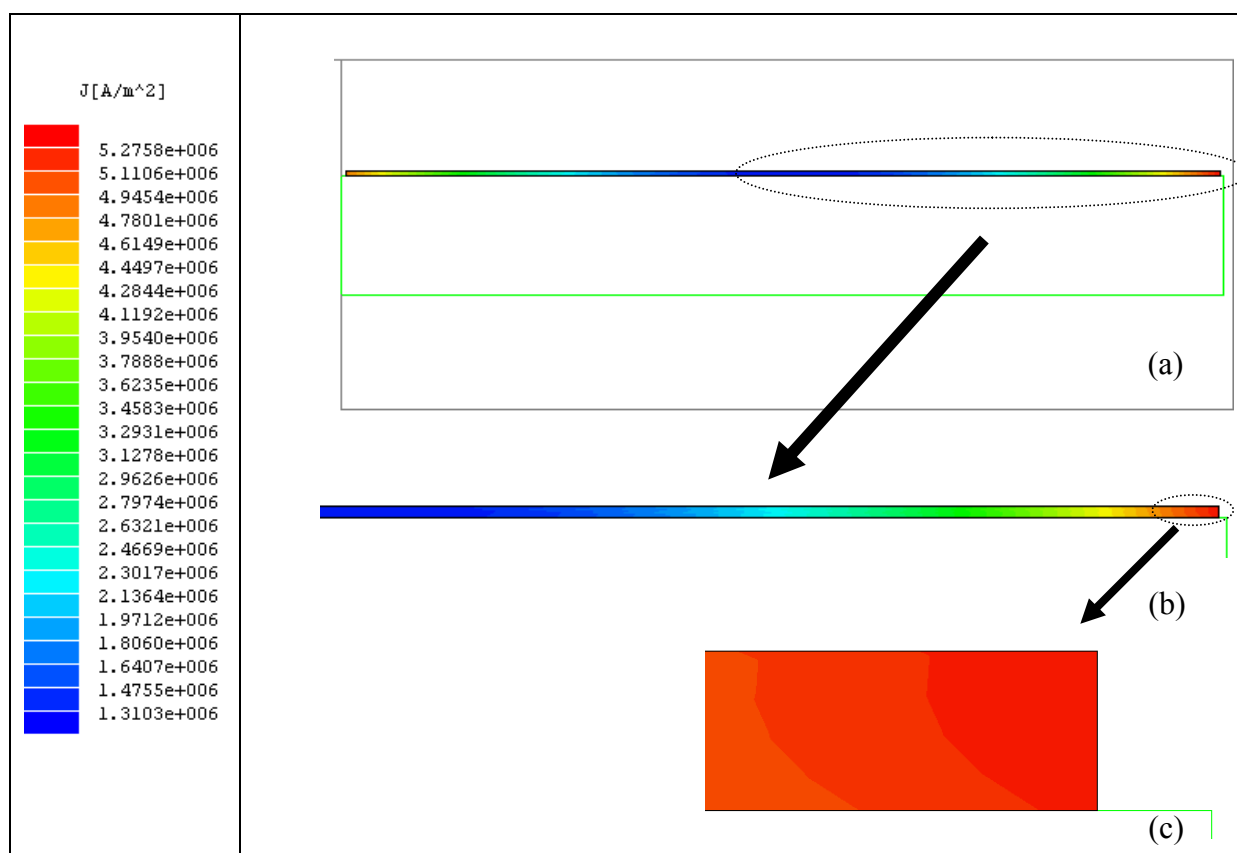


Fig. 6.2 - Distribuição da corrente num condutor planar.

Percebe-se que a densidade de corrente na parte central deste condutor, tomando como referência um eixo horizontal, é aproximadamente 4 vezes menor que a densidade de corrente nas bordas, evidenciando assim o efeito das correntes induzidas.

Quanto à distribuição no sentido vertical, como está destacada na fig. 6.2(c), esta diferença não existe, já que neste caso a espessura da lâmina condutora é menor que a profundidade de penetração.

Para que o efeito pelicular seja pequeno deve-se ter, no caso de enrolamentos planares, uma relação $h_w/\delta \leq 2$, sendo h_w a altura da trilha condutora e δ a profundidade de penetração, dada pela expressão (6.4). Quando $h_w/\delta = 2$ tem-se que a corrente circula praticamente por quase toda a seção transversal do condutor, com efeito pelicular reduzido.

O efeito pelicular pode ser quantificado pela profundidade de penetração do campo, que é:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_c}{\pi \mu_r \mu_0 f}} \quad (m) \quad (6.4)$$

Onde:

ρ_c = resistividade do cobre (que depende da temperatura);

μ_r = permeabilidade relativa do material (adimensional);

μ_0 = permeabilidade do ar ($\mu_0 = 4 \pi \times 10^{-7}$ H/m).

A resistividade do cobre a uma determinada temperatura pode ser calculada por:

$$\rho_c = \rho_{20^\circ\text{C}} [1 + \alpha_c (T - 20)] \quad (6.5)$$

onde: $\rho_{20^\circ\text{C}}$ = resistividade do cobre a $20^\circ\text{C} = 1,709 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$;

ρ_c = resistividade do cobre na temperatura T considerada ($\Omega\text{ m}$);

α_c = coeficiente de temperatura do cobre = $0,00393 / ^\circ\text{C}$;

T = temperatura média nos condutores ($^\circ\text{C}$).

Assim, a espessura da trilha da placa, desprezando-se o efeito pelicular, pode ser obtida usando:

$$h_w \leq 2 \sqrt{\frac{\rho_c}{\pi \mu_r \mu_0 f}} \quad (m), \quad (6.6)$$

em que $\mu_r = 1$, já que o cobre é um material não ferromagnético.

Ou seja, para as placas com espessuras de 35 ou 70 μm (padronizadas pela indústria), pode-se calcular a máxima frequência abaixo da qual o efeito pelicular pode ser desprezado. Deste modo, uma PCI com espessura de cobre de 35 μm , à temperatura de 100°C , pode então operar até uma frequência de 18 MHz, e para espessura de 70 μm , até 4,5 MHz.

De acordo com INGRAM [32], 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, como mostrado na fig.6.1, 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. O resultado desta separação é mostrado na fig. 6.3.

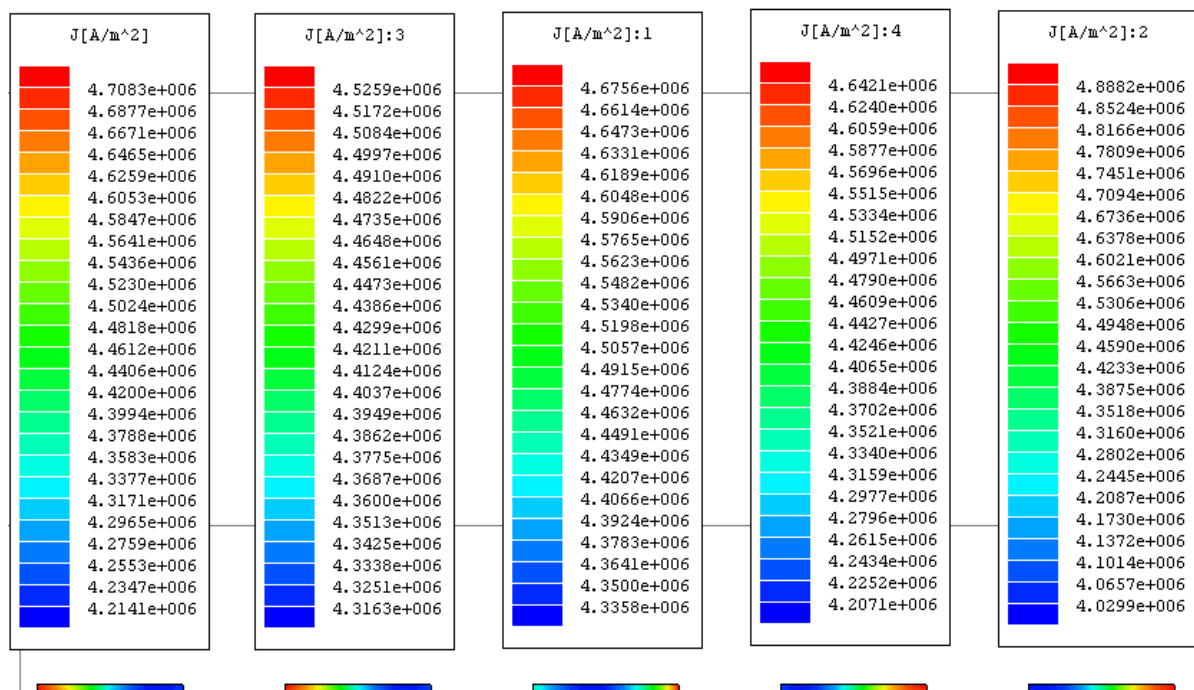


Fig. 6.3 - Enrolamento planar dividido em cinco condutores em paralelo.

A partir deste resultado, pode-se perceber que a distribuição da corrente se torna mais uniforme, ou seja, o valor de máxima densidade é em média apenas 10% maior que o valor correspondente à menor densidade.

Na fig. 6.3 também pode ser visto que a distribuição da corrente é diferente em cada um dos condutores. Isto acontece devido a outro fenômeno, chamado de efeito de proximidade.

6.3 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.

Para analisar o efeito de proximidade num enrolamento planar, é necessário verificar como se comporta o campo magnético na estrutura do enrolamento.

A fig. 6.4 mostra uma lâmina condutora isolada.

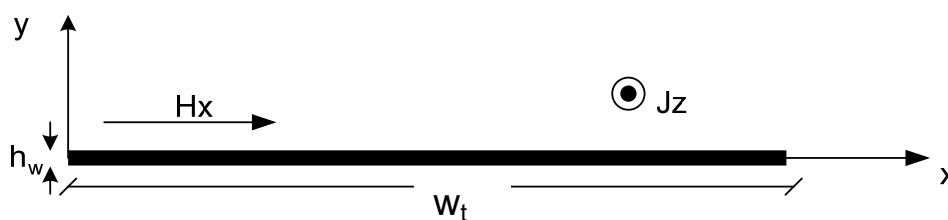


Fig. 6.4 - Lâmina condutora isolada.

Considerando-se que a lâmina condutora é percorrida por uma corrente de pico I_p , e que a sua espessura 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 sua superfície. A equação para as perdas em condução, por unidade de comprimento, é [15]:

$$P_{eCA} = (\Lambda_F + 1) I_{rms}^2 R_{cc} + \Lambda_G w_t^2 H_x^2 R_{cc}, \quad (6.7)$$

em que os fatores Λ_F e Λ_G referem-se às perdas pelo efeito pelicular e pelo efeito de proximidade, respectivamente, e são dados por:

$$\Lambda_F = \frac{\alpha \sinh \alpha + \sin \alpha}{2 \cosh \alpha - \cos \alpha} - 1 \quad (6.8)$$

$$\Lambda_G = \alpha \frac{\sinh \alpha - \sin \alpha}{\cosh \alpha + \cos \alpha}, \quad (6.9)$$

Com $R_{cc} = 1/(\sigma h_w w_t)$

Onde: $\alpha = h_w/\delta$

Em baixas freqüências, em que δ é grande, ou em lâminas finas, cuja espessura h_w é reduzida, o efeito pelicular pode ser ignorado, pois α aproxima-se de 0 ($h_w \ll \delta$).

O fator Λ_G é maior que o fator Λ_F para os mesmos valores de α , e ambos aumentam com o aumento da freqüência, o que pode ser visto nas curvas da fig. 6.5. Isto implica que, a partir de uma certa freqüência, as perdas causadas pelo efeito de proximidade serão maiores que as causadas pelo efeito pelicular.

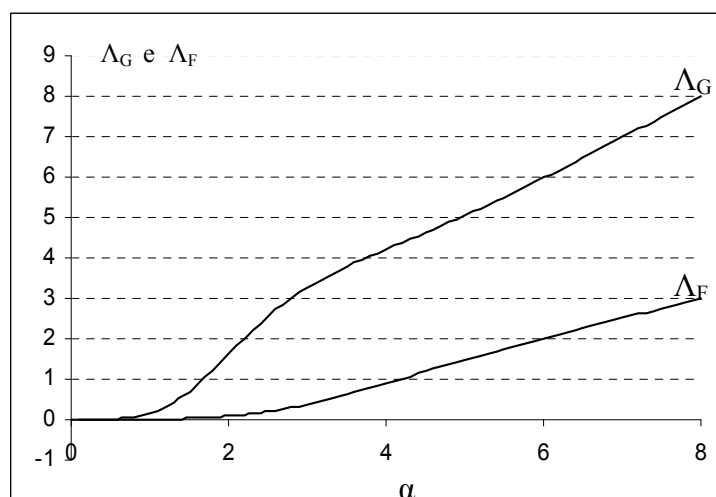


Fig. 6.5 - Fatores Λ_F e Λ_G em função de α .

Além disso, (6.7) mostra que as perdas devido ao efeito de proximidade são proporcionais ao quadrado do campo magnético. Isto significa que, nos pontos onde o campo é mais intenso, as perdas serão maiores.

6.4 Resistência do enrolamento

A resistência CC do enrolamento é dada pela seguinte equação:

$$Re_{cc} = \frac{\rho_c MLT N}{S_c} \quad (6.10)$$

Onde:

Re_{cc} = resistência do enrolamento;

S_c = área da seção transversal do condutor, dada por $S_c = h_w w_t$;

MLT = comprimento médio de uma espira (visto no capítulo 3); e

N = número de espiras.

A partir da equação (6.10) e dos parâmetros do enrolamento apresentados na fig. 6.6, pode-se calcular o valor da resistência em corrente contínua.

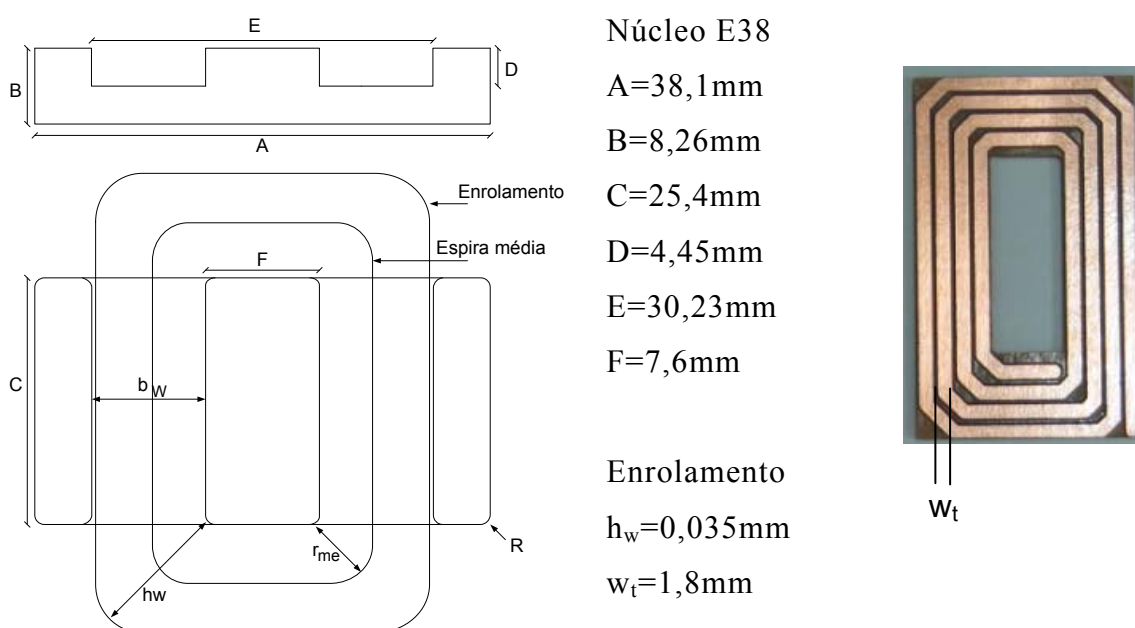


Fig. 6.6 - Parâmetros do núcleo E38 e do enrolamento sob ensaio.

O valor da resistência do enrolamento em corrente contínua foi obtido de duas formas. A primeira foi através da medição direta utilizando-se uma ponte RLC. A segunda foi uma medição indireta, através do cálculo (feito pelo osciloscópio) da razão entre a queda de tensão medida no enrolamento primário e a corrente neste enrolamento.

Também foi obtido experimentalmente o valor da resistência em corrente alternada a uma frequência de 80 kHz.

O valor da resistência do enrolamento em corrente alternada pode ser obtido a partir da divisão da perda de potência no enrolamento (4.3) pela corrente eficaz ao quadrado. Ou, alternativamente, dividindo a diferença entre as tensões do enrolamento

primário e o enrolamento de sonda pela corrente no enrolamento primário. Este cálculo é feito com o auxílio do instrumento virtual.

A tabela 6.1 mostra os valores de resistência em corrente contínua e alternada para enrolamentos com diferente número de espiras.

Tabela 6.1 – Valores de resistência para corrente alternada ($f = 80$ kHz) e corrente contínua.

N	R_{ecc} teórico	R_{el} ca	R_{el} cc	R_{el} cc ⁷
1	0,008	0,005	0,005	0,010
2	0,028	0,023	0,020	0,021
3	0,067	0,063	0,059	0,063
4	0,142	0,16	0,137	0,156
5	0,246	0,245	0,241	0,257
6	0,366	0,393	0,374	0,390
7	0,563	0,584	0,580	0,596
8	0,855	0,903	0,855	0,975
9	0,966	1,113	1,103	1,111
10	1,288	1,243	1,233	1,232

Cabe lembrar que nas PCIs utilizadas os enrolamentos primário e secundário são iguais. Conseqüentemente, eles têm resistências com valores iguais ou bastante próximos.

Comparando-se os valores calculados com os obtidos experimentalmente, percebe-se que o erro entre eles é pequeno.

Devido aos valores de resistência serem baixos deve-se ter um cuidado nas conexões, bem como devem ser consideradas as resistências dos fios de conexão ($R_{fio} = 0,017\Omega$) e a temperatura em que foi feita cada medição.

6.5 Elevação da temperatura no condutor em função da densidade de corrente

Valores obtidos experimentalmente mostram que a elevação de temperatura em relação à densidade de corrente para um sinal em CC é similar à elevação da temperatura do enrolamento submetido a um sinal em CA. Isto pode ser observado nas figs. 6.7 e 6.8, em que o sinal CA tem frequência de 80 kHz.

⁷ Estes valores foram obtidos utilizando-se uma ponte RCL da empresa ICEL.

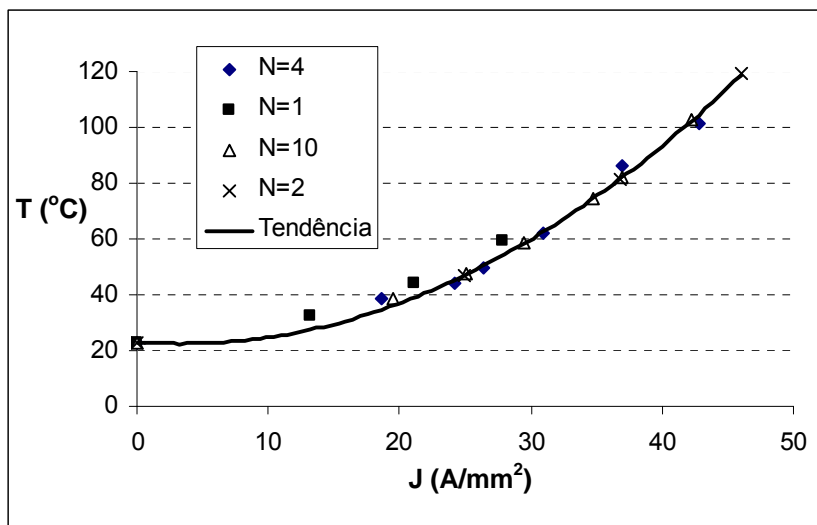


Fig. 6.7 - Temperatura no enrolamento em função da densidade de corrente para um sinal CC e diferentes números de espiras.

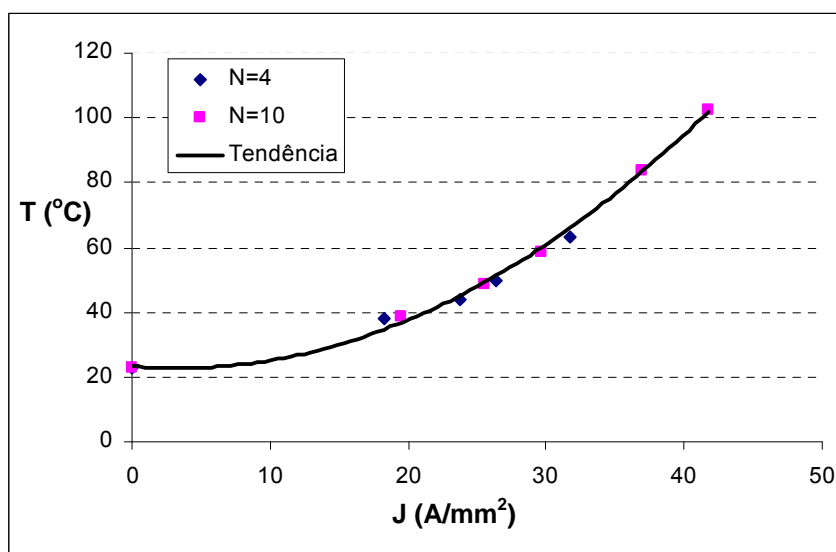


Fig. 6.8 - Temperatura no enrolamento em função da densidade de corrente para um sinal CA com um número de espiras de 4 e 10.

Nas figs. 6.7 e 6.8 pode ser observado que a temperatura no enrolamento é pouco sensível ao número de espiras..

A partir das curvas, agrupadas na fig. 6.9, pode-se perceber que os efeitos causados pelo fato de a corrente ser alternada não são relevantes na elevação da temperatura no enrolamento. Em função disto, a resistência em corrente alternada será considerada igual à resistência em corrente contínua, visto que os efeitos gerados pela

variação do sinal de tensão e de corrente na frequência utilizada são pequenos para este tipo de enrolamento.

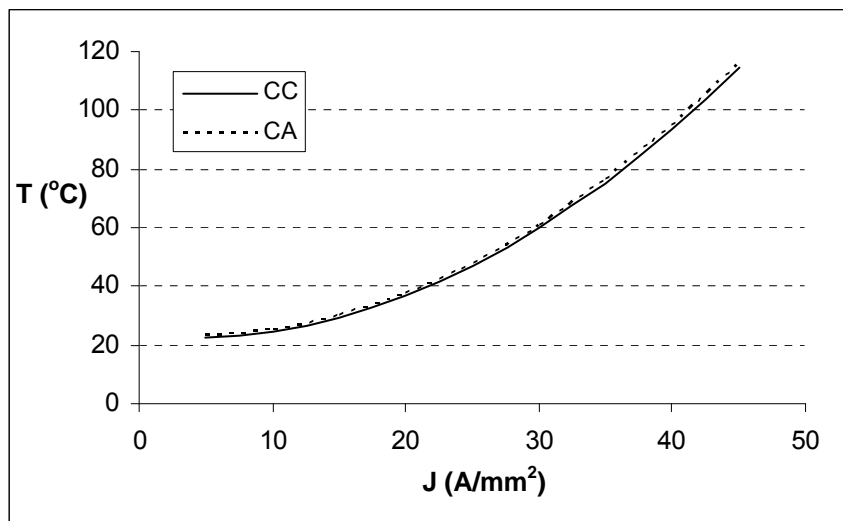


Fig. 6.9 - Comparação das temperaturas nos enrolamentos para corrente alternada e corrente contínua.

Uma vez que a temperatura em função da densidade de corrente não varia significativamente com o número de espiras nem com o fato de a corrente ser alternada ou contínua, para os núcleos E22 e E64 foram feitas medições somente para corrente contínua e número de espiras igual a três. Os resultados são mostrados na fig. 6.10.

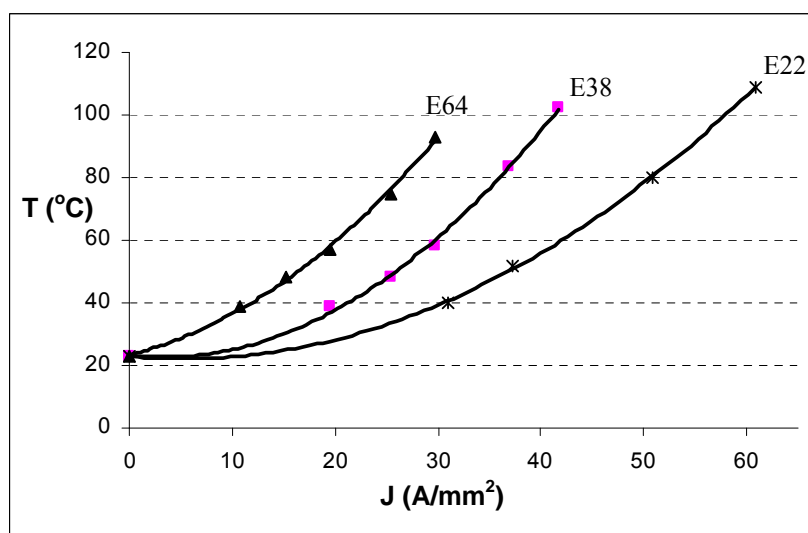


Fig. 6.10 - Temperatura no enrolamento em função da densidade de corrente nos enrolamentos feitos para os núcleos E22, E38 e E64.

Nos gráficos pode ser observado que quanto maior o núcleo maior é a temperatura no enrolamento para uma mesma densidade de corrente. Isto ocorre porque nos núcleos menores o enrolamento tem mais contato com o ar, facilitando a dissipação do calor. Para os núcleos grandes o enrolamento fica mais confinado no núcleo, dificultando a dissipação.

Dos valores obtidos experimentalmente pode-se então obter equações que relacionam a temperatura no enrolamento (T_e) com a densidade de corrente (J) para os três núcleos:

$$T_e = 0,0511J^2 - 0,7813J + T_a, \quad (\text{E64}) \quad (6.11)$$

$$T_e = 0,0537J^2 - 0,3548J + T_a, \quad (\text{E38}) \quad (6.12)$$

$$T_e = 0,0281J^2 - 0,2984J + T_a, \quad (\text{E22}) \quad (6.13)$$

em que J é dada em A/mm^2 e T_e e T_a (temperatura ambiente) são dadas em graus Celsius.

Cabe observar que os valores experimentais de temperatura foram obtidos através de um termopar fixado à trilha condutora por meio de uma membrana de silicone. Os sinais de tensão dos termopares foram medidos por um osciloscópio, que por sua vez estava ligado a um computador que efetuava a leitura dos dados. Desta forma, não havia interferência ou troca de calor com nenhum operador. O ambiente onde foram feitas as medições foi mantido com a temperatura em torno de 23°C .

Estas medições foram feitas utilizando-se um elemento magnético com um enrolamento de uma única camada, face simples, não havendo calor gerado por outros enrolamentos. Entretanto, na maioria dos casos são utilizadas placas com enrolamentos estampados em ambos os lados, situação na qual a elevação da temperatura de um dos enrolamentos vai contribuir para a elevação da temperatura no outro enrolamento.

Os gráficos da fig. 6.11 mostram a variação da temperatura no enrolamento primário em função da densidade de corrente no enrolamento secundário para dois valores distintos de densidade de corrente no enrolamento primário. Estas curvas foram obtidas experimentalmente para um núcleo E-PLT38.

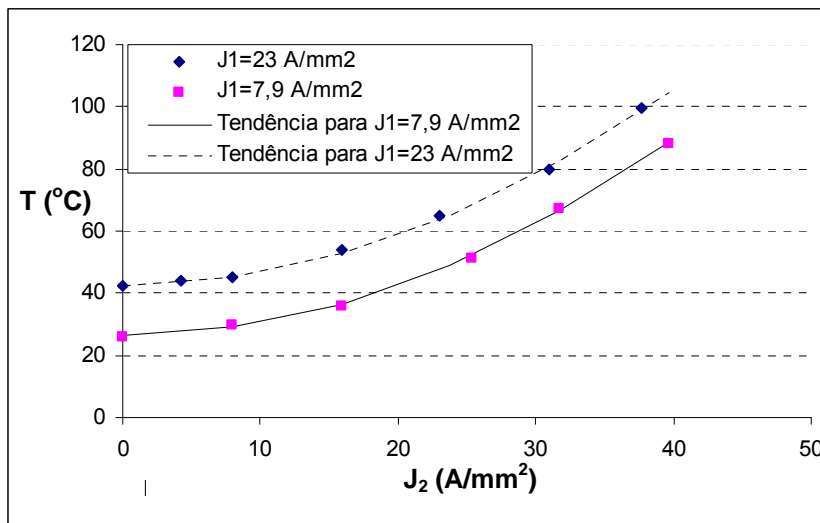


Fig. 6.11 - Temperatura no enrolamento primário influenciado pela densidade de corrente no enrolamento secundário.

Cada curva na fig. 6.11 foi obtida impondo-se uma densidade de corrente fixa no enrolamento primário (chamado de J_1) e diferentes densidades de corrente no enrolamento secundário (chamado de J_2).

Para as duas curvas da fig. 6.11, a temperatura no enrolamento primário sofre uma variação de acordo com a seguinte relação:

$$T_{e1} = 2,42 J_2^2 + 0,36 J_2 + T_{e1\text{ para } J_2=0} \quad (6.14)$$

Onde:

$T_{e1\text{ para } J_2=0}$ é a temperatura gerada somente pela corrente no enrolamento primário.

A fig. 6.12, obtida experimentalmente, mostra que as temperaturas nos dois enrolamentos são praticamente iguais. Isto ocorre devido à baixa resistência térmica do substrato e à proximidade entre os enrolamentos. Deste modo, pode-se considerar nos projetos que ambos os lados da camada da PCI estão sob a mesma temperatura.

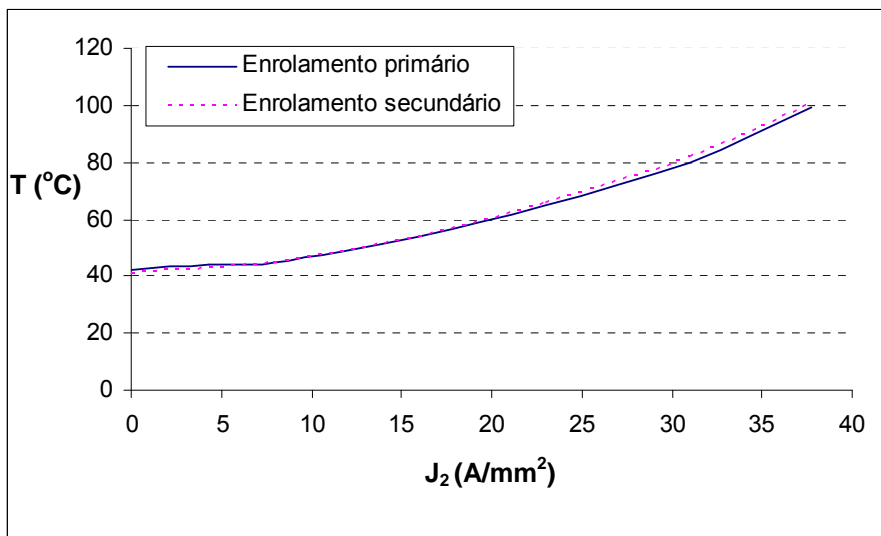


Fig. 6.12 - Temperatura nos enrolamentos em função da densidade de corrente.

Num elemento magnético em operação, tem-se a elevação da temperatura no núcleo, gerada pelas perdas magnéticas, e a elevação da temperatura nos enrolamentos, causada pelas perdas nos enrolamentos. Além disso, pode haver também a elevação da temperatura no núcleo causada pela elevação de temperatura nos enrolamentos e vice-versa, de forma a estabelecer o equilíbrio térmico no elemento magnético.

Na fig. 6.13 pode ser observado que, ao aumentar a corrente de carga, ou seja, ao aumentar a corrente que passa pelos enrolamentos do transformador, há um aumento na temperatura do enrolamento, e esta elevação de temperatura propaga-se para o núcleo.

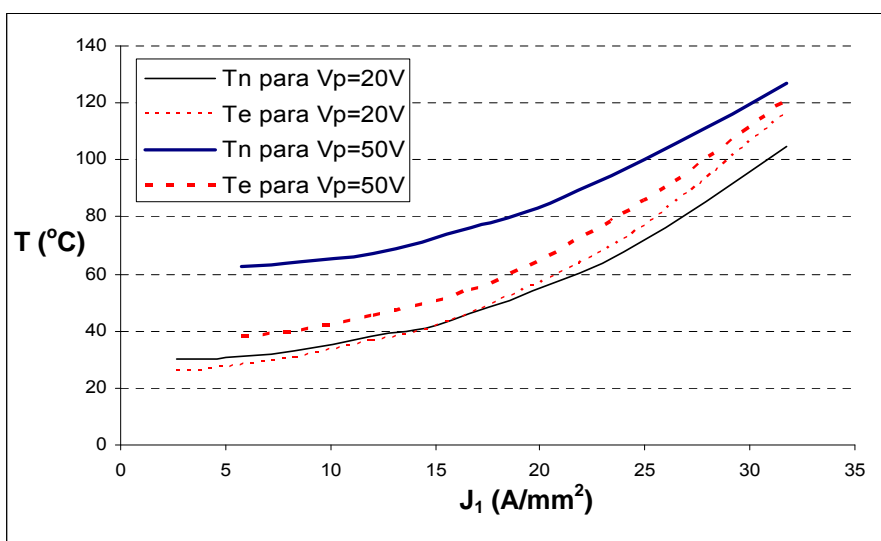


Fig. 6.13 - Temperatura no núcleo e no enrolamento em função da densidade de corrente.

Da fig. 6.13 podem ser obtidas equações que relacionam a temperatura no núcleo (T_n), e também a temperatura no enrolamento primário (T_{e1}), em função da densidade de corrente neste enrolamento:

$$T_n = 0,0931 J_1^2 - 0,6641 J_1 + T_{n(P_m)} \quad (6.15)$$

$$T_{e1} = 0,1083 J_1^2 - 0,6752 J_1 + T_{e1(P_m)} \quad (6.16)$$

Onde:

$T_{n(P_m)}$ é a temperatura no núcleo devido às perdas magnéticas;

$T_{e1(P_m)}$ é a temperatura no enrolamento primário devido à transferência do calor gerado pelas perdas magnéticas, como pode ser observado na fig. 6.14.

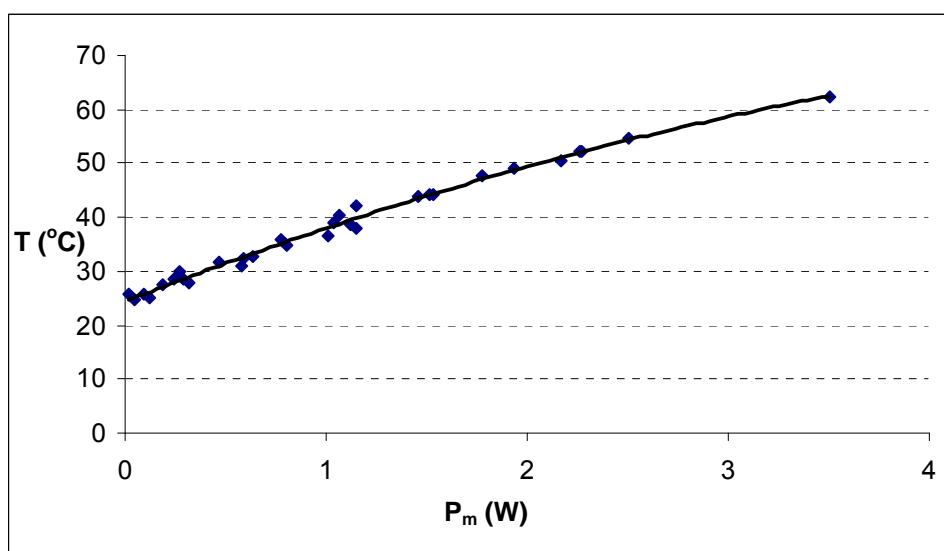


Fig. 6.14. Temperatura no enrolamento em função das perdas magnéticas.

Do gráfico da fig. 6.14, pode ser obtida a seguinte relação:

$$T_{e1} = -1,0871 P_m^2 + 14,679 P_m + T_a \quad (6.17)$$

O estudo para obtenção dos parâmetros a respeito da temperatura do núcleo e nos enrolamentos, mostrado anteriormente, foi feito de maneira experimental. Caso os resultados finais não apresentassem boa qualidade, outros estudos utilizando teorias da física e simulações numéricas poderiam ter sido adotados. Mas isto não se mostrou necessário.

6.6 Conclusão

Neste capítulo foi feito um estudo das perdas de energia no enrolamento de um elemento magnético planar e também dos efeitos que ocorrem nestes quando da operação em alta frequência.

Verificou-se através de estudos analíticos, simulações e dados experimentais, que o efeito skin e o efeito de proximidade tem pouca influência nas perdas de energia e que a elevação da temperatura num enrolamento submetido a um sinal AC é semelhante a elevação da temperatura quando ele é submetido ao um sinal CC.

Uma importante relação obtida neste capítulo é a elevação da temperatura em função da densidade de corrente. Esta relação, juntamente com relação obtida no capítulo 5, da elevação da temperatura no núcleo em função das perdas magnéticas, serão utilizadas no capítulo seguinte para determinar os valores ótimos de indução magnética e densidade de corrente.

Nesta etapa do trabalho também foi realizado um estudo relacionado às indutâncias de dispersão e às capacitâncias parasitas. Os resultados são apresentados no anexo VI.

Capítulo 7

Determinação dos valores de indução magnética e densidade de corrente para que o núcleo opere com mínimas perdas magnéticas

Neste capítulo serão utilizados todos os parâmetros obtidos e citados nos capítulos anteriores. O objetivo é determinar os valores da indução magnética e da densidade de corrente a serem utilizados como parâmetros de projetos de elementos magnéticos planares, para que estes operem com mínimas perdas magnéticas.

Para a determinação destes parâmetros serão utilizadas ferramentas de otimização baseadas em cálculo numérico. Um algoritmo de otimização utilizando o método do gradiente conjugado é testado e utilizado na primeira parte deste capítulo. No anexo II, que é um complemento deste, o método do gradiente conjugado é substituído por um algoritmo genético e demonstra-se que ambos convergem para os mesmos resultados. Para a segunda parte deste capítulo, somente o algoritmo genético é utilizado, por ser de implementação simples, bastante robusto e de uso geral.

7.1 Determinação de B e J ótimos para elementos magnéticos planares que contenham um enrolamento único.

Para determinar os valores de B e J que resultem num projeto cujas perdas magnéticas sejam mínimas, partiu-se da equação $P_m = C_m V_e^z B_p^y f^x C(T_n)$. Observa-se que, considerando os demais fatores constantes, o fator $C(T_n)$ deve ser mínimo para que se tenha P_m mínimo.

O fator $C(T_n)$ está diretamente relacionado com o valor da temperatura no núcleo. Como foi dito nos capítulos anteriores, a temperatura no núcleo depende do calor gerado pelas perdas magnéticas e do calor transferido do enrolamento para o núcleo, devido às perdas Joule. Estas últimas são dependentes da densidade de corrente no condutor. Desta forma, devem-se obter os valores de P_m e J para que $C(T_n)$ seja mínimo.

A fig. 7.1 mostra a curva de variação do fator $C(T_n)$ com a temperatura para um núcleo planar E –PLT38, material 3F3 (ver seção 5.3). Tal curva, em toda a sua extensão, pode ser representada por um polinômio de ordem 3:

$$C(T_n) = ct + ct_1 T_n - ct_2 T_n^2 + ct_3 T_n^3 \quad (7.1)$$

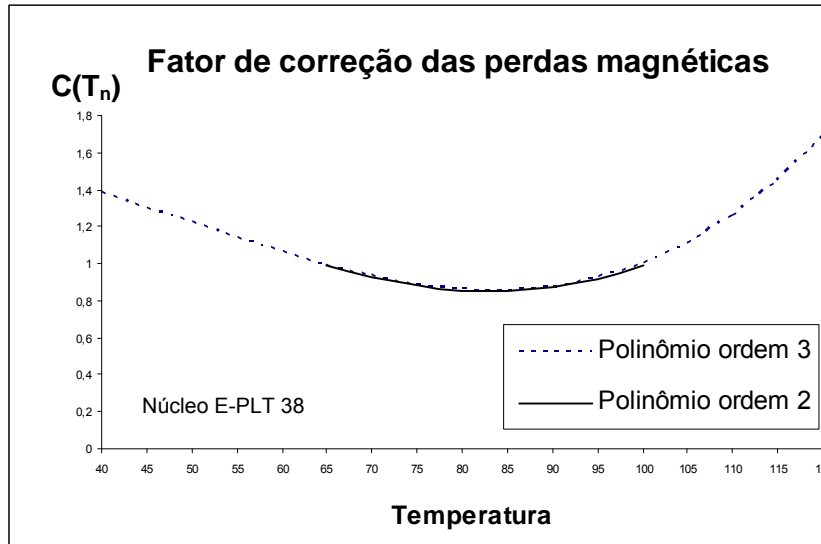


Fig. 7.1 – Fator de correção $C(T_n)$ em função da temperatura.

Substituindo-se o valor de T_n de (7.1) por (5.23), que relaciona a temperatura no núcleo em função da perda magnética para o núcleo E-PLT38, obtém-se:

$$\begin{aligned} C(T_n) = & ct + ct_1 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + T_e) \\ & - ct_2 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + T_e)^2 \\ & + ct_3 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + T_e)^3 \end{aligned} \quad (7.2)$$

O termo T_e é a temperatura no enrolamento devida unicamente às perdas Joule, sendo considerada como uma temperatura inicial para o núcleo.

Substituindo o valor de T_e por (6.12), que relaciona a temperatura no enrolamento com a densidade de corrente, obtém-se $C(T_n)$ em função de P_m e J .

$$\begin{aligned} C(T_n) = & ct + ct_1 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + (0,0537 J^2 - 0,3548 J + T_a)) \\ & - ct_2 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + (0,0537 J^2 - 0,3548 J + T_a))^2 \\ & + ct_3 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + (0,0537 J^2 - 0,3548 J + T_a))^3 \end{aligned} \quad (7.3)$$

Observando-se a fig. 7.1, percebe-se que numa faixa de temperatura de 65 a 100 °C (linha contínua), a curva de correção da perda magnética com a temperatura pode ser aproximada por um polinômio de 2ª ordem, dado por:

$$C(T_n) = ct - ct_1 T_n + ct_2 T_n^2 \quad (7.4)$$

Desta forma, tem-se:

$$C(T_n) = ct - ct_1 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + (0,0537 J^2 - 0,3548 J + T_a)) + ct_2 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + (0,0537 J^2 - 0,3548 J + T_a))^2 \quad (7.5)$$

Onde os parâmetros ct 's foram obtidos através do ajuste de curvas pelo método dos mínimos quadrados, e para este polinômio tem os seguintes valores:

$$ct = 3,95811$$

$$ct_1 = 0,07512 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$$

$$ct_2 = 4,548 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$$

Na fig. 7.2 é apresentado o gráfico do comportamento do fator de correção $C(T_n)$ em função das perdas magnéticas e da densidade de corrente, no qual pode ser observada uma região onde o valor de $C(T_n)$ é mínimo.

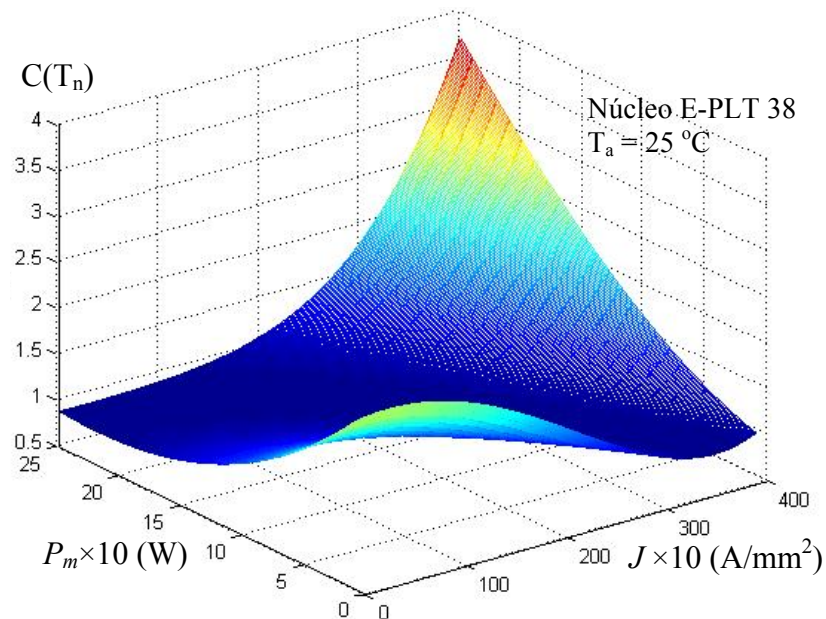


Fig. 7.2 – Fator de correção $C(T_n)$ em função das perdas magnéticas e da densidade de corrente.

Para encontrar a região onde o valor de $C(T_n)$ é mínimo, foi desenvolvido um algoritmo de otimização em que a direção de busca é baseada no gradiente conjugado e o passo é verificado através da condição de Armijo, usada para garantir um decréscimo significativo do valor da função [42]. O desenvolvimento do algoritmo, a listagem do programa, bem como as funções utilizadas como teste são apresentados no anexo II.

Utilizando-se o programa implementado com este algoritmo, o ponto ótimo da função é encontrado em poucas iterações, como pode ser visto na fig. 7.3.

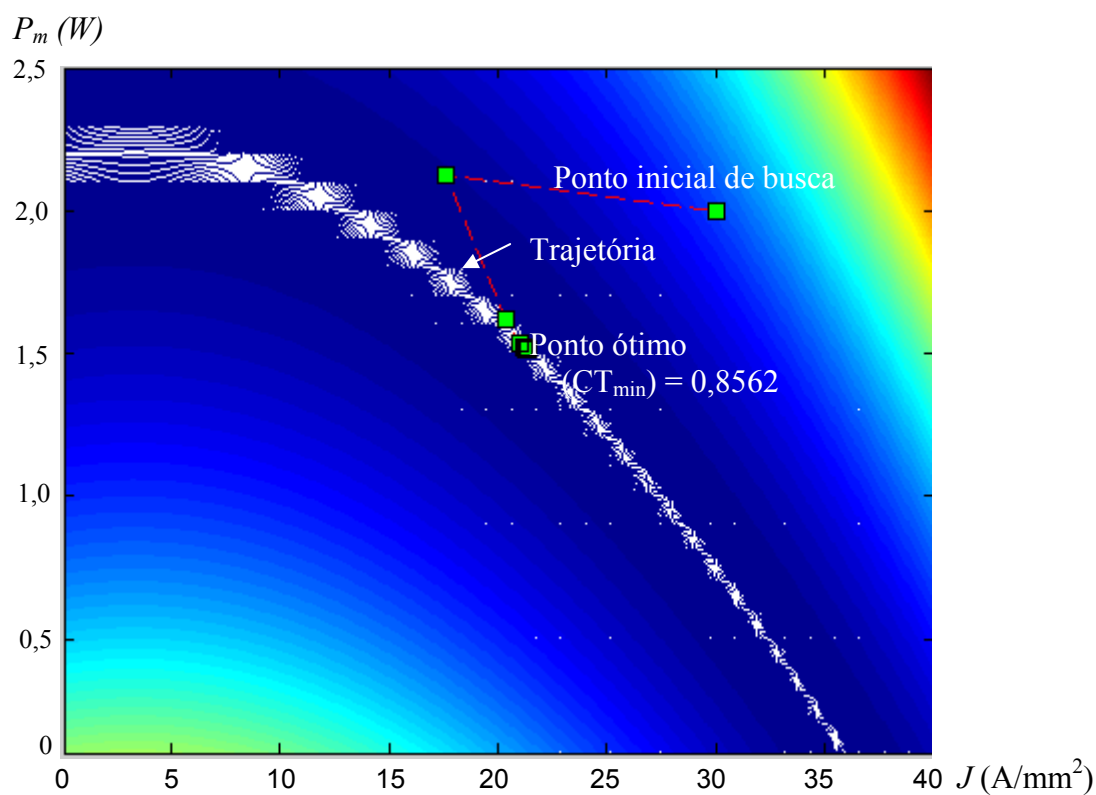


Fig. 7.3 – Busca do ponto onde $C(T_n)$ é mínimo.

Contudo, dependendo dos valores iniciais da densidade de corrente e das perdas magnéticas, o algoritmo de otimização converge para pontos distintos, mostrando desta forma que existem vários pontos onde $C(T_n)$ é mínimo.

Sendo assim, foi necessário implementar um novo algoritmo de otimização que testasse um conjunto de valores iniciais de P_m e J gerando um conjunto de pares (P_m, J) ótimos que minimizem a função $C(T_n)$.

A fig. 7.4 mostra um gráfico traçado usando o conjunto dos pares (P_m, J) ótimos. A partir deste gráfico, pode-se obter uma equação que relaciona a perda magnética e a densidade de corrente na região onde o valor de $C(T_n)$ é mínimo, dada em (7.6).

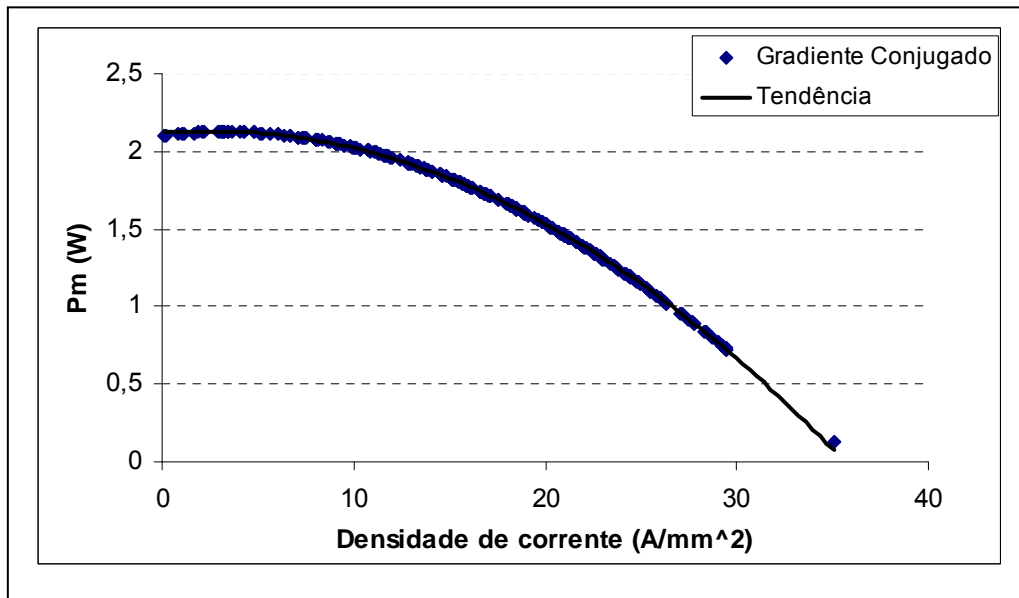


Fig. 7.4 –
 P_m em
função de
 J para
 $C(T_n)$
mínimo.

$$P_m = -0,0019 J^2 + 0,0093 J + 2,1205$$

(
7.6)

A equação apresentada relaciona a perda magnética no núcleo com a densidade de corrente no enrolamento, a qual é válida para o núcleo E-PLT38.

Isolando-se a indução magnética na equação das perdas magnéticas (5.21), tem-se:

$$B_p = (P_m / (C_m V_e^z f^x C(T_n)))^{1/y} \quad (7.7)$$

Substituindo os valores de P_m e $C(T_n)$ dados em (7.4) e (7.6) na equação (7.7), tem-se uma expressão para indução magnética em função da densidade de corrente para o elemento magnético operando na temperatura de menores perdas:

$$B_p = ((-0,0019 J^2 + 0,0093 J + 2,1205) / (C_m V_e^z f^x (ct - ct_1 (-1,447 (-0,0019 J^2 + 0,0093 J + 2,1205))^2 + 30,44 (-0,0019 J^2 + 0,0093 J + 2,1205) + (0,0537 J^2 - 0,3548 J + Ta))^2 + ct_2 (-1,447 (-0,0019 J^2 + 0,0093 J + 2,1205))^2 + 30,44 (-0,0019 J^2 + 0,0093 J + 2,1205) + (0,0537 J^2 - 0,3548 J + Ta))^2))^{1/y} \quad (7.8)$$

A partir de (7.8) pode-se traçar um gráfico da densidade de fluxo em função da densidade de corrente para o núcleo E-PLT 38, material 3F3, operando em 40, 60, 80, 100 e 120 kHz, como é mostrado na fig. 7.5.

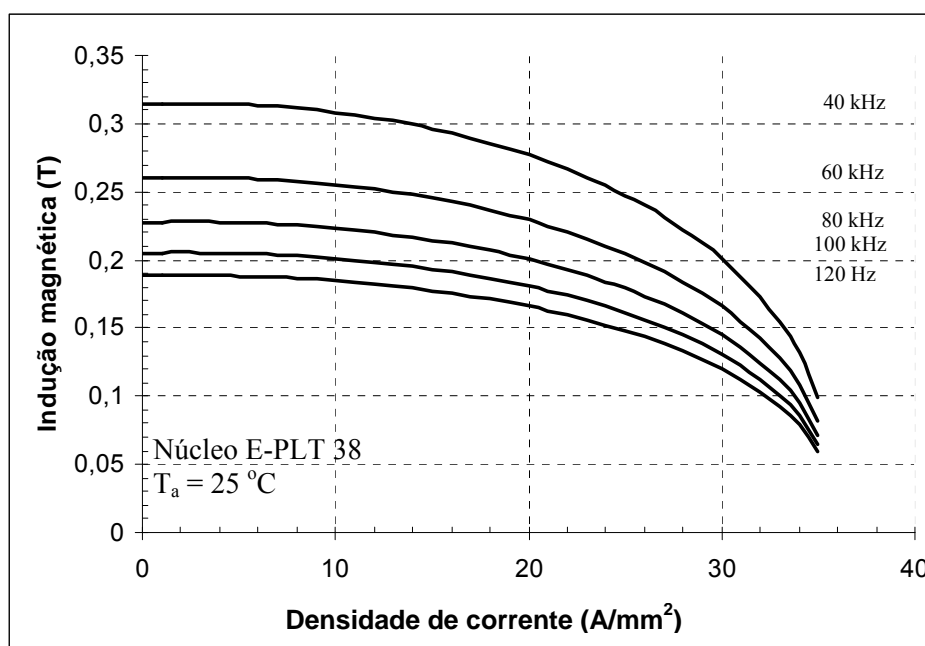


Fig. 7.5 – Indução magnética em função da densidade de corrente.

A partir dos dados apresentados no gráfico da fig. 7.5, pode-se fazer o projeto de um elemento magnético planar para operação com mínimas perdas magnéticas. Até aqui, o projeto ainda limita-se a um elemento com um único enrolamento (indutor), utilizando-se o núcleo E-PLT38 com o material 3F3.

7.2 Determinação de B e J ótimos para elementos magnéticos planares que contenham dois enrolamentos.

Como visto na seção 7.1, a relação entre os valores ótimos de B e de J depende da temperatura, das especificações do núcleo e dos parâmetros de projeto.

Para elementos planares que contenham dois enrolamentos, será necessário também considerar a influência da temperatura de um enrolamento no outro.

Desta forma, tem-se novamente um equacionamento partindo de $C(T_n) = ct - ct_1 T_n + ct_2 T_n^2$, em que a temperatura no núcleo depende das perdas magnéticas e da temperatura dos dois enrolamentos.

Então, de (5.23) tem-se:

$$T_n = -1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + T_{e2}, \quad (7.9)$$

em que T_{e2} é a temperatura gerada pelas perdas no enrolamento 2.

Sabe-se que nem todo o calor gerado no enrolamento será transferido para o núcleo, porém para efeito de simplificações esta hipótese será considerada.

A temperatura no enrolamento 2 em função da densidade de corrente é calculada a partir de (6.12).

$$T_{e2} = 0,0537 J_2^2 - 0,3548 J_2 + T_{e1}, \quad (7.10)$$

em que T_{e1} , temperatura gerada pelas perdas no enrolamento 1, vem a substituir T_a . Ou seja, para o enrolamento 2, a temperatura do enrolamento 1 será considerada como uma temperatura inicial.

Como foi visto na fig. 6.12, a diferença de temperatura entre os dois enrolamentos é muito pequena.

A temperatura no enrolamento 1 em função da densidade de corrente é calculada a partir de (6.12).

Desta forma tem-se:

$$\begin{aligned} C(T_n) = & ct - ct_1 \cdot (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + \\ & (0,0537 J_2^2 - 0,3548 J_2 + (0,0537 J_1^2 - 0,3548 J_1 + T_a))) \\ & + ct_2 \cdot (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + (0,0537 J_2^2 - 0,3548 J_2 \\ & + (0,0537 J_1^2 - 0,3548 J_1 + T_a)))^2 \end{aligned} \quad (7.11)$$

Para encontrar os valores de P_m , J_1 e J_2 que otimizem a função, foi desenvolvido um algoritmo genético [43] [44] [45], cujos detalhes são apresentados no anexo III.

Com este algoritmo, a exemplo do algoritmo utilizado anteriormente, conseguiu-se determinar um conjunto de valores de P_m , J_1 e J_2 que correspondem à operação com perdas magnéticas mínimas.

O valor da função nos pontos de mínimo resultou igual ao obtido para o caso de um único enrolamento, a saber, $C(T_n)_{min}=0,8562$.

De modo a garantir que os valores de J_1 e J_2 sejam aproximadamente iguais, foi implementado no algoritmo um filtro que só aceita valores de densidades de corrente cuja diferença não ultrapasse 10%.

Além disso, foi estabelecido que J_1 seja maior que J_2 , já que no enrolamento primário, além da corrente de carga, também há a corrente de magnetização.

Com os valores calculados através do algoritmo, obtém-se o gráfico mostrado na fig. 7.6.

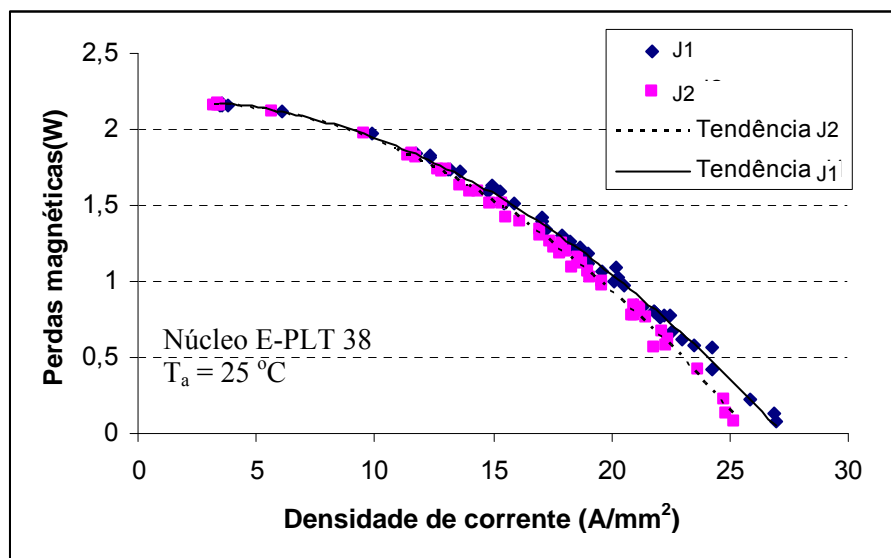


Fig. 7.6 – Perdas magnéticas em função das densidades de corrente J_1 e J_2 .

A partir do gráfico, pode-se obter uma equação que relaciona as perdas magnéticas e a densidade de corrente J_1 :

$$P_m = -0,0033 J_1^2 + 0,0082 J_1 + 2,1878. \quad (7.12)$$

Da mesma maneira, obtém-se uma equação que relaciona as perdas magnéticas e a densidade de corrente J_2 :

$$P_m = -0,0038J_2^2 + 0,0156J_2 + 2,1537. \quad (7.13)$$

Todavia, para tornar o procedimento de projeto mais simples, pode-se forçar o algoritmo a aceitar somente valores de densidades J_1 e J_2 iguais ou então com uma diferença muito pequena entre eles, e desta forma obter uma relação entre perdas magnéticas e densidade de corrente J que servirá tanto para o enrolamento primário quanto para o secundário.

Isto foi feito, resultando no gráfico da fig. 7.7.

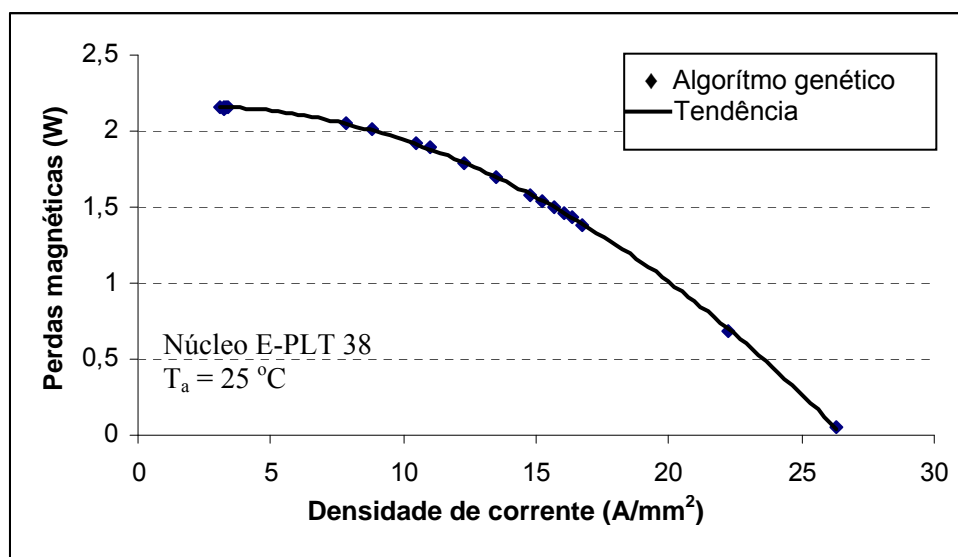


Fig. 7.7 – Perdas magnéticas em função da densidade de corrente para $J_1 \cong J_2$.

A partir deste gráfico, encontra-se uma relação entre P_m e J :

$$P_m = -0,0036J^2 + 0,0159J + 2,1462. \quad (7.14)$$

Como antes, a substituição de P_m dada em (7.14) na equação das perdas magnéticas (5.21) permite obter uma expressão para a indução magnética em função da densidade de corrente para que o elemento magnético opere na temperatura de menores perdas.

$$\begin{aligned}
B_p = & ((-0,0036 J^2 + 0,0159 J + 2,1462) / \\
& C_m V e^z f^x (ct - ct_1 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m \\
& + (0,0537 J_2^2 - 0,3548 J_2 + (0,0537 J_1^2 - 0,3548 J_1 + T_a))) \quad (7.15) \\
& + ct_2 (-1,447 P_m^2 + 30,44 P_m + (0,0537 J_2^2 - 0,3548 J_2 \\
& + (0,0537 J_1^2 - 0,3548 J_1 + T_a)))^2))^{\frac{1}{y}}
\end{aligned}$$

Como $J_1 \cong J_2$, podem-se traçar curvas que relacionam a densidade de corrente e indução magnética para diversas frequências, como mostra a fig. 7.8.

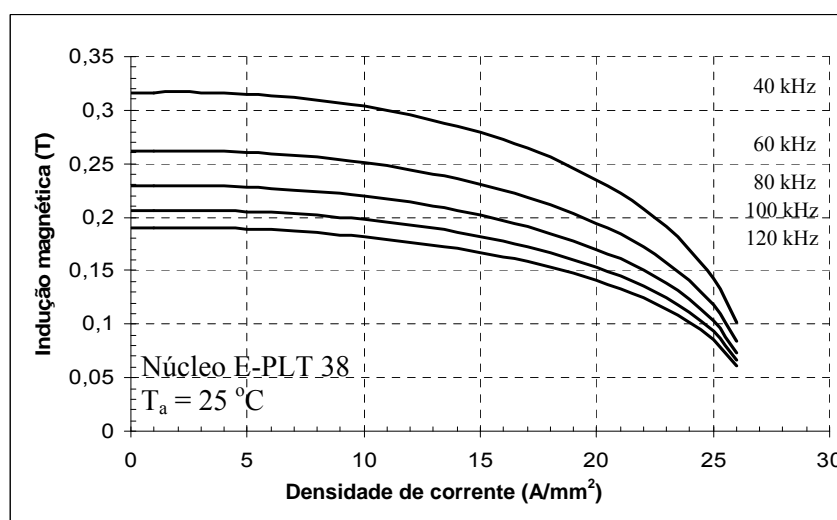


Fig. 7.8 – Densidade de fluxo em função da densidade de corrente para um elemento magnético de dois enrolamentos.

Com os valores apresentados no gráfico da fig. 7.8, pode-se fazer o projeto de um elemento magnético planar com dois enrolamentos (p. ex.: transformador), utilizando-se o núcleo E-PLT38 feito com o material 3F3, para operação com mínimas perdas magnéticas.

7.3 Comparação dos resultados encontrados para elementos magnéticos planares com um e dois enrolamentos.

Os gráficos da fig. 7.9 mostram a relação entre a indução magnética e a densidade de corrente para o elemento magnético com um e dois enrolamentos, para operação na região de mínimas perdas.

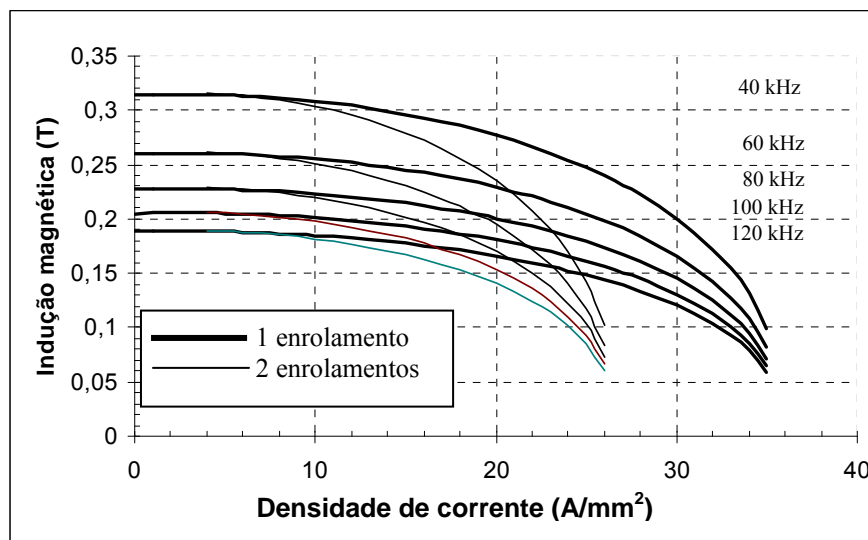


Fig. 7.9 – B em função da J para o núcleo E38 (3F3) com um e dois enrolamentos.

Como pode ser observado, para densidades de corrente abaixo de 8 A/mm^2 , tanto para elementos com um ou com dois enrolamentos, a relação entre indução magnética e densidade de corrente é praticamente a mesma. No entanto, quando a densidade de corrente tem um valor acima de 8 A/mm^2 , devem ser adotadas relações diferentes entre estas duas grandezas, e a indução magnética deve ser menor para o caso em que se estão utilizando dois enrolamentos. Isto ocorre porque o aquecimento devido aos dois enrolamentos faz com que a temperatura no núcleo seja maior. Assim, para compensar, a elevação da temperatura causada pela perda magnética deve ser menor, atingindo ao final do equilíbrio térmico a temperatura de mínimas perdas. Caso a indução magnética não possa ser reduzida, as densidades de corrente deverão ser menores, ou seja, enrolamentos com espiras mais largas devem ser utilizados.

7.4 Relação B e J para os núcleo E-PLT22 e E-PLT64

O mesmo procedimento foi utilizado para traçar as curvas de indução magnética em função da densidade de corrente para os núcleos E22 e E64.

7.4.1 Núcleo E-PLT22

Primeiramente, tem-se o gráfico das perdas magnéticas em função da densidade de corrente obtido com o algoritmo genético, para o núcleo E-PLT22 com um único enrolamento, como mostra a fig. 7.10.

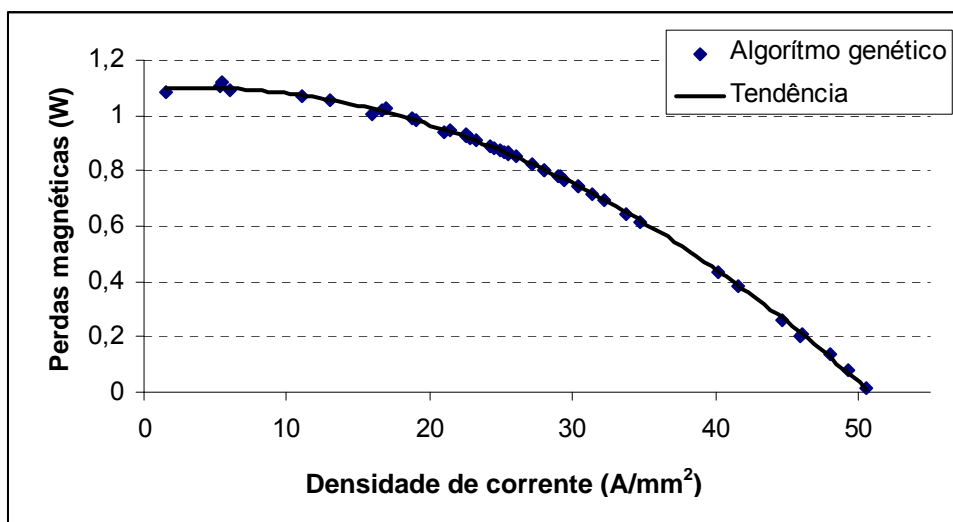


Fig. 7.10 - P_m em função de J para o núcleo E-PLT22 com um enrolamento.

A partir deste gráfico obtém-se uma equação que relaciona P_m e J para o núcleo E-PLT22:

$$P_m = -0,0005J^2 + 0,0034J + 1,0951. \quad (7.16)$$

Da mesma forma, a fig. 7.11 mostra as perdas magnéticas em função da densidade de corrente para o caso de dois enrolamentos.

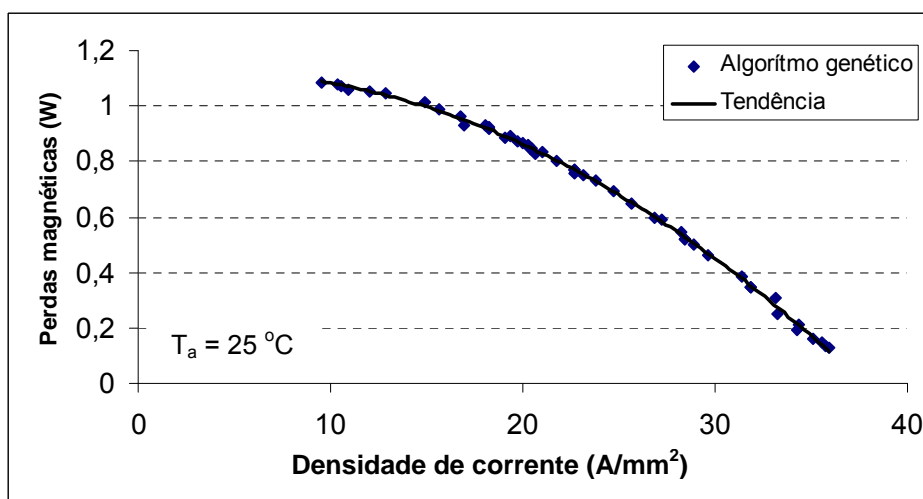


Fig. 7.11 - P_m em função de J para o núcleo E-PLT22 com 2 enrolamentos.

Do gráfico, obtém-se a equação que relaciona as perdas magnéticas com a densidade de corrente para o caso com dois enrolamentos:

$$P_m = -0,001J^2 + 0,0066J + 1,1131. \quad (7.17)$$

Seguindo todo o procedimento adotado para o núcleo E-PLT38, ao final chega-se às curvas mostradas na fig.7.12.

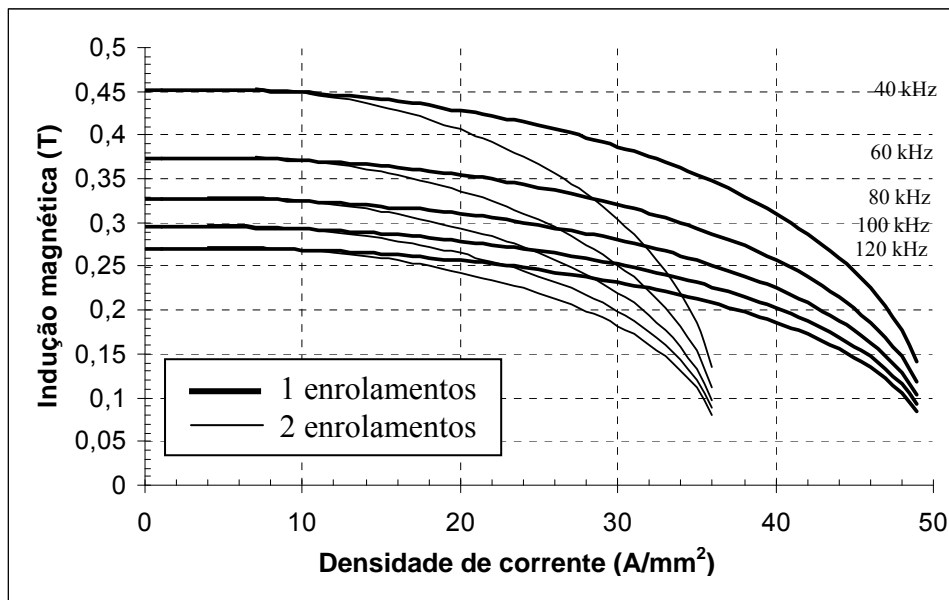


Fig. 7.12 – B_p em função da J para o núcleo E22 (3F3) com um e dois enrolamentos.

7.4.2 Núcleo E-PLT64

Para o núcleo E-PLT64 com um enrolamento, tem-se o gráfico das perdas magnéticas em função da densidade de corrente apresentado na fig. 7.13.

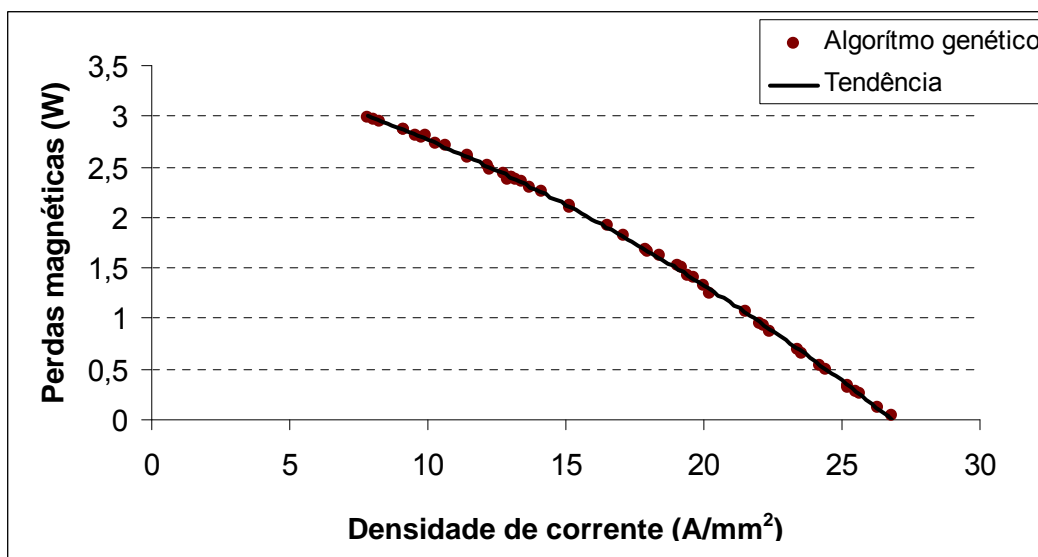


Fig. 7.13 - P_m em função de J para o núcleo E-PLT64 com 1 enrolamento.

Do gráfico da fig. 7.13, obtém-se:

$$P_m = -0,003J^2 + 0,0527J + 3,594 \quad (7.18).$$

Para dois enrolamentos, os resultados são mostrados na fig. 7.14 e a equação correspondente é dada em (7.19).

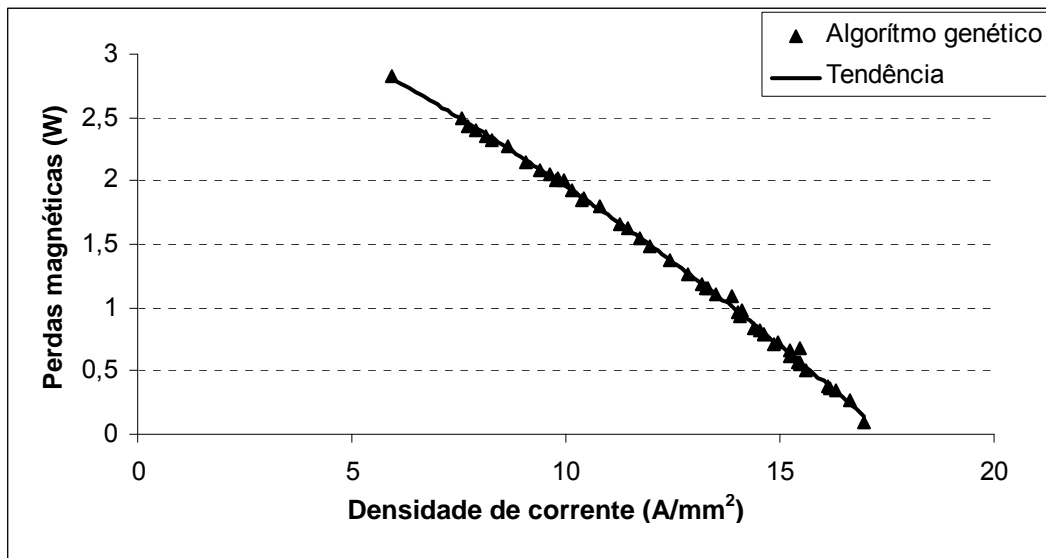


Fig. 7.14 - P_m em função de J para o núcleo E-PLT64 com 2 enrolamentos.

$$P_m = -0,0046J^2 + 0,1355J + 3,777 \quad (7.19)$$

E finalizando, tem-se as curvas para o núcleo E-PLT64, utilizando-se um e dois enrolamentos, mostradas na fig. 7.15.

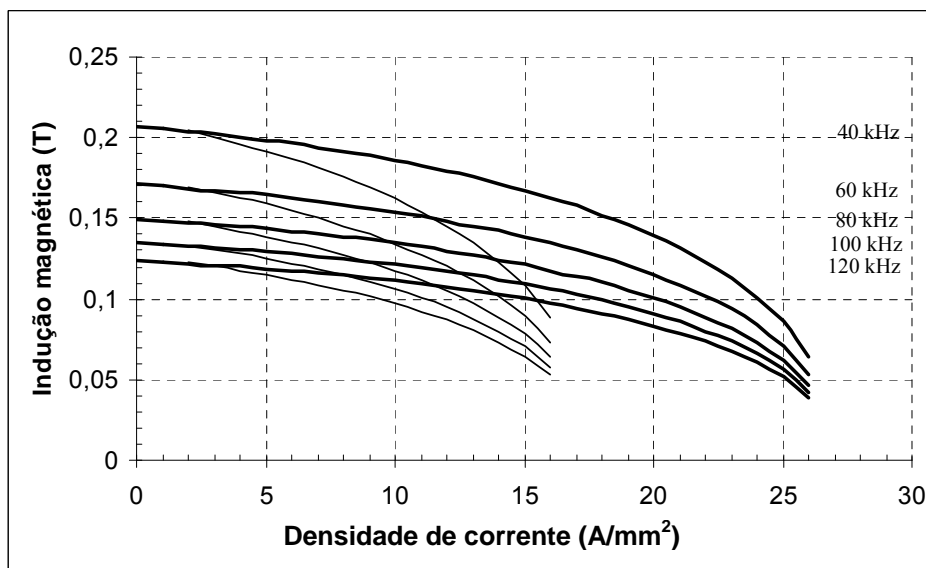


Fig. 7.15 - B_p em função da J para o núcleo E64 (3F3) com um e dois enrolamentos.

7.5 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma forma de obtenção do valor da indução magnética em conjunto com a densidade de corrente para três núcleos de tamanhos diferentes, fabricados com o mesmo material.

Os projetos desenvolvidos utilizando estes valores devem ter como resultado uma temperatura de operação situada na região em que o elemento magnético, feito com o material estudado, apresente menores perdas.

Tanto os gráficos mostrados como a forma com que foram obtidos poderão ser de grande utilidade para o meio acadêmico e para a indústria.

Na literatura pesquisada, não foi encontrado nenhum trabalho que determinasse os valores de B e J utilizando métodos de otimização baseados em algoritmos genéticos. Também não foram encontradas metodologias aplicáveis aos elementos magnéticos planares que levassem em consideração a elevação de temperatura no núcleo e no enrolamento para determinar valores de B e J que façam com que o núcleo opere com mínimas perdas.

Desta forma, considera-se o que foi apresentada uma contribuição relevante para quem se interessa em estudar e desenvolver projetos utilizando elementos planares.

A comprovação da validade dos valores obtidos neste capítulo será apresentada no capítulo 8, no qual é mostrado o desenvolvimento de um programa computacional que permite projetar elementos planares com um e dois enrolamentos operando na região de mínimas perdas.

Capítulo 8

Programa computacional para projeto de elementos magnéticos planares visando a minimização das perdas magnéticas

O projeto de um elemento magnético, seja ele um indutor ou um transformador, exige do projetista o conhecimento dos parâmetros geométricos e físicos do núcleo e do enrolamento, bem como do material com os quais foram fabricados. Além disso, o ponto ideal de operação, correspondente aos valores de indução magnética, densidade de corrente e temperatura para operação com mínimas perdas, também deve ser conhecido.

Desta forma, o presente capítulo mostra o desenvolvimento de um programa computacional que inclui um banco de dados referente às características do núcleo e do enrolamento, bem como uma rotina para obtenção da indução magnética e densidade de corrente correspondentes ao ponto ótimo de operação. Assim, o núcleo dos elementos magnéticos planares operará na faixa de temperatura em que as perdas magnéticas são mínimas.

Ao projetista caberá o fornecimento das especificações básicas para o projeto. Os parâmetros e as equações utilizados no programa foram obtidos da literatura especializada, de medidas efetuadas em elementos projetados para este fim e de resultados alcançados através da otimização com algoritmos genéticos.

A partir dos valores obtidos com o programa, desenvolveram-se projetos para comprovação dos resultados, cujos valores são apresentados neste capítulo.

8.1 Programa Computacional

O programa computacional desenvolvido consiste em dois módulos. Um deles refere-se ao projeto do indutor, em que se considera apenas um enrolamento no elemento magnético. O outro está relacionado ao projeto de transformadores, em que, até o momento, consideram-se dois enrolamentos (um primário e um secundário).

8.2 Banco de dados

A partir de valores obtidos através de medidas e/ou de valores fornecidos pelos fabricantes dos núcleos magnéticos, montou-se um banco de dados. Este é composto pelas características geométricas do núcleo, pelas especificações do material magnético e ainda pelas características da placa de circuito impresso utilizada para confecção do enrolamento.

A tabela 8.1 mostra as características geométricas dos núcleos planares utilizados no programa [46].

Tabela 8.1 – Características geométricas dos núcleos planares

Nº do núcleo	Núcleo	A_e (mm ²)	V_e (mm ³)	l_e (mm)	b_w (mm)	D (mm)
1	E-PLT 14	14,5	240	16,7	4	2
2	E-E 14	14,5	300	20,7	4	4
3	E-PLT 22	78,5	2040	26,1	5,9	3,2
4	E-E 22	78,5	2550	32,5	5,9	6,4
5	E-PLT 38	194	8460	43,7	11,31	4,45
6	E-E 38	194	10200	52,4	11,31	8,9
7	E-PLT 64	519	35500	69,7	21,8	5,1
8	E-E 64	519	40700	79,9	21,8	10,2

Na tabela 8.2, tem-se os valores correspondentes as características do material do núcleo.

Tabela 8.2 - Características do material do núcleo.

Material	3F3 (Ferroxcube)
ct	3,95811
ct_1	0,07512
ct_2	$4,548 \times 10^{-4}$
C_m	$9,2 \times 10^{-9}$
x	1,166
y	2,5
z	1,1
μ_r	2749
B_s	0,35 T

* Obs. : Com exceção dos valores da permeabilidade relativa (μ_r) e da indução magnética de saturação (B_s), os demais valores foram obtidos experimentalmente neste trabalho.

As especificações dos enrolamentos são mostradas na tabela 8.3.

Tabela 8.3 – Especificações da PCI

h_w (espessura do cobre)	0,070 mm
s (distância entre trilhas)	0,3 mm
cd (“creepage distance”)	1 mm
w_{min} (largura mínima da trilha)	0,25 mm
h_{pci} (espessura da PCI, cobre + substrato)	1,6 mm
n_{face} (número de faces da PCI)	2
$\sum h_i$ = somatório dos isolamentos (acima, abaixo e entre as placas)	0,5 mm

Além das características apresentadas nas tabelas anteriores, o programa inclui o equacionamento referente às perdas magnéticas, indução magnética, temperatura no núcleo em função das suas perdas, temperatura nos enrolamentos em função da densidade de corrente, entre outras equações mostradas nos capítulos 6 e 7.

8.3 Módulo para projeto do transformador

Para o projeto do transformador é necessário que o projetista especifique os valores de tensão eficaz nos enrolamentos primário (V_{1ef}) e secundário (V_{2ef}), a corrente eficaz no secundário (I_{2ef}), a frequência, o fator de forma de onda (K_v) e a temperatura ambiente.

O projeto inicia-se a partir da escolha do núcleo a ser utilizado, para então calcular o número máximo de camadas condutoras (8.1), de espiras por camada (8.2) e de espiras totais (8.3). Estes valores são limitados pelas dimensões geométricas do núcleo e dependem da tecnologia adotada para a confecção da placa de circuito impresso (PCI) que será utilizada como enrolamento.

O número máximo de camadas condutoras (n_{max}) é dado por:

$$n_{max} = \frac{D - \sum h_i}{h_{pci}} n_f \quad (8.1)$$

Onde:

D = altura da janela do núcleo;

$\sum h_i$ = somatório dos isolamentos (acima, abaixo e entre as placas);

h_{pci} = espessura da PCI; e

n_f = número de faces (camadas) condutoras da PCI.

Para calcular o número máximo de espiras por camadas (N_{max}), tem-se:

$$N_{max} = \frac{b_w - cd - s}{w_{tmin} + s} \quad (8.2)$$

Onde:

b_w = largura da janela do núcleo;

cd = “creepage distance”, que é o tamanho do isolamento entre enrolamentos;

s = distância entre trilhas condutoras; e

w_{tmin} = valor mínimo para largura da trilha.

E, o número total de espiras é dado por:

$$N_t = N_{max} n_{max} \quad (8.3)$$

Com o valor da corrente eficaz no secundário, e utilizando-se primeiramente uma espira para este enrolamento (considera-se o enrolamento secundário como enrolamento de menor tensão), calcula-se a densidade de corrente neste.

A partir do gráfico de B em função de J para o núcleo escolhido, determina-se o valor de B e então se calcula o valor de pico da tensão no secundário (V_{2p}):

$$V_{2p} = B N_t A_e f 4, \quad (8.4)$$

em que A_e é a área da coluna central do núcleo.;

Compara-se então o valor de V_{2p} calculado com o valor especificado no projeto, para verificar se este foi atingido. Caso V_{2p} fique abaixo do especificado, primeiramente aumenta-se o número de espiras por camada, depois o número de camadas e só então o tamanho do núcleo. Quando V_{2p} ultrapassa o valor estimado, deve-se ajustar B , J e a largura da trilha para o enrolamento secundário.

Através da relação de transformação, calcula-se o número de espiras do enrolamento primário. A largura da espira deste enrolamento será calculada utilizando-se a mesma densidade de corrente utilizada para o enrolamento secundário.

A seqüência de cálculo para o projeto do transformador é mostrada no fluxograma da fig. 8.1.

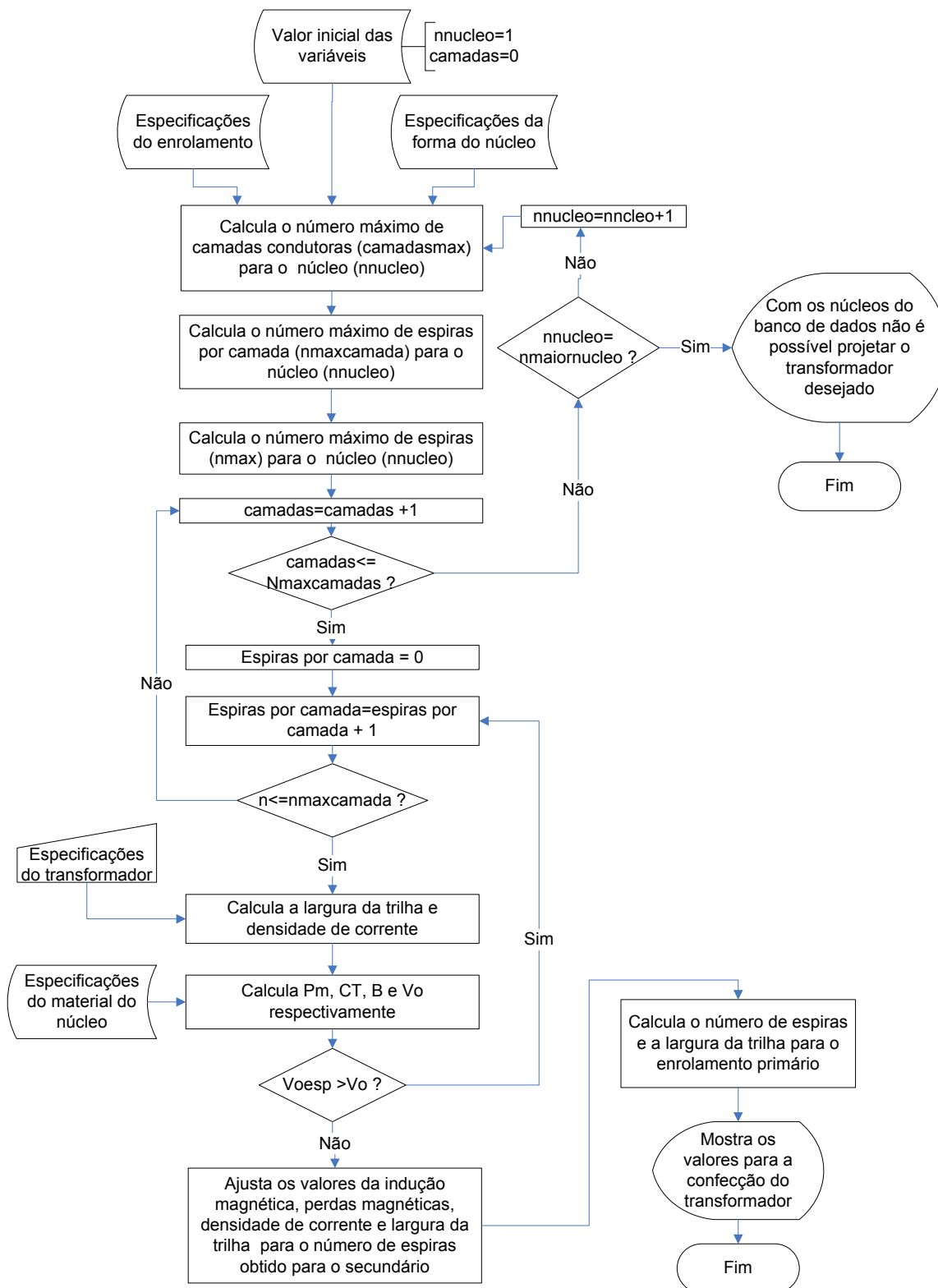


Fig. 8.1 - Fluxograma do módulo de projeto do transformador.

8.4 Resultados obtidos para o projeto de um transformador usado num inversor.

Com auxílio do programa realizou-se o projeto de oito transformadores, utilizados para isolamento, os quais foram colocados na saída de um inversor de ponte completa. O inversor foi o mesmo utilizado para a aquisição dos dados relativos ao núcleo e ao enrolamento. Nestes projetos, feitos via programa computacional, foram utilizados como dados de entrada diferentes valores de tensões, correntes e frequências de operação, tendo como resultado transformadores com diferentes tamanhos de núcleos.

O objetivo dos projetos foi testar estes elementos e verificar se a temperatura do núcleo (em regime permanente) se encontrava na faixa de mínimas perdas magnéticas para a combinação dos valores de indução magnética e densidade de corrente fornecidos pelo programa.

Uma amostra do relatório, emitido pelo programa de projeto de transformadores, é apresentada no quadro 8.1.

Quadro 8.1 - Relatório emitido pelo programa para cálculo do transformador

Dados para projeto do transformador E38(80kHz)
Tensão do primário (V)= 50
Tensão no secundário (V)= 50
Corrente no primário (A)= 2.000000e+000
Corrente no secundário (A)= 2.000000e+000
Núcleo a ser utilizado= 5
Número de camadas de PCI dupla face= 1
Número de trilhas por camada para o enrolamento primário= 4
Número total de espiras no enrolamento primário= 4
Número de trilhas por camada para o enrolamento secundário= 4
Número total de espiras no enrolamento secundário= 4
Largura da trilha do enrolamento primário (mm)= 1.942563e+000
Largura da trilha do enrolamento secundário (mm)= 1.942563e+000
Densidade de corrente em ambos os enrolamentos (A/mm ²)= 1.514935e+001
Densidade de fluxo magnético (T)= 2.013531e-001
Perdas magnéticas (W)= 1.560864e+000
Temperatura (°C)= 82

A partir dos valores apresentados no relatório, foram confeccionadas as placas de circuito impresso, montados os transformadores e feitos os ensaios. Mediram-se os valores de tensão no enrolamento primário e secundário, corrente no enrolamento secundário e temperatura no núcleo.

A temperatura no núcleo foi medida através de um termopar ligado ao osciloscópio, possibilitando desta forma visualizar todas estas medidas simultaneamente. O

ambiente no qual foram feitas as medidas teve a temperatura controlada num valor em torno de 23°C.

Através de um “software” para elaboração de gráficos, foram desenhadas as curvas dos sinais de tensão, corrente e temperatura, utilizando-se o arquivo de pontos gerado pelo osciloscópio. O resultado é mostrado na fig. 8.2.

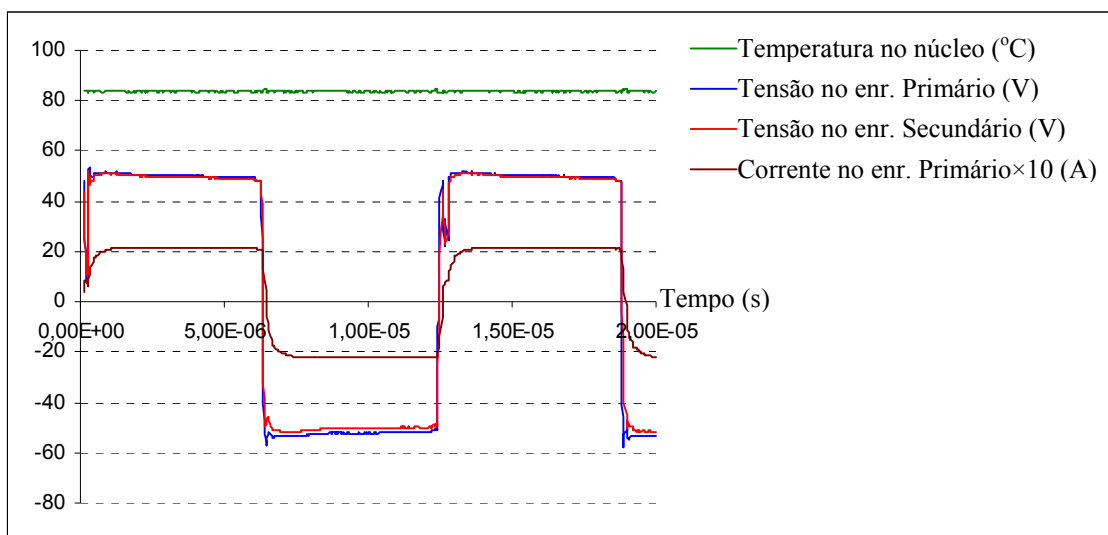


Fig. 8.2 - Valores de tensão no enrolamento primário e secundário, corrente no enrolamento secundário e temperatura no núcleo.

Os valores eficazes de tensão e corrente foram obtidos a partir de cálculos feitos com o osciloscópio, como pode ser visto na parte inferior da fig. 8.3. O valor da temperatura não aparece na figura, pois ele é medido imediatamente após o desligamento do controle do inversor. Este procedimento de medição é adotado porque o amplificador do sinal que vem do termopar é muito sensível a ruído. De fato, observou-se que, com o inversor ligado, as medidas sofriam alterações significativas.

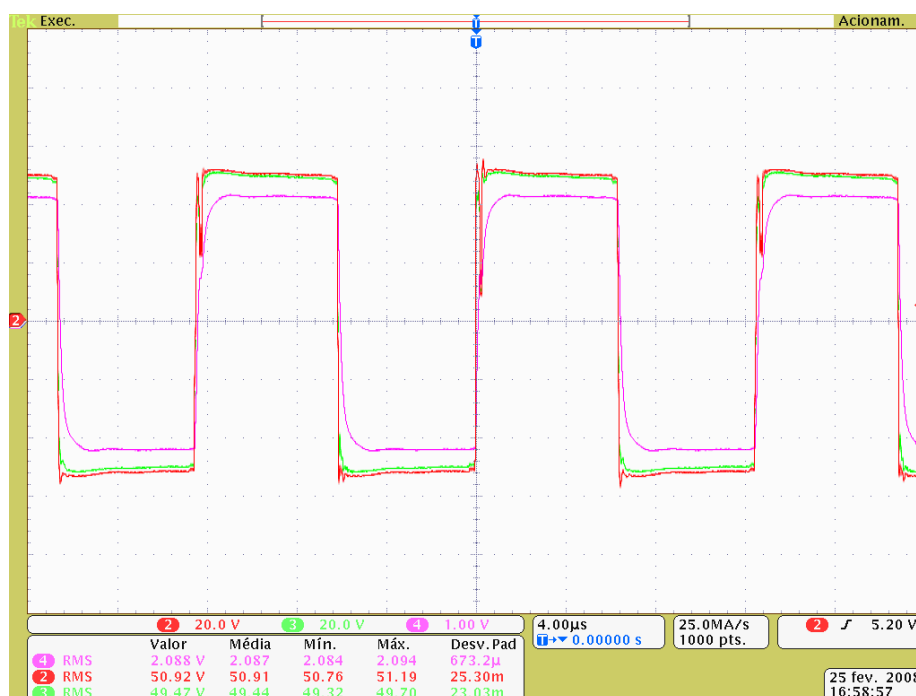


Fig. 8.3 – Tela do osciloscópio mostrando os valores de tensão e de corrente.

Os valores especificados para o projeto, bem como os resultados para os oito projetos de transformadores, que foram montados para teste, são mostrados na tabela 8.4.

Tabela 8.4 - Valores especificados, calculados e obtidos experimentalmente para oito projetos de transformadores.

Projeto n°:	1	2	3	4	5	6	7	8
Valores especificados								
Frequência (kHz)	80	80	80	60	100	80	100	60
Tensão no primário (V)	50	90	26	22	29	18	23	17,5
Tensão no secundário (V)	50	90	26	22	29	18	23	17,5
Corrente no secundário (A)	2,06	1	4,3	4,5	4,5	2,3	2	2
Valores calculados								
Núcleo escolhido	E-PLT38	E-PLT38	E-PLT38	E-PLT38	E-PLT38	E-PLT22	E-PLT22	E-PLT22
Densidade corrente (A/mm ²)	15,14	13,86	13,29	13,98	13,80	28,90	24,82	24,85
Indução magnética (T)	0,201	0,207	0,209	0,236	0,186	0,238	0,244	0,309
Número de espiras	4	7	2	2	2	3	3	3
Largura da trilha do enr. 1 (mm)	1,94	1,03	4,62	4,59	4,65	1,13	1,15	1,15
Largura da trilha do enr. 2 (mm)	1,94	1,03	4,62	4,59	4,65	1,13	1,15	1,15
Perdas magnéticas (W)	1,56	1,67	1,72	1,66	1,67	0,5	0,685	0,684
Temperatura (°C)	82	82	82	82	82	82	82	82
Valores Experimentais								
Tensão no primário (V)	50,92	91,98	26,4	22,7	30,3	18,6	23,89	18
Tensão no secundário (V)	49,47	89,80	25,5	21,9	29,4	17,6	23	17,3
Corrente no secundário (A)	2,08	0,98	4,4	4,5	4,5	2,3	1,95	2
Temperatura (°C)	84	86	84	85	86	87	90	90
Erro na temperatura (%)	2,4	4,6	2,3	3,5	4,6	5,7	8,9	8,9

Observou-se que a diferença entre os valores calculados de temperatura e os obtidos experimentalmente ficou abaixo de 10%. As maiores diferenças ocorreram para os projetos 6, 7 e 8, nos quais a largura da trilha projetada era de 1,1 mm e, devido ao desgaste da ferramenta da fresa, na execução ficou com 1 mm. Esta redução de 10% na largura da trilha ocasionou um aumento da densidade de corrente e, conseqüentemente, uma elevação da temperatura acima da estimada, o que demonstra a sensibilidade do projeto em relação a este parâmetro.

8.5 Resultados obtidos para o transformador usado num conversor *forward*.

O projeto do transformador para um conversor *forward* [20] também foi implementado para verificar a eficácia da metodologia de projeto. Uma foto do conversor *forward* projetado e montado para fazer os testes é mostrada na fig. 8.4.

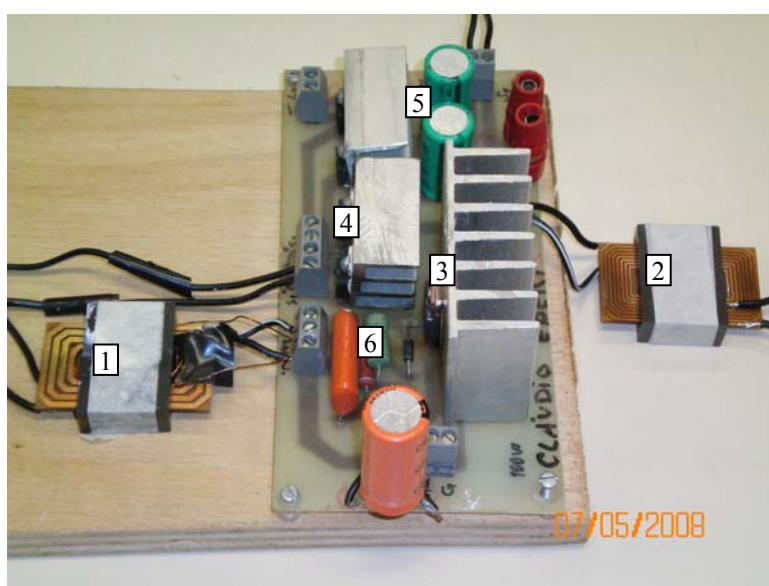


Fig. 8.4 – Módulo de potência do conversor *forward*.

Os principais componentes do conversor são listados abaixo:

- 1- Transformador: composto por um enrolamento primário, um secundário e um terciário (enrolamento de desmagnetização);
- 2 – Indutor de filtragem;
- 3 – Chave principal (Mosfet);
- 4 – Diodos de circulação;

5 – Capacitores de filtragem;

6 – Circuito “snubber”: serve para grampear a sobretensão na chave principal.

Apesar do transformador a ser utilizado ter três enrolamentos, ele foi projetado com o mesmo programa, o qual suporta apenas elementos magnéticos com um e dois enrolamentos. Isto é possível porque a corrente que circula no enrolamento de desmagnetização (terciário) é muito baixa, em torno de 5% da corrente do primário. Desta forma, ela não afeta na variação da temperatura do núcleo. No que diz respeito à ocupação dos enrolamentos, o terciário foi colocado fora da PCI, usando condutores cilíndricos. Sendo assim, o projeto feito pelo programa computacional não leva em consideração este enrolamento.

O circuito de comando não aparece na foto, sendo utilizado o mesmo circuito do inversor da seção 4.3.2.

Analisando-se a estrutura do conversor *forward* [20], percebe-se que a forma de onda de tensão a qual o transformador é submetido não é quadrada simétrica. Isto porque a forma de onda depende do tempo de desmagnetização do transformador, que por sua vez depende da razão cíclica do chaveamento. Ou seja, a princípio o fator K_v a ser utilizado é diferente de 4 (já que $K_v = 4$ para forma de onda quadrada perfeitamente simétrica). Além disso, K_v é difícil de ser determinado neste caso, já que a razão cíclica é variável. Entretanto, como a assimetria é pequena, considerou-se K_v igual a 4.

O relatório com os dados fornecidos pelo programa para confecção do transformador é mostrado no quadro 8.2.

Quadro 8.2 – Relatório para projeto do transformador para o conversor *Forward*.

Dados para projeto do transformador

Tensão do primário (V)= 50
 Tensão no secundário (V)= 50
 Corrente no primário (A)= 1.500000e+000
 Corrente no secundário (A)= 1.500000e+000
 Núcleo a ser utilizado= 5
 Número de camadas de PCI dupla face= 1
 Número de trilhas por camada para o enrolamento primário= 4
 Número total de espiras no enrolamento primário= 4
 Número de trilhas por camada para o enrolamento secundário= 4
 Número total de espiras no enrolamento secundário= 4
 Largura da trilha do enrolamento primário (mm)= 1.414521e+000
 Largura da trilha do enrolamento secundário (mm)= 1.414521e+000
 Densidade de corrente em ambos os enrolamentos (A/mm²)= 1.514899e+001
 Densidade de fluxo magnético (T)= 2.013531e-001
 Perdas magnéticas (W)= 1.560898e+000
 Temperatura (°C) = 82

Com os parâmetros fornecidos pelo programa, montou-se o transformador para o conversor, tendo sido realizadas as medidas de tensão, corrente e temperatura. Os resultados obtidos são mostrados na fig. 8.5 e na tabela 8.5.

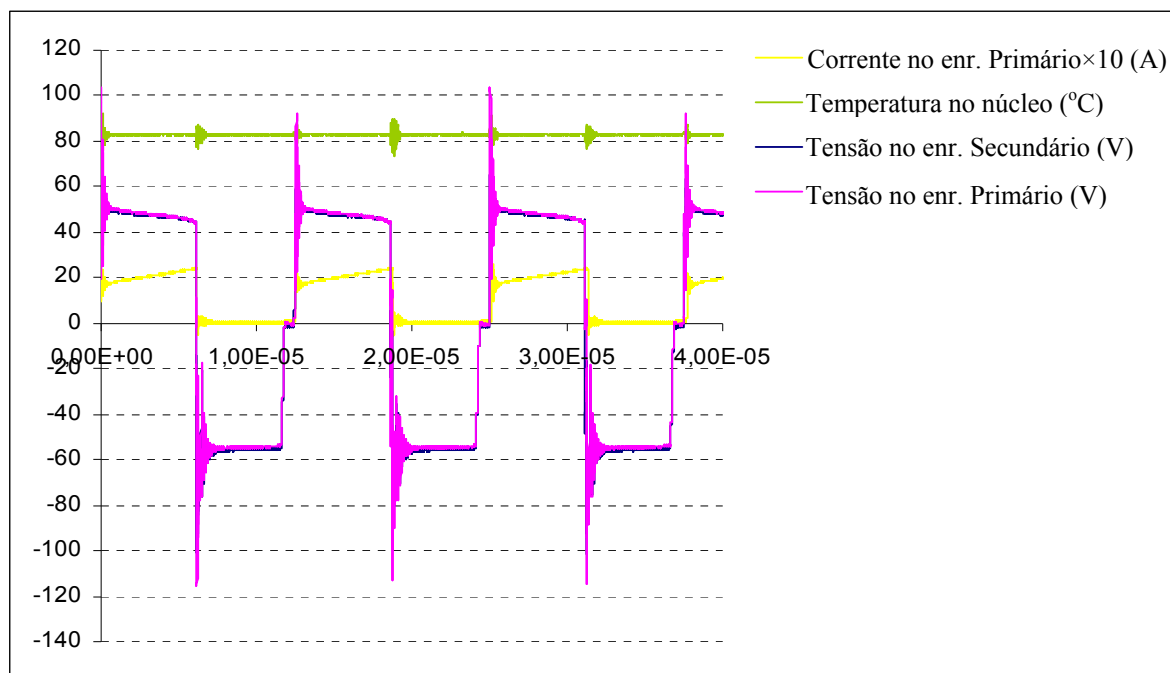
Fig. 8.5 – Tensões, corrente e temperatura no transformador do conversor *forward*.

Tabela 8.5 – Valores obtidos através do osciloscópio para o transformador do conversor *forward*.

Núcleo escolhido	E-PLT38
Tensão no primário (V)	50,22
Tensão no secundário (V)	50,06
Corrente no secundário (A)	1,50
Temperatura (°C)	83
Erro na temperatura (%)	1,2

A partir dos resultados experimentais para núcleos de diferentes volumes, submetidos a diversos valores de densidade de fluxo e de frequência, verificou-se o bom desempenho da metodologia adotada bem como do programa para projeto dos transformadores, visto que em todos os casos a temperatura ficou próxima da esperada.

Outro fator a ser observado é o bom acoplamento magnético existente entre os enrolamentos primário e secundário, já que as tensões nestes dois enrolamentos são bem parecidas.

8.6 Módulo para projeto do indutor

Para o projeto do indutor é necessário que o usuário especifique os valores da indutância, corrente, variação de corrente, frequência, fator de forma de onda e temperatura ambiente.

Com estes valores, e com as especificações que estão armazenadas no banco de dados, o programa escolhe o núcleo que deverá ser utilizado. A quantidade e a largura das espiras, bem como o tamanho do entreferro, serão fornecidos ao projetista. Obedecendo-se a estas especificações o elemento deve atingir a indutância desejada, operando dentro da faixa de temperatura em que ocorrem as mínimas perdas.

A rotina de cálculo do programa começa escolhendo o menor núcleo do banco de dados e determinando a seguir o número máximo de camadas condutoras que cabem neste núcleo (8.1). Na seqüência, é calculado o número de espiras possíveis de serem colocadas em cada camada (8.2), levando em consideração a distância entre trilhas bem como a distância a ser deixada nas laterais da placa para efeito de segurança. Finalmente, determina-se o número total de espiras (8.3).

O número necessário de espiras (N) para se obter a indutância desejada é calculado a partir dos parâmetros do núcleo escolhido:

$$N = \sqrt{\frac{L}{\mu_o A_e} \left(l_g + \frac{l_e}{u_r} \right)}, \quad (8.5)$$

Onde:

l_g = tamanho do entreferro total (m); e

l_e = caminho magnético médio (m).

Verifica-se se o núcleo escolhido é capaz de comportar o número de espiras calculado. Se a resposta for negativa, deve-se escolher um núcleo maior. Caso contrário, calcula-se o valor de B através de (8.6).

$$B = \frac{V_{pL}}{N A_e f 4}, \quad (T) \quad (8.6)$$

Onde:

V_{pL} é o valor da tensão de pico no indutor.

Para onda quadrada simétrica, o valor da tensão de pico tem o mesmo valor da tensão eficaz, sendo calculado conforme:

$$V_L = \Delta I_L f L, \quad (V) \quad (8.7)$$

Onde:

ΔI_L = variação de corrente no indutor (A).

A partir do valor da indução B , é possível determinar o valor da densidade de corrente J através da curva de $B \times J$ para o núcleo escolhido.

Com a densidade de corrente estabelecida, calcula-se a largura da trilha.

Quando o valor de indutância calculado torna-se maior que o especificado, um novo valor de entreferro deve ser determinado, utilizando-se (8.5). A inclusão de um entreferro no circuito magnético faz com que o indutor seja menos sensível às variações de temperatura e ao ponto de operação.

A seqüência de cálculo para o projeto do indutor é mostrada no fluxograma da fig. 8.6.

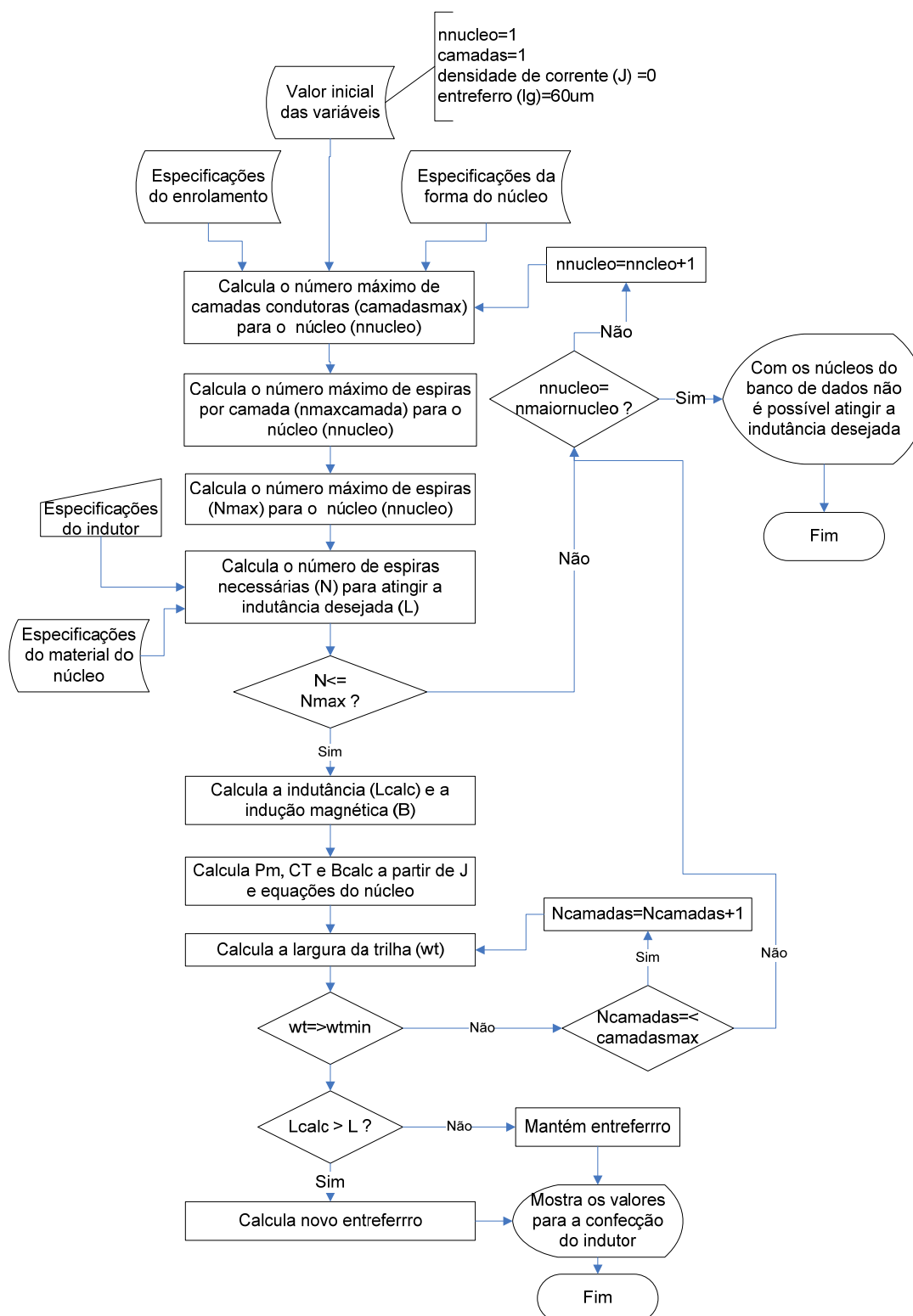


Fig. 8.6 - Fluxograma do módulo de projeto do indutor.

8.7 Medições do valor da indutância

Para verificar se as equações usadas apresentam resultados compatíveis com os obtidos experimentalmente com os núcleos planares, montaram-se indutores utilizando 3 núcleos diferentes, cujo enrolamento era composto de 3 e 6 espiras, em que o tamanho do entreferro foi variado.

Com estes indutores, obteve-se o valor de suas indutâncias de duas maneiras distintas: através de medida indireta, usando o osciloscópio para medir tensão e corrente e calculando L a partir de (8.7). E através de medida direta, usando um analisador de impedância (Agilent 4294A) [41].

Os gráficos das fig. 8.7, 8.8 e 8.9, mostram os valores obtidos nas medidas bem como os valores calculados com (8.5), isolando-se L .

Para o material 3F3 foi utilizado valor de permeabilidade igual ao utilizado pela Ferroxcube em seu programa de cálculo de indutores ($\mu_r = 2000$) [36].

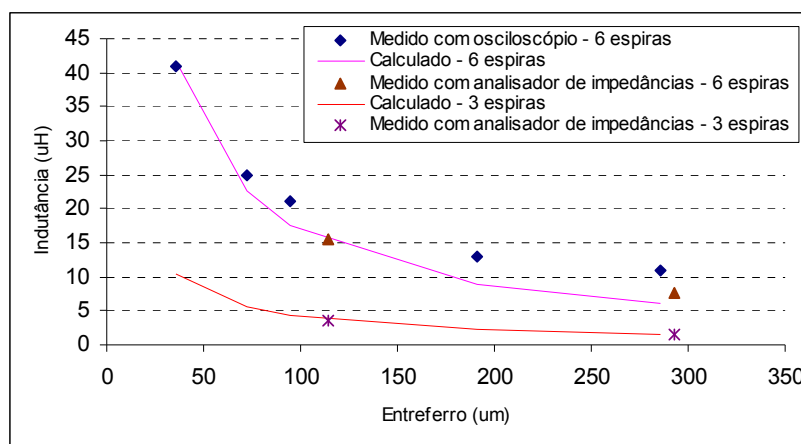


Fig. 8.7 - Valores de indutância em função do entreferro para o núcleo E-PLT 22

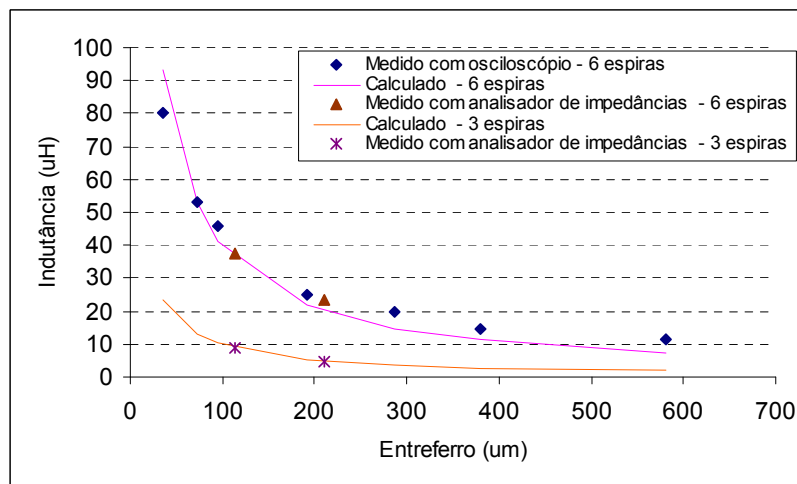


Fig. 8.8 - Valores de indutância em função do entreferro para o núcleo E-PLT 38

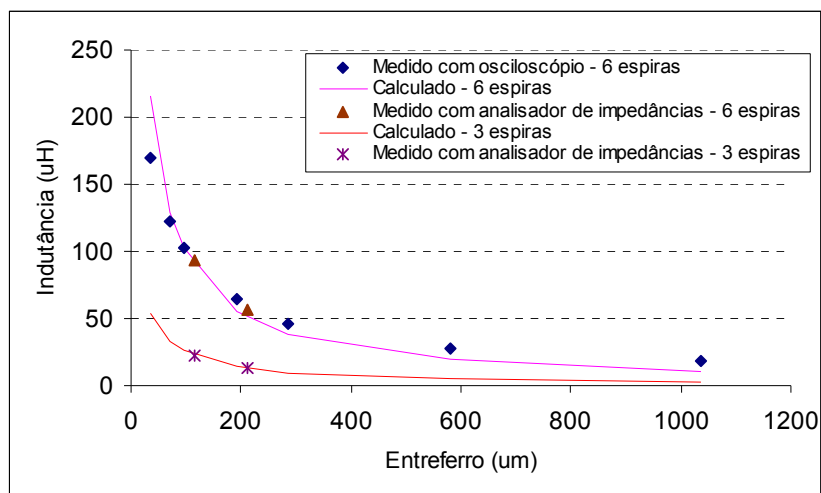


Fig. 8.9 - Valores de indutância em função do entreferro para o núcleo E-PLT 64

Observando-se os valores apresentados nos gráficos, verifica-se que os resultados obtidos experimentalmente estão em bom acordo com os obtidos através dos cálculos, validando desta forma as equações utilizadas para os projetos. Com o analisador de impedâncias, também é possível verificar que o valor de indutância permanece praticamente constante para uma grande faixa de frequências, variando de 20 a 200 kHz (eixo horizontal). Isto pode ser observado na fig. 8.10, que mostra os valores medidos de indutância (eixo vertical) em função da frequência.

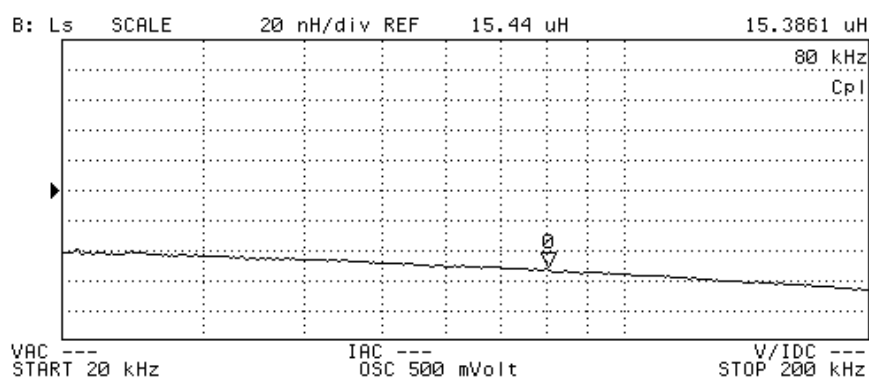


Fig. 8.10 - Aquisição do valor da indutância em função da frequência para o núcleo E-PLT22 com seis espiras.

8.8 Projeto do indutor do conversor *forward* utilizando o programa

A corrente média no indutor é a própria corrente de carga, ou seja, $I_L = I_o$.

A ondulação da corrente no indutor, também chamada de *ripple* de corrente, equivale a uma parcela percentual da corrente de carga.

Para verificar a validade da metodologia adotada e o funcionamento do programa computacional projetou-se um indutor para um conversor *forward*, para operação em dois níveis de tensão e corrente, fazendo com que os núcleos escolhidos sejam diferentes.

O relatório com os dados para projeto do primeiro indutor a ser montado é mostrado no quadro 8.3.

Quadro 8.3 – Relatório para montagem do indutor

Dados para projeto do indutor do conversor forward	
Valores especificados:	
Valor do indutor(H)=	2.86e-005
Corrente no indutor (A)=	3
Varição da corrente no indutor (A)=	3.2
Frequência (H)=	80000
Valores calculados:	
Núcleo a ser utilizado=	3
Número de camadas de PCI dupla face=	1
Número de camadas condutoras=	2
Número de trilhas na camada 1 =	3
Número de trilhas na camada 2 =	2
Número total de espiras=	5
Soma dos entreferros do caminho magnético (mm)=	5.807267e-005
Largura da trilha do enrolamento (mm)=	1.127820e+000
Densidade de corrente (A/mm ²)=	38
Densidade de fluxo magnético (T)=	2.388535e-001
Perdas magnéticas (W)=	5.023000e-001
Temperatura (°C) =	82

Com os dados fornecidos pelo programa, montou-se o indutor do conversor *forward*. Os valores das medições de corrente, tensão, temperatura e indutância, feitas com o osciloscópio, são mostrados na fig. 8.11.

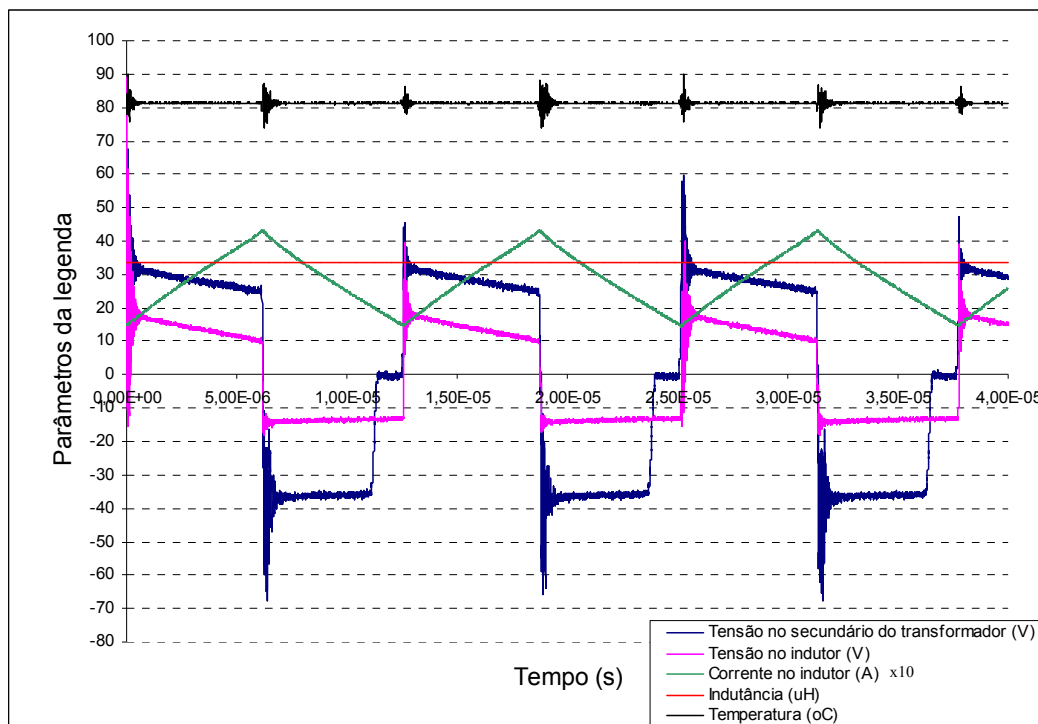


Fig. 8.11 - Parâmetros medidos no indutor do conversor *forward*.

A tabela 8.6 mostra os dados referentes aos projetos feitos com o indutor.

Tabela 8.6 - Valores especificados, calculados e experimentais no projeto do indutor.

Projeto nº:	1	2	3
Valores especificados			
Indutância (μH)	28,6	235	235
Frequência (kHz)	80	80	80
Corrente no indutor (A)	3	2	2
Variação de corrente no indutor (A)	3,2	0,66	0,66
Valores calculados			
Núcleo escolhido	E-PLT22	E-PLT38	E-PLT38
Tensão no indutor (V)	15	25	25
Densidade corrente (A/mm^2)	38	34	34
Indução magnética (T)	0,235	0,080	0,080
Número de espiras	5	10	10
Largura da trilha (mm)	1,12	0,84	0,84
Perdas magnéticas (W)	0,5	0,24	0,24
Entreferro (μm)	60	59	59
Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	82	82	82
Valores Experimentais			
Largura da trilha no protótipo (mm)	1,15	1,45	0,70
Densidade corrente (A/mm^2)	38	20	45
Indutância (μH)	33	213	213
Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	82	53	95
Erro na temperatura (%)	0	35	15

Para o projeto nº 1, observa-se que tanto os valores da indutância quanto o da temperatura no núcleo ficaram próximos dos valores calculados. A pequena diferença que há no valor da indutância diz respeito à imprecisão na medida do entreferro.

Nos projetos 2 e 3, houve um erro maior no valor da temperatura. Este erro foi provocado intencionalmente para verificar a influência da densidade de corrente na temperatura final do núcleo. Na confecção da placa de circuito impresso, a largura da trilha no projeto 2 deveria ser de 0,85mm, fazendo com que a densidade de corrente fosse de 34 A/mm². Entretanto, na confecção, a largura da trilha foi feita com 1,45 mm, resultando numa densidade de corrente de 20 A/mm², aquecendo menos o elemento. O contrário ocorreu no projeto 3, em que a largura da trilha era para ser de 0,85 mm, mas na confecção ficou com 0,70 mm. Isso acarretou numa densidade de corrente de 45 A/mm², aquecendo o elemento além do calculado.

Novamente percebe-se que a largura da trilha da PCI tem fundamental importância na temperatura do núcleo magnético, influenciando desta forma nas perdas magnéticas.

8.9 Conclusões a respeito dos projetos desenvolvidos

A partir de parâmetros dos núcleos e enrolamentos planares, e com o auxílio de um algoritmo de otimização, desenvolveu-se uma metodologia de projeto visando a minimização de perdas magnéticas.

De posse dos parâmetros obtidos foi desenvolvido um programa computacional para fazer o projeto do transformador e do indutor automaticamente, bastando que o usuário determine as especificações básicas. Isto porque todo o equacionamento, gráficos e características do núcleo e da PCI estarão armazenados num banco de dados.

Com o programa computacional, foram realizados diferentes projetos tanto para transformador como para indutor.

Através dos resultados obtidos verificou-se o bom desempenho tanto da metodologia como do programa para o projeto dos transformadores e indutores, visto que em todos os projetos montados de transformadores a temperatura ficou próxima da esperada. Nos projetos de indutores os resultados que ficaram fora do previsto já eram esperados e foram justificados.

Esta mesma metodologia pode ser utilizada para outros materiais, com diferentes tamanhos e formas de núcleos, desde que suas especificações sejam conhecidas.

Conclusões e sugestões de continuidade dos trabalhos

Analisando-se o trabalho desenvolvido nesta tese verifica-se que duas áreas de conhecimento foram envolvidas. Uma diz respeito ao estudo dos elementos magnéticos planares, cuja tecnologia ainda é pouco conhecida. A outra se refere à otimização, que é uma ferramenta muito importante na concepção de projetos.

Tanto em uma área quanto na outra, os temas foram tratados de forma teórica e experimental, com o objetivo de não deixar dúvidas relacionadas à metodologia, algoritmos, estudos analíticos ou cálculos numéricos.

Com este estudo, percebeu-se que os projetos feitos pela indústria utilizando os elementos magnéticos planares são executados sem uma base sólida sobre o seu comportamento. Ou seja, as equações utilizadas, as características do material magnético bem como o ponto de operação não são escolhidos visando a minimização das perdas. Isto não quer dizer que o projeto não funcione. Entretanto, os produtos resultantes não serão tão eficientes quanto poderiam. E, na atualidade, com a constante busca pela máxima eficiência no funcionamento dos produtos, os menos eficientes tendem a perder mercado.

Como o objetivo deste trabalho foi desenvolver projetos otimizados, fez-se necessário montar uma base de conhecimento com valores e equações que representassem de maneira realista o modo como os elementos planares se comportam. Isto permitiu um maior conhecimento sobre alguns aspectos ligados a este tipo de tecnologia. Um exemplo disto é a importância que deve ser dada ao comportamento térmico, pois como foi visto no capítulo 5, as perdas magnéticas estão diretamente ligadas à temperatura no núcleo.

Assim, foi desenvolvida uma bancada experimental com o objetivo de efetuar as aquisições dos parâmetros necessários ao projeto de um elemento magnético planar, possibilitando a avaliação de muitos fenômenos que ocorrem com estes elementos. Além disso, o conhecimento da geometria destes componentes e a maneira como eles podem ser montados também agregam conhecimentos úteis no momento do projeto.

No que diz respeito ao projeto, quando este não é feito de forma adequada, com subutilização do núcleo, o elemento se torna mais volumoso e mais caro do que deveria.

Caso o núcleo trabalhe sobrecarregado, tem-se o risco de mau funcionamento ou de elevação da temperatura acima dos limites tolerados. Em um elemento magnético, um núcleo pode ser considerado bem utilizado quando ele opera com a máxima densidade de fluxo permitida, respeitando a temperatura máxima e os limites de saturação. O enrolamento, por sua vez, deve trabalhar com a máxima densidade de corrente, respeitando os limites térmicos que a ele se aplicam, para que não sofra danos devido à uma excessiva elevação da temperatura.

Entretanto, quando se deseja um projeto eficiente, não se recomenda que o componente trabalhe nos seus limites, ou seja, deve ser encontrado um ponto de operação em que todos os fatores envolvidos contribuam para o melhor funcionamento do dispositivo.

Uma forma de conseguir um bom aproveitamento do núcleo e do enrolamento consiste em determinar o número de espiras e o tamanho do núcleo que resultem em valores de indução magnética e de densidade de corrente que fazem com que o núcleo opere na faixa de temperatura correspondente a mínimas perdas.

Assim, foi desenvolvido um algoritmo que busca, dentro de um conjunto de valores de indução magnética e de densidade de corrente, valores que permitam a operação com mínimas perdas. A partir dos parâmetros obtidos durante o estudo, foi então desenvolvido um programa para projeto de elementos magnéticos planares operando com mínimas perdas magnéticas.

No capítulo 1, foram mencionados os objetivos a serem alcançados com a tese, e também foi justificada a escolha por este tema de tese.

Apesar da vasta revisão feita na literatura a respeito deste tema de estudo, pouco foi encontrado, dando a oportunidade deste trabalho apresentar contribuição significativa ao meio acadêmico e industrial. Com base na boa aceitação dos artigos resultantes deste trabalho em congressos relevantes, acredita-se na importância do assunto, como pode ser observado no comentário feito por um revisor de artigo para o MOMAG 2008:

“Um ponto forte que pode ser atribuído a este trabalho é o fato de tratar de um tema de alta relevância, sobretudo para a área da eletrônica de potência com as fontes de alimentação estáticas chaveadas, trazendo à tona um avanço significativo na técnica para a especificação e desenvolvimento dos núcleos planares.”

No capítulo 2, foi feito um estudo dos elementos magnéticos operando em alta frequência, em que foi mostrada a aplicação destes elementos em conversores estáticos de energia, e os efeitos que ocorrem durante sua operação. Perdas magnéticas e nos enrolamentos foram citadas, bem como outros efeitos elétricos, tais como variação de resistências, indutâncias de dispersão e capacitâncias parasitas. Desta forma, percebeu-se que diversos estudos teóricos e experimentais precisariam ser feitos.

No capítulo 3, realizou-se uma pesquisa geral a respeito dos elementos magnéticos planares e grande quantidade de material foi organizada. Acredita-se, desta forma, que uma contribuição aos interessados no assunto é dada neste capítulo, pois em nenhum dos trabalhos consultados encontra-se condensado um volume de informações como o aqui apresentado.

No capítulo 4, foi apresentada a metodologia utilizada para obtenção das perdas nos elementos magnéticos e descrito o inversor em ponte completa, construído especificamente para este fim. O comando do inversor permite fazer diversos ajustes possibilitando impor uma tensão de excitação conhecida e controlada sobre o elemento magnético.

O desenvolvimento de um instrumento virtual, utilizando o programa Labview, foi de suma importância para a aquisição e o tratamento das informações necessárias ao desenvolvimento do trabalho. A obtenção de muitos dos dados não seria possível sem o instrumento virtual. Um exemplo foi a aquisição da variação das perdas magnéticas em função da temperatura no núcleo, em que os sensores ficaram ligados por mais de 12 horas fazendo a leitura dos dados, adquirindo aproximadamente 25 mil pontos.

No capítulo 5, foram analisadas as perdas nos núcleos magnéticos. Este capítulo, bastante extenso, mostra os resultados de um longo trabalho. Mas todo o trabalho e o tempo investido foram cruciais, já que sem os dados obtidos não seria possível alcançar os resultados que foram conseguidos ao final da tese. De fato, a modelagem precisa das perdas foi essencial para o sucesso da etapa de otimização. Nos experimentos, verificou-se que as perdas magnéticas variam em função do material, o que está de acordo com a bibliografia consultada. Entretanto, os modelos disponíveis na literatura não permitiram obter resultados teóricos em bom acordo com os resultados experimentais.

Com relação à variação das perdas em função da indução magnética, o valor de y (expoente de B na equação de perdas) encontrado neste trabalho é igual ao encontrado

por outros autores. Contudo, nos valores para as constantes C_m e x , os valores são diferentes. No modelo aqui proposto, uma nova constante (z) foi acrescentada ao modelo de perdas, permitindo representar com precisão a dependência desta com o volume do núcleo magnético.

Uma diferença significativa foi observada também entre o modelo apresentado na literatura e o modelo obtido experimentalmente no que diz respeito à variação de perdas em relação à temperatura. Tal fato motivou a busca por um modelo que representasse corretamente a dependência das perdas com a temperatura.

Outros fatores também foram investigados nesta etapa do trabalho, justificando assim a extensão deste capítulo. Ao final deste, resultados experimentais foram apresentados mostrando que o modelo e as constantes obtidas têm validade e podem ser utilizados no projeto dos elementos magnéticos. Desta forma, considera-se que os dados apresentados são de grande contribuição para a realização de projetos utilizando núcleos planares.

O capítulo 6 abordou, entre outros, os efeitos causados pela alta frequência nos enrolamentos. Foi mostrado que, para os enrolamentos planares feitos em placas de circuito impresso, estes efeitos são mais fáceis de serem modelados. Isto porque as formas e dimensões geométricas são bem definidas para este tipo de enrolamento permitindo simplificar as equações.

Nos estudos realizados, observou-se que, devido à pequena espessura da lâmina condutora, o efeito pelicular pode ser desprezado. Nas medidas constatou-se que a elevação da temperatura com o sinal em corrente contínua não difere em quase nada da elevação da temperatura para corrente alternada. Isto possibilitou desconsiderar os efeitos da alta frequência na resistência dos condutores para este tipo de enrolamento.

O estudo da indutância de dispersão e das capacitâncias entre enrolamentos também fizeram parte deste capítulo, em que modelos analíticos foram apresentados, cujos resultados foram comparados com os obtidos experimentalmente. Verificou-se uma boa concordância para os valores de indutância própria e de dispersão. Para os valores de capacitância entre os enrolamentos, entretanto, houve algumas diferenças, mas que foram justificadas e não invalidam o estudo.

No capítulo 7, acredita-se estar a maior contribuição desta tese. Nele é demonstrado que, a partir dos parâmetros obtidos, e com a utilização de ferramentas de

otimização, é possível obter uma relação entre os valores de indução magnética e de densidade de corrente que façam com que o elemento magnético opere com mínimas perdas magnéticas.

Dois métodos diferentes foram utilizados para a otimização. O primeiro utiliza um algoritmo em que a direção de busca do ponto ótimo (neste caso, ponto de mínimo) é dada pelo método do gradiente conjugado e o passo é dado pela condição de Armijo. Este método mostrou-se muito eficiente para o caso em que se tinha apenas um enrolamento, ou seja, duas variáveis a serem determinadas (B e J). Já para o caso em que se tinham dois enrolamentos, o número de variáveis passava para três (B , J_1 e J_2), tornando o método mais complicado.

Foi então que se decidiu trabalhar com algoritmos genéticos. Após algum estudo sobre o método, o programa foi desenvolvido para resolver problemas com n variáveis. Primeiramente, os valores de B e J para o elemento com um enrolamento foram obtidos e comparados com os valores obtidos com o método do gradiente conjugado. Como os resultados obtidos foram os mesmos, o programa de otimização com algoritmos genéticos foi validado. Após isso, utilizou-se o mesmo programa para solucionar o problema que envolvia três variáveis.

Os gráficos que relacionam a indução magnética e a densidade de corrente para elementos com um e dois enrolamentos, apresentados neste capítulo, serão de grande valor para os projetistas de elementos magnéticos planares pois, respeitando-se estas relações, o núcleo do elemento estará funcionando numa temperatura de mínimas perdas. Mesmo nos casos em que o objetivo não seja a minimização de perdas, estes valores servem de base para a execução do projeto.

No último capítulo, foi apresentado um programa para calcular os parâmetros necessários à confecção de um indutor e de um transformador com dois enrolamentos.

Todo o equacionamento bem como o fluxo de cálculos seguido pelo programa também foram mostrados neste capítulo. A partir dos resultados obtidos, foram construídos alguns elementos magnéticos sobre os quais foram realizadas medições para verificação dos projetos.

Os resultados das medições para os elementos montados com os dados fornecidos pelo programa foram muito bons. Isto validou, de uma maneira geral, todo o

trabalho executado, desde a bancada experimental, a aquisição dos parâmetros, a modelagem, a otimização e, por fim, o programa para projeto.

Em um dos anexos deste trabalho é mostrado o estudo de uma forma diferente de enrolamento, para o qual se pensava a princípio que as perdas seriam menores. Todavia, com os resultados obtidos percebeu-se que há um aumento nas perdas magnéticas, interrompendo desta forma o estudo.

Também como anexo, é apresentada a aplicação de um indutor planar num reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes. Neste trabalho o indutor é projetado com o programa desenvolvido, mas em vez de usar condutor planar, foi utilizado condutor cilíndrico. Os resultados obtidos mostraram uma redução na indutância de dispersão, no valor das capacitâncias entre enrolamentos e principalmente na altura do componente, concluindo desta forma que a tecnologia de elementos planares é promissora.

Sugestões para continuidade dos trabalhos

Como este trabalho é um dos primeiros do gênero, algumas restrições foram feitas para que se pudesse chegar ao seu final.

Dentre as restrições encontra-se a utilização de somente um tipo de material. Desta forma, o levantamento de dados para outros materiais pode ser feito para incrementar o banco de dados.

O estudo para o acréscimo do número de enrolamentos a ser usado também pode ser uma opção para a continuação do trabalho, visto que transformadores com mais de um secundário são comuns em fontes de alimentação. Desta forma, seriam geradas novas curvas para serem inseridas no programa de projetos.

No que diz respeito ao programa, este poderia ser desenvolvido numa plataforma cuja utilização pudesse ser facilitada, e até mesmo disponibilizada para fins didáticos.

A aplicação de novas formas de núcleo também pode ser estudada, pois se acredita que deve haver estruturas em que o fluxo magnético possa ser mais bem distribuído, diminuindo as perdas magnéticas.

Anexo I

Determinação do fator de forma de onda

O valor instantâneo da tensão em um enrolamento é dado pela Lei de Faraday:

$$v_k = n_k \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{A1.1})$$

onde: ϕ = fluxo instantâneo em uma espira do enrolamento; e,

n_k = número de espiras no enrolamento k .

Tomando-se como exemplo uma tensão senoidal, dado por:

$$v_k = V \cos \omega t = n_k \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{A1.2})$$

Como resultado da derivação tem-se:

$$\phi = \frac{V}{n_k \omega} \text{sen} \omega t \quad (\text{A1.3})$$

Considerando a secção transversal do núcleo, por onde passa o fluxo:

$$\phi = B A_e \quad (\text{A1.4})$$

Logo:

$$B = \frac{V}{n_k \omega A_e} \text{sen} \omega t \quad (\text{A1.5})$$

O valor máximo da densidade de fluxo é para $\text{sen}(\omega t)=1$,

$$B_{\max} = \frac{V}{n_k \omega A_e} = \frac{V_{ef} \sqrt{2}}{n_k \omega A_e} = \frac{V_{ef} \sqrt{2}}{n_k 2\pi f A_e} \quad (\text{A1.6})$$

$$\text{Daí: } V_{ef} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} n_k f A_e B_{\max}$$

(A1.7)

Tem-se que $\frac{2\pi}{\sqrt{2}}$ é uma constante que depende da forma de onda aplicada sobre o enrolamento (neste caso, para onda senoidal, $K_v = 4,44$).

Uma forma genérica de calcular o fator de forma de onda é apresentada em [47], onde este é calculado a partir da relação entre a tensão eficaz e a tensão média do sinal, como mostrado em (A1.8)

$$K_v = 4 \frac{V_{ef}}{f \int_0^T v(t) dt} \quad (\text{A1.8})$$

Anexo II

Método do gradiente conjugado

O método do gradiente conjugado é o método das direções conjugadas, obtido pela seleção de sucessivos vetores direção como uma versão conjugada dos gradientes obtidos ao longo do processo de solução. Em um determinado passo utiliza-se o vetor gradiente com sinal trocado acrescido de uma combinação linear dos vetores direção já empregados para obter uma nova direção conjugada às demais.

Na seqüência será apresentada a listagem do programa que utiliza o algoritmo do Gradiente Conjugado como algoritmo para busca multidirecional (busca da melhor direção) e a Condição de Armijo como algoritmo para busca unidirecional (busca do passo).

Toda a base matemática, bem como os algoritmos genéricos do método do gradiente, do método das direções conjugadas e da condição de Armijo pode ser encontrada em BAZARAA [42].

A2.1 Listagem do programa Gradiente Conjugado + Condição de Armijo.

```
%*****
%
%           Algoritmo de Otimização
%           Gradiente Conjugado + Armijo
%*****
%
%  Doutorando: Cláudio Luís Ebert
%  Área da Pós-Graduação: GRUCAD
%  Data: 10/10/2007
%
%*****
%
%*****
%  Dados de Entrada
%*****
%
%  Zerando todas as variáveis
%
clear all
clc

%Cria as variáveis simbólicas x1 e x2.
syms x1 x2;

%Define valor dos parâmetros
```

```

Cm=9.2e-9;
y=2.5;
f=80000;
x=1.166;
z=1.1;
Ve=8460;

ct=3.95811;
ct1=0.07512;
ct2=4.548e-4;
Ta=25;

%x1=densidade de corrente
%x2=perdas magnéticas
%f=CT

% Função a ser otimizada

f=ct-ct1*(-1.4468*x2^2+30.441*x2+(0.0537*x1^2-0.3548*x1+Ta))+ct2*(-
1.4468*x2^2+30.441*x2+(0.0537*x1^2-0.3548*x1+Ta))^2;

%Cálculo do gradiente
g1= diff(f,x1);
g2= diff(f,x2);
g = [g1 g2];%Gradiente

%Cálculo da Hessiana
h = [diff(g1,x1) diff(g1,x2)
diff(g2,x1) diff(g2,x2)];%Hessiana

%*****
% Entre com Ponto de Partida *
%*****
cont=1;
for xx1=0.1:1:40
    for xx2=0.1:1:4

x1=xx1/1;
x2=xx2/1;
%*****
% Utilizando como Direção Inicial o negativo do gradiente

go=eval(g);%Valor do gradiente para o ponto inicial
do=-go;%Negativo do Gradiente

xo=[x1 x2];%Valor do Ponto Inicial
xk=xo';%Atribuindo o valor de xo a xk
dk=do';%Atribuindo o valor de do a dk
gk=go';%Atribuindo o valor de go a gk
erro=1;%Inicializando o erro
n=2;%Atribuindo um valor ao número de iterações
e=0.000001;%Atribuindo um valor a tolerância

```

```

ho=eval(h);%Valor da Hessiana para o ponto inicial
hk=ho';%Atribuindo o valor de g2o a g2k
m=0;%Contador de iterações

while erro>e

    for k=1:n

        if erro<e %Verificar se gk é menor que a tolerancia
            xot=xk;%x ótimo foi encontrado
        else
            ak=-(gk'*dk)/(dk'*hk*dk);%Cálculo do passo analiticamente
            %*****
            %    Inclusão da condição de Armijo para verificação do passo "ak".

        alfa=0.0001;

        fo=eval(f);

        %Busca Linear

        CA=1;%Atribuindo um valor inicial para a Condição de Armijo
        arm=0;
        while CA>0

            fo=eval(f);%Valor da função para xk

            xk1=xk+ak*dk;
            x1=xk1(1);
            x2=xk1(2);
            f1=eval(f);%Valor da função para um novo xk

            f_incremento=fo+alfa*ak*gk'*dk;

            CA=f1-f_incremento;

            % rejeitar passo e fazer passo "ak" entre 0.1ak e 0.9ak
            ak=ak*0.5;
            arm=arm+1;
        end

        %*****
        x1=xk(1);
        x2=xk(2);

        hk=eval(h);

        y=xk;%Guardando o valor de xk numa nova variavel

        x1=xk1(1);%Colocando em xk o valor de x2
        x2=xk1(2);%Colocando em xk o valor de x2
        gk1=eval(g);
        dk=dk;
        bk=(gk1'*hk*dk)/(dk'*hk*dk);

```

```

gk1=gk1';
dk1=-gk1+bk*dk;

hk1= eval(h);

dk=dk1; %Atribuindo o valor de dk1 a dk
gk=gk1; %Atribuindo o valor de gk1 a gk
hk=hk1;
erro=norm(gk);
xk=xk1;
    end
    x1=xk1(1);
    x2=xk1(2);
    end
m=m+1;
end
dc(cont)=xk1(1);
pm(cont)=xk1(2);
CT(cont)=eval(f);
    if (dc(cont)>0) & (dc(cont)<30)
        if (pm(cont)>0)&(pm(cont)<4)
            cont=cont+1;
        end
    end
end
end
dc=dc';
pm=pm';
CT=CT';
plot(dc,pm, 'LineWidth',2,...
      'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','g',...
      'MarkerSize',10)

pontos_otimos=[dc,pm,CT]

%*****
%
%*****

```

A2.2 Funções de teste

A seguir serão apresentadas as funções que foram utilizadas como teste para verificação dos resultados obtidos a com o programa do Gradiente Conjugado + Condição de Armijo.

Primeiramente é mostrada a função e o seu respectivo gráfico, para em seguida serem mostrados os resultados obtidos.

$$A2.2.1 \quad f = x_1^2 + x_2^2$$

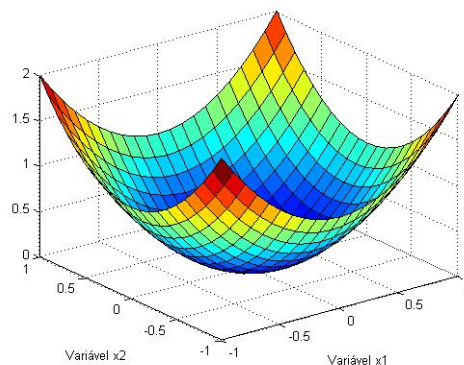


Fig. A2.1 – Gráfico da função de teste (a).

Executando o programa de otimização do gradiente conjugado + condição de Armijo, tem-se a seguinte resposta:

Número de Iterações: 1

Ponto Ótimo: $x^* = (0, 0)$

Valor da função no ponto ótimo : $f(x^*) = 0$

A busca do ponto ótimo pode ser visto no gráfico da fig. A2.2, onde se tem a representação da função através de curvas de níveis e o trajeto da busca, partindo-se de um ponto inicial (4,4).

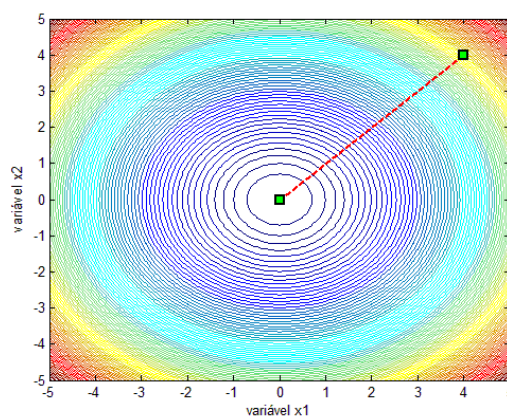


Fig. A2.2 – Gráfico da função + trajeto da busca.

Dos valores obtidos, observa-se que a solução é obtida rapidamente, em apenas uma iteração. Dos gráficos, pode-se notar que o resultado está correto, pois tanto no primeiro, como no segundo gráfico, observa-se que o ponto de mínimo da função é $x=(0,0)$.

$$A2.2.2 \quad f = (x_2 - x_1^2)^2 + 100(1 - x_1)^2$$

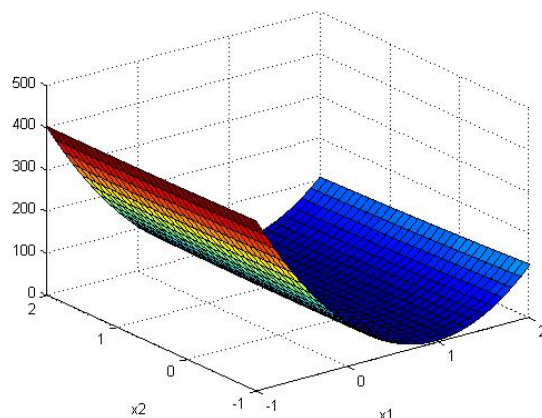


Fig. A2.3 – Gráfico da função de teste (b).

Resultado:

Número de Iterações: 6

Ponto Ótimo: $x^* = (1, 1.000000e+000)$

Valor da função no ponto ótimo : $f(x^*) = 1.232595e-032$

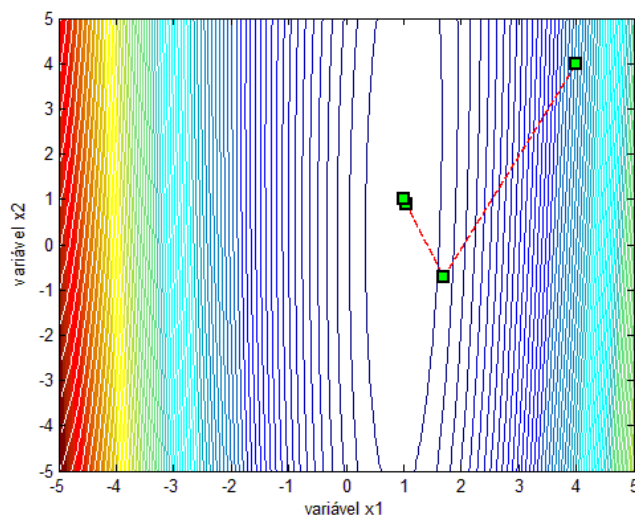


Fig. A2.4 – Gráfico da função + trajeto da busca.

Nesta função percebe-se um vale com uma inclinação grande em x_1 e pequena inclinação em x_2 . Mas apesar desta particularidade da função o programa convergiu para a solução ótima em apenas 6 iterações, mostrando o bom desempenho e eficiência do mesmo.

$$A2.2.3 \quad f = 100(x_2 - x_1^2)^2 + (1 - x_1)^2$$

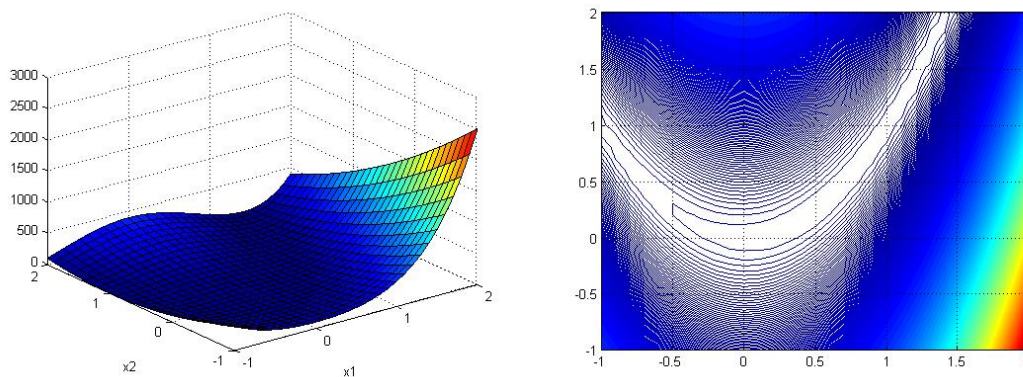


Fig. A2.5 – Gráfico da função de teste (c), em 3D e vista superior.

Resultado:

Número de Iterações: 18

Ponto Ótimo: $x^* = (1.000000e+000, 1.000000e+000)$

Valor da função no ponto ótimo : $f(x^*) = 3.699789e-023$

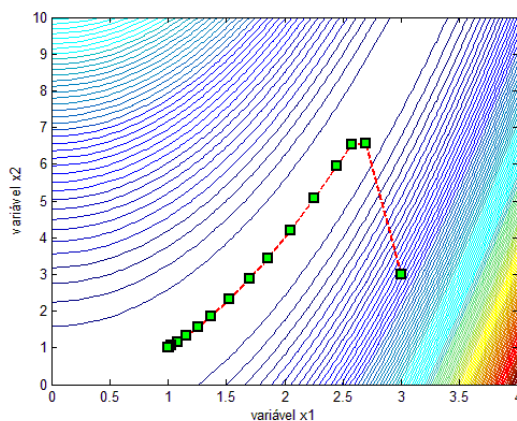


Fig. A2.6 – Gráfico da função + trajeto da busca.

Neste caso o programa demorou mais a encontrar a solução ótima. Ao observar-se os gráficos apresentados percebe-se um vale com pequena inclinação, dificultando ao programa achar a solução ótima, visto que se utilizar um passo maior do que deveria, corre o risco de sair da região onde se situa o ponto ótimo.

Entretanto, apesar de a função apresentar este comportamento, o programa se mostrou eficiente.

Anexo III

Algoritmos Genéticos

O algoritmo genético (AG) é uma das técnicas de inteligência artificial, utilizada como alternativa à busca exaustiva, onde todos os pontos possíveis são testados. É um ramo dos algoritmos evolucionários e como tal pode ser definido como uma técnica de busca baseada no processo biológico natural. Este tipo de algoritmo foi utilizado pela primeira vez na década de setenta por John Holland.

O AG pretende modelar dois tipos de fenômenos naturais: a teoria da evolução de Darwin e as leis da herança genética descobertas por Mendel em meados do século XIX. Assim sendo, muito da sua nomenclatura é baseada na Biologia. Nomes como cromossomos, genes, alelos, populações, indivíduos, reprodução, etc., são usualmente utilizados na literatura.

Resumidamente pode-se dizer que o AG é uma técnica de busca de uma solução ótima com as seguintes características positivas [43]:

- Soluções paralelas: pois mantém do começo ao final do processo de busca soluções que são avaliadas simultaneamente.
- Busca global: os AG's não utilizam apenas informação local na busca pela solução ótima, desta forma não ficam presos em máximos locais como outros métodos.
- Não são totalmente aleatórios: apesar dos AG's terem componentes aleatórios, eles servem-se da informação da população corrente para determinar o próximo estado da busca.
- Não são afetados por descontinuidades na função ou em suas derivadas, pois não necessitam da derivada da função objetivo para guiar a sua busca.
- São capazes de lidar com funções contínuas ou discretas, funções reais, booleanas ou não numéricas.

A3.1 Estrutura básica de um AG.

O funcionamento de um AG consiste, basicamente, em gerar sucessivos conjuntos de potenciais soluções (populações) que serão, em média, melhores do que as de gerações anteriores [44] [45]. Para tanto, um AG pressupõe métodos para:

- 1) Criação de uma população inicial.
- 2) Avaliação de todos os indivíduos constituintes da população.
- 3) Seleção dos mais aptos, que serão os pais para gerar novos indivíduos.
- 4) Criação de novos indivíduos a partir do cruzamento dos anteriormente selecionados.
- 5) Modificação aleatória de alguns elementos da população através do processo de mutação.
- 6) Inserção de novos indivíduos na população e eliminação de alguns velhos indivíduos.
- 7) Avaliação de todos os indivíduos constituintes da população e, se o tempo esgotou, ou o melhor indivíduo satisfaz os requisitos de desempenho, finaliza o processo, senão retorna ao 3º passo.

A3.2 Descrição de cada passo do algoritmo genético

1) Criação da população inicial

O primeiro passo de um AG é a criação de uma população inicial representada na forma de um cromossomo, onde cada pedaço indivisível desta representação é chamado de gene, por analogia ao cromossomo biológico.

A representação mais simples e usual para os cromossomos é a binária, onde um cromossomo nada mais é do que uma seqüência de bits, e cada gene é somente um bit. Esta representação pode ser dividida em partes, iguais ou não, cada uma delas representando uma variável do problema a ser resolvido.

No trabalho em questão será utilizada a representação real, onde cada gene representa uma das variáveis de interesse, tendo o cromossomo um tamanho mínimo para o problema, igual ao número de parâmetros que serão otimizados.

A geração da população inicial de cromossomos é feita de maneira randômica cujo tamanho é “Npop”, onde cada cromossomo terá um número de genes chamado de “Nvar”. O valor de cada gene deve estar dentro de uma faixa de valores estabelecida previamente.

O tamanho da população deve ser suficientemente grande para gerar diversidade e ao mesmo tempo não grande demais a ponto de tornar o programa demasiadamente lento.

No quadro A3.1 tem-se o exemplo de uma população gerada no algoritmo implementado para achar a solução do problema deste trabalho.

Quadro A3.1 - População gerada pelo algoritmo genético.

6.2175	14.7575	20.8590
21.8415	17.7442	9.0473
28.1714	19.6646	27.5254
9.7751	13.5624	27.8179
8.5185	9.6900	5.7071
10.5114	0.9417	9.1854
1.7308	15.8482	29.2745
14.4534	15.4960	29.0219
5.9845	11.3456	0.6589
1.9726	7.3050	19.2133

Neste caso foi gerada aleatoriamente uma população de 10 cromossomos com 3 genes cada, cujo valor está entre 0 e 30.

2) Avaliação dos indivíduos

O passo seguinte é a avaliação de todos os cromossomos da população, utilizando-se a função de avaliação que determina a qualidade de cada indivíduo como solução do problema em questão.

Dada a generalidade dos AG's, a função de avaliação, em muitos casos, é a única ligação verdadeira do programa com o problema real.

A função de avaliação, também chamada de função de custo, pode ser entendida como uma nota dada ao indivíduo na resolução do problema, sendo esta utilizada para a escolha daqueles que se transformarão em pais. O valor numérico calculado reflete quão bons são os parâmetros representados no cromossomo.

3) Seleção dos pais

A terceira etapa é a seleção dos pais. Nesta, o método deve simular o mecanismo de seleção natural em que os pais mais capacitados devem gerar mais filhos, ao mesmo tempo em que os menos capacitados também devem gerar filhos, pois inclusive

estes podem conter características genéticas, favoráveis à criação de um indivíduo que seja melhor solução para o problema.

Uma maneira de dar chance a todos os membros da população de se reproduzirem é o método da roleta viciada. Neste, cria-se uma roleta virtual na qual cada cromossomo recebe uma representatividade proporcional à sua avaliação. Em seguida, roda-se a roleta e o selecionado será o indivíduo sobre o qual ela parar. Desta forma, o indivíduo que possui uma avaliação maior, tem um pedaço da roleta maior e conseqüentemente terá mais chances de ser selecionado, mas o que possui o menor pedaço também pode ser selecionado, já que o ato de rodar a roleta é aleatório.

4) Cruzamento

O cruzamento entre os pais escolhidos é o quarto passo do algoritmo genético. Para o cruzamento foi escolhido o operador de *crossover* de um ponto, que é o operador mais simples, e consiste no seguinte: depois de selecionados dois pais, é escolhido um ponto de corte. Este ponto é uma posição entre dois genes de um cromossomo, também escolhido aleatoriamente. Desta forma, um cromossomo com n genes, terá $n-1$ pontos de corte.

Depois de sorteado o ponto de corte os pais são separados em duas partes, uma à direita e outra à esquerda do ponto de corte. Um dos filhos é composto pela parte direita de um pai e esquerda do outro pai, e o outro filho é composto pelas partes que sobraram. Assim sendo cada par de pais irá gerar um par de filhos.

5) Mutação

Com os filhos compostos, parte-se para o quinto passo do algoritmo que é a mutação. Nesta etapa, um ou mais genes da população são escolhidos para terem seus valores alterados. A quantidade de genes alterados dependerá da taxa de mutação estabelecida. Desta maneira, dependendo do tamanho da população, poderá nem haver mutação em algumas iterações do algoritmo. Geralmente as taxas de mutação tem valores baixos para que não se corra o risco de perder informações das gerações passadas.

No algoritmo implementado foi usada uma taxa de mutação de 0,2, ou seja, no máximo 20% dos genes podem sofrer mutação.

6) Reconfiguração da população

Neste sexto passo é configurada a nova população, podendo ela ser parcialmente ou totalmente renovada.

No algoritmo em questão optou-se por substituir somente a metade da população, cujo tamanho permanece o mesmo da primeira até a última iteração.

7) Avaliação da população e critério de parada

Por fim, no sétimo e último passo, os indivíduos da população são novamente avaliados e organizados. Nesta etapa deve-se verificar se os critérios de parada são ou não atendidos para que sejam tomadas as decisões pertinentes.

Um esquema do funcionamento dos operadores genéticos, cruzamento e mutação, é mostrado na fig. A3.1

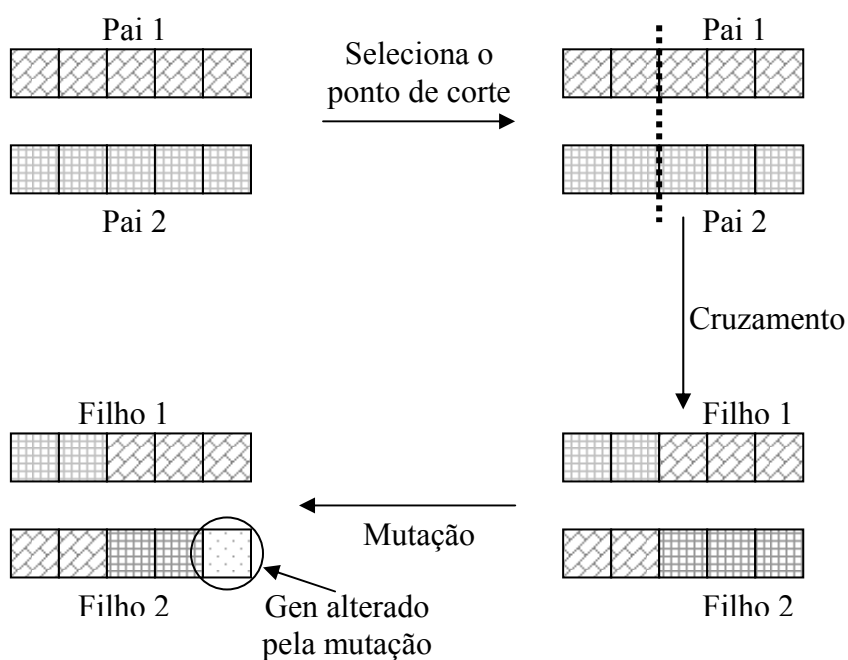


Fig. A3.1 - Funcionamento dos operadores genéticos.

Um fluxograma do algoritmo é mostrado na fig. A3.2.

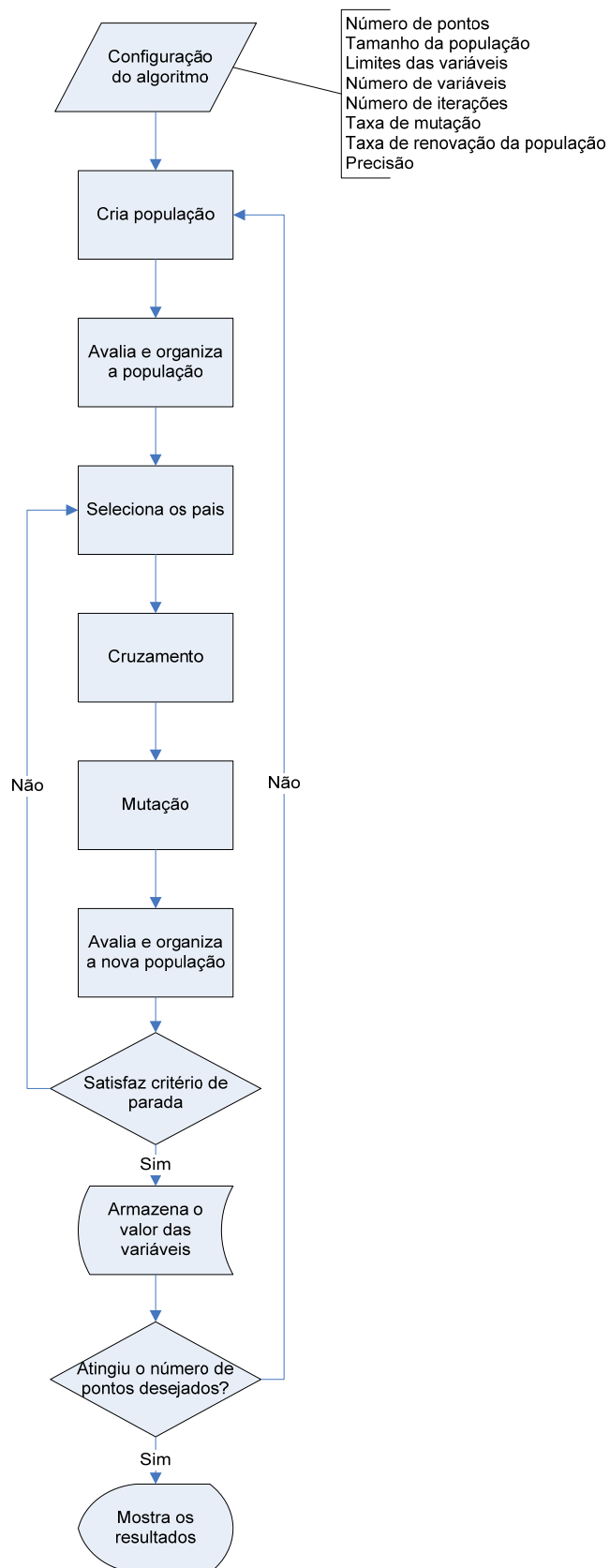


Fig. A3.2 – Fluxograma do Algoritmo Genético

A3.3 Programa com o algoritmo genético.

A listagem do algoritmo genético que foi desenvolvido é apresentada a seguir:

```

%*****
%   Algoritmo genético para achar os valores de d e Pm que otimizem CT
%*****
%
%   Doutorando: Cláudio Luís Ebert
%   Área da Pós-Graduação: GRUCAD
%   Data: 10/10/2007

clear all
clc
%*****
%                               Seleção de pontos
%*****

Npontos=1;
while Npontos<50

%*****
%                               Definindo a população
%*****

Nvar=2; %tamanho do elemento
Npop=10; %tamanho da população
pop=0;
pop=rand(Npop,Nvar);
liminf=0; %limite inferior das variáveis
limsup=50; %limite superior das variáveis
pop=(limsup-liminf)*pop+liminf; % população
d=pop(:,1);
pm=pop(:,2);

%*****
%                               Critério de parada
%*****
Nitmax=100; %número máximo de iterações
costmin=0; % minimo custo

%*****
%                               Parâmetros do AG
%*****
mutrate=0.2; % taxa de mutação
selection=0.5; %fração da população conservada
Nt=Nvar;% coloca o número de variáveis em Nt
keep=floor(selection*Npop);%tamanho da população dos membros que
sobrevivem(arredondada para baixo)
nmut=ceil((Npop-1)*Nt*mutrate);%Número total de mutações (arredondado
para cima)
M=ceil((Npop-keep)/2); %Número de cruzamentos (arredondado para cima)

```

```

%*****
%
%          Criação da população inicial
%*****
ct=3.95811;
ct1=0.07512;
ct2=4.548e-4;
Ta=25;

%x=densidade de corrente
%y=perdas magnéticas
%ff=CT

% Função a ser otimizada
%Te=0.0281*d.^2-0.2984*d+Ta;%E22
Te=0.0537*d.^2-0.3548*d+Ta; %E38
%Te=0.0511*d.^2-0.7813*d+Ta; %E64
%Tn=-3.2216*pm.^2+57.126*pm+Te; %E22
Tn=-1.447*pm.^2+30.44*pm+Te; %E38
%Tn=-0.0416*pm.^2+16.289*pm+Te; %E64

ff=ct-ct1*Tn+ct2*Tn.^2;%Calcula o custo da população

[ff,ind]=sort(ff);% organiza o custo começando pelo mínimo
pop=pop(ind,:);% organiza a população
minc(1)=min(ff);%coloca mínimo custo em minc
mediac(1)=mean(ff);%coloca a média do custo em mediac

%*****
%          Controle de iterações
%*****
it=0;
while it<Nitmax
    it=it+1; %incrementa o número de iterações

%*****
%          Cruzamento
%*****

M=ceil((Npop-keep)/2); %Número de cruzamentos (arredondado para cima)
prob=flipud([1:keep]'/sum([1:keep]));%peso dos cromossomos
odds=[0 cumsum(prob(1:keep))'];%distribuição da probabilidade
pick1=rand(1,M);%cruzamento 1
pick2=rand(1,M);%cruzamento 2
% Escolha dos pares
ic=1;
while ic<=M
    for id=2:keep+1
        if pick1(ic)<=odds(id)& pick1(ic)>odds(id-1)
            ma(ic)=id-1;
        end
        if pick2(ic)<=odds(id)& pick2(ic)>odds(id-1)
            pa(ic)=id-1;
        end
    end
    ic=ic+1;
end

```



```

end
% Execução do cruzamento usando um ponto

ix=1:2:keep;
xp=ceil(rand(1,M)*Nt);
r=rand(1,M);

for ic=1,M;

    xy=pop(ma(ic),xp(ic))-pop(pa(ic),xp(ic));%cruzamento
    pop(keep+ix(ic),:)=pop(ma(ic),:); %primeiro descendente
    pop(keep+ix(ic)+1,:)=pop(pa(ic),:); %segundo descendente
    pop(keep+ix(ic),xp(ic))=pop(ma(ic),xp(ic))-r(ic).*xy;%1
    pop(keep+ix(ic)+1,xp(ic))=pop(pa(ic),xp(ic))+r(ic).*xy;%2
if xp(ic)<Nvar
    pop(keep+ix(ic),:)=pop(keep+ix(ic),1:xp(ic))
pop(keep+ix(ic)+1,xp(ic)+1:Nvar)];

    pop(keep+ix(ic)+1,:)=pop(keep+ix(ic)+1,1:xp(ic))
pop(keep+ix(ic),xp(ic)+1:Nvar)];

end

end

%
%***** Fim Cruzamento *****
%
%*****
%
%***** Mutaçãõ *****
%*****
mrow=sort(ceil(rand(1,nmut)*(Npop-1))+1);
mcol=ceil(rand(1,nmut)*Nt);
for ii=1:nmut
    pop(mrow(ii),mcol(ii))=(limsup-liminf)*rand+liminf; %mutaçãõ
end

%
%***** Fim Mutaçãõ *****
%*****

d=pop(:,1);
pm=pop(:,2);

% Funçãõ a ser otimizada

%Te=0.0281*d.^2-0.2984*d+Ta;%E22
Te=0.0537*d.^2-0.3548*d+Ta; %E38
%Te=0.0511*d.^2-0.7813*d+Ta; %E64
%Tn=-3.2216*pm.^2+57.126*pm+Te; %E22
Tn=-1.447*pm.^2+30.44*pm+Te; %E38
%Tn=-0.0416*pm.^2+16.289*pm+Te; %E64

ff=ct-ct1*Tn+ct2*Tn.^2;%Calcula o custo da populaçãõ

[ff,ind]=sort(ff);% organiza o custo começando pelo mínimo

```

```

pop=pop(ind,:);% organiza a população
minc(it+1)=min(ff);%coloca mínimo custo em minc
mediac(it+1)=mean(ff);%coloca a média do custo em mediac

% Critério de parada

if it>Nitmax|ff(1)==costmin
    break
end
[ it ff(1) ];
end

if pop(1,2)<3
pop=pop(1,:);
dc(Npontos)=pop(1,1);
Pm(Npontos)=pop(1,2);
CT(Npontos)=ff(1);
Npontos=Npontos+1;

end

end

disp(['Pontos Ótimos=d1,d2,pm,CT'])
dc=dc';
Pm=Pm';
CT=CT';
[dc,ind]=sort(dc);% organiza densidade começando pela mínima
Pm=Pm(ind);% organiza pm
CT=CT(ind);
plot(dc,Pm,'LineWidth',1,...
      'MarkerEdgeColor','k',...
      'MarkerFaceColor','g',...
      'MarkerSize',10)

Npontos=Npontos
pontos_otimos=[dc,Pm,CT]

%                               Fim Programa
%*****

```

Cabe salientar que como a função a ser otimizada possui vários pontos ótimos, o algoritmo é repetido automaticamente diversas vezes até que encontre o número de pontos desejado.

A3.3 Funções de teste

Para verificar o funcionamento do algoritmo genético foram testadas algumas funções cujos valores do ponto ótimo já foram encontrados pelo algoritmo do gradiente conjugado.

Exemplo:

$$f(x,y)=x^2 + y^2$$

Sabe-se de antemão que os valores de x e y que minimizam a função são respectivamente 0 e 0. E o valor da função neste ponto é 0.

No algoritmo utilizando gradiente conjugado obteve-se a seguinte resposta:

Ponto Ótimo: $x^* = (0, 0)$

Valor da função no ponto ótimo : $f(x^*) = 0$

Para o algoritmo genético obteve-se a seguinte resposta:

pontos_ otimos = $x, y, f(x,y)$		
0.0007	0.0013	0.0050
0.0016	0.0478	0.0036
0.0020	0.0282	0.0005
0.0025	0.0359	0.0025
0.0046	0.0270	0.0001
0.0047	0.0392	0.0008
0.0047	0.0454	0.0006
0.0054	0.0084	0.0010
0.0055	0.0054	0.0051
0.0067	0.0921	0.0010

Neste caso o algoritmo foi configurado para obter 10 pontos, ou seja, ele será executado 10 vezes, e a cada execução será gerada uma população inicial diferente. O número máximo de iterações em cada execução do algoritmo é de 100 iterações.

Apesar de parecer um grande trabalho computacional, ele é extremamente rápido.

Pode-se perceber que foram obtidos vários pontos diferentes e próximos da solução. Esta é uma característica dos algoritmos genéticos, onde a cada vez que o algoritmo é executado, mesmo com população inicial igual, pode-se ter uma resposta diferente. Por não se tratar de um algoritmo exato, a precisão da resposta depende do critério estabelecido no algoritmo.

A3.4 Comparação dos resultados obtidos a partir dos dois métodos.

Após executar o algoritmo do gradiente conjugado e o algoritmo genético, obtiveram-se os seguintes valores representados no gráfico da fig. A3.3.

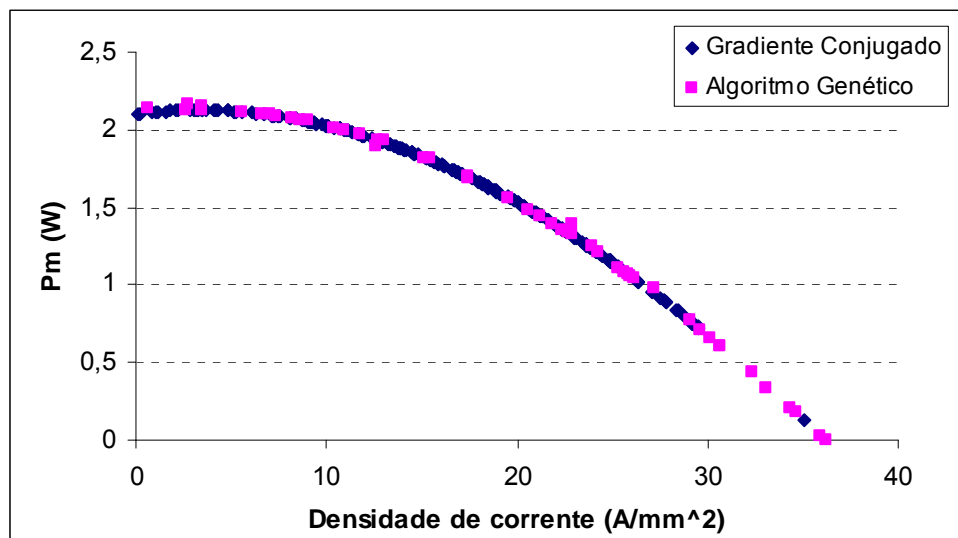


Fig. A3.3 - Perdas magnéticas em função da densidade de corrente obtida a partir do algoritmo do gradiente conjugado e do algoritmo genético para o núcleo E38 fabricado com o material 3F3.

Pode-se perceber a partir destes resultados que ambos convergem para a mesma resposta, validando assim os mesmos.

Anexo IV

Associação de núcleos

Em algumas situações, a quantidade de espiras necessárias para o correto funcionamento do transformador ou indutor, não cabem num determinado núcleo, devido às suas dimensões. Uma forma de resolver o problema é escolher um núcleo maior, aumentando assim a área da perna central. Outra opção é fazer uma associação de núcleos, o que pode ser feito de duas formas, como mostram as fig. A4.1 e A4.2.

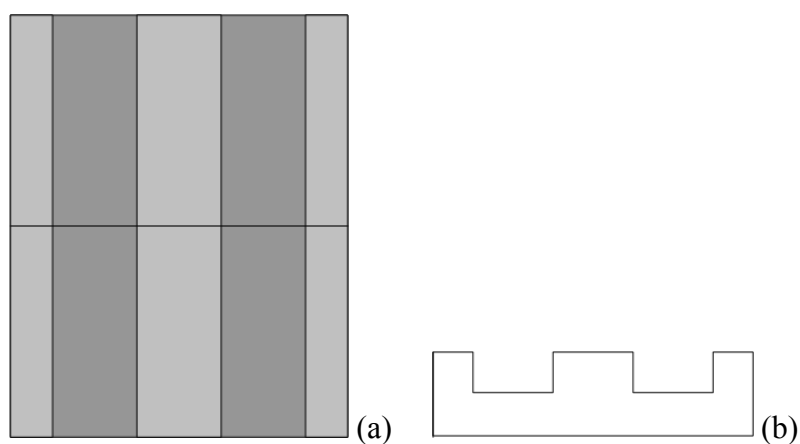


Fig. A4.1 – Vista superior (a) e frontal (b), da união em linha de dois núcleos E.

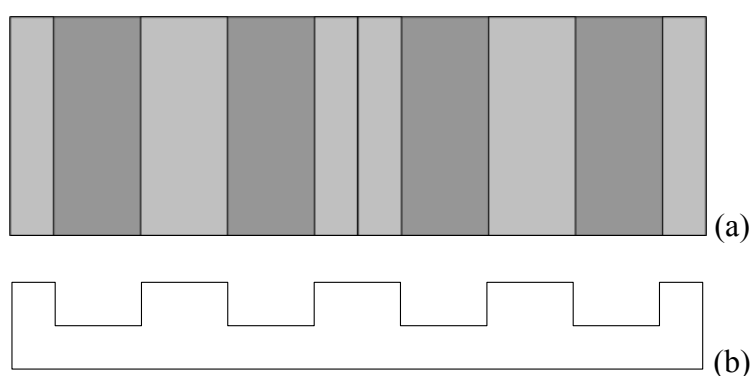


Fig. A4.2 – Vista superior (a) e frontal (b), da união em paralelo de dois núcleos E.

Tanto na fig. A4.1 ou da fig. A4.2, a área da perna central do núcleo terá seu valor dobrado, podendo o número de espiras ser reduzido pela metade.

Com a finalidade de verificar qual das duas formas de associação resulta num núcleo com menores perdas magnéticas, montou-se dois transformadores com os quais foram feitas as medidas de perdas magnéticas.

Os elementos que foram montados são mostrados nas fotos da fig. A4.3.

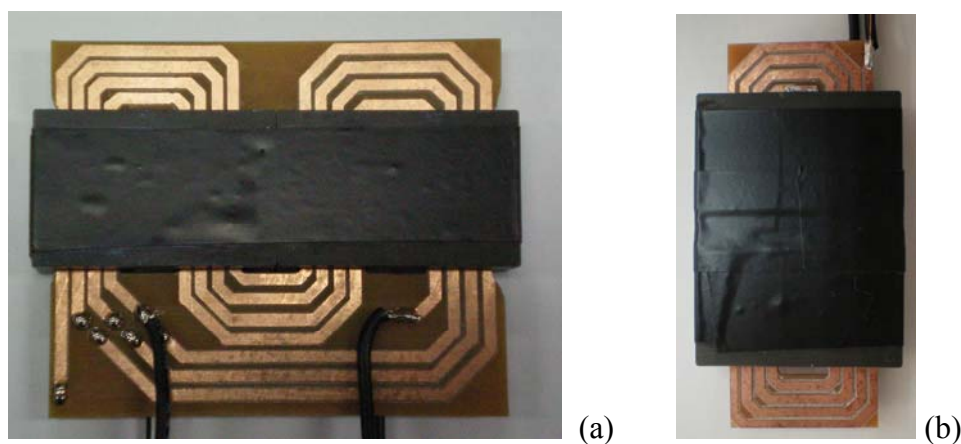


Fig. A4.3 – Transformadores com as duas formas de associação dos núcleos.

O resultado das medidas é mostrado na fig. A4.4.

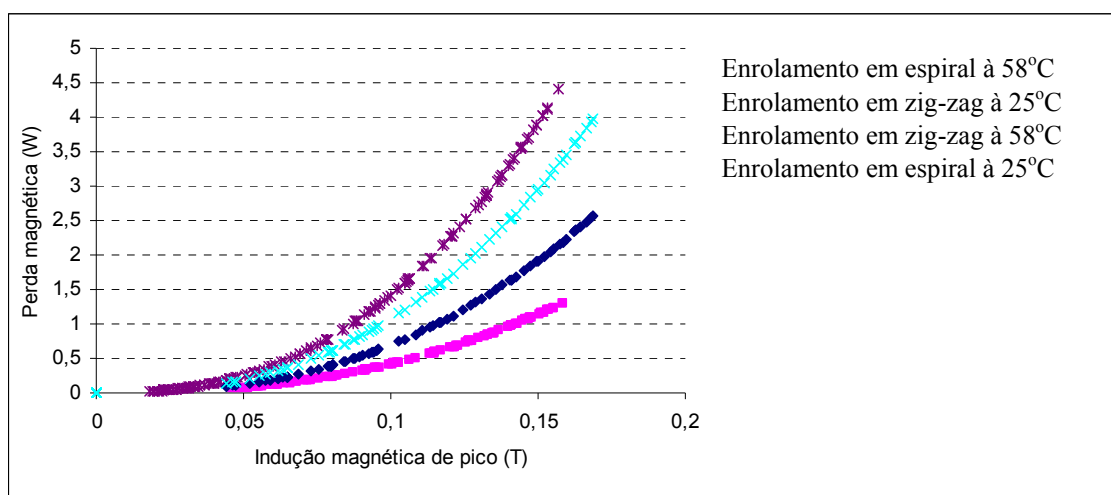


Fig. A4.4 – Perdas Magnéticas para os enrolamentos em espira e zig-zag.

Na fig. A4.4 pode ser observado que as perdas na temperatura de 25°C são maiores que à 58°C, como já observado em capítulos anteriores.

Em relação à forma do núcleo e do enrolamento, observa-se que para o enrolamento em zig-zag tem-se perdas magnéticas maiores que para o enrolamento em espiral. Assim, este tipo de enrolamento não se torna útil.

Anexo V

Aplicação de um elemento magnético planar num reator eletrônico para lâmpada fluorescente

Uma das vantagens atribuídas ao elemento magnético planar é sua forma geométrica com baixo perfil. Observando um reator eletrônico para lâmpadas fluorescentes, percebe-se que os elementos mais volumosos e mais altos, são os componentes magnéticos. Se estes tivessem sua altura reduzida, provavelmente poderiam ser menores, e conseqüentemente o lugar onde ficam também poderia ser reduzido.

Pensando nisto, foi realizado um estudo e resolveu-se substituir o indutor de entrada do reator eletrônico, que é construído com núcleo convencional, por um indutor com um núcleo planar. Este indutor é dividido em duas partes, ou seja, são dois indutores utilizando o mesmo núcleo. Um deles está ligado em série com a fase e o outro com o neutro.

Medições de tensão, corrente e frequência foram feitas em ambas as partes do indutor convencional com intuito de obter os parâmetros necessários para o projeto do indutor planar.

As fig. A5.1 e A5.2 mostram os sinais de tensão e corrente no indutor ligado ao neutro.

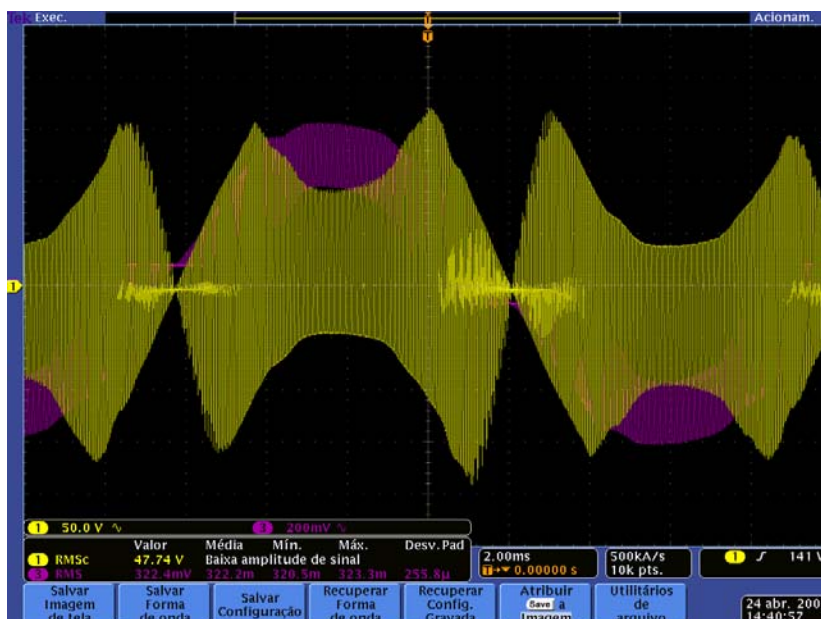


Fig. A5.1 – Tensão e corrente no indutor de neutro.

Percebe-se que há oscilação da corrente e tensão na frequência de 60 Hz, mas há também uma oscilação na frequência de chaveamento do inversor, cujo comando é auto-oscilante.

Na fig. A5.2 é mostrado em detalhe a oscilação do sinal de tensão e corrente devido ao chaveamento.

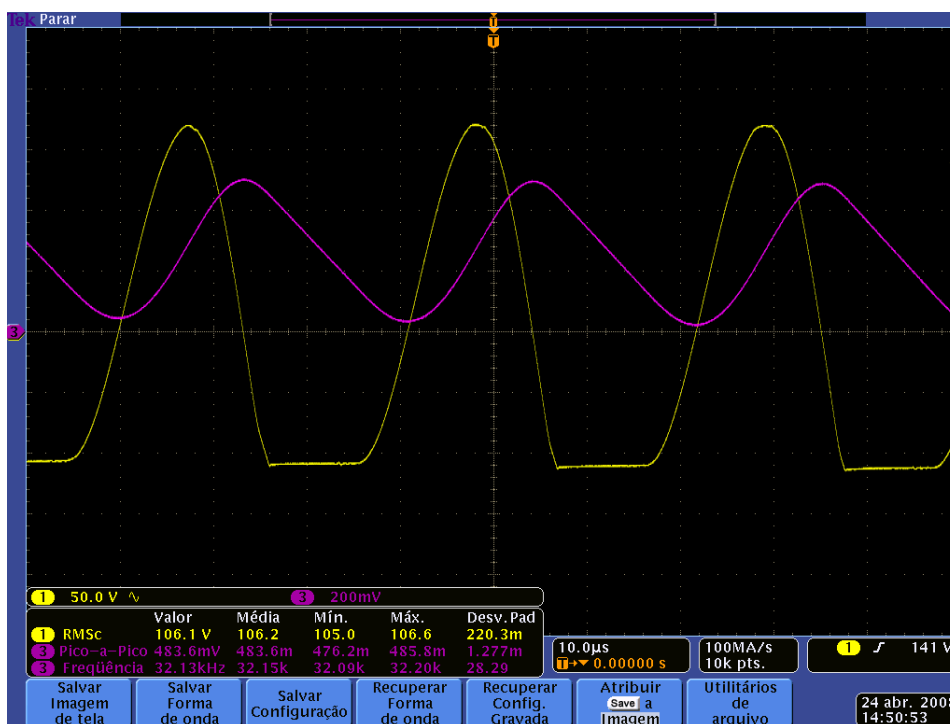


Fig. A5.2 – Detalhe da tensão e corrente no indutor de neutro.

As mesmas medições foram feitas para o indutor de fase, e os valores que interessam para o projeto são mostrados na tabela A5.1.

Após estas medições o indutor foi retirado do circuito e os seus valores de indutâncias foram medidos com o analisador de impedâncias.

Tabela A5.1 – Valores obtidos nas medidas feitas com o indutor.

	Indutor de Neutro (L_1)	Indutor de Fase (L_2)
Indutância	2594,45 μ H	218,408 μ H
Tensão eficaz	47,74 V	13,69 V
Corrente eficaz	322,4 mA	322,4 mA
Corrente de pico a pico da oscilação na frequência de chaveamento	483,6 mA	503 mA
Frequência	32,13 kHz	32,13 kHz

A partir dos valores levantados e com o auxílio do programa para projeto, obtiveram-se os dados para a confecção do indutor planar, cujos parâmetros são mostrados na tabela A5.2.

Tabela A5.2 – Parâmetros para a construção do indutor planar.

Núcleo	E-E22
Número de espiras em L_1	98
Número de espiras em L_2	27
Entreferro (μ m)	72
Condutor cilíndrico (AWG)	30

Devido à grande quantidade de espiras necessárias para o indutor atingir o valor desejado, foi preciso construir o enrolamento com condutores cilíndricos. O ideal seria usar um enrolamento feito com placas de circuito impresso multicamadas, ou então com placas flexíveis, onde esta quantidade de espiras pode ser alcançada. Mas infelizmente não se dispunha destas tecnologias.

Na foto da fig. A5.3 é mostrado o reator eletrônico, onde foi colocado o indutor planar.



Fig. A5.3 – Reator eletrônico com o indutor planar

A diferença em termos geométricos entre os indutores construídos com a tecnologia convencional e planar, pode ser observada na fig. A5.4a e A5.4b, onde se tem a vista frontal e superior destes elementos.

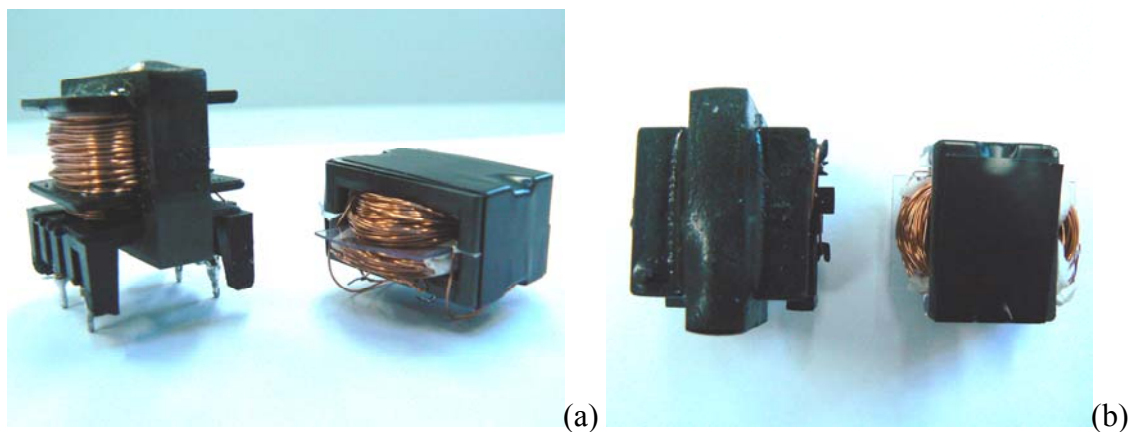


Fig. A5.4 – Vista frontal (a) e superior (b), do indutor convencional e planar, respectivamente.

Nas fotos pode-se observar visualmente a diferença existente entre os tamanhos destes dois elementos.

A diferença entre os dois elementos também pode ser observada na fig. A5.5a e A5.5b, onde se tem a fotografia destes elementos colocados no reator eletrônico.

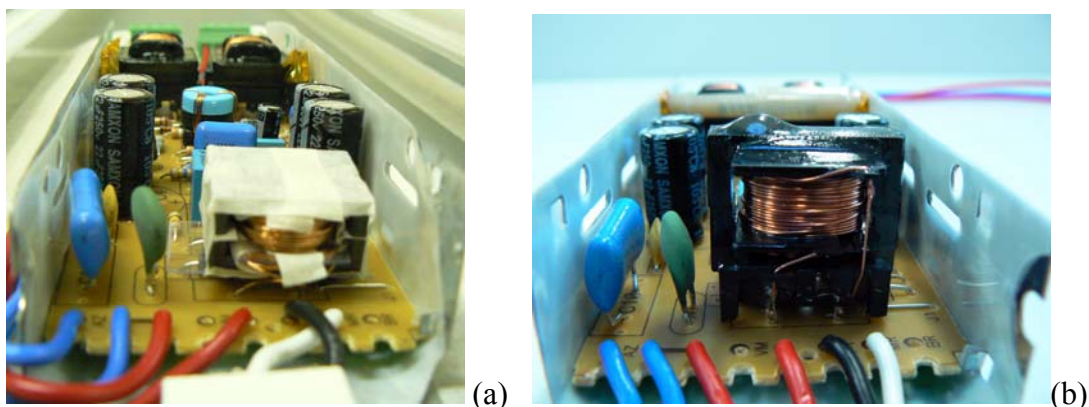


Fig. A5.5 – Reator com indutor planar (a) e indutor convencional (b).

No caso deste reator, se além do indutor, os outros componentes fossem substituídos por componentes de baixo perfil, o reator poderia ter sua altura reduzida.

Além da diferença geométrica, outros fatores foram avaliados, tais como indutâncias próprias e de dispersão, capacitância entre enrolamentos e interferência eletromagnética.

A5.1 Indutância própria

Com o auxílio do analisador de impedâncias, mediu-se os valores de indutância numa faixa de frequência de 40 Hz a 110 MHz, dos dois indutores que foram montados sob mesmo núcleo.

Para o indutor L_1 , que é colocado em série com o neutro, tem-se os valores de indutância mostrados na fig. A5.6, tanto para o convencional quanto para o planar.

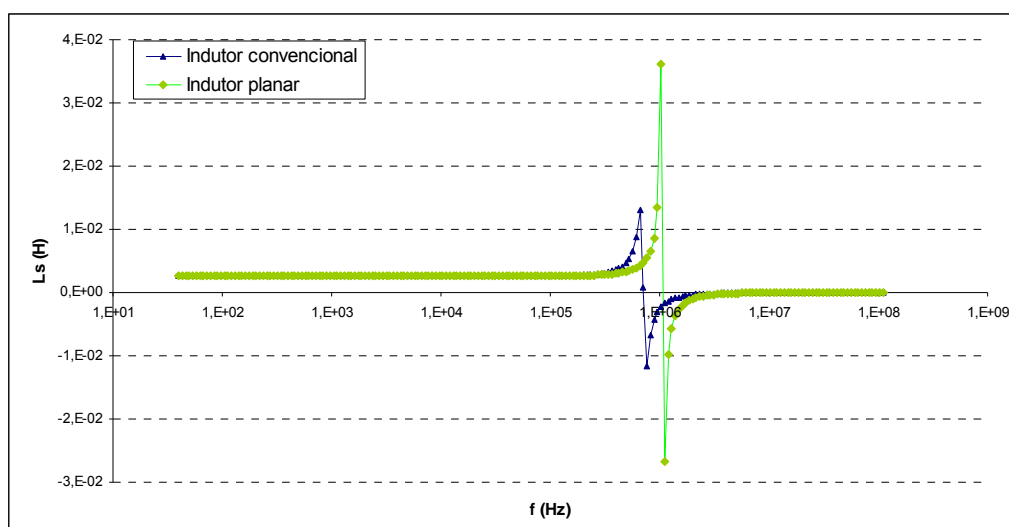


Fig. A5.6 – Indutância própria do indutor L_1 .

Para o indutor L_2 , que é o indutor colocado em série com a fase, tem-se os valores de indutância mostrados na fig. A5.7.

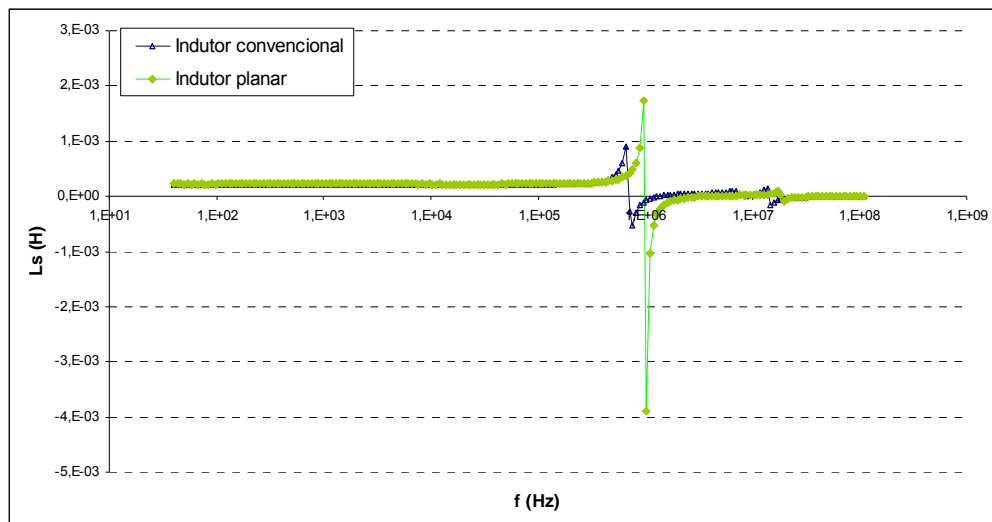


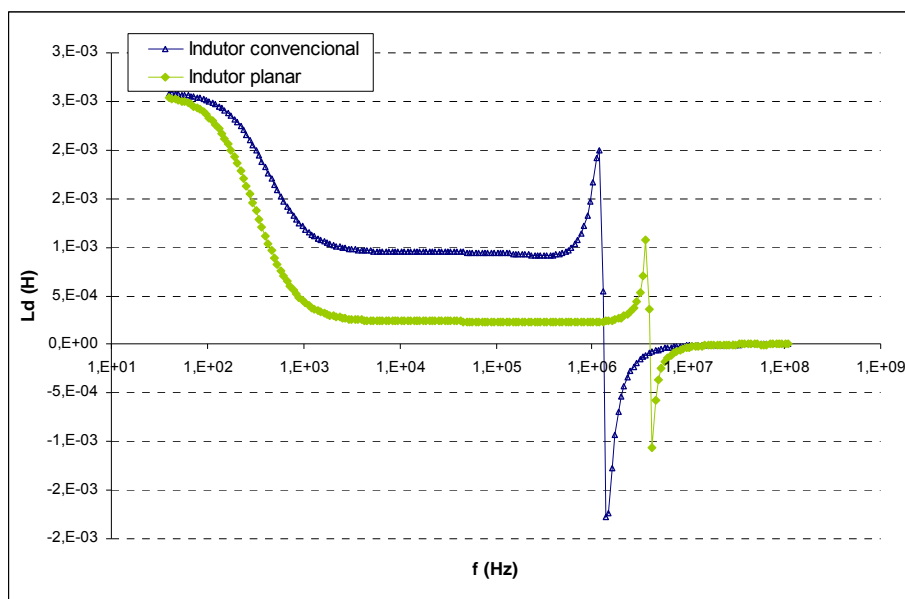
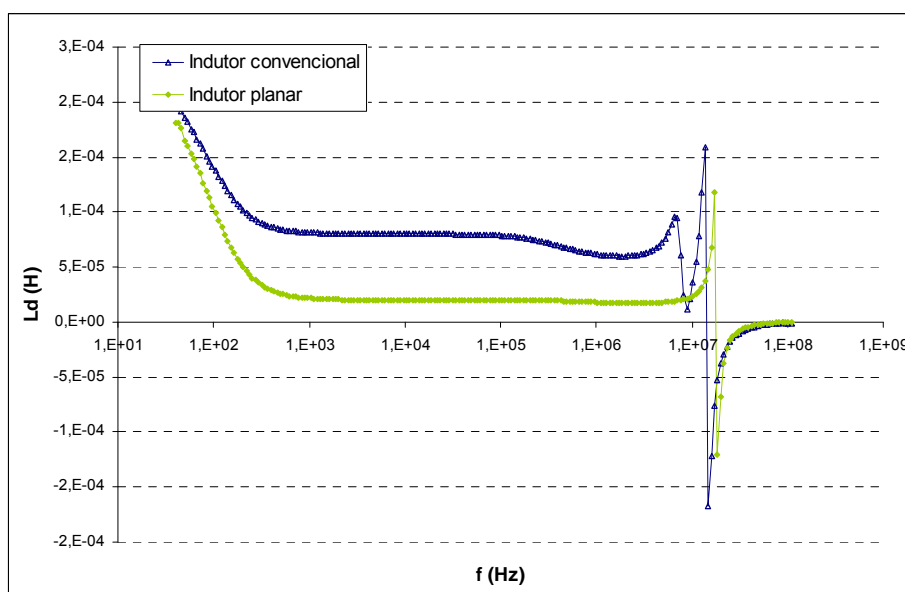
Fig. A5.7 – Indutância própria do indutor L_2 .

Dos resultados obtidos percebe-se que as indutâncias próprias medidas com o indutor convencional e com o planar são praticamente iguais, uma diferença é percebida no valor da frequência e no valor da indutância onde ocorre a ressonância. Como os reatores não trabalham na frequência em torno de 1 MHz, esta diferença não é considerada relevante.

A igualdade entre os valores dos dois elementos demonstra que a metodologia adotada para projeto é válida.

A5.2 Indutância de dispersão

Seguindo-se o procedimento de medida mostrado no capítulo 6, foram medidas as indutâncias de dispersão para os dois enrolamentos, L_1 e L_2 . Os resultados são mostrados nas fig. A5.8 e A5.9.

Fig. A5.8 – Indutância de dispersão do indutor L_1 .Fig. A5.9 – Indutância de dispersão do indutor L_2 .

Mais importante que observar valores, é perceber que o indutor construído com o núcleo planar tem uma indutância de dispersão menor que aquele construído com núcleo convencional. Este resultado já era esperado, pois com o uso do indutor planar, o número de espiras pode ser diminuído, já que há um aumento da área da perna central no núcleo além de uma diminuição do caminho geométrico e do entreferro. Acredita-se que se o enrolamento tivesse sido feito com placas de circuito impresso multicamadas, esta diferença seria maior.

A5.3 Capacitância entre enrolamentos

Como havia dois enrolamentos colocados num mesmo núcleo, mediu-se também a capacitância entre eles, e os resultados são mostrados na fig. A5.10.

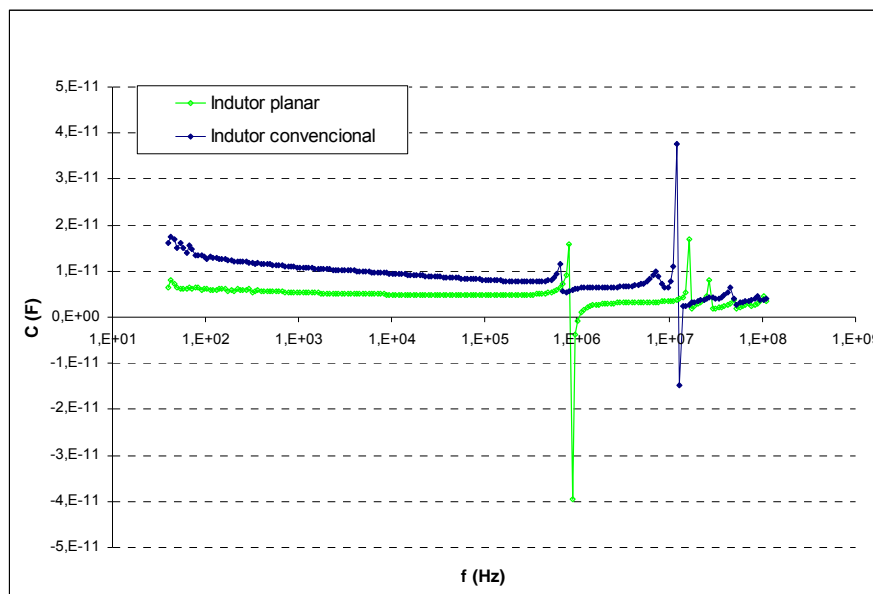


Fig. A5.10 – Capacitância entre enrolamentos do indutor L_1 e L_2

Na fig. A.10 pode ser observado que a capacitância entre enrolamento para o indutor planar tem um valor menor que no indutor convencional. Esta diferença no valor da capacitância acontece porque o número de espiras necessárias no elemento planar é menor.

A5.4 – Valores medidos nos indutores para uma frequência específica.

Na tabela A5.2 tem-se os valores da indutância própria, indutância de dispersão, resistência do enrolamento e capacitância entre enrolamentos, medidos na frequência de operação do reator, aproximadamente 32 kHz.

Tabela A5.2 – Parâmetros para a construção do indutor planar.

Parâmetro medido	Indutor convencional	Indutor planar
Indutância própria L_1 (μH)	2594,45	2604,10
Indutância própria L_2 (μH)	218,40	221,48
Indutância dispersão L_1 (μH)	950,43	236,33
Indutância dispersão L_2 (μH)	79,94	20,06
Resistência L_1 (Ω)	6,45	2,07
Resistência L_2 (Ω)	0,98	0,50
Capacitância entre L_1 e L_2 (pF)	8,83	4,85

- Equipamento Utilizado : AGILENT 4294A (Precision Impedance Analyser)
- Banda de Frequência : 40 Hz a 110 MHz
- 201 pontos
- Frequência na qual os valores foram medidos 32,68 kHz

A5.5 – Avaliação da Interferência Eletromagnética (EMI) Conduzida.

Os ensaios de EMI foram realizados no MagLab – Laboratório de Eletromagnetismo e Compatibilidade Eletromagnética, vinculado ao Grupo de Engenharia em Compatibilidade Eletromagnética (GEMCO) e ao Departamento de Engenharia Elétrica (EEL), da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Os equipamentos necessários e os métodos e configurações de ensaio de interferência eletromagnética, estão de acordo com a norma internacional CISPR 16-1 [48].

A fig. A5.11 mostra a configuração básica para o teste de um reator eletrônico para lâmpadas tubulares de suporte duplo. Nela podem ser observados os planos de referência vertical e horizontal de 2 m X 2 m cada, a mesa de material isolante (madeira) e sem componentes metálicos, o receptor de campos (Receiver) e o microcomputador com o software de teste. Todos estes elementos são requisitos da norma CISPR 16-1. Também pode ser observada a luminária de referência sobre a mesa, contendo duas lâmpadas de 40 W e onde é fixado o reator sob teste.



Fig. A5.11 – Configuração de teste de EMI conduzida para reator eletrônico.

Os limites de emissão conduzida nos terminais de alimentação configurados no software ESPC-K1 são os da CISPR 15 [49]. Devido a limitações do software, a faixa de frequências foi dividida em duas partes: a primeira compreendida entre 9 kHz e 150 kHz e a segunda entre 150 kHz e 30 MHz.

Os resultados dos testes no reator eletrônico são mostrados nas fig. A5.12 e fig. A5.13.

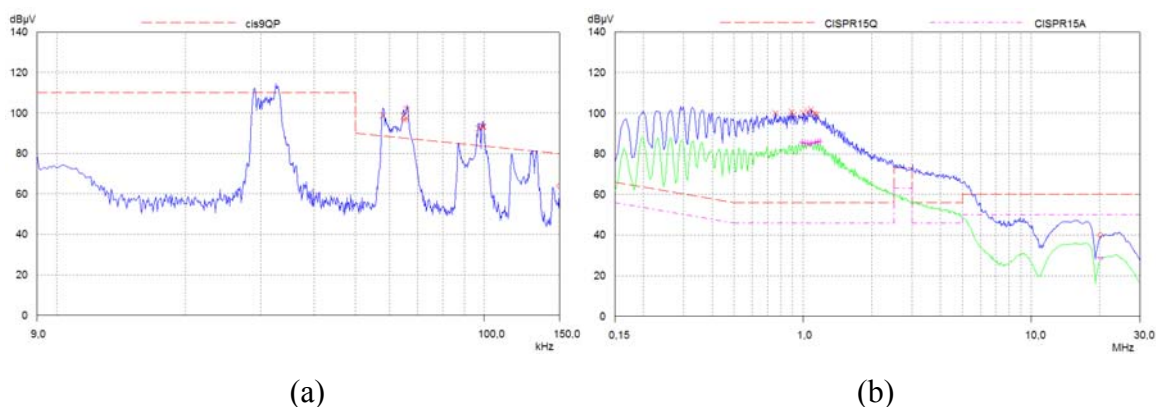


Fig. A5.12 - EMI conduzida na faixa de 9 kHz a 150 kHz (a) e na faixa de 150 kHz a 30 MHz (b), para o reator com o indutor de original feito com núcleo convencional.

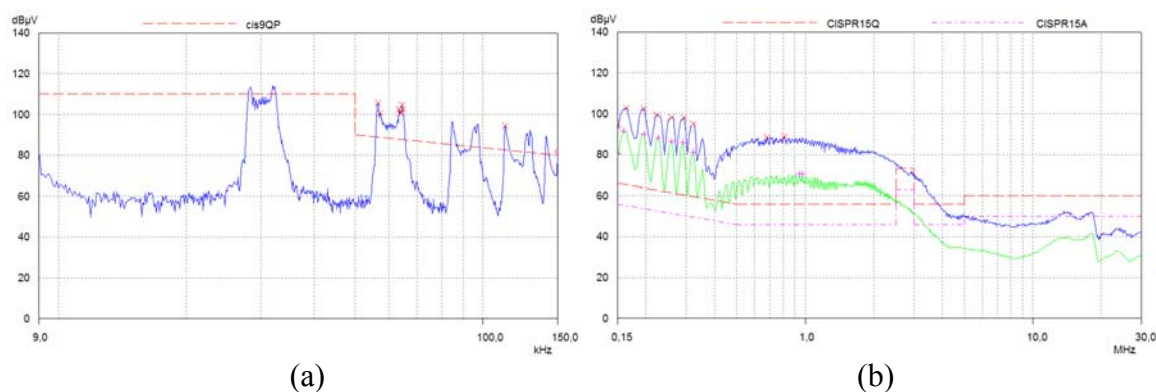


Fig. A5.13 - EMI conduzida na faixa de 9 kHz a 150 kHz (a) e na faixa de 150 kHz a 30 MHz (b), para o reator com o indutor modificado feito com núcleo planar.

Dos resultados, percebe-se que na frequência de operação do reator (32 kHz), o nível de interferência eletromagnética conduzida, tanto para o reator com o indutor original, quando para o reator com o indutor modificado, são similares.

Para o restante das frequências, ora o indutor original apresenta nível menor de EMI, ora o indutor planar. Cabe salientar que em ambos os casos a norma não está sendo respeitada.

Observação

Não foram feitas avaliações de perdas magnéticas e perdas nos enrolamentos, pelo fato de se estar usando condutores cilíndricos no lugar dos planares. Mas constatou-se que a elevação da temperatura no núcleo foi baixa, ficando em torno de 35 °C, mostrando que o projeto poderia ser melhorado. Algumas alterações foram feitas no programa para projeto, para que se pudesse calcular os dois enrolamentos num único núcleo, deixando de lado neste momento, a questão da otimização.

Para o correto uso dos elementos planares, o projeto do reator deve ser refeito, considerando aspectos pertinentes a tecnologia planar, citando como exemplo a frequência de operação, que deve ser mais alta, diminuindo assim o número de espiras.

Anexo VI

Indutâncias de dispersão e capacitâncias parasitas

A6.1 Indutâncias de dispersão

Em um transformador, correntes fluem simultaneamente nos enrolamentos primário e secundário. Uma parcela da corrente no primário corresponde à corrente magnetizante, que gera a força magnetomotriz necessária para impor o fluxo através da “baixa” relutância do núcleo magnético, o qual tem alta permeabilidade. O caminho fechado do fluxo magnetizante atrela o enrolamento primário ao secundário, fornecendo o acoplamento necessário para a operação do transformador.

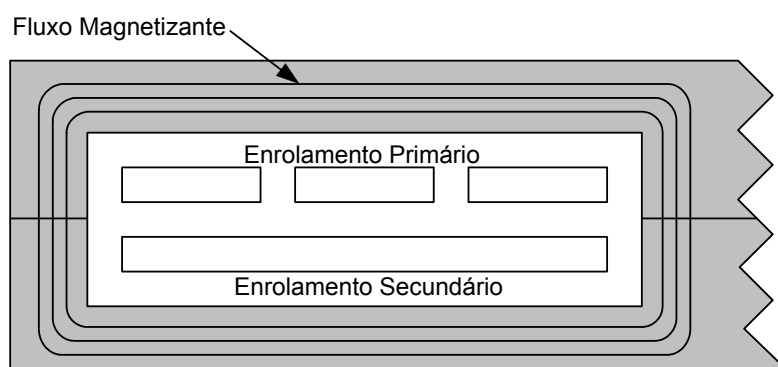


Fig. A6.1 - Fluxo magnetizante acoplado aos enrolamentos.

O fluxo magnetizante, associado à sua corrente magnetizante, muda em função dos volt-segundos por espira aplicados ao enrolamento (Lei de Faraday), independentemente da corrente de carga.

Na fig. A6.2 pode-se observar que as linhas de fluxo estão entre os enrolamentos e que não há fluxo enlaçando o enrolamento primário e o secundário. A energia armazenada entre os enrolamentos aparece no circuito elétrico equivalente como indutâncias de dispersão (L_{LP} , L_{LS}). A indutância magnetizante (L_M) aparece no circuito elétrico equivalente do transformador como um elemento colocado em paralelo.

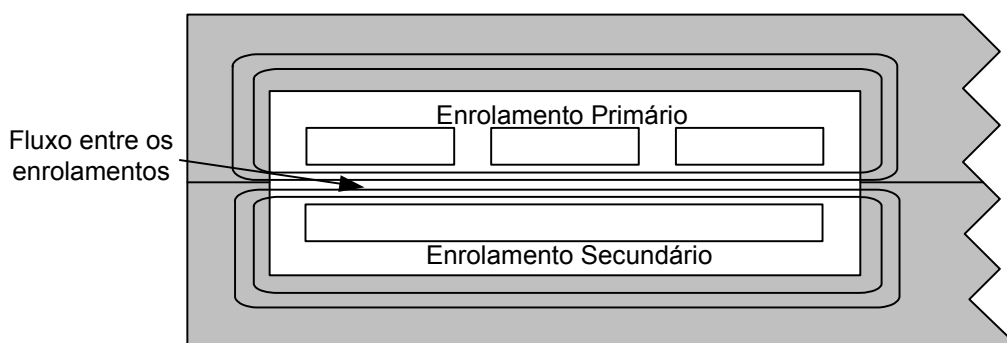


Fig. A6.2 - Fluxo entre os enrolamentos primário e secundário.

Além de causar interferência eletromagnética, a indutância de dispersão é responsável pelo aparecimento de picos de tensão e distorção na forma de onda da corrente nos componentes semicondutores de uma fonte de alimentação operando em comutação [17]. Estes efeitos foram mostrados na fig. 2.3.

Na fig. A6.3 tem-se o circuito elétrico equivalente de um transformador, no que diz respeito à indutância magnetizante e as indutâncias de dispersão dos enrolamentos primário e secundário. Neste caso, o transformador ideal é usado somente como isolador ou como adaptador de tensão, através da relação de espiras. A indutância de dispersão é geralmente pequena quando comparada à indutância magnetizante. Uma indutância de dispersão equivalente pode ser calculada a partir da geometria do enrolamento, como será visto a seguir.

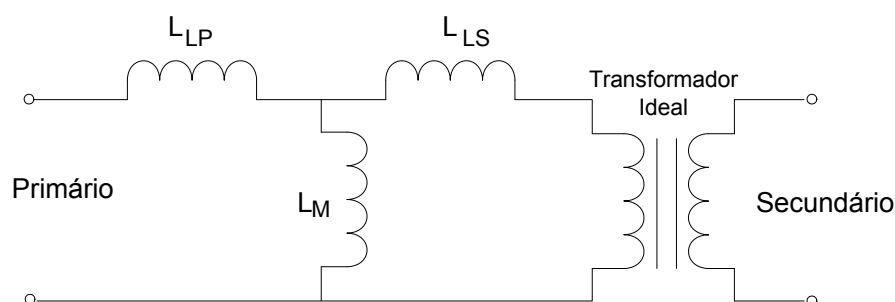


Fig. A6.3 - Circuito elétrico equivalente do transformador

A6.1.1 Estimação da indutância de dispersão equivalente num transformador planar.

A magnitude da indutância de dispersão equivalente para o par de enrolamentos, primário e secundário, pode ser calculada utilizando-se a teoria dos campos magnéticos.

De acordo com a “lei de Ampère”, $\oint_{L(s)} \vec{H} \cdot d\vec{l} = I$ [40], a força magnetomotriz na região entre os enrolamentos (indutância de dispersão) é igual ao número de ampères-espira fluindo no enrolamento. Se o espaçamento entre os enrolamentos é uniforme em toda a largura do enrolamento, a intensidade de campo H entre os condutores é constante em toda esta região, sendo calculada por:

$$H = \frac{F}{b_w} = \frac{NI}{b_w} \text{ (A/m)}, \quad (\text{A6.1})$$

em que b_w corresponde à largura do espaçamento disponível para o enrolamento. Considerando que praticamente toda esta largura é ocupada pelas trilhas, tem-se que $b_w \approx w_t N$, em que w_t é a largura do traço da trilha.

Na fig. A6.4 são mostrados os condutores dos enrolamentos primário e secundário percorridos por correntes opostas. Pode-se observar a presença de um campo entre os enrolamentos.

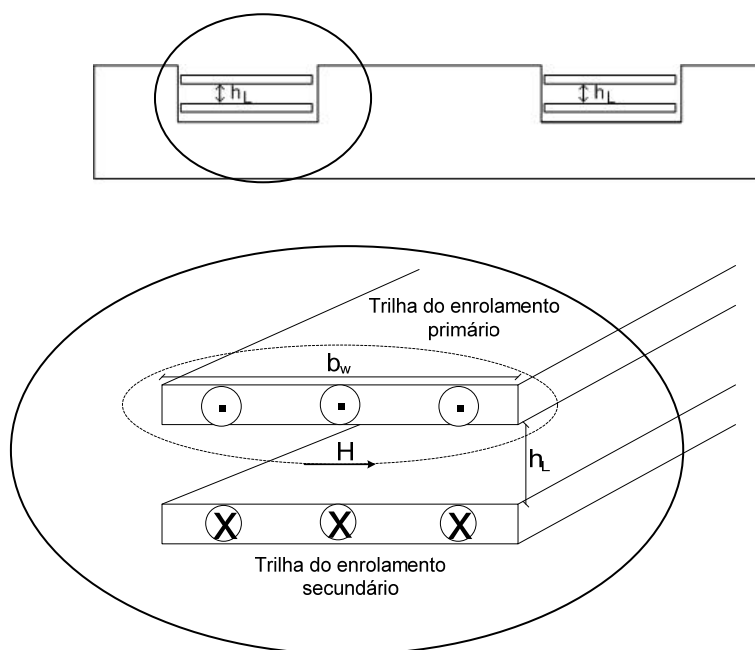


Fig. A6.4 – Campo entre os enrolamentos do transformador.

A permeabilidade entre os enrolamentos é igual à do ar, $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, já que o meio é não magnético. Como H não varia nesta região a densidade de fluxo B será constante ($\vec{B} = \mu_o \vec{H}$).

Numa região onde exista campo magnético, a densidade volumétrica de energia associada a este campo é igual a $\frac{1}{2} B H$ [40]. Se o campo na região entre os enrolamentos for aproximadamente constante e uniforme, tem-se que a densidade volumétrica de energia ($\frac{E}{v}$) na região pode ser calculada por:

$$\frac{E}{v} = \frac{1}{2} B H = \frac{1}{2} \mu_o H^2 = \frac{1}{2} \mu_o \left(\frac{N I}{b_w} \right)^2 \text{ (Joules/m}^3\text{)}. \quad (\text{A6.2})$$

Assim, a energia total pode ser calculada através do produto da densidade de energia pelo volume total da região entre os enrolamentos.

$$\text{volume} = M L T b_w h_L \text{ (m}^3\text{)} \quad (\text{A6.3})$$

Desta forma,

$$E = \frac{1}{2} \mu_o \left(\frac{N I}{b_w} \right)^2 M L T b_w h_L \text{ (Joules)} \quad (\text{A6.4})$$

Como a energia associada ao campo magnético pode também ser calculada usando a indutância

$$E = \frac{1}{2} L I^2 \text{ (Joules)}, \quad (\text{A6.5})$$

o valor da indutância de dispersão, sob o ponto de vista de cada enrolamento, pode ser calculado por:

$$L_L = \frac{2 E}{I^2} \text{ (H)}, \quad (\text{A6.6})$$

em que I é a corrente em cada enrolamento.

A partir de (A6.4) e (A6.6), obtém-se a seguinte equação para a indutância de dispersão:

$$L_L = \frac{\mu_o N^2 h_L M L T}{b_w} \text{ (H)}. \quad (\text{A6.7})$$

Ou ainda

$$L_L = \frac{\mu_o N^2 A_L}{b_w} \text{ (H)}. \quad (\text{A6.8})$$

Onde: A_L = área perpendicular às linhas de fluxo disperso.

A partir de (A6.7), pode-se verificar que a indutância de dispersão não depende da corrente de carga, e sim da geometria do enrolamento. Esta indutância pode ser minimizada através da modificação de alguns fatores, quais sejam: aumento de b_w (largura do enrolamento), diminuição do número de espiras, redução no espaçamento entre os enrolamentos e minimização do comprimento das espiras. A intercalação também é usada para reduzir a indutância de dispersão e minimizar as perdas em altas frequências [31].

Na fig. A6.5 são mostradas três formas de intercalação entre os enrolamentos, conforme Pietro *et al.* [31]. No referido trabalho, os autores mostram que para a intercalação entre primário e secundário, feitas sucessivamente como mostra o terceiro desenho da figura, a indutância de dispersão apresenta menores valores.

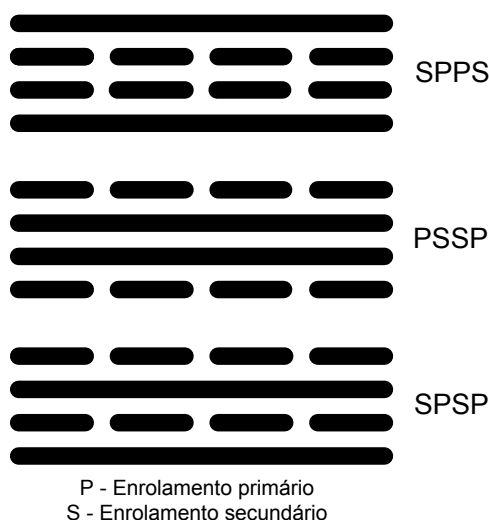


Fig. A6.5 - Intercalação entre os enrolamentos primário e secundário.

O tipo de enrolamento que mais se aproxima do ideal é o bifilar, no qual os enrolamentos primário e secundário são enrolados juntos. Segundo McLyman [17], a montagem do transformador planar apresenta características particulares em sua construção. O enrolamento primário tem uma localização precisa e sua distância do secundário é uniforme ao longo de toda a sua extensão. Isto permite que o projetista tenha um controle da indutância de dispersão entre primário e secundário. Além disso, usando o mesmo material isolante, a capacitância será a mesma em toda a área entre os enrolamentos.

A6.1.2 Valores experimentais

Para verificar se o modelo obtido analiticamente pode ser empregado para o cálculo da indutância de dispersão, foram feitas diversas medições com transformadores de 1 a 10 espiras.

A metodologia adotada para fazer as medições é baseada no manual de operação do analisador de impedância [41].

Considerando-se os parâmetros do transformador como apresentado na fig. A6.6, fez-se a medição da indutância própria do enrolamento do transformador, deixando o enrolamento secundário em aberto, conforme mostra a fig. A6.7.

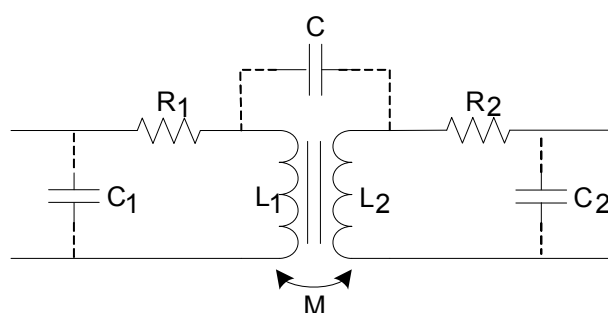


Fig A6.6 – Parâmetros do transformador.

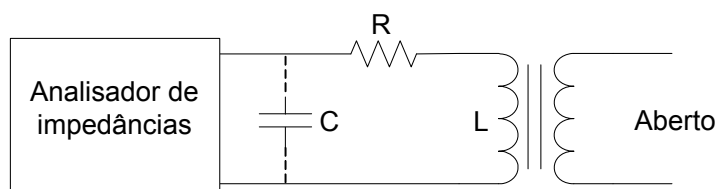


Fig. A6.7 – Medição da indutância no enrolamento primário.

Os valores obtidos através de cálculos utilizando (A6.9) e os valores medidos da indutância no enrolamento primário são mostrados na fig. 6.22.

$$L = \frac{\mu_o N^2 A_e}{l_g + \frac{l_e}{\mu_r}} \quad (\text{H}), \quad (\text{A6.9})$$

Onde:

l_g = tamanho total do entreferro (m).

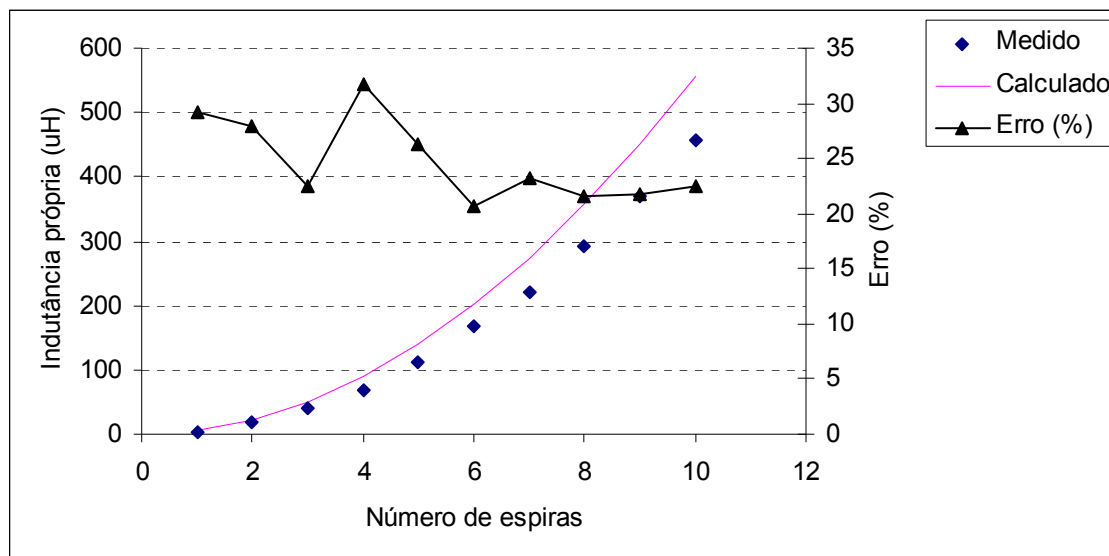


Fig. A6.8 – Indutância própria do enrolamento primário utilizando o núcleo E-PLT 38.

Percebe-se no gráfico da fig. A6.8 que há um erro entre os valores medidos e calculados na faixa de 20 a 30%. Esta diferença pode ser atribuída à existência de um pequeno entreferro, causada pelo depósito de partículas de pó na junção dos núcleos, ou um caminho magnético do fluxo diferente do caminho geométrico adotado nos cálculos.

Considerando um pequeno entreferro de 10 μm no cálculo da indutância, tem-se os valores mostrados na fig. A6.9.

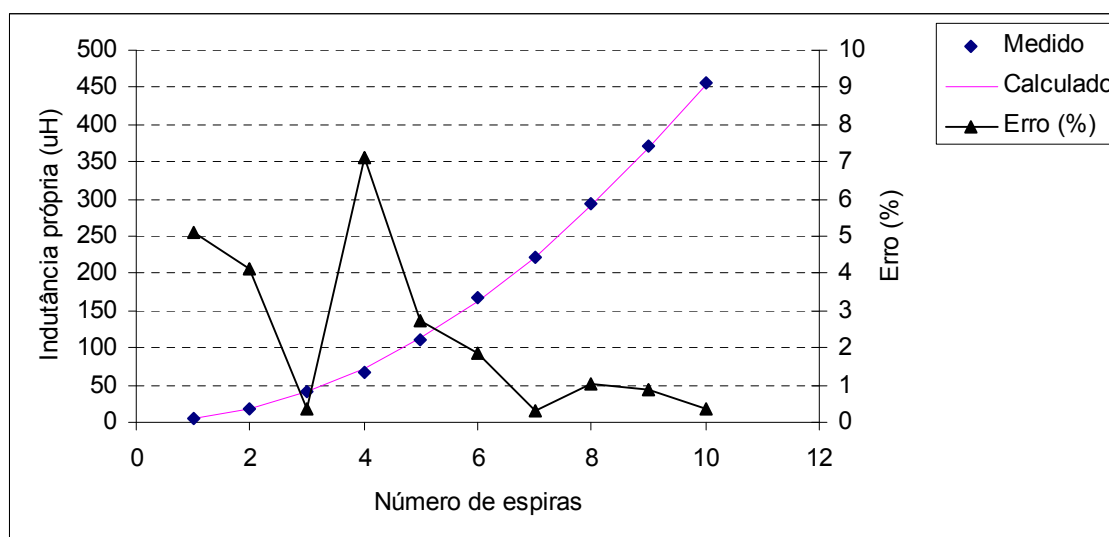


Fig. A6.9 – Indutância própria do enrolamento primário considerando um entreferro.

Neste gráfico pode-se perceber uma redução no erro, mostrando que o modelo analítico do valor da indutância serve para representar com bons resultados o

funcionamento físico. No entanto, alguns cuidados devem ser tomados, como a consideração da presença de um pequeno entreferro.

Para a medição da indutância de dispersão, é feito um curto-circuito nos terminais do enrolamento secundário, com mostra a fig. A6.10. Com o curto-circuito no enrolamento secundário a diferença de potencial entre seus terminais é aproximadamente zero e esta tensão é refletida para o primário, cancelando a indutância magnetizante. Desta forma, o valor de indutância a ser medido corresponde somente à indutância de dispersão.

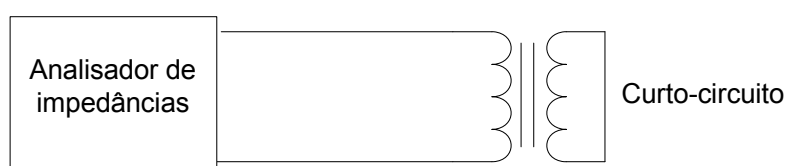


Fig. A6.10 – Medição da indutância de dispersão.

Os valores das indutâncias de dispersão medidos, bem como calculados com (A6.7), são mostrados na fig. A6.11.

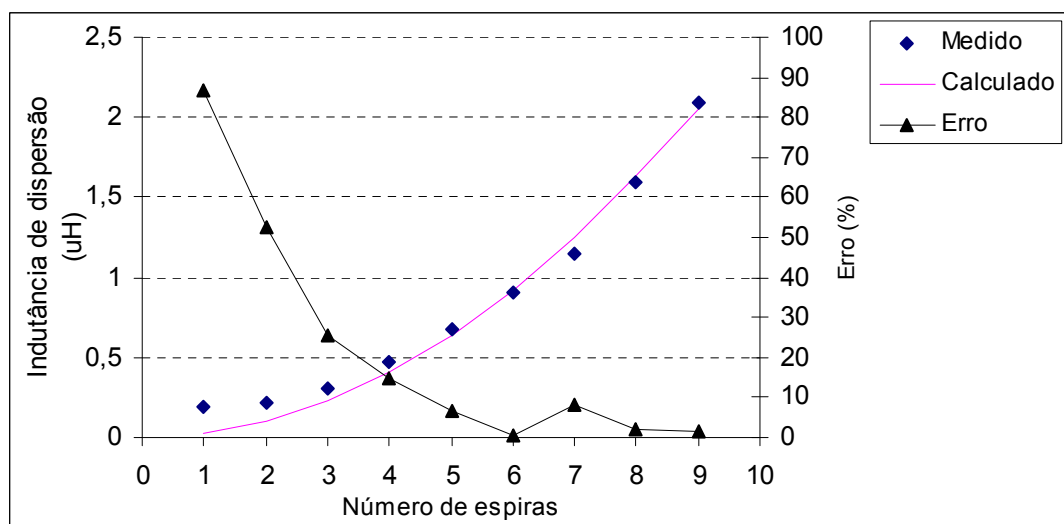


Fig. A6.11 – Indutância de dispersão no transformador planar utilizando o núcleo E-PLT 38.

É observado que os valores medidos estão próximos dos valores calculados, e percebe-se que o erro diminui com o aumento do valor da indutância de dispersão. Esta redução do erro é uma tendência natural, visto que para pequenos valores, os equipamentos e a metodologia da medição podem ter uma expressiva influência nos valores medidos.

A6.2 Capacitância entre enrolamentos

Os enrolamentos planares apresentam um efeito indesejável no que diz respeito ao crescimento das capacitâncias parasitas devido ao aumento na superfície da área condutora. Estas capacitâncias podem causar sérios problemas em aplicações com estruturas isoladas eletricamente, pois o acoplamento CA está presente, aumentando a possibilidade de condução de ruídos.

Os transformadores planares têm a reputação de apresentarem grandes capacitâncias entre enrolamentos frente aos transformadores convencionais. Isso acontece porque a intercalação é bem mais usada em transformadores planares do que nos transformadores convencionais, dada à facilidade de implementação. Se em ambos os tipos de transformadores fossem usados os mesmos núcleos e a mesma relação entre largura de enrolamento e intercalação, o que resultaria nas mesmas resistências CA e indutâncias de dispersão, as capacitâncias entre enrolamentos seriam similares [29].

A capacitância entre espiras de um mesmo enrolamento, com apenas uma camada pode ser desprezada, já que a área em comum é muito pequena, como mostra a fig. A6.12.

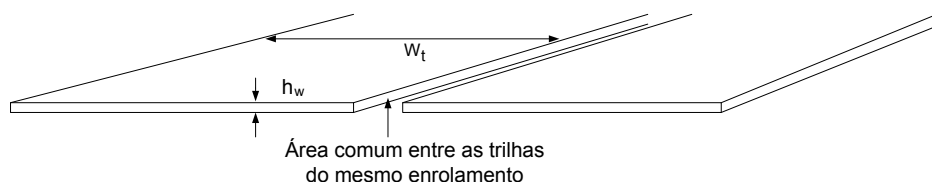


Fig. A6.12 – Trilhas estampadas lado a lado na mesma face da placa.

Por outro lado, a capacitância entre enrolamentos deve ser considerada nos projetos, pois a área comum entre eles é grande, como mostra a fig. A6.13.

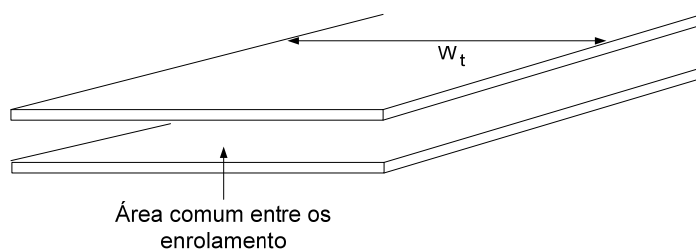


Fig. A6.13 – Trilhas estampadas em ambos os lados da placa.

Geralmente entre as camadas de enrolamentos há uma camada de material com permissividade elétrica de 3 a 7 vezes maior que a do ar. Cita-se como exemplo a fenolite.⁸

A6.2.1 Cálculo da capacitância

Ignorando o espriamento das linhas de campo nas bordas dos enrolamentos, a capacitância entre os mesmos pode ser obtida através da equação utilizada para o cálculo da capacitância de um capacitor de placas paralelas, dada por [40]:

$$C = \frac{8,854 \times 10^{-12} \varepsilon_r A_{placa}}{h_L} \text{ (F)}, \quad (\text{A6.10})$$

em que ε_r é a permissividade relativa do material dielétrico colocado entre os enrolamentos.

A partir de (A6.10), pode-se calcular a capacitância entre enrolamentos utilizando-se os parâmetros geométricos da trilha condutora e a permissividade elétrica do material do substrato. Desta forma, tem-se:

$$C = \frac{8,854 \times 10^{-12} \varepsilon_r MLTW_t N}{h_L} \text{ (F)} \quad (\text{A6.11})$$

A6.2.2 Resultados experimentais

A partir dos transformadores montados com enrolamentos de 1 a 10 espiras, foram feitas as medições da capacitância entre os enrolamentos conforme é mostrado na fig. A6.14.

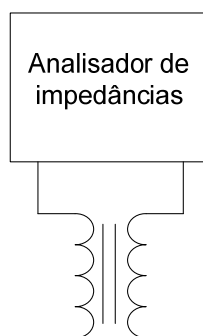


Fig. A6.14 – Medição da capacitância entre enrolamentos.

⁸ Material isolante utilizado como substrato na confecção de placas de circuito impresso rígidas ($\varepsilon_r = 5$).

Os valores da capacitância entre os enrolamentos para diferentes números de espiras, medidos através do analisador de impedâncias, são mostradas nas fig. A6.15.

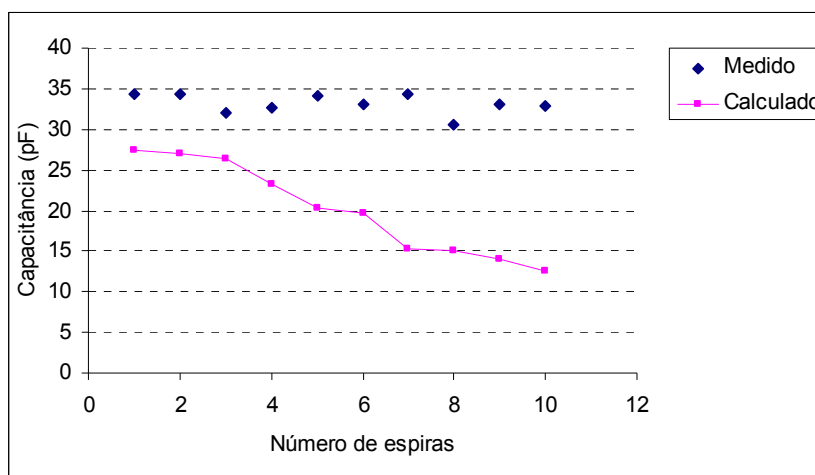


Fig. A6.15 – Capacitância entre enrolamentos em função do número de espiras utilizando o núcleo E-PLT 38.

Com o aumento do número de espiras, há também o aumento do número de espaços entre elas, o que acarreta numa diminuição da área de material condutor. Desta forma, a tendência seria uma redução no valor da capacitância com o aumento do número de espiras, como mostra o gráfico dos valores calculados. No entanto, percebe-se na fig. A6.15 que o valor da capacitância para o número de espiras de 1 a 10 permanece praticamente constante. Isto ocorre porque a distância entre os enrolamentos é grande, resultando em um valor pequeno de capacitância, o qual pode ser influenciado por outros fatores, no momento da medição, que não estão sendo considerados.

Os valores apresentados na fig. A6.16 foram obtidos com uma variação na distância entre os enrolamentos, feita através da troca da espessura do material isolante que os separa, podendo assim perceber a grande influência deste parâmetro no valor da capacitância.

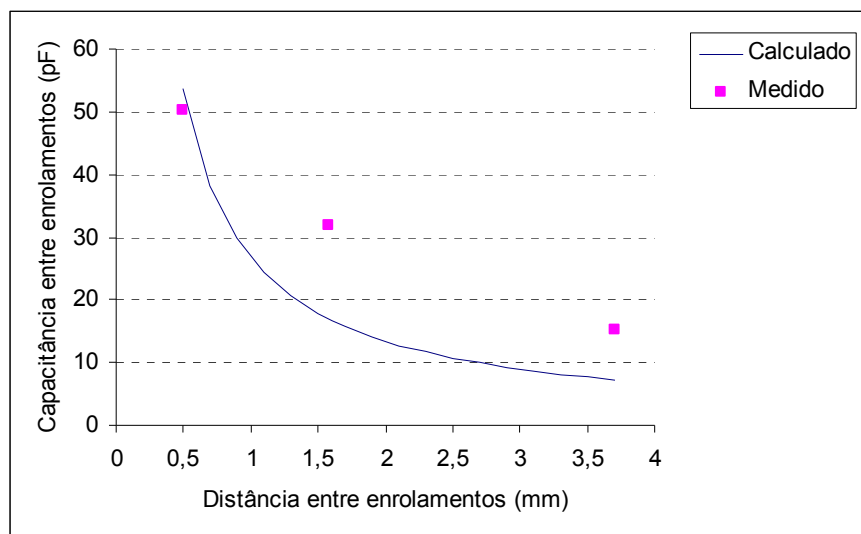


Fig. A6.16 – Capacitância entre enrolamentos com 3 espiras, em função da distância entre eles utilizando o núcleo E-PLT 38.

A6.2.3 Formas de reduzir as capacitâncias

Uma forma de reduzir as capacitâncias entre os enrolamentos consiste em desenhar as trilhas de um enrolamento entre as trilhas do enrolamento adjacente, como mostra a fig. A6.17, minimizando a superfície comum entre eles.

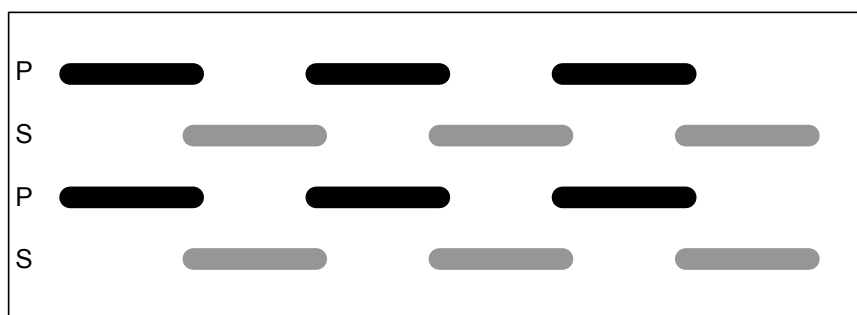


Fig. A6.17 - Projeto de enrolamento visando a redução de capacitâncias.

Outra forma consiste em modificar os parâmetros de (A6.11) da seguinte maneira:

- Permissividade elétrica relativa (ϵ_r): o uso de materiais isolantes com baixa permissividade elétrica, como por exemplo, Mylar ou Teflon, diminui a capacitância entre enrolamentos. A permissividade elétrica não tem efeito na indutância de dispersão nem na resistência CA.

- Espessura do isolamento (h_L): uma isolação mais densa diminui a capacitância, mas aumenta proporcionalmente a indutância de dispersão. A espessura da isolação não afeta a resistência CA.

- Número de espiras, N : usando um enrolamento de uma única camada e minimizando o número de espiras (o núcleo operando com a máxima densidade de fluxo), reduz-se a área do enrolamento. Desta forma, reduzem-se as capacitâncias entre os enrolamentos. Uma diminuição do número de espiras também reduz a indutância de dispersão e a resistência CA.

- Largura da trilha, w_i : diminuir as larguras da trilha e do enrolamento diminui a capacitância, mas aumenta a indutância de dispersão e a resistência CA.

- Comprimento das espiras: diminuir o comprimento das espiras influencia diretamente na diminuição de sua área e, conseqüentemente, na capacitância.

- Blindagens de Faraday: quando corretamente colocadas, ajudam a diminuir o efeito das capacitâncias, mas tornam a estrutura da intercalação mais complexa. Isto produz um aumento no volume entre enrolamentos, causando um crescimento proporcional da indutância de dispersão.

Referências bibliográficas

- [1] EBERT, C. L. *Programa Computacional para projeto de transformadores utilizados em fontes de alimentação chaveada*. Florianópolis, 1997. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica),UFSC.
- [2] NAGEL, R. L., PARTRIDGE, M. E. *Planar Magnetic Component Development*. Sandia National Laboratories, Albuquerque, New Mexico, 1994.
- [3] QUINN, C., RINNE, K., O'DONNELL, T., DUFFY, M. AND MATHÚNA, C. O. A Review of Planar Magnetic Techniques and Technologies. In: APEC' 2001 - APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION. *Sixteenth Annual IEEE*. March 2001. v. 2, p. 1175 - 1183.
- [4] WANG, S. *Modeling and Design of Planar Integrated Magnetic Component*. Thesis (Master of Science) – Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 2003.
- [5] DIXON, L. Designing Planar Magnetics. *Power Supply Design Seminar*. Texas Instrumenst. 2006-2007.
- [6] FERROXCUBE COMPONENTS INC. *Design of planar power transformers*. Application Note. 1997.
- [7] XIAO, S. *Planar Magnetics Design for low-voltage dc-dc converters*. Thesis (Master or Science) – University of Central Florida, Florida, 2004.
- [8] PHILIPS MAGNETICS PRODUCTS. *Planar E Cores*. Applications Note. 1997.
- [9] QUIRKE, M. T. , BARRETT, J. J., HAYES, M. Planar magnetic component technology. A review. *IEEE transactions on components, hybrids, and manufacturing technology*, v. 15, nº 5, p. 884-892, 1992.
- [10] MULDER, STEEF A. Loss formulas for power ferrites and their use in transformers design. *Philips Components*. Eindhoven,1994.
- [11] VAN DER LINDE, D., BOON, C.A.M., KLAASSENS, J.B. Design of a high-frequency planar power transformer in multilayer technology. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 38, Issue 2, p. 135 – 141, April 1991.
- [12] XU HUANG, NGO, K.D.T., BLOOM, G. Design techniques for planar windings with low resistances. In: APEC '95 - APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION. *Proceedings*. v.2, p. 533 – 539. 1995

- [13] HEINEMANN, L. Modelling and design of high frequency planar transformers. In: PESC '95 - POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. *Proceedings*. v. 2, p. 651 – 657. June 1995.
- [14] MULDER, STEEF A. Application note on the design of low profile high frequency transformers. *Philips Components*. Eindhoven. May 1990.
- [15] BLOOM, G. Multi-chambered planar magnetics design techniques. In: PESC'00 - POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. *Proceedings*. v. 1, p. 295 – 301. June 2000.
- [16] MAGNETICS. *Designing with Planar Ferrite Cores*. Technical Bulletin FC-S8. 2001.
- [17] MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. Third Edition. California, USA, 2004.
- [18] WONG, FU K. *High Frequency Transformer for Switching Mode Power Supplies*. Australia, 2004. Tese de Doutorado. Griffith University, Brisbane.
- [19] CALIFORNIA ENERGY COMMISSION. *Appliance Efficiency Regulations*. California Code of Regulations. Califórnia, EUA, 2005.
- [20] BARBI, I. *Eletrônica de Potência: projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis, SC. Ed. do Autor. 2001.
- [21] GUNWARDENA T.R. Manufacturing Design Considerations for Planar Magnetics In: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing and Coil Winding Conference. *Proceedings*. p. 309 - 311, 1997.
- [22] ARSHAK K. I., AL MUKHTAR B. and MCDONAGH D. Development of thin film planar transformer based on a novel composite of $\text{Bi}_2\text{O}_3\text{-Fe}_2\text{O}_3\text{-SiO}_x$. *International journal of electronics*. v. 83, n°6, pp. 793-804. 1997.
- [23] LABVIEW.EXE. Versão 7.1. Programa para bancos de ensaios com instrumentos virtuais. National Instruments Corporation. 2004.
- [24] BOSSCHE, A., VALCHEV, V. C. *Inductors and Transformers for Power Electronics*. Ed. Taylor & Francis Group, USA. 2005.
- [25] SNELLING, E. C. *Soft Ferrites, Properties and Applications*. 2a ed. New York: Butterworths & Co Ltd, 1988.
- [26] BATISTA, ADALBERTO J. *Modelagem e otimização do projeto de componentes magnéticos utilizados em conversores estáticos de alta frequência*. Florianópolis, 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), UFSC.

- [27] BATISTELA, N. J. *Caracterização e Modelagem Eletromagnética de Lâminas de Aço ao Silício*. Florianópolis, 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), UFSC.
- [28] SEVERNS, R. HF Core Losses For Non-Sinusoidal Wave Forms. In: HFPC. *Proceedings*. p. 140-148. Toronto, 1991.
- [29] M. ALBACH, A. BROCKMEYER. Calculating Core Losses in Transformers for Arbitrary Magnetizing Currents a Comparison of Different Approaches. In: PESC '96 - POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. *Proceedings*. Italy, v. 2, p. 1463-8. Junho 1996.
- [30] SILVA Jr., P. A. *Bancada para Ensaio de Materiais Ferromagnéticos em Chapa Única sob Campos Rotacionais*. Florianópolis, 2007. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), UFSC.
- [31] PIETRO, R., ASENSI, R., COBOS, J. A. AND UCEDA, J. Optimizing the performance of planar transformers. In: APEC'96. *Proceedings*. San Jose, CA, USA. 1996.
- [32] INGRAM, GARY L. CAE Aids Optimum Inductor/Transformer Design. In: PCIM. *Proceedings*. Germany, p. 26-30. Setembro, 1993.
- [33] WANG, S., ROOIJ, M.A. DE, ODENDAAL, W.G., VAN WYK, J. D., BOROYEVICH, D. Reduction of High-Frequency Conduction Losses Using a Planar Litz Structure. IEEE 2003.
- [34] STEINMETZ, C. P. On the law of hysteresis. *American Institute of Electrical Engineers Transaction*, vol. 9, pp. 3-64, 1892; reprint in the *Proceedings of the IEEE*, vol. 72 (1984), n° 2.
- [35] FAGUNDES, J. C. S. *Transformadores e Indutores para Conversores Estáticos operando em Alta Frequência* – Publicação Interna – Florianópolis, 2003.
- [36] FERROXCUBE. *Soft ferrite design tools*. Help. 2002
- [37] HIGGINS, T. J. The origins and Developments of the Concept of Inductance, Skin Effect and Proximity Effect, *Am. J. of Physics*, p.337-346. 1941.
- [38] CASIMIR, H. B. G., UBBNIK J. *The Skin Effect*, Phillips Technical Review, p. 271-283. 1976.
- [39] ROBERT, R. Efeito Pelicular, *Revista Brasileira de Ensino de Física*, vol. 22, n° 2, junho, 2000.

- [40] BASTOS, J. P. A. *Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase Estática*. Florianópolis: Editora da UFSC, 2004.
- [41] 4294A Precision Impedance Analyzer Operation Manual
- [42] BAZARAA, M. *et al. Nonlinear Programming - Theory and Algorithms*. New York: John Wiley, 2nd ed. 1993.
- [43] LINDEN, R. *Algoritmos Genéticos – Uma importante ferramenta da inteligência computacional*. Ed. Brasport, Rio de Janeiro, 2006.
- [44] HAUPT, R. L., HAUPT, S.E. *Practical Genetic Algorithms – Second Edition*. A John Wiley & Sons, Inc., Publication. New Jersey, 2004.
- [45] GOLDBERG, D.E. *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*, Addison Wesley Longman Inc., New York, 1989.
- [46] FERROXCUBE. *Soft Ferrites and Accessories. Data Handbook. 3F3 material specifications*. Hamburg, Germany. 2002.
- [47] BATISTA, A. J., MACHADO, V. F., ALMEIDA, L. B. Computer-Aided Design Optimization of High Frequency Power Transformers. In: COBEP - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. *Anais*. Fortaleza, Ceará, Brasil, 2003.
- [48] CISPR 16-1. *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus*, IEC, Geneva, 1993.
- [49] CISPR 15. *Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment*, IEC, Geneva, 2005.
- [50] EBERT, C. L., CARPES Jr. W. P., FAGUNDES, J. C. Planar Transformer Design for Switching Mode Power Supplies. In: COBEP - Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. *Anais*. Blumenau, Santa Catarina, Brasil, 2007.
- [51] EBERT, C. L., CARPES Jr. W. P., FAGUNDES, J. C. Determination of Magnetic Losses in Planar Magnetic Elements. In: ICEM'08 - *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*. Vilamoura, Algarve, Portugal, 2008.
- [52] EBERT, C. L., CARPES Jr. W. P., FAGUNDES, J. C. Choice of Magnetic Induction and Current Density Values for Planar Magnetic Design. In: ICEM'08 - *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*. Vilamoura, Algarve, Portugal, 2008.
- [53] EBERT, C. L., CARPES Jr. W. P., FAGUNDES, J. C. Software for the Design of Planar Magnetic Device. In: ICEM'08 - *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines*. Vilamoura, Algarve, Portugal, 2008.

- [54] EBERT, C. L., CARPES Jr. W. P., FAGUNDES, J. C. Projeto de Indutores e Transformadores Planares Utilizados em Fontes de Alimentação Chaveadas. In: INDUSCON'08 – Conferência Internacional das Aplicações Industriais - *Anais*. Poços de Caldas, Minas Gerais, Brasil, 2008.
- [55] EBERT, C. L., CARPES Jr. W. P., FAGUNDES, J. C. Metodologia para Determinação de Perdas Magnéticas e Métodos de Obtenção dos seus Parâmetros em Elementos Magnéticos Planares.. In: CBA'08 – Congresso Brasileiro de Automática - *Anais*. Juiz de Fora, Minas Gerais, Brasil, 2008.
- [56] EBERT, C. L., CARPES Jr. W. P., FAGUNDES, J. C. Determinação da Indução Magnética e Densidade de Corrente para que Núcleos Planares Operem com Mínimas Perdas Magnéticas. In: MOMAG'08 – Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo - *Anais*. Florianópolis, Santa Catarina, Brasil, 2008.