

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Transformadores Multielementos:

Estudo e Implementação

**DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE
SANTA CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

MARCOS ANTÔNIO CARDOSO DE LIMA

FLORIANÓPOLIS, ABRIL DE 1999.

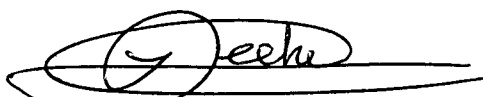
Transformadores Multielementos: Estudo e Implementação

MARCOS ANTÔNIO CARDOSO DE LIMA

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia, especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

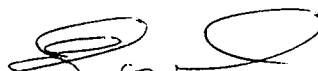


Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
ORIENTADOR



Prof. Idemar Cassana Decker, D.Sc.
Coordenador do curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA:



Prof. Ênio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Hari Bruno Mohr, Dr.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.



Prof. João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

*O fracasso jamais te surpreenderá se sua decisão de vencer
for suficientemente forte. (Maria Madalena)*

À Deus...

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado no Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC).

Eu gostaria de expressar meu agradecimento e gratidão:

Ao Sr. João Carlos dos Santos Fagundes, orientador desta dissertação, pelo incentivo, apoio, e sobretudo pela amizade conquistada.

Ao Sr. Ivo Barbi, ao Sr. Hari Bruno Mohr e ao Sr. Ênio Valmor Kassick, professores do INEP, pela honra que nos concederam em aceitando serem membros da comissão examinadora.

Aos professores do INEP pela excelência de seu trabalho em ensino e pesquisa e, em especial ao Prof. Ivo Barbi, por ter permitido o meu ingresso em seu grupo de trabalho.

Aos amigos do curso de mestrado e grandes companheiros Faruk, Marcelo, Mello, Muriel, Osvanil e Rogers.

Ao incentivo dos amigos e doutorandos Adriano, Anderson, Cícero, Domingo, Fabiana, Falcondes, Grover, Ivan, René e Roger.

Ao Sr. Roberto Cubilla, por tantas informações e valiosos esclarecimentos;

À equipe do GRUCAD – UFSC, Sr. Nelson Sadowiski, Sr. João Assumpção Bastos, e em especial ao Maurício Valência pelo grande auxílio.

Aos técnicos Antônio Luís S. Pacheco e Luiz Marcellus Coelho pelo seu excelente profissionalismo e grande presteza.

Ao Governo Brasileiro que, através da CAPES, forneceu o necessário suporte financeiro.

À Thornton pelo fornecimento de amostras de ferrite.

Finalmente, quero expressar um agradecimento em especial aos meus queridos pais, José Sinésio e Maria Madalena, pela compreensão, carinho e apoio.

SUMÁRIO

RESUMO.....	iii
ABSTRACT.....	iv
NOMENCLATURA.....	v
INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 1.....	3

TRANSFORMADORES PARA ALTAS FREQUÊNCIAS: DIFERENTES CONCEPÇÕES E PROJETOS

1.1 – INTRODUÇÃO	3
1.2 – TRANSFORMADORES COM NÚCLEO DE FERRO SILÍCIO	4
1.3 – TRANSFORMADORES DE FERRO SILÍCIO EXTRA FINOS	4
1.4 – TRANSFORMADORES COM NÚCLEOS DE FERRITE	5
1.5 – COMPONENTES MAGNÉTICOS AMORFOS.....	10
1.6 – TRANSFORMADOR PLANAR	11
1.7 – TRANSFORMADOR MATRICIAL EM PLACA PERFURADA.....	12
1.8 – TRANSFORMADOR PLANO	14
1.9 – TRANSFORMADORES SMD (SURFACE MOUNTED DEVICE).....	15
1.10 – TRANSFORMADOR COM FORMATO PELICULAR.....	16
1.11 – TRANSFORMADORES MULTIELEMENTOS.....	17
1.12 – CONCLUSÕES	19
CAPÍTULO 2.....	20

O TRANSFORMADOR MULTIELEMENTOS

2.1 – INTRODUÇÃO	20
2.2 – PRINCÍPIOS BÁSICOS	20
2.3 – ASPECTOS PRÁTICOS CONSTRUTIVOS	22
2.4 – MODELAGEM DO CONDUTOR ÓTIMO	27
2.5 – INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO.....	30
2.6 – CAPACITÂNCIA NOS ENROLAMENTOS	31
2.7 – TRANSFORMADORES COM NÚCLEO TOROIDAL	33
2.8 – ASSOCIAÇÃO DE TRANSFORMADORES ELEMENTARES.....	36
2.9 – INTERFERÊNCIA DO CAMPO MAGNÉTICO SOBRE OS ELEMENTOS.....	42
2.10 – CONCLUSÕES	56

CAPÍTULO 3	58
-------------------------	-----------

**METODOLOGIA DE PROJETO PARA TRANSFORMADORES
MULTIELEMENTOS**

3.1 – INTRODUÇÃO	58
3.2 – DIMENSIONAMENTO DOS TRANSFORMADORES MULTIELEMENTOS	58
3.3 – CONCLUSÕES	79

CAPÍTULO 4	80
-------------------------	-----------

EXEMPLOS DE PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 – INTRODUÇÃO	80
4.2 – EXEMPLOS DE PROJETO.....	80
4.3 – CONCLUSÕES	105

CONCLUSÕES GERAIS	107
--------------------------------	------------

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	109
---	------------

RESUMO

Este trabalho apresenta o estudo de uma nova forma de concepção, não convencional, para o dimensionamento dos transformadores de alta frequência. Partindo-se dos conhecidos problemas existentes nos dimensionamentos dos transformadores usuais, busca-se desenvolver uma metodologia de projeto, através da substituição do transformador convencional por um conjunto de transformadores elementares, também chamado de transformadores multielementos.

O transformador multielemento é formado por um “vetor” de núcleos associados, possui um baixo perfil, alta densidade de potência e propriedades térmicas distribuídas não encontradas em transformadores convencionais. Alta densidade de corrente nos enrolamentos também é possível sem o indevido incremento de perda de potência nos enrolamentos. Isto é devido ao menor comprimento e ao menor número de espiras. Relações de espiras diversas podem ser facilmente obtidas. Excelentes características de choque e vibração são possíveis com a distribuição de massas, pelo projeto. Não há pontos com grande concentração de calor, uma vez que as perdas encontram-se distribuídas entre os elementos. Em complemento, o transformador multielemento é, pelo projeto, de muito baixo perfil e altamente apropriado para altas densidades de potências [2], e passível de ser aplicado à todas as conhecidas topologias de conversores.

São apresentadas as diversas vantagens em se optar por este conceito de transformador, bem como os resultados de medidas práticas envolvendo transformadores com núcleos de diferentes tamanhos.

ABSTRACT

This work presents a non-conventional approach for high frequency transformer design. From the well-know existent problems in the conventional high frequency transformer design a methodology is developed considering the substitution of the conventional transformer for a set of elementary transformers also called "multielement transformer".

The multielement transformer is formed by a " vector " of associated cores. It features a low profile, high power density [2] and distributed thermal properties not found in conventional transformers. High current density in the windings is also possible without increasing winding losses due to the smaller length and turns number. Different turns relationships can be easily obtained. Excellent shock and vibration characteristics are possible, due to the distribution of masses. There is not a concentration of heat in special points, but a distribution of the generated heat among the elementary transformers. In addition, the multielement transformer presents very low profile and is highly adapted for high power densities, and can be applied to any converter.

Several advantages arise from the elementary transformer concept, showing improved performance in comparison with transformers of different core sizes.

LISTA DE VARIÁVEIS

A_e	– área de seção transversal do núcleo magnético [cm^2]
A_w	– área do enrolamento [cm^2]
B	– densidade de fluxo [T]
B_o	– valor ótimo da indução magnética [T]
C	– capacidade de corrente [cm^2/A]
C_m	– coeficiente de densidade volumétrica de perda magnética
d_c	– diâmetro do condutor nu [cm^2]
d_e	– diâmetro externo do núcleo [cm]
d_i	– diâmetro interno do núcleo [cm]
E	– tensão eficaz [V]
f	– frequência [Hz]
F_R	– fator de resistência
H	– magnitude do campo magnético [A/m]
h_t	– altura do núcleo [cm]
I	– corrente [A]
$i(t)_j$	– corrente instantânea no enrolamento j [A]
J	– densidade de corrente [A/ cm^2]
J_o	– valor ótimo da densidade de corrente [A/ cm^2]
k_u	– fator de utilização da janela do núcleo
k_v	– fator de forma de onda
K_w	– fator de enrolamento
l_e	– comprimento efetivo do caminho magnético médio [cm]
MLT	– comprimento médio das espiras [cm]
Nf_q	– número de condutores agrupados no feixe do q -ésimo enrolamento
N_q	– número de espiras do q -ésimo enrolamento
P_i	– potência de entrada [W]
P_o	– potência de saída [W]
R_{th}	– resistência térmica do núcleo [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$].
V_e	– volume efetivo do núcleo magnético [cm^3]
V_q	– tensão eficaz sobre o q -ésimo enrolamento [V]

- W_a – área da janela do núcleo [cm²]
 x, y – parâmetros de caracterização do material magnético
 η – eficiência do transformador
 μ_c – permeabilidade relativa do cobre
 μ_0 – permeabilidade do vácuo [H/m]
 μ_r – permeabilidade relativa do material magnético
 ρ_c – resistividade do condutor na temperatura de operação [$\Omega \cdot m$]
 ρ_{ct} – resistividade do condutor de cobre [$\Omega \cdot m$]
 ρ_f – resistividade do material magnético na temperatura de operação [$\Omega \cdot m$];
 \oint – permeância do caminho magnético [Ae / T.m²]
 \mathfrak{R} – relutância do caminho magnético [T.m² / Ae]
 ΔT – elevação de temperatura [°C]

INTRODUÇÃO

No domínio da eletrônica de potência muitos esforços têm sido feitos nestes últimos anos na busca de se conseguir produzir equipamentos com o mínimo de perdas, volume reduzido e capacidade de processar grande quantidade de energia, tudo isto associado a um elevado nível de confiabilidade.

Trabalhos recentes têm realizado diferentes estudos na direção de se conseguir a otimização dos componentes magnéticos presentes em conversores estáticos para operação em frequências elevadas. Incluí-se nestes, estudos sobre: métodos de otimização via computador, diferentes perfis de transformadores (baixo perfil e planar), novas estruturas de conversores, como os ressonantes, topologias de enrolamentos diversas, e o efeito da geometria no desempenho.

A busca incessante pela redução do tamanho das fontes de tensão chaveadas concentra uma elevada atenção no transformador [1,2]. Os conhecidos problemas existentes nos modernos transformadores de potência chaveados em alta frequência tais como: elevada indutância de dispersão, alto perfil e elevadas temperaturas no centro do núcleo, são inerentes aos projetos convencionais [2].

Atualmente requerem-se transformadores que tenham baixo custo, fácil fabricação, sejam eficientes e que possuam todos os necessários critérios de segurança, além de serem pequenos e com um baixo perfil. Um novo conceito de transformador, "o transformador multielementos", surge como uma tentativa de atender todos esses requisitos.

O desenvolvimento do transformador multielementos pode ser considerado como um importante passo na direção da solução dos problemas associados com os transformadores convencionais. Com alguns dos já citados problemas resolvidos, os conversores de potência (PWM) podem ser significativamente melhorados, podendo habilitar-se a desafiar os conversores ressonantes em termos de eficiência e densidade de potência [3].

O conceito inicial de Transformador Matricial baseou-se originalmente em elementos com uma única espira nos enrolamentos primários e secundários. Como a indutância de dispersão é aproximadamente proporcional ao quadrado do número de espiras no enrolamento, cada elemento teria baixa dispersão. Se os enrolamentos estivessem em paralelo, a indutância de dispersão seria ainda mais reduzida. Assim, esta técnica era vista como uma maneira de se obter uma baixa indutância de dispersão, a qual permitiria ao transformador operar eficientemente nas altas frequências.

A distribuição dos elementos do transformador multielementos permite uma construção com baixo perfil. Além disso, os núcleos estão fisicamente separados, o que permite ao ar circular ao redor de cada núcleo, resfriando-os mais eficientemente.

No presente trabalho desenvolve-se um completo estudo sobre os transformadores multielementos abordando seus pontos principais, e desenvolve-se um roteiro de projeto para o dimensionamento destes transformadores.

No capítulo 1 apresenta-se uma visão global de alguns dos vários tipos de transformadores encontrados na literatura, onde foram ressaltados os aspectos positivos, negativos e as aplicações usuais para cada transformador, ilustrando as diferentes alternativas direcionadas à melhoria tecnológica dos transformadores para utilização em conversores estáticos de energia.

Posteriormente no capítulo 2, faz-se uma análise da topologia escolhida como objeto de estudo, ou seja dos transformadores multielementos utilizando núcleos toroidais. Neste capítulo, apresenta-se uma comparação entre o comportamento dos fluxos dispersos e das indutâncias de dispersão em transformadores multielementos compostos por núcleos EE e toroidal.

No capítulo 3, desenvolve-se o roteiro de projeto de cálculo para obter-se um transformador multielementos.

No capítulo 4 apresenta-se os resultados de 4 projetos práticos de transformadores multielementos.

E, ao final, apresenta-se as conclusões do trabalho desenvolvido.

CAPÍTULO 1

TRANSFORMADORES PARA ALTAS FREQUÊNCIAS: DIFERENTES CONCEPÇÕES E PROJETOS

1.1 – INTRODUÇÃO

O processo de conversão estática de energia em eletrônica de potência requer o uso de transformadores e indutores, componentes que quase sempre são os elementos mais pesados e mais volumosos dos circuitos conversores. Tais componentes têm um significativo efeito no desempenho e na eficiência global do sistema [1].

O grande objetivo dos projetos voltados ao dimensionamento dos componentes eletromagnéticos consiste em se obter a máxima eficiência, com o menor peso, volume e custo destes dispositivos, sem colocar em risco a confiabilidade e a segurança do equipamento e do usuário.

O tamanho do transformador é relacionado diretamente à frequência de operação. Frequências mais altas traduzem-se em um transformador com volume menor e com eficiência mais alta.

No passado, frequências operacionais superiores a 20 kHz eram impedidas pela limitação técnica dos transistores. Atualmente, com o surgimento dos MOSFETs (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor), capazes de converter potências da ordem de quilowatts utilizando frequências próximas à 200 kHz, e com o uso de novas técnicas de comutação (ZCS e ZVS) os obstáculos principais para a melhoria do desempenho dos conversores estáticos são as limitações inerentes aos transformadores e indutores convencionais.

Este capítulo tem como objetivo apresentar os conceitos, diferentes metodologias de projeto projetos e desenvolvimentos direcionados aos transformadores utilizados nos conversores estáticos de energia. Por uma questão de referência, adota-se como ponto de partida os transformadores de ferro laminado

utilizados em baixa frequência (50 – 400 Hz), a partir dos quais serão inseridas as diferentes alternativas direcionadas à melhoria tecnológica, com vistas à utilização em frequências elevadas.

1.2 – TRANSFORMADORES COM NÚCLEO DE FERRO SILÍCIO

Os enrolamentos nos primeiros transformadores produzidos eram dispostos sobre um núcleo de ferro maciço. Porém, sendo um material condutor e por estar imerso em um campo magnético variável, segundo a Lei de Faraday, eram induzidas no ferro elevadas forças eletromotrizes (“*f.e.m*”). Estas *f.e.m* ocasionavam a circulação de correntes parasitas, responsáveis pelo aquecimento do núcleo.

Para aumentar a resistência elétrica à circulação das correntes parasitas, também chamadas correntes Foucault, passou-se à utilização de pacotes de lâminas isoladas. Com o mesmo intuito foi adicionado partículas de Silício ($\approx 4\%$) à composição das lâminas [2].

Outro fenômeno relevante em transformadores é o movimento e os choques que ocorrem entre as partículas do material magnético em direção à orientação do campo magnético que provocam o aquecimento do núcleo. Tal fenômeno é denominado histerese. Os efeitos negativos da histerese podem ser reduzidos com o uso de lâminas especiais de grão orientado.

As lâminas são recortadas em dimensões e formas padronizadas, e devido ao seu formato são chamadas de E e I. Todas as dimensões das lâminas estão em função da coluna central. O núcleo é montado alternando-se as lâminas, o que lhe confere mais resistência mecânica e menor relutância magnética [3].

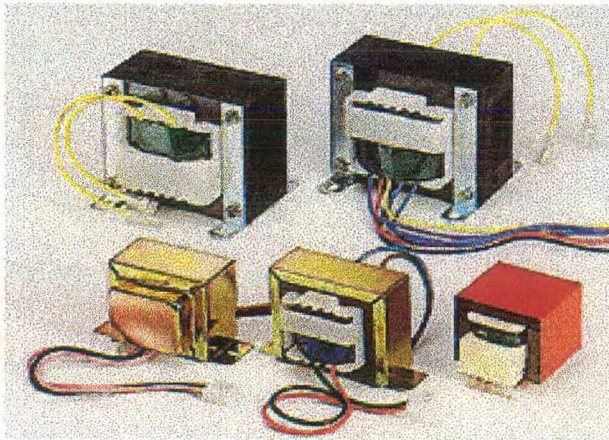
1.3 – TRANSFORMADORES DE FERRO SILÍCIO EXTRA FINOS

Os transformadores “extra finos” possuem baixo perfil e são projetados para atender aos requisitos de equipamentos limitados quanto à altura.

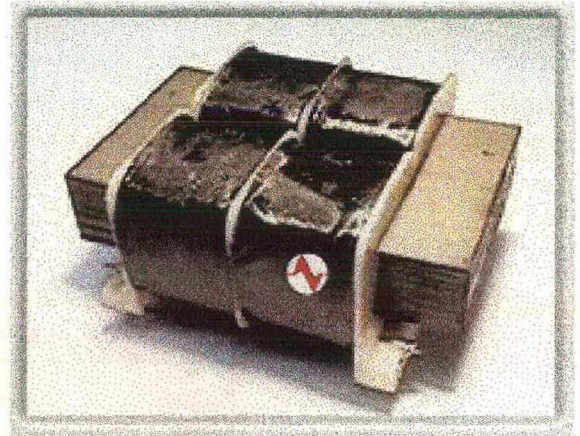
A capacitância entre os enrolamentos pode ser reduzida colocando-se os enrolamentos primário e secundário não concêntricos, eliminando dessa forma, a

necessidade de uma proteção eletrostática. Além disso, por estarem separados, a ventilação nos enrolamentos é melhorada [4].

Na figura 1.1 (b) [4], está apresentado o modelo de um transformador extra fino. O enrolamento primário possui um tap, viabilizando a utilização em 115/230 V, com frequência 50/60 Hz. O transformador fornece 48 VA de potência, e tensão de saída de 1500 V, e com altura de apenas 3,5 cm.



(a) Transformadores de uso geral.



(b) Transformador extra fino.

Figura 1.1 - Transformadores com núcleo de ferro silício laminados [4].

1.4 – TRANSFORMADORES COM NÚCLEOS DE FERRITE

Ferrites são uma composição química de vários óxidos metálicos. A palavra, ferrite, deriva da latina " ferrum ". Estes compostos de óxido de ferro foram desenvolvidos principalmente como resultado de trabalho de pesquisa e estudos feitos durante e desde a Segunda Guerra Mundial [5].

Os avanços obtidos com o surgimento dos ferrites derivam da combinação de duas características principais:

- Alta permeabilidade magnética, que concentra e reforça o campo magnético;
- Alta resistividade elétrica, limitando a quantidade de fluxo de correntes parasitas.

Devido à combinação sem igual destas características, as ferrites apresentam baixas perdas de energia, são altamente eficientes, e funcionam em elevadas

freqüências, aproximadamente de 1kHz a 1GHz. Estas características tornam práticas a fabricação de componentes eletrônicos com reduzidos volumes.

Características adicionais tais como elevada permeabilidade e estabilidade ao tempo e à variações de temperatura têm expandido o uso de ferrites em filtros de alta qualidade, transformadores para alta freqüência, transformadores de faixa larga, indutores ajustáveis e outros circuitos eletrônicos de alta freqüência. A figura 1.2 [6] apresenta uma amostra da grande variedade dos formatos dos núcleos de ferrites disponíveis no mercado.

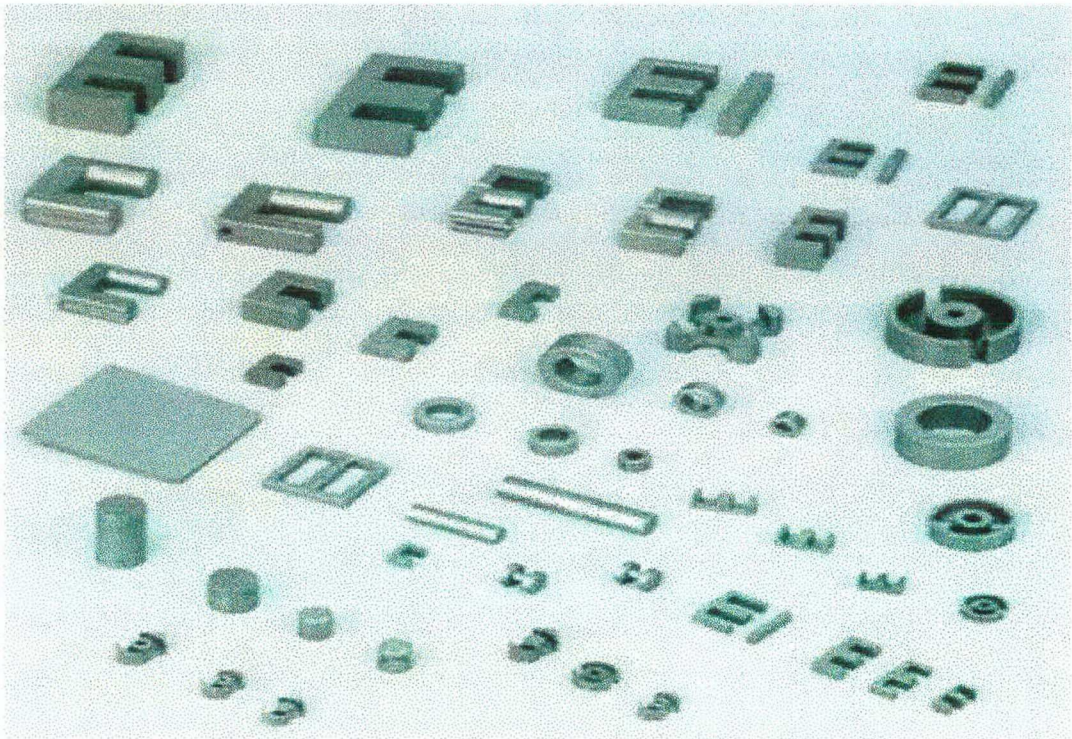


Figura 1.2 - Formatos usuais dos núcleos de ferrite [6].

Núcleos de alta permeabilidade tendem a concentrar o fluxo no núcleo e a reduzir qualquer fluxo de dispersão. Infelizmente, os materiais ferrimagnéticos sofrem de efeitos de saturação em altas correntes, e suas permeabilidades tendem a se deteriorar com o aumento da freqüência, mais do que núcleos de baixa permeabilidade. Os materiais de núcleo de ferrite têm resposta em freqüência diferentes na sua permeabilidade. A figura 1.3 apresenta a resposta em freqüência das permeabilidades relativas das ferrites MnZn e NiZn.

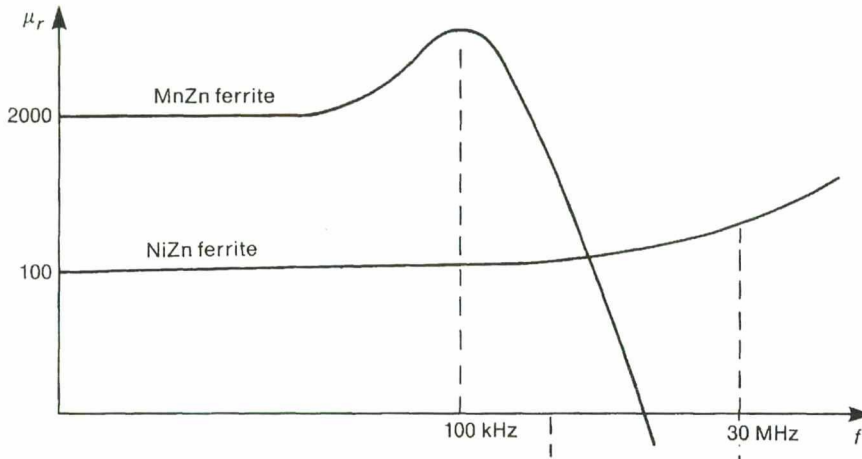


Figura 1.3 - Resposta em frequência das permeabilidades relativas dos ferrites MnZn e NiZn.

A metodologia para o dimensionamento dos transformadores de potência utilizando núcleos de ferrite, através do método do produto das áreas e utilizando como parâmetro a máxima variação de temperatura, apresenta o seguinte roteiro e equacionamento:

a) Máxima perda total admissível, P_t

As especificações térmicas determinam a máxima perda total admissível P_t para um dado núcleo:

$$P_t = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (1.1)$$

onde:

ΔT – elevação de temperatura do ponto mais quente em relação à temperatura ambiente [°C].

R_{th} – resistência térmica do núcleo [°C/W].

b) O valor ótimo da indução magnética, B_o , e da densidade de corrente ótima nos condutores, J_o , para o qual as perdas no material magnético são mínimas, podem ser calculados respectivamente por [7]:

$$B_o = \left(\frac{2}{y+2} \cdot \frac{\Delta T}{R_{th}} \cdot \frac{1}{C_m \cdot f^x \cdot V_e} \right)^{\frac{1}{y}} \quad (1.2)$$

$$J_o = \left(\frac{y}{y+2} \cdot \frac{\Delta T}{Rth} \cdot \frac{1}{\rho_c \cdot MLT \cdot k_u \cdot W_a} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (1.3)$$

onde:

V_e – Volume efetivo do núcleo magnético [m³];

W_a – área da janela do núcleo [m²];

f – frequência [Hz];

C_m – coeficiente de densidade volumétrica de perda magnética;

ρ_c – resistividade do condutor na temperatura de operação [$\Omega \cdot m$];

x, y – parâmetros de caracterização do material magnético;

MLT – comprimento médio das espiras [m];

k_u – fator de utilização da janela (geralmente adota-se 0,4 como valor inicial).

c) O número de espiras dos enrolamentos é determinado por:

$$N_q = \frac{V_{efq}}{K_v \cdot A_e \cdot B_o \cdot f} \quad (1.4)$$

onde:

V_{efq} – tensão eficaz aplicada ao q-ésimo enrolamento [V];

I_{efq} – corrente eficaz aplicada ao q-ésimo enrolamento [A];

A_e – área de seção transversal do núcleo [m²];

k_v – fator de forma de onda.

d) A Potência aparente total de um transformador, S , com w enrolamentos, é dada por:

$$S = \sum_{q=1}^w V_{efq} I_{efq} \quad [VA] \quad (1.5)$$

A potência aparente de dimensionamento do transformador, S_{el} , é calculada através da equação:

$$S_{el} = k_u \cdot k_v \cdot f \cdot B_o \cdot J_o \cdot A_e \cdot W_a \quad [VA] \quad (1.6)$$

e) Cálculo das perdas no transformador

As perdas magnéticas são uma função do volume do material magnético no núcleo, V_e , da densidade de fluxo, B , e da frequência de chaveamento, f . A densidade volumétrica de perda por correntes circulantes, P_{ve} , (incluindo-se nesta a perda residual) num núcleo cilíndrico de seção transversal A_e e resistividade ρ_f , pode ser expressa por [7]:

$$P_{ve} = \frac{V_{efq}^2}{8\pi\rho_f N_q^2 A_e} \quad (1.7)$$

Se a magnetização ocorre com uma frequência f , a densidade volumétrica de perda por histerese, P_{vh} , será:

$$P_{vh} = C_m \cdot f^x \cdot B_o^y \quad (1.8)$$

As perdas magnéticas totais no núcleo de um transformador, P_m , são calculadas pela soma das perdas por histerese, P_{vh} , das perdas provocadas pelas correntes de Foucault, e pelas perdas residuais.

$$P_m = (P_{vh} + P_{ve}) \cdot V_e \quad (1.9)$$

As perdas associadas às resistências ôhmicas dos enrolamentos podem ser obtidas através da equação:

$$P_c = \sum_{q=1}^w F_R \cdot \frac{4 \cdot \rho_c \cdot N_q \cdot MLT}{\pi \cdot d_c \cdot Nf_q} \cdot I_{efq}^2 \quad (1.10)$$

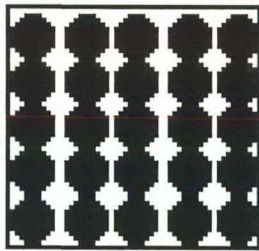
onde :

- F_R – Fator de resistência;
- ρ_f – resistividade do material magnético na temperatura de operação [$\Omega \cdot m$];
- N_q – número de espiras do q-ésimo enrolamento;
- MLT – comprimento médio das espiras [m];
- I_{efq} – corrente eficaz do q-ésimo enrolamento [A];
- d_c – diâmetro do condutor nu [m];
- Nf_q – número de condutores agrupados no feixe.

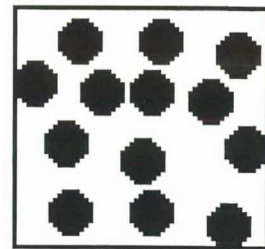
1.5 TRANSFORMADORES COM NÚCLEOS DE MATERIAL AMORFO

Materiais amorfos são formados por estruturas não cristalinas. Os átomos em materiais amorfos estão em posições aleatórias, em lugar do arranjo periódico dos materiais cristalinos, conforme apresentado na figura 1.4 (vidros são amorfos e por isto, muitos materiais amorfos também são chamados "vítreos"). O arranjo atômico aleatório confere propriedades diferentes dos materiais cristalinos. [8]

Ligas amorfas são produzidas esfriando-se rapidamente os metais fundidos. Se a taxa de resfriamento é suficientemente rápida, os átomos não têm tempo suficiente para mover-se às posições "cristalinas" preferidas. Eles são randomicamente "congelados". A empresa Toshiba [8] foi a primeira companhia no mundo a produzir componentes magnéticos amorfos para eletrônica. Programas e pesquisas continuam sendo feitos para tentar avançar e melhorar as propriedades das ligas amorfas.



a) estrutura cristalina



b) estrutura não cristalina

Figura 1.4 - Arranjos atômicos magnéticos

Os materiais amorfos têm como características essenciais:

- altíssima permeabilidade - $\mu_{\text{máx}} \approx 300.000$;
- Induções magnéticas comparáveis aos núcleos de lâminas de ferro silício - $B_{\text{máx}} \approx 1,40$ T;
- Materiais em formas de lâminas flexíveis extremamente finas, com espessuras em torno de 0,03 mm.

Estas características conferem aos transformadores com núcleos de materiais amorfos baixíssimo perfil e peso e volume reduzidos.

1.6 – TRANSFORMADOR PLANAR

No transformador planar os enrolamentos são formados por espiras de cobre planas produzidas sobre uma placa de circuito impresso ou equivalente. Estes enrolamentos são intercalados, junto com isoladores apropriados, e colocados dentro de um núcleo de ferrite. Esta técnica de construção proporciona os seguintes benefícios [8]:

- elevada eficiência - típica 98%;
- baixa indutância de dispersão, tipicamente menor que 0,2% para núcleos sem entreferros (indutância de dispersão elevada causa elevados transientes de tensão, danificando os transistores);
- baixo perfil e volume pequeno, indicado para equipamentos de alta densidade de potência;
- operação na faixa de frequência de 50kHz a 1MHz;
- alta reprodutibilidade, pois os enrolamentos são pré-montados.

Porém tal estrutura apresenta os seguintes inconvenientes:

- alta capacitância parasita entre espiras e entre enrolamentos;
- maior dificuldade para dissipação de calor, necessitando que possuam uma face metálica, que atuará como dissipador.

Na figura 1.5 está apresentado o modelo de um transformador planar de 65W.

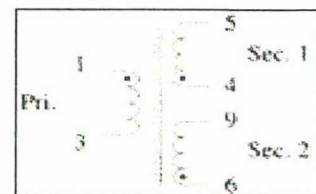
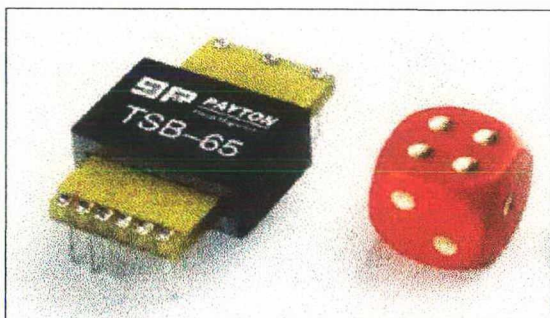


Diagrama esquemático

Figura 1.5 - Transformador planar 65 W [9].

Transformadores baseados no princípio planar praticamente eliminam todas as deficiências presentes nos transformadores com bobinas de fio circular. São indicados para conversores que necessitem de elevadas densidades de potência e que exigem componentes magnéticos de tamanhos reduzidos.

1.7 – TRANSFORMADOR MATRICIAL EM PLACA PERFURADA

Esta técnica utiliza uma fina placa de ferrite perfurada com um vetor de furos através dos quais os enrolamentos são trançados (fig. 1.6), resultando em um transformador matricial integrado.

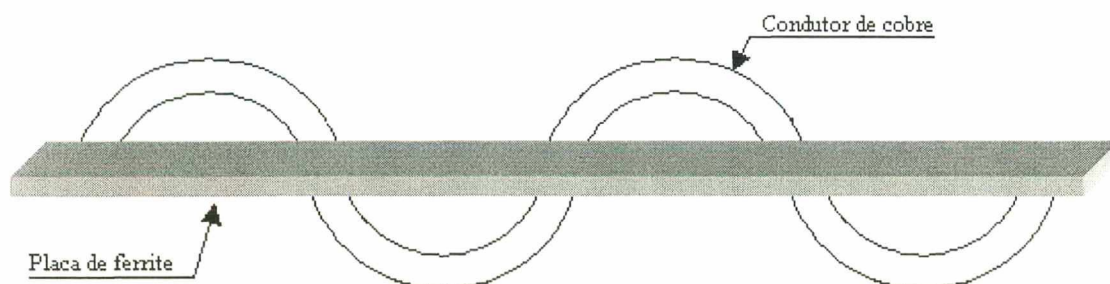


Figura 1.6 - Disposição do condutor no transformador matricial

Na figura 1.7 tem-se um transformador matricial em placa perfurada 4x4 (linhas x colunas). Uma espira é construída toda vez que um condutor atravessa um furo. Assim, um enrolamento com 16 espiras em série é construído trançando o condutor em forma de serpentina através dos furos como mostrado na fig. 1.7(a). Com a colocação em paralelo, figura 1.7 (b), tem-se um enrolamento com quatro espiras com capacidade de corrente quatro vezes maior [10].

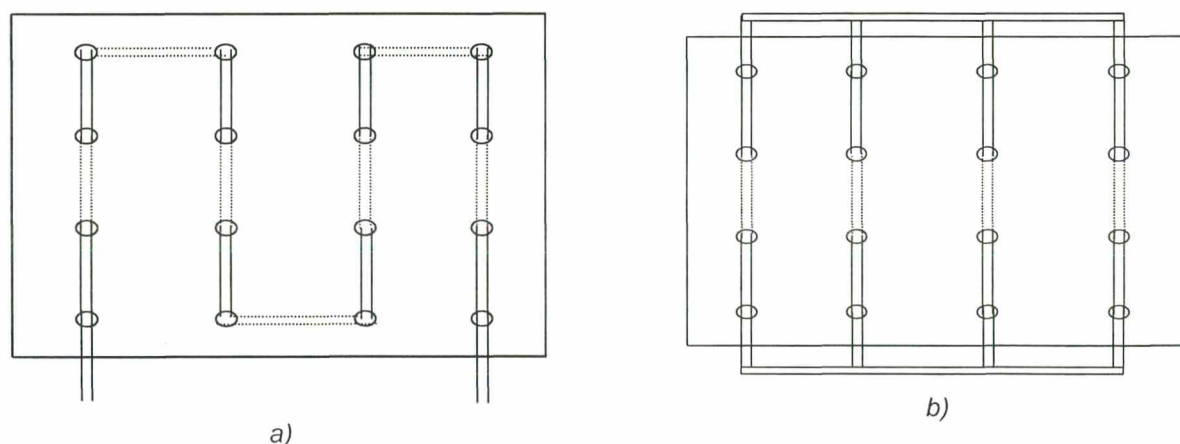


Figura 1.7 - Transformador matricial em placa perfurada 4x4.

São possíveis diversas combinações de padrões de furos e caminhos para os condutores. Dado um conjunto de furos dispostos em uma placa quadrada, o

enrolamento primário pode ser enrolado em dois distintos caminhos, os quais correspondem a dois distintos modos de operação. Os dois modos são definidos pelo seus padrões de fluxos, e são estabelecidos quando [11]:

- a) Modo 1 – As correntes entre as linhas de furos adjacentes possuem direções opostas;
- b) Modo 2 – As correntes têm a mesma direção em todos os furos de uma linha e direções alternadas nas linhas adjacentes.

No Modo 1 o núcleo pode ser considerado como uma coleção de células toroidais fracamente acopladas. O Modo 2 é mais complexo, pois estão presentes duas formas de fluxo, comparadas às do núcleo toroidal e do núcleo tipo U.

Um par de condutores isolados trançados através de um furo constitui um transformador 1:1 elementar. Um transformador matricial pode assim ser considerado como uma coleção de vários transformadores elementares cujos enrolamentos primário e secundário são apropriadamente conectados em série ou paralelo para se obter uma determinada razão de espiras.

Considere-se um transformador cujos enrolamentos primário e secundário possuem a configuração apresentada nas figura 1.7(a) e 1.7(b), respectivamente. As correntes nas filas em paralelo são iguais pois são forçadas a se igualar a corrente no primário pela ação de transformação dentro de cada 1:1 transformador elementar.

O balanço de corrente é visto como proveitoso em conversores de alta potência, nos quais vários componentes são colocados em paralelos para aumentar a capacidade de corrente. Outra vantagem proveitosa nas aplicações em altas potências é a uniforme distribuição de calor no núcleo, o qual resulta de uma distribuição uniforme de fluxo e corrente entre os transformadores elementares.

Os transformadores matriciais em placa perfurada apresentam baixo perfil e capacidade de processar energia com elevadas densidades de potência. Porém, os núcleos magnéticos não estão disponíveis neste formato, e os elevados custos iniciais do processo de produção das placas, poderão ter influências limitadoras a esta forma de tecnologia.

1.8 – TRANSFORMADOR PLANO

A tecnologia do Transformador Plano é considerada como a primeira inovação tecnológica para os transformadores nos últimos 60 anos. Estes núcleos são montados em um bloco modular com uma única espira embutida. Assim, a impedância parasita pode ser melhor controlada, o que resulta em menos estresse aos outros componentes [15].

Os transformadores planos possuem alta relação área de superfície por volume, eliminando assim os pontos de elevadas temperaturas. A geometria do núcleo resulta em baixas perdas. A excelente dissipação de calor permite utilizar densidades de fluxo mais altas. Densidades de potências mais altas são alcançadas montando-se os pequenos elementos do transformador associado com seu semicondutor e indutor no mesmo dissipador de calor, figura 1.8 [15].

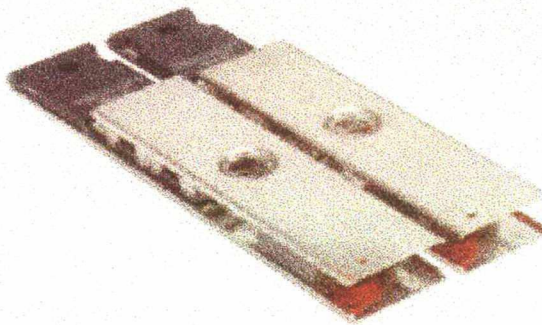


Figura 1.8 - Transformador plano montado junto com o semicondutor associado [15].

A indutância de dispersão é baixa devido ao excelente acoplamento entre os enrolamentos e à ausência de múltiplas espiras. As pequenas terminações para os demais componentes e indutores resultam em um excelente controle das impedâncias parasitas.

O Transformador Plano apresenta baixo perfil, alta isolamento elétrica, alta densidade de potência e elevado acoplamento entre os enrolamentos. Supera as limitações de um transformador convencional, como pontos quentes devido a dissipação de calor irregular, alta indutância de dispersão, limitações em altas frequências, processo industrial repetitivo e formato cúbico. Entretanto, esta tecnologia apresenta um custo elevado.

1.9 – TRANSFORMADORES SMD (SURFACE MOUNTED DEVICE)

A tecnologia SMD é um processo no qual os componentes eletrônicos são compactados. Os terminais dos componentes SMD são soldados diretamente à placa de circuito impresso. Na figura 1.9, apresenta-se um indutor com tecnologia SMD.

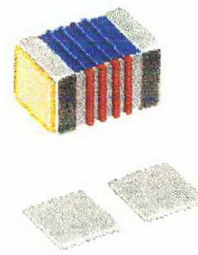


Figura 1.9 - Indutor com tecnologia SMD.

Esta tecnologia já está disponível para transformadores de pulso de pequena potência. Os pequenos transformadores são indicados para uso em circuitos de comando de interruptores. O primário pode operar com correntes de até 5mA. Possuem baixíssima indutância de dispersão $L_d < 7 \mu\text{H}$, comparada à indutância mútua $L_m > 30 \text{ mH}$. A tensão eficaz de isolamento está próxima à 1500 V [16].

Os transformadores são fabricados em circuitos integrados, e podem ser encontrados nos modelos dos transformadores convencionais, figura 1.10(a), ou adicionados a uma bobina de “choque”, com indutância típica de 5mH, e resistência de $1,2 \Omega$ (figura 1.10(b)).

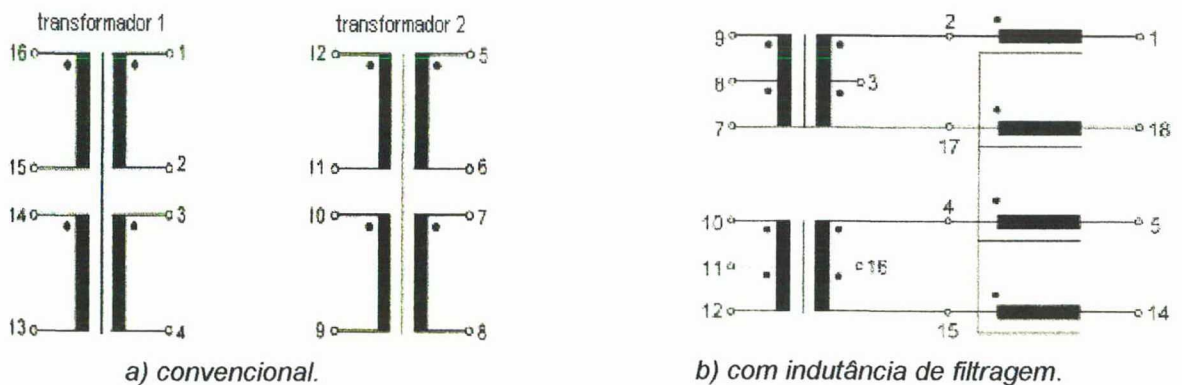


Figura 1.10 - Transformadores disponíveis em um único circuito integrado [16].

1.10 – TRANSFORMADOR COM FORMATO PELICULAR

Este novo transformador é composto da sobreposição de finas películas condutoras, conforme ilustrado nas figuras 1.11 e 1.12. Cada película é construída por um processo de gravação química. O princípio de operação é baseado no efeito pelicular. Trabalhos experimentais [17] demonstram que este transformador possui fator de acoplamento próximo a 0,98, em frequências de 500 kHz, e tem eficiência acima de 95% em 1,5 MHz, com potência de saída pouco acima de 10 W.

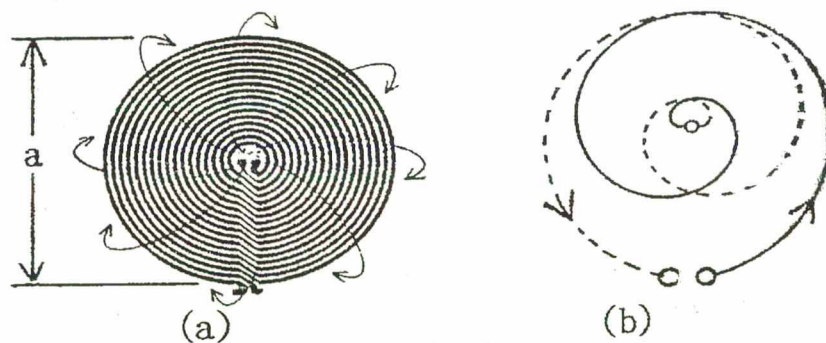


Figura 1.11 - Transformador com formato pelicular. a) arranjo coaxialmente circular; b) caminho para conexão em duas camadas. Linhas sólida e pontilhada são respectivamente o lado da frente e o verso do enrolamento.

Este conceito de transformador pode se tornar uma alternativa viável para construção de fontes de potência leves e pequenas. Apresenta como pontos negativos corrente magnetizante elevada e alta radiação de campo magnético. Novos materiais e formas de encapsulamento estão sendo pesquisados a fim de contornar tais inconvenientes.

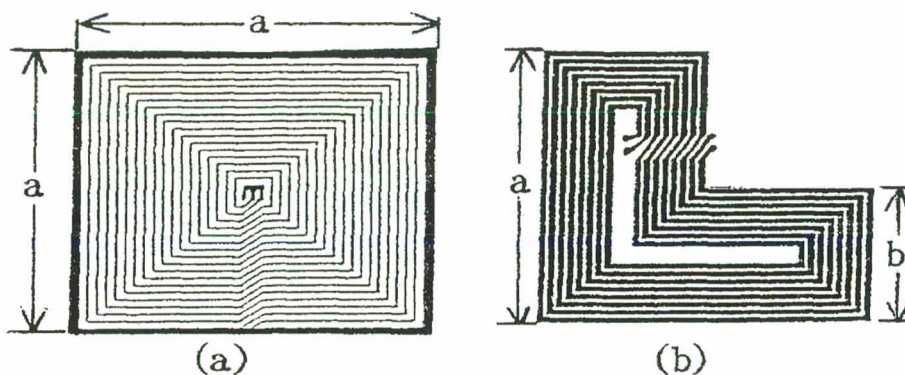


Figura 1.12 - Padrões de transformadores do tipo pelicular: a) arranjo coaxial de espiras quadradas; b) arranjo coaxial de espiras no formato L.

1.11 – TRANSFORMADORES MULTIELEMENTOS

O princípio dos transformadores multielementos baseia-se na conexão de certo número de pequenos elementos transformadores, usualmente idênticos, e um arranjo série-paralelo entre estes de maneira a obter-se a desejada razão de transformação entre primário e secundário. Cada elemento é definido como a menor parte, tendo uma estrutura identificável como um transformador para uma finalidade analítica [12].

O termo transformadores multielementos tem sido adotado para descrever estes transformadores, nos quais:

- existe uma multiplicidade de circuitos magnéticos;
- a razão de transformação é obtida pelas conexões séries e paralelas dos enrolamentos primário e secundário de cada elemento.

A “matriz” original proposta foi baseada em espiras simples nos enrolamentos primário e secundário. Este arranjo, entretanto, nem sempre conduz a um projeto ótimo. Por definição, é permitido ter-se a razão de transformação entre os enrolamentos dos transformadores elementares diferentes de 1:1 [13].

A distribuição natural do transformador matricial permite um projeto com baixo perfil. Além disso, os núcleos estão fisicamente separados, onde o ar poderá circular ao redor de cada núcleo, permitindo um resfriamento mais eficiente.

Na figura 1.13 tem-se um exemplo de um transformador multielementos. É importante salientar-se a grande flexibilidade de associações, da quantidade de elementos a serem inseridos, e dos tamanhos dos núcleos elementares.

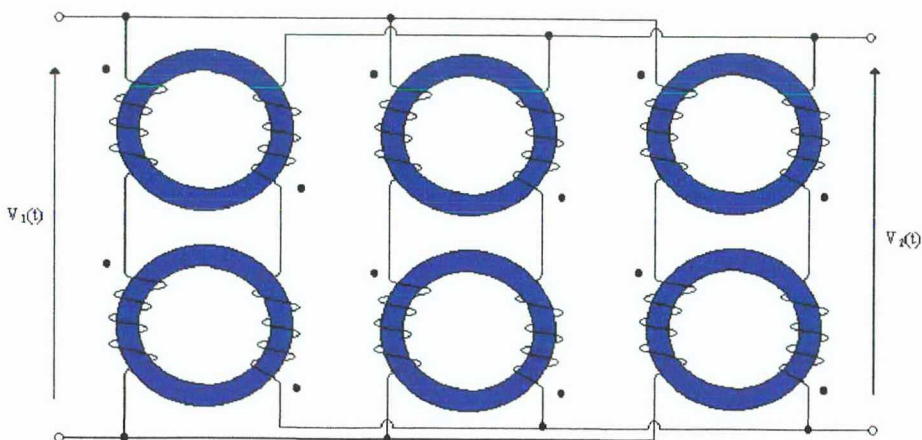


Figura 1.13 - Transformador multielementos 1:1.

Estes transformadores apresentam como vantagens principais um conjunto com baixo perfil, alta capacidade de processar potências elevadas, através de uma correta distribuição das densidades de corrente, excelente distribuição e evacuação de calor, e custo relativamente baixo [14].

Podem ser obtidos, pelo formato apropriado, um equivalente planar com núcleos toroidais de um transformador multielementos em um simples bloco de ferrite. A aproximação planar tem certas vantagens potenciais, entretanto, o desenvolvimento do projeto é dificultado ainda, em estágio de protótipo, pois os núcleos devem ser particularmente elaborados, e, no estágio de produção, o custo do equipamento para produzir os núcleos devem ser considerados.

A utilização dos núcleos toroidais oferece baixo custo no desenvolvimento e no estágio de produção. Além disso, acredita-se que os toróides formarão as bases para a construção dos novos transformadores, pois possuem uma enorme diversidade de tamanhos, com variadas combinações de formatos, apresentam baixa dispersão de campo magnético, são de fácil execução em placas de circuitos impressos, sem a necessidade dos custos de projetos mecânicos e outros problemas práticos associados aos transformadores convencionais.

Em continuidade, no capítulo 3 será estudada a configuração "Transformadores Multielementos". Tal topologia foi escolhida como objeto de estudo, em decorrência do baixo perfil, por ser uma estrutura que apresenta baixo fluxo disperso o que resulta em baixa indutância de dispersão, e dos vários aspectos citados anteriormente.

1.12 – CONCLUSÕES

O desenvolvimento para tornar os dispositivos eletrônicos em equipamentos portáteis está relacionado à diminuição do peso e volume. Os componentes magnéticos presentes nas fontes de alimentação são os grandes responsáveis pelo peso e dimensões do equipamento, e devem portanto ser reduzidos.

Um caminho para reduzir o peso e volume dos componentes magnéticos é a utilização de elevadas frequências de operação. Entretanto, como consequência o desempenho do dispositivo passa a ser fortemente dependente das características do material do núcleo magnético.

Para contornar esta dificuldade, novos materiais, como as ferrites e os materiais amorfos têm sido utilizados. Entretanto, é difícil evitar o incremento das perdas no núcleo com a elevação da frequência.

As estruturas planas oferecem baixo perfil, boas propriedades de transferência de calor e operação em altas densidades de potência. Tais propriedades são importantes para obter-se a redução do tamanho dos componentes magnéticos nos conversores de alta frequência [18].

Este capítulo apresentou diversas configurações que têm sido utilizadas na tentativa de solucionar alguns dos problemas práticos relacionados aos transformadores dos conversores de alta potência e frequência elevada, através das quais poderá ser encontrada uma configuração para o transformador mais adequada às especificações do usuário e que apresente menor peso, volume, custo e elevada confiabilidade.

CAPÍTULO 2

O TRANSFORMADOR MULTIELEMENTOS

2.1 – INTRODUÇÃO

O termo “transformador multielementos” tem sido adotado para descrever transformadores nos quais existe uma multiplicidade de circuitos magnéticos e a razão de transformação é obtida pelas conexões séries e paralelas dos enrolamentos primário e secundário de cada elemento.

Define-se como “elemento” a menor parte identificável em uma estrutura como um transformador, para uma finalidade analítica. Enquanto cada elemento transformador possui seu caminho magnético, a definição permite para a combinação destes elementos uma estrutura monolítica.

O objetivo deste capítulo é proporcionar o conhecimento dos princípios de funcionamento dos transformadores multielementos, abordando suas aplicações, os aspectos construtivos, os pontos positivos e negativos, conduzindo-os ao projeto de um transformador com maior eficiência, menor peso, baixo perfil, e elevada densidade de potência, para aplicação em conversores de alta potência que operam em frequências elevadas.

2.2 – PRINCÍPIOS BÁSICOS

Importantes motivos levam ao uso do transformador multielementos em determinadas aplicações, entre eles, a necessidade de construir-se equipamentos em que se tenha disponibilidade quanto à área a ser ocupada, porém com limitações quanto à altura (*baixo perfil*). Tais limitações são encontradas nos equipamentos modulares, como os utilizados em telecomunicações, onde o perfil do conjunto deve ser o menor possível.

Um fator de grande relevância, neste transformador, é a melhor dissipação térmica decorrente da topologia envolvida, o que pode ser decisivo em um projeto. Outro aspecto a se considerar é a necessidade, em certos casos, de dividir-se a potência a ser retirada do transformador em vários elementos, por uma questão de limites no tamanho do núcleo a se utilizar.

Os transformadores multielementos têm como princípio a associação de um número de pequenos elementos transformadores, usualmente idênticos, em um arranjo série-paralelo, onde obtém-se a desejada razão de transformação entre primário e secundário. Este é o conceito de “transformador matricial”, o qual foi originalmente baseado em elementos com uma única espira nos enrolamentos primários e secundários [14].

Tal topologia pode ser entendida como uma tentativa de se obter um transformador com indutâncias de dispersão relativamente baixas, visto que a dispersão é proporcional ao quadrado do número de espiras do enrolamento, (pequeno nestes casos), o que proporcionaria ao conjunto em paralelo ter uma indutância de dispersão bem reduzida. Assim, a matriz abordada apresentava uma solução para reduzir o valor da indutância de dispersão, permitindo ao transformador operar eficientemente nas altas frequências. Porém, devido aos elevados picos da corrente magnetizante foi necessário abandonar o princípio do enrolamento de espira única [13].

Um projeto detalhado permite obter um equipamento com excelentes características de choque e vibração através da distribuição de massas, e em consequência uma melhor distribuição do calor produzido no transformador.

Uma notável característica do transformador multielementos é o inerente balanço de corrente entre os elementos. A corrente flui no enrolamento primário, e neste caso, atravessa todos os elementos, estabelecendo uma rede ampères-espira por elemento que precisa ser balanceada pelos ampères-espira do secundário (negligenciando-se a corrente magnetizante). O enrolamento secundário pode ser conectado tanto em série quanto em paralelo, ou conectado para separar retificadores cujas saídas estejam conectadas em paralelo.

A indutância de dispersão em um transformador multielementos é basicamente devida ao comprimento das interligações externas dos circuitos. Esta indutância pode variar entre 15 e 20 nH por polegada [14].

A utilização dos transformadores multielementos cascadeados pode ser considerado outro aspecto positivo. A relação de transformação é obtida pelo produto da razão de cada transformador. Esta característica proporciona uma variedade de transformadores multielementos, a serem cascadeados ou adicionados para diferentes aplicações, tais como conversores com saídas múltiplas.

2.3 – ASPECTOS PRÁTICOS CONSTRUTIVOS

A seleção dos núcleos para um transformador multielementos deve contemplar os seguintes aspectos [13]:

- Eficiência – pode ser melhorada se forem usadas maiores áreas de núcleo para diminuir a densidade de fluxo. Ao diminuir-se a indução magnética, B , estarão sendo reduzidas também as perdas no material magnético;

- Temperatura – a dissipação de calor do transformador melhora com uma melhor convecção e radiação devido ao aumento da área de evacuação de calor. Isto resultará em menor elevação de temperatura, para a mesma potência dissipada.

- Volume – o transformador multielementos pode ser feito com um baixo perfil. O aumento na relação “área de dissipação X volume” resulta em menor elevação de temperatura.

Considerações devem ser feitas com relação à densidade de fluxo e elevação de temperatura. A superfície de dissipação de um toróide aumenta proporcionalmente à razão do quadrado do diâmetro externo, enquanto o volume aumenta proporcionalmente à razão cúbica. O resultado é que um núcleo com pequeno diâmetro pode dissipar mais potência por unidade de volume que um núcleo com diâmetro externo maior, para a mesma elevação de temperatura.

2.3.1 – Dimensões do núcleo

Os principais fatores que determinam as dimensões do núcleo são:

a) Requisitos de isolamento

O diâmetro interno do núcleo é determinado principalmente pelos requisitos de isolamento dos condutores e do material empregado no núcleo.

b) Potência transferida

A potência transferida por cada elemento transformador será determinada pela tensão e pela capacidade de corrente conduzida pelos condutores primário e secundário. A bitola dos condutores utilizados tem uma influência direta na escolha do diâmetro interno dos núcleos.

c) Capacidade Volt-Segundo

A Capacidade Volt-Segundo é o produto da tensão aplicada ao primário pelo tempo que o enrolamento pode suportar esta tensão sem saturação. Estabelece uma relação entre a tensão e a frequência mínima de operação do transformador.

Graficamente, é a área sob a curva da tensão no domínio do tempo, conforme mostra a figura 2.1.

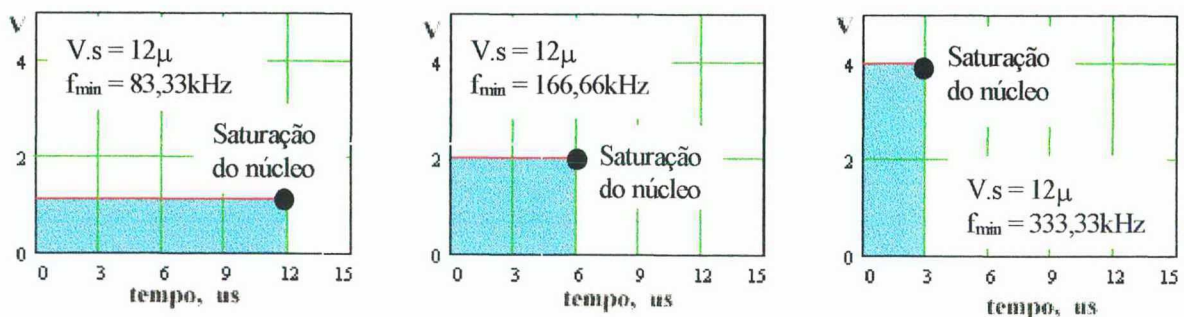


Figura 2.1 - Capacidade Volts x Segundos do transformador.

d) Corrente magnetizante máxima aceitável

Para minimizar a bitola do condutor e as perdas nos interruptores, a corrente magnetizante precisa ser tão pequena quanto possível. O pior nível aceitável é geralmente em torno de 20% do pico refletido na corrente de carga. A corrente magnetizante resultante pode ser demasiadamente alta se um enrolamento primário com uma única espira for adotado.

e) Bitola do condutor

Várias publicações a respeito da modelagem do condutor, sugerem equacionamento teórico com objetivo de determinar o diâmetro ótimo do condutor, para o qual a perda nos enrolamentos resulta mínima numa determinada frequência. Uma destas modelagens se refere à análise de Fourier aplicada à fórmula de Dowell [24], considerando desta forma os efeitos harmônicos, típico de um conversor de onda retangular (PWM), no cálculo da resistência CA.

f) Perdas no núcleo

As perdas no núcleo são uma função do volume do material magnético no núcleo, V_e , do balanço da densidade de fluxo, ΔB , e da frequência de chaveamento, f , bem como do material magnético escolhido, ao qual estão relacionados os parâmetros de caracterização: C_m , x , e y . A expressão para as perdas volumétricas no núcleo, desconsiderando-se as perdas Foucault, pois estas perdas só se tornam significativas para frequências acima de 800 kHz, é definida por:

$$P_v = C_m \cdot f^x \cdot B_o^y \quad [\text{mW/cm}^3] \quad (2.1)$$

Para calcular os coeficientes, a partir de uma amostra de material ferromagnético, foram desenvolvidos em [7] um equipamento e um programa computacional. Os valores dos coeficientes obtidos em [7], através de excitação senoidal, para o material IP 12 da Thornton [6], estão apresentados na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Parâmetros C_m , x e y para o material IP 12 Thornton [7].

Temperatura	Restrição	C_m	x	y	Erro
25 °C	$x=1,3$ e $y=2,5$	$35,4627 \cdot 10^{-3}$	1,3	2,5	$8,3181 \cdot 10^{-3}$
25 °C	$x \geq 1,0$ e $y \geq 2,0$	$1,1581 \cdot 10^{-3}$	1,58	2,3546	$2,7055 \cdot 10^{-3}$
25 °C	$B \leq 100$ mT	$0,7814 \cdot 10^{-3}$	1,6437	2,4485	$2,5318 \cdot 10^{-3}$
80 °C	$x=1,3$ e $y=2,5$	$37,3960 \cdot 10^{-3}$	1,3	2,5	$4,2412 \cdot 10^{-3}$
80 °C	$x \geq 1,0$ e $y \geq 2,0$	$7,9229 \cdot 10^{-3}$	1,4017	2,3294	$3,8177 \cdot 10^{-3}$
80 °C	$B \leq 100$ mT	$13,8331 \cdot 10^{-3}$	1,3844	2,4423	$7,1662 \cdot 10^{-3}$

Verifica-se que o menor erro quadrático médio ocorre com a restrição $x \geq 1,0$ e $y \geq 2,0$. O gráfico referente a estes parâmetros é apresentado na figura 2.2.

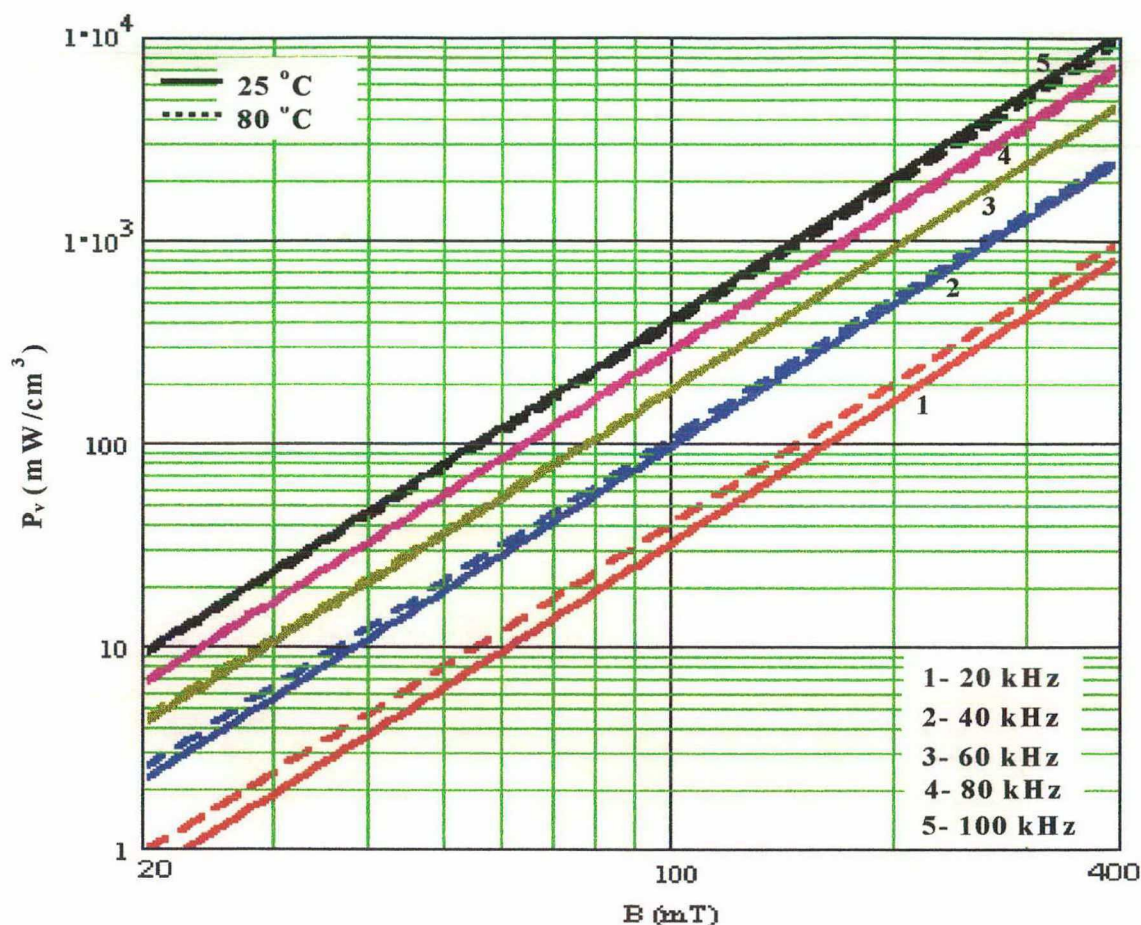


Figura 2.2 - Densidade volumétrica de perda magnética no material IP12.

Em relação às dimensões do núcleo, reduzir o volume de um transformador para um projeto tem como exigência a utilização da maior densidade de fluxo possível. Com o emprego de enrolamentos com múltiplas espiras no primário, o volume pode ser reduzido, conservando-se idênticos o balanço de fluxo, a tensão de entrada e a potência transferida.

Conseqüentemente, os efeitos desta mudança são: redução do tamanho do transformador, redução das perdas totais no núcleo, redução da corrente magnetizante, incremento da razão de resistência CA/CC, incremento da indutância de dispersão do transformador e possível aumento no diâmetro interno do núcleo, devido à dificuldade em conservar os requisitos de segurança ("creepage distance").

Uma particular mudança nas dimensões do núcleo trará um efeito benéfico em alguns desses fatores e efeitos adversos em outros. A escolha fundamental das dimensões do núcleo será necessariamente um compromisso. A aplicação particular determinará como este compromisso deve ser feito.

2.3.2 – Uso de núcleos toroidais

Normalmente o tipo de núcleo mais recomendado para uso em transformadores multielementos é o toroidal. As razões que justificam esta escolha são as apresentadas a seguir:

- Este tipo de núcleo pode ser encontrado em uma grande variedade de materiais, particularmente os novos materiais desenvolvidos para conversores de potência de alta freqüência;

- Núcleos toroidais estão largamente disponíveis numa abrangente variedade de tamanhos. Os diâmetros internos e externos do núcleo são decisivos para se realizar um transformador com um projeto ótimo;

- Em aplicações onde seriam requeridos “tubos de ferrite”, o comprimento desejado pode ser obtido através do uso de pacotes de núcleos, com o número apropriado de toróides;

- Os núcleos toroidais podem ser separados fisicamente para acentuar a dissipação de calor, fazendo assim reduzir a temperatura do enrolamento e do núcleo;

- A montagem deste tipo de núcleo em placas de circuito impresso é de fácil execução, não necessitando dos custos de projetos mecânicos e problemas práticos associados com os transformadores convencionais;

- Possuem baixa dispersão do campo magnético: os toróides não possuem entreferros e os enrolamentos estão uniformemente distribuídos em torno do núcleo. Como resultado os toróides emitem uma radiação magnética muito pequena;

- São núcleos de baixo custo.

A figura 2.3 ilustra o diagrama de um transformador multielementos.

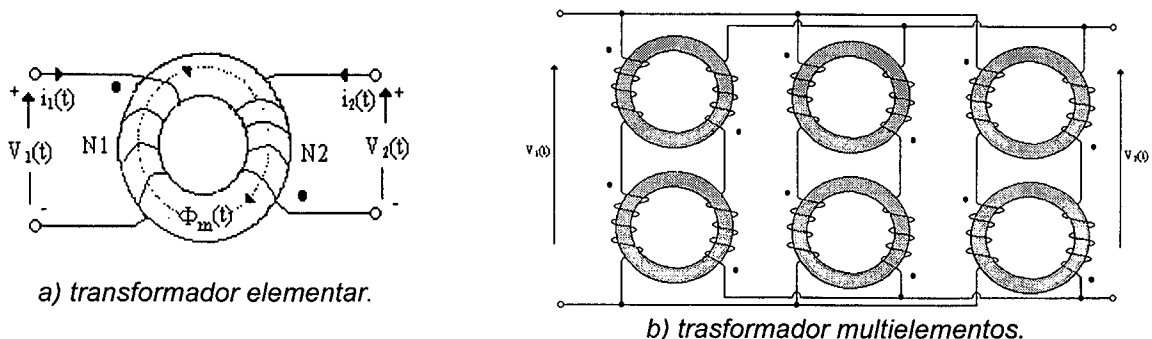


Figura 2.3 - a) Transformador toroidal elementar e b) Transformador com 6 elementos.

Combinando os benefícios do baixo peso e tamanho reduzido tem-se a flexibilidade de várias dimensões - enquanto a seção transversal do núcleo é mantida constante, a altura e o diâmetro podem ser economicamente variados para acomodar os requerimentos do projeto. Isto representa uma grande ajuda quando busca-se construir equipamentos com baixo perfil.

2.4 – MODELAGEM DO CONDUTOR ÓTIMO

Com a elevação da freqüência a resistência do condutor aumenta, a sua indutância diminui, e a corrente tende a se concentrar próxima à superfície do condutor [24]. Se a densidade de corrente distribui-se uniformemente na seção transversal de um condutor, então a potência dissipada pelo mesmo pode ser facilmente calculada em função de sua resistência CC. Entretanto, se isto não ocorre, o cálculo desta potência tende a se tornar complexo.

A não uniformidade na distribuição da densidade de corrente ocorre quando campos magnéticos variantes no tempo induzem correntes (circulantes) no condutor. Estes campos podem ser gerados pela corrente (variante no tempo) do próprio condutor, sendo denominado efeito pelicular, ou de condutores vizinhos denominado efeito de proximidade. Estes efeitos, os quais fundamentalmente dependem da freqüência daqueles campos magnéticos, ocorrem simultaneamente num condutor percorrido por uma corrente variante no tempo e imerso num campo magnético externo [7].

Constatou-se que os condutores laminares produzem uma resistência à corrente alternada, R_{ca} , mais baixa que os condutores cilíndricos. Entretanto, condutores laminares produzem uma perda excessiva se o fluxo de dispersão do transformador não for paralelo às lâminas, termo este denominado "fluxo radial". Fios cilíndricos não sofrem com perdas adicionais por correntes circulantes devido ao fluxo radial.

Sob o aspecto de minimização da potência dissipada no enrolamento, conclui-se que não é desejável que o enrolamento tenha um número elevado de camadas. Tal aumento pode exigir uma redução na freqüência e/ou da espessura

da camada. Com relação aos núcleos toroidais, um grande núcleo seria necessário para acomodar enrolamentos laminares, especialmente quando se tentar conservar uma camada única de enrolamentos. Em resumo, sua janela adapta-se mais aos condutores cilíndricos que aos condutores laminares.

A opção é o uso do fio *Litz*. Apesar de que o fio *Litz* possa combater o efeito de proximidade, seu fator de enrolamento poderá ser bem menor que a unidade e existirá desta forma uma penalidade inicial a ser paga em termos de incremento de resistência para um dado diâmetro do feixe, bem como uma redução nas propriedades térmicas. É importante que o diâmetro de um fio individual seja otimizado para dar o mínimo de perdas na frequência de chaveamento. Falhas podem resultar em uma resistência R_{ca} muito grande. Mesmo com fio *Litz* otimizado, a redução de perdas não é suficiente para compensar o grande custo, baixo fator de enrolamento e complexidade nas terminações dos enrolamentos.

Finalmente, o desempenho do fio *Litz* sob excitação não senoidal é bem pior que com correntes senoidais.

Baseado nos argumentos precedentes, condutores cilíndricos sólidos deverão ser escolhidos para os enrolamentos do núcleo toroidal, no transformador multielementos. Para reduzir as perdas por correntes circulantes utiliza-se a substituição de um condutor sólido por um feixe de condutores, cujo condutor elementar tem uma bitola determinada de forma a minimizar o efeito pelicular.

2.4.1 – Cálculo do diâmetro ótimo do condutor

Para o projeto de transformadores visando obter menores perdas nos condutores (perdas Joule), devido ao efeito pelicular, o diâmetro destes condutores, d_c , deve obedecer a seguinte relação:

$$d_c \leq 2 \cdot \delta \quad (2.2)$$

sendo δ a profundidade de penetração da corrente no condutor, calculada por:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{cl}}{\pi \mu_0 \mu_{cu} f}} \quad [\text{m}] \quad (2.3)$$

onde:

- μ_0 - permeabilidade do vácuo [H/m]
 μ_c - permeabilidade do cobre - material paramagnético $\mu_c = 1$ [H/m]
 ρ_{ct} - resistividade do condutor de cobre [$\Omega \cdot m$]
 f - frequência [Hz]

Para um projeto ótimo considera-se:

$$d_c = 2 \cdot \delta \quad [m] \quad (2.4)$$

2.4.2 – Cálculo da resistência CC do enrolamento

As resistências ôhmicas dos enrolamentos, R_{cc} , podem se obtidas através da equação [7]:

$$R_{cc} = \frac{4 \cdot \rho_{ct} \cdot N_{sq} \cdot MLT}{\pi \cdot d_c^2 \cdot Nf_q} \quad [\Omega] \quad (2.5)$$

sendo :

N_{sq} – número de espiras do q-ésimo enrolamento

Nf_q – número de condutores agrupados no feixe do q-ésimo enrolamento

MLT – comprimento médio das espiras [m]

2.4.3 – Cálculo da resistência efetiva do condutor

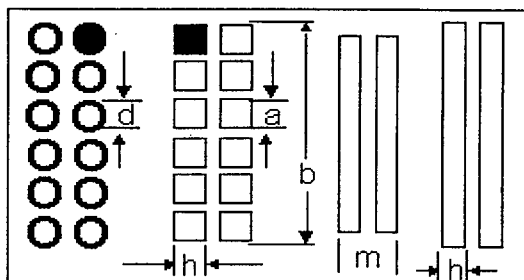
A resistência do condutor à corrente alternada é determinada por:

$$R_{ca} = F_R \cdot R_{cc} \quad [\Omega] \quad (2.6)$$

O termo F_R é designado “Fator de Resistência” e depende diretamente da frequência e do número de camadas.

A figura 2.4 mostra os passos para a obtenção de uma camada de condutor laminar equivalente a uma camada de condutores cilíndricos. Os condutores cilíndricos são substituídos por condutores quadrados de mesma seção condutora, mantendo-se, portanto, a mesma resistência à corrente contínua, R_{cc} .

Em seguida, a camada destes condutores é substituída por um condutor laminar de mesma espessura, e altura igual à altura da janela do núcleo, através de um alongamento [7, 24].



- d - diâmetro do condutor.
- a - largura do condutor.
- b - largura enrolamento.
- h - altura do condutor.
- m - número de camadas.

Figura 2.4 - Representação de condutores cilíndricos por condutores laminares equivalentes.

2.5 – INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

A operação de transformadores em alta frequência apresenta particulares problemas no projeto, dentre eles o significativo aumento das perdas no núcleo e da indutância de dispersão. Portanto, requerem mais cuidado na especificação do tipo de núcleo e dos enrolamentos, pois a distribuição física dos condutores e a geometria da janela influenciam a indutância de dispersão [36].

A indutância de dispersão está distribuída entre os enrolamentos de um transformador, e não contribui para o fluxo mútuo. Por simplicidade, é representada por uma indutância equivalente em série com o enrolamento.

A energia que é armazenada pelo fluxo de dispersão pode ser prejudicial ao interruptor dos circuitos pois quando liberada causa picos de tensão que podem queimar o transistor.

O valor da indutância de dispersão é independente do material do núcleo, e pode ser minimizada com o emprego de fios laminares com uma isolação mínima. Os toróides proporcionam uma indutância de dispersão muito baixa quando o enrolamento percorre todo o caminho magnético.

3.5.1 - Formas de reduzir a indutância de dispersão

Para se projetar um transformador com indutância de dispersão reduzida, devem ser atendidos os seguintes requisitos:

- a) minimizar o número de espiras;
- b) reduzir a formação do enrolamento;
- c) aumentar a largura da janela do núcleo;
- d) minimizar a espessura da isolação entre os enrolamentos;
- e) utilizar enrolamentos multifilares;
- f) intercalar os enrolamentos primário e secundário.

A figura 2.5 mostra um transformador convencional. A indutância de dispersão vista pelos terminais do enrolamento primário é dada por [36]:

$$L_p = \frac{0,32 \cdot MLT \cdot N_p^2}{a} \cdot \left[\sum c + \frac{\sum b}{3} \right] \cdot 10^{-8} \text{ [H]} \quad (2.7)$$

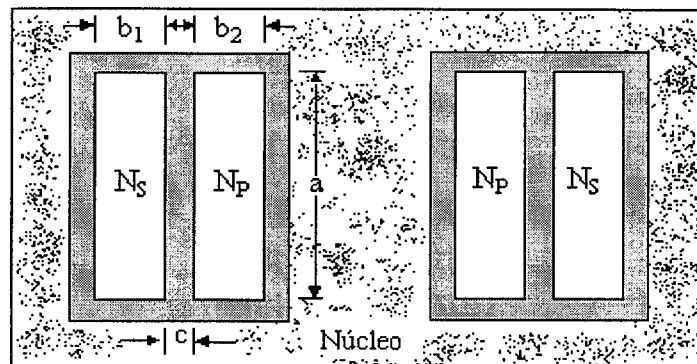


Figura 2.5 - Configuração de um transformador convencional com núcleo tipo EE.

A indutância de dispersão do secundário é obtida trocando-se N_p por N_s na equação (2.7).

2.6 CAPACITÂNCIA NOS ENROLAMENTOS

Existem várias capacitâncias em um transformador, e elas não podem ser expressas em uma única equação. Destas capacitâncias as mais importantes estão localizadas entre:

- 1 – o enrolamento e o núcleo;
- 2 – os enrolamentos;
- 3 – as camadas;
- 4 – as espiras.

O efeito destas capacitâncias varia com o tipo de aplicação. A capacitância real de um transformador vista pelo primário é sempre impossível de se determinar corretamente, pois a capacitância depende da tensão existente em vários pontos do enrolamento.

A capacitância C_C , entre o primeiro enrolamento e o núcleo, apresentada na figura 2.6 (a), e entre os enrolamentos, considerando e como a constante dielétrica da camada de isolamento entre o núcleo e os condutores, pode ser calculada pela expressão [36]:

$$C_C = \frac{0,089 \cdot MLT \cdot a \cdot e}{d} \quad [\text{pF}] \quad (2.8)$$

Onde:

e – constante dielétrica [F/m]

d – espessura da isolamento [cm]

a – largura do enrolamento [cm]

Nos enrolamentos multicamadas, figura 2.6 (b), a capacitância efetiva entre camadas do enrolamento primário é dada por [36]:

$$C_P = \frac{4 \cdot C_C}{3 \cdot m} \cdot \left(1 - \frac{1}{m}\right) \quad [\text{pF}] \quad (2.9)$$

onde m é o número de camadas.

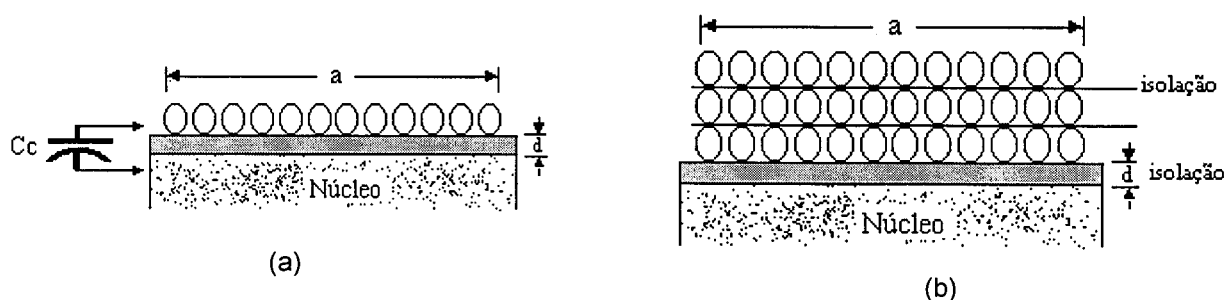


Figura 2.6 - Capacitâncias em um transformador multicamadas.

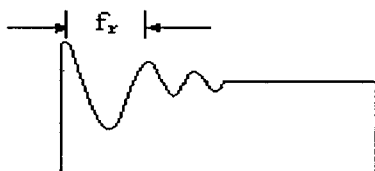
A capacitância entre camadas do enrolamento secundário, C_S , é calculada da mesma forma. As capacitâncias entre espiras são menores, pois quando se refere ao enrolamento inteiro elas estão em série.

2.6.1 – Formas de Minimizar a Capacitância

Existem seis formas para minimizar a capacitância em um transformador:

- aumentando a espessura do dielétrico, d ;
- reduzindo a largura do enrolamento, a ;
- aumentando o número de camadas;
- aumentando a diferença de potencial entre enrolamentos;
- não utilizando enrolamentos multifilares;
- utilizando uma blindagem metálica (proteção de Faraday).

Nos transformadores projetados para operar com forma de onda quadrada, a capacitância e a indutância de dispersão devem ser reduzidas, pois elas causam oscilação e sobretensão, como mostrado na figura 2.7.



$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_p \cdot C_L}} \quad (2.10)$$
$$C_L = C_p + n^2 \cdot C_s$$

Figura 2.7 - Oscilação e sobretensão devido à capacitância e à indutância de dispersão.

2.7 TRANSFORMADORES COM NÚCLEO TOROIDAL

2.7.1 – Fator de enrolamento – K_U

A área da janela disponível para os enrolamentos é afetada pelo:

- 1- Diâmetro mínimo da janela necessário aos requisitos de segurança.
- 2- Área total ocupada pelo condutor (cobre e isolamento).

A fração da área disponível ao cobre num núcleo toroidal, desconsiderando-se a isolamento entre camadas, poderá ser calculada através da equação (2.11) [23], onde o termo K_U é o fator de enrolamento:

$$K_U = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \quad (2.11)$$

Onde:

$$K_1 = \frac{\text{área de condutor [cm}^2\text{]}}{\text{área de (condutor + isolamento) [cm}^2\text{]}}$$

$$K_2 = \frac{\text{número de espiras} \times \text{área de (condutor + isolamento) [cm}^2\text{]}}{\text{área utilizável da janela [cm}^2\text{]}}$$

$$K_3 = \frac{\text{área utilizável da janela [cm}^2\text{]}}{\text{área total da janela [cm}^2\text{]}}$$

O termo “área utilizável da janela” define a área disponível na janela para ser ocupada pelo enrolamento. Os dados fornecidos pelas tabelas de fabricantes de núcleos consideram que o diâmetro para a passagem da laçadeira equivale à metade do diâmetro do núcleo.

Em conseqüência o coeficiente k_3 torna-se igual a 0,75 conforme mostra a figura 2.8. O coeficiente K_2 é o fator de ocupação da área utilizável. Como valor típico para o cobre com isolamento de filme sintético, pode utilizar-se o valor 0,60.

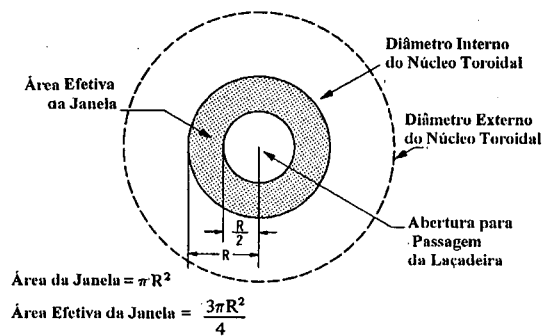


Figura 2.8 - Ocupação da janela do núcleo toroidal.

2.7.2 – Cálculo do raio externo ao toróide – r_{ew}

Considere-se a figura 2.9. As áreas dos condutores, A_1 e A_2 destacadas, são iguais e r_a é igual a metade de r_e . Desta forma, o cálculo do raio externo ao toróide, r_{ew} , pode ser obtido através da equação (2.12).

$$r_{ew} = \sqrt{\frac{3}{4} \cdot r_i^2 + r_e^2} \quad (2.12)$$

$$d_{ew} = \sqrt{\frac{3}{4} \cdot d_i^2 + d_e^2} \quad (2.13)$$

Onde:

d_{ew} – diâmetro externo dos enrolamentos.

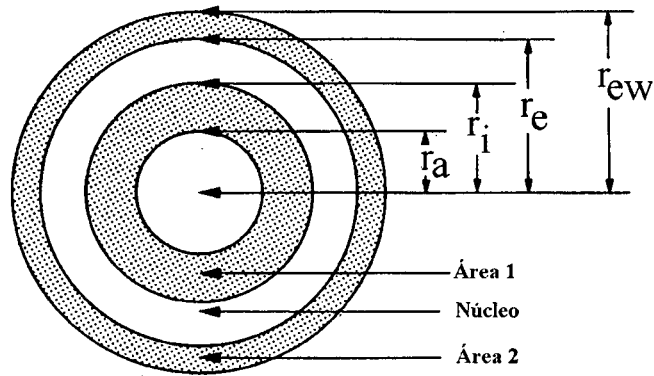


Figura 2.9 - Raio externo ao toróide.

2.7.3 Comprimento médio das espiras – MLT

Considere-se um corte na seção transversal de um toróide, como apresentado na figura 2.10. O Comprimento médio das espiras é calculado por:

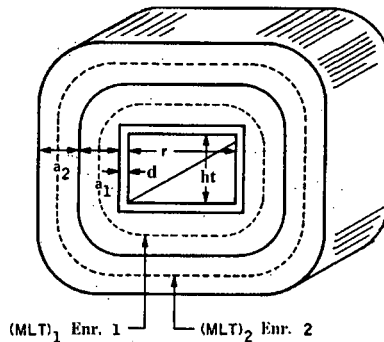


Figura 2.10 - Comprimento médio das espiras.

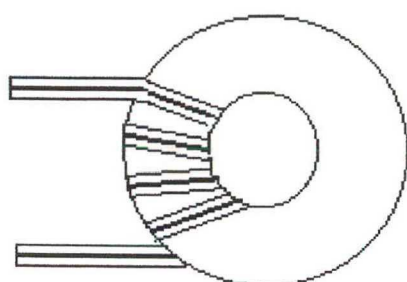
$$MLT_1 = 2(r + 2d) + 2(h_t + 2d) + \pi \cdot a_1 \quad (2.14)$$

$$MLT_2 = 2(r + 2d) + 2(h_t + 2d) + \pi \cdot (2 \cdot a_1 + a_2) \quad (2.15)$$

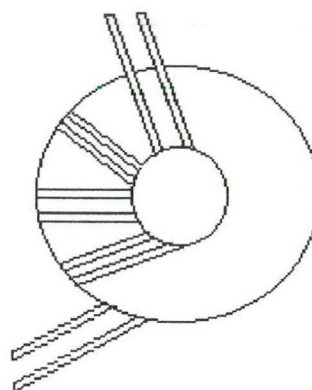
$$MLT_n = 2(r + 2d) + 2(h_t + 2d) + \pi \cdot [(2 \cdot a_1 + a_2 + \dots + a_{n-1}) + a_n] \quad (2.16)$$

2.7.4 – Minimização do efeito da capacitância

Alguns transformadores requerem enrolamento bifilar por causa da corrente CA (efeito pelicular). Este tipo de enrolamento eleva o valor da capacitância. Para minimizar este efeito as espiras devem ser separadas, como mostra a figura 2.11.



a) enrolamento bifilar comum.

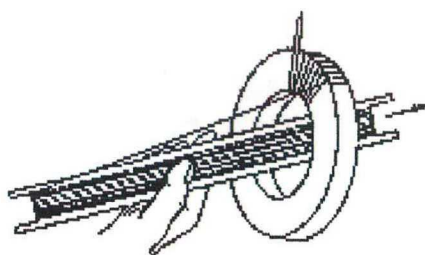


b) capacitância minimizada.

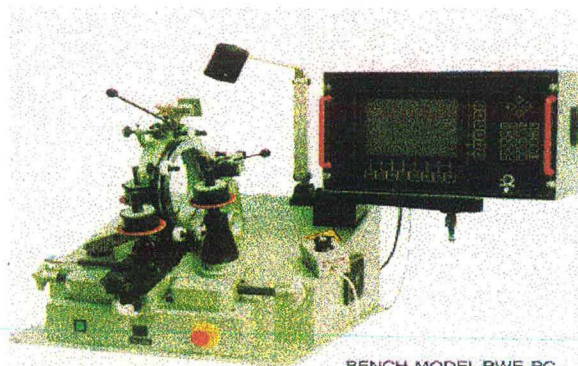
Figura 2.11 - Minimização do efeito da capacitância em enrolamento bifilar.

2.7.5 – Confecção do transformador toroidal

Devido à forma geométrica os enrolamentos do transformador toroidal necessitam de técnicas diferentes dos transformadores usuais para a sua confecção. Os condutores são dispostos em uma “laçadeira” e depois enrolados diretamente no núcleo. A figura 2.12 apresenta dois tipos distintos de laçadeiras.



a) Laçadeira manual.



b) Laçadeira automática computadorizada [35].

Figura 2.12 - Confecção do transformador toroidal.

No caso de grandes quantidades, a manufatura manual dos transformadores toroidais pode representar uma influência considerável no preço final.

2.8 ASSOCIAÇÃO DE TRANSFORMADORES ELEMENTARES

Como já mencionado anteriormente, a obtenção do transformador desejado para uma dada aplicação dar-se-á através de associações série-paralelo de

transformadores elementares. A seguir apresentam-se as características básicas destes tipos de associações.

2.8.1 – Associação série

Considere-se um transformador multielementos formado por dois elementos, estando os enrolamentos primários e secundários associados em série conforme apresentado na figura 2.13.

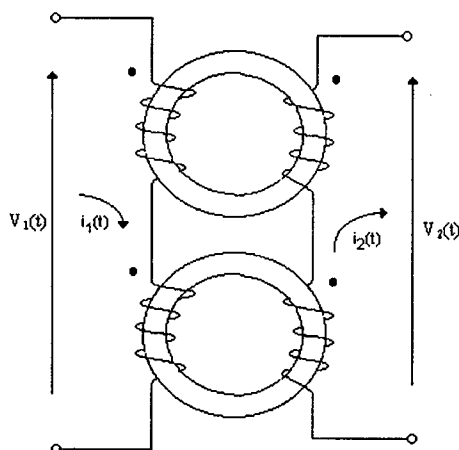


Figura 2.13 - Associação série de dois transformadores elementares.

O circuito equivalente a esta associação está apresentado na figura 2.14.

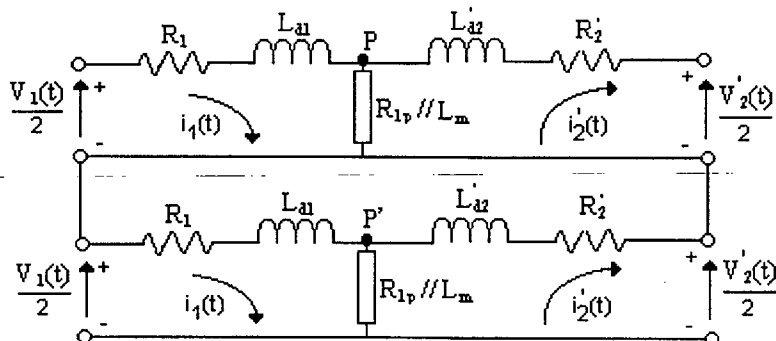


Figura 2.14 - Modelo adotado para a representação da associação série.

Os parâmetros dos transformadores elementares são praticamente idênticos e devido à associação série, as correntes nas malhas dos enrolamentos de cada elemento são iguais. Com esta afirmativa, a tensão aplicada sobre os enrolamentos do transformador se divide de maneira uniforme entre os n elementos que estão associados em série. Dessa forma cada parâmetro do modelo série equivalente será

obtido através do somatório das n impedâncias dos elementos colocados em série, conforme ilustrado na figura. 2.15.

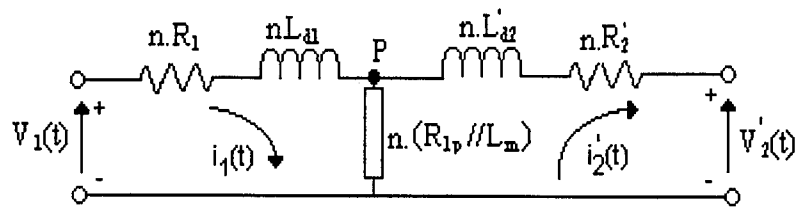


Figura 2.15 - Modelo equivalente da associação série dos transformadores elementares.

Neste novo conceito de transformadores pode-se aproximar a relação de transformação, entre os elementos, da unidade, colocando-se os elementos do primário em série. Com isto, torna-se possível obter relações de espiras exatamente iguais ao desejado em projeto, utilizando-se um número de espiras mais reduzido.

2.8.2 – Associação paralela

Considere-se agora, um transformador multielementos formado por dois elementos, onde os enrolamentos primários e secundários se encontram associados em paralelo, conforme apresentado na figura. 2.16.

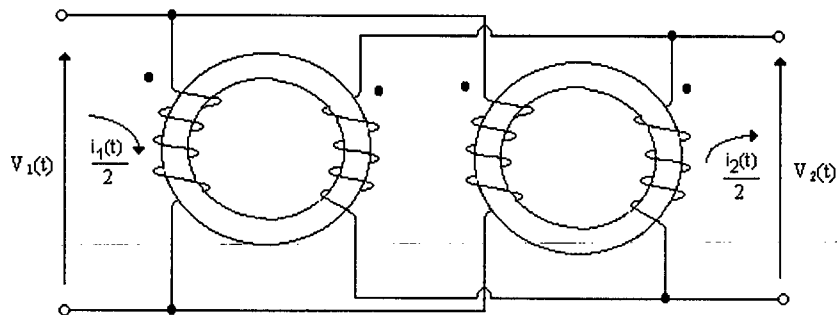


Figura 2.16 - Associação paralela de dois transformadores elementares.

O circuito equivalente a esta associação está apresentado na figura 2.17.

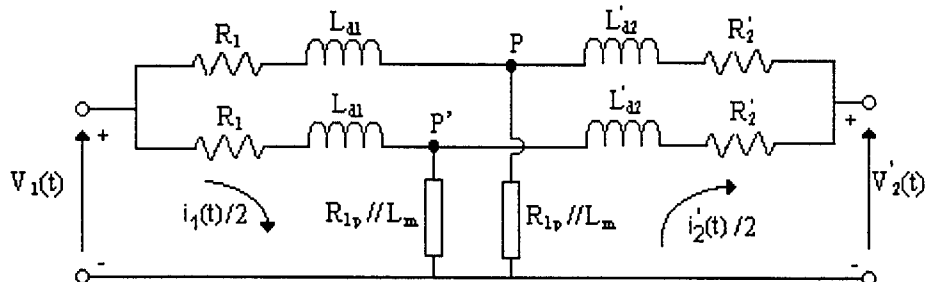


Figura 2.17 - Modelo adotado para a representação da associação paralela.

Nesta configuração a corrente total aplicada sobre os enrolamentos do transformador se divide de maneira uniforme entre os n elementos que estão associados em paralelo. Assim, a diferença de potencial entre os pontos P e P' é igual a zero e, analiticamente, pode-se supor a existência de um curto-circuito virtual entre estes pontos. Dessa forma cada parâmetro do modelo paralelo equivalente será obtido através do quociente das n impedâncias, conforme ilustrado na figura 2.10.

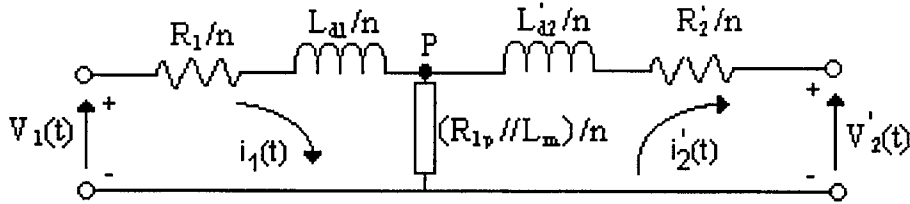


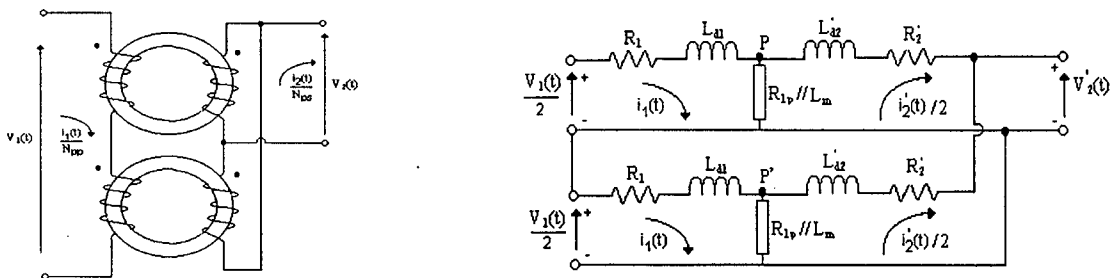
Figura 2.18 - Modelo equivalente da associação dos elementos em paralelo.

No que tange à corrente de saída, aumentando-se o número de elementos em paralelo obtém-se maiores densidades de correntes. Dessa forma, a associação em paralelo permite utilizar transformadores de menor volume em sistemas que necessitem de uma elevada capacidade de carga.

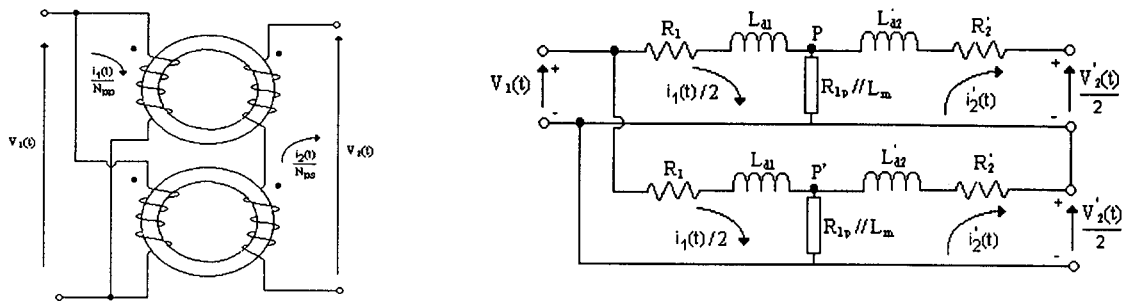
2.8.3 – Associações mistas

Normalmente os transformadores têm relação de transformação maior que a unidade. Especificamente para estes casos, a forma mais vantajosa de se utilizar o material magnético seria associando-os enrolamentos primários dos elementos em série e os secundários em paralelo, ou recorrendo à associações mistas em ambos os enrolamentos, de acordo com as especificações da alimentação e da carga.

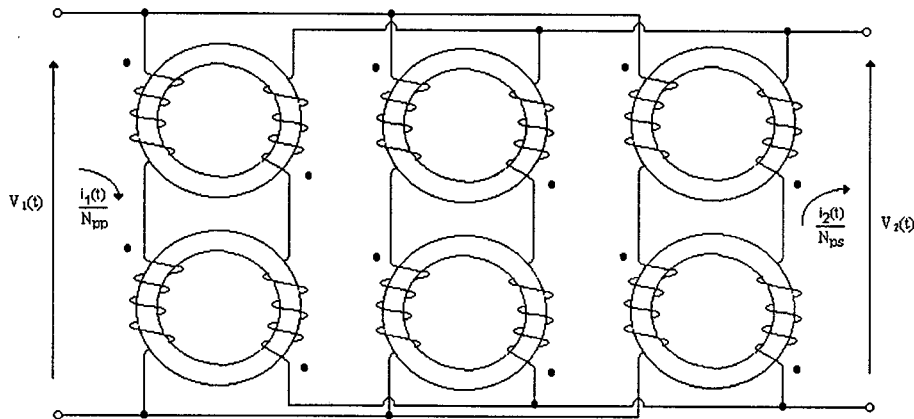
Na figura 2.19 são apresentados alguns exemplos de associações mistas.



a) Primário em série e secundário em paralelo.



b) Primário em paralelo e secundário em série.



c) Primário e secundário em série e paralelo.

Figura 2.19 - Formas de associações mistas dos enrolamentos dos transformadores.

Notadamente, a amplitude da tensão e da corrente nos enrolamentos desempenham um papel fundamental na escolha da quantidade e da forma com que deverão ser associados os elementos de um transformador multielementos.

A tensão sobre um enrolamento de um transformador pode ser determinada através da expressão:

$$V_q = k_v \cdot A_e \cdot N_q \cdot B_o \cdot f \quad (2.17)$$

Onde:

V_q – tensão eficaz sobre o q-ésimo enrolamento [V]

N_q – número de espiras do q-ésimo enrolamento

B_o – valor ótimo da indução magnética [T]

k_v – fator de forma de onda

Observa-se através desta equação que para um mesmo núcleo, mantendo-se a indução magnética, a tensão no enrolamento é diretamente proporcional ao número de espiras. Isto sugere uma partição em elementos associados em série nos enrolamentos que possuam tensões elevadas.

O fluxo no material magnético é diretamente proporcional à corrente que percorre o enrolamento. Associando os enrolamentos em paralelo obtém-se uma distribuição do fluxo entre os elementos. Para a redução do fluxo haverá também uma diminuição das correntes em cada elemento, de forma a distribuir-se a potência (produto $V \times i$) a ser processada.

Na figura 2.19, observa-se diferentes formas de associações mistas dos enrolamentos dos transformadores. As resistências e as indutâncias de dispersão do circuito do modelo equivalente dependem basicamente da forma com que os respectivos enrolamentos estão associados na matriz e seus valores equivalentes são diretamente obtidos. A indutância mútua equivalente, está relacionada à razão:

$$M_{eq} = M \cdot \frac{J_{\text{primário}}}{W_{\text{secundário}}} \quad (2.18)$$

onde:

- M – indutância mútua apresentada por um transformador elementar
- $J_{\text{primário}}$ – número de circuitos em série no primário
- $W_{\text{secundário}}$ – número de conjuntos em paralelo no secundário

Aumentando-se o número de partes paralelas, para aumentar a razão de transformação, pode-se ter como resultado um significativo aumento na indutância de dispersão do secundário, devido ao efeito “terminação do enrolamento” [1]. Para frequências muito elevadas, as aplicações com forma de onda retangular requerem baixa indutância de dispersão. Desta forma, um apropriado projeto do núcleo será necessário para minimizar a energia devida à indutância de dispersão. Isto requer que os condutores, os quais contornam o material magnético, sejam minimizados.

2.9 - INTERFERÊNCIA DO CAMPO MAGNÉTICO SOBRE OS ELEMENTOS

Com a finalidade de obter-se maiores informações sobre a interferência dos fluxos magnéticos gerados em cada um dos transformadores elementares entre si, teve-se que recorrer ao estudo através de cálculo de campos magnéticos.

Além disso, o uso de ferramentas computacionais deste tipo permite fazer análises detalhadas de maneira rápida, possibilitando um estudo mais abrangente em termos de possíveis combinações de elementos e diferentes disposições espaciais dos mesmos, e sua influência no comportamento elétrico e magnético de cada elemento do conjunto.

Entre estas ferramentas computacionais se encontra o software EFCAD, desenvolvido pelo Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Magnéticos da Universidade Federal de Santa Catarina, GRUCAD-UFSC. Este software, chamado Sistema EFCAD, foi elaborado com o objetivo de solucionar diversos problemas de eletromagnetismo em duas dimensões. No EFCAD, o método numérico utilizado para efetuar o tratamento das equações que regem os fenômenos físicos, é o método de elementos finitos, já consagrado pela sua flexibilidade e eficácia [37].

Assim, decidiu-se utilizar o referido programa para registrar o efeito da interferência do campo magnético sobre os elementos do transformador multielementos.

Para compreender o comportamento dos campos magnéticos nos transformadores multielementos, inicialmente analisou-se o transformador elementar isolado. Em seguida foi analisado o conjunto formado por seis transformadores elementares. Para comparar a interação dos campos magnéticos nos elementos, em relação à forma dos transformadores, utilizou-se o núcleo com formato E (combinação EE) e núcleo com formato toroidal.

2.9.1 – Transformador com núcleo em combinação EE

Considere-se o núcleo E-25, de fabricação da Thornton [38], como mostra a figura 2.20, e cujas dimensões estão apresentadas na Tabela 2.2. O material magnético destes núcleos é o IP12 e algumas de suas propriedades estão apresentadas na Tabela 2.2.

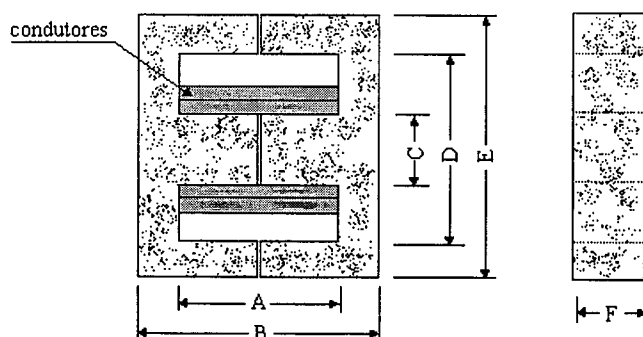


Figura 2.20 - Núcleos em combinação EE.

Tabela 2.2- Dimensões físicas do núcleo E-25 - Thornton.

A	B	C	D	E	F
13,20 mm	20,00 mm	6,25 mm	19,00 mm	25,40 mm	6,25 mm
l_e	A_e	W_a	V_e	Peso	
49,0 mm	39,9 mm ²	84,15 mm ²	1952,0 mm ³	10g	

Tabela 2.3 – Propriedades características do material IP12 a 25 °C.

P_v [mW/cm ³] @100kHz e 0,1T	ρ_m [$\Omega \cdot m$]	μ_r
400	10000	1800

Acrescenta-se à janela do núcleo um par de enrolamentos, cujas espiras possam ser representadas por uma única seção retangular. Aplica-se a cada uma das seções uma fonte de corrente com excitação senoidal e frequência de 100 kHz.

O programa EFCC, um dos programas que compõe o EFCAD, utiliza a formulação em complexo, e foi desenvolvido para casos lineares em regime senoidal permanente. Assim, para utilizar o EFCC, limitou-se a densidade de fluxo a um valor abaixo do valor de saturação e considerou-se o núcleo como um material com característica de magnetização linear.

Definiu-se como módulo da densidade de corrente nos enrolamentos $J=4$ A/mm², como densidade de fluxo na coluna central $B=100$ mT e para o entreferro o comprimento $l_g=0,2$ mm. Os resultados obtidos para a intensidade e as linhas de campo magnético neste núcleo estão apresentados na figura 2.21.

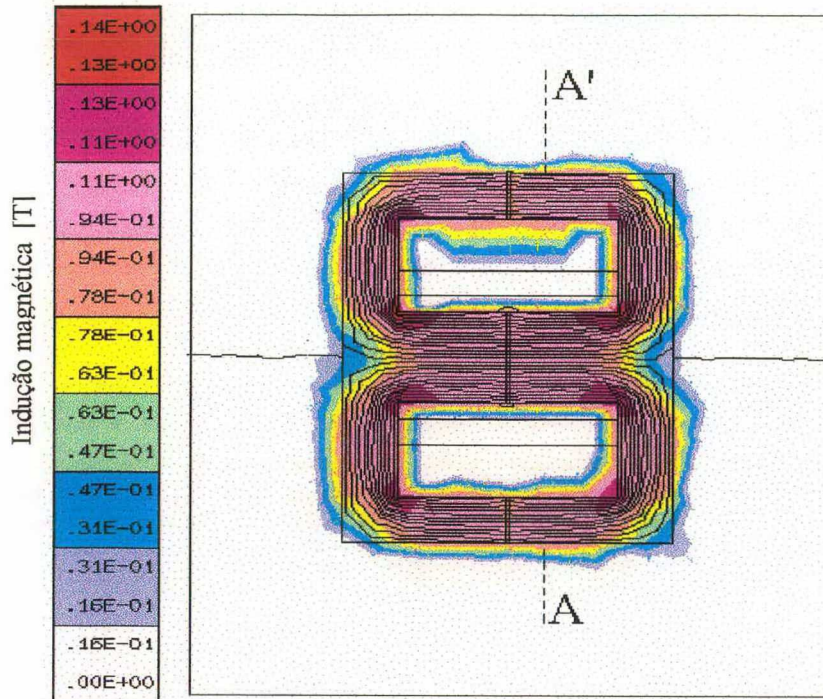


Figura 2.21 - Indução magnética e linhas de fluxo magnético na combinação EE25.

Verifica-se através da figura 2.21 a indução magnética na combinação de núcleos adotada. Observa-se ainda, a existência de linhas de fluxo magnético disperso.

O comportamento da indução magnética ao longo da linha AA' está apresentado em forma de gráfico na figura 2.22.

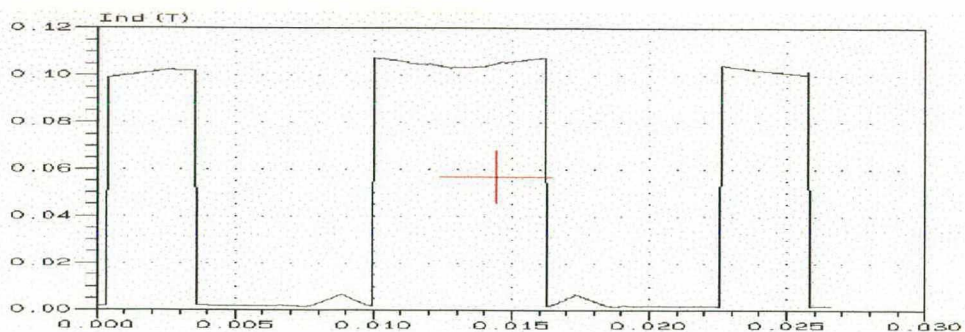


Figura 2.22 - Indução magnética sobre a linha AA'.

Considere-se agora, um transformador multielementos constituído por seis combinações elementares EE-25, idênticas ao apresentado anteriormente, afastados

em 0,5 mm. A figura 2.23 ilustra a disposição dos elementos e os resultados obtidos para as linhas de campo magnético.

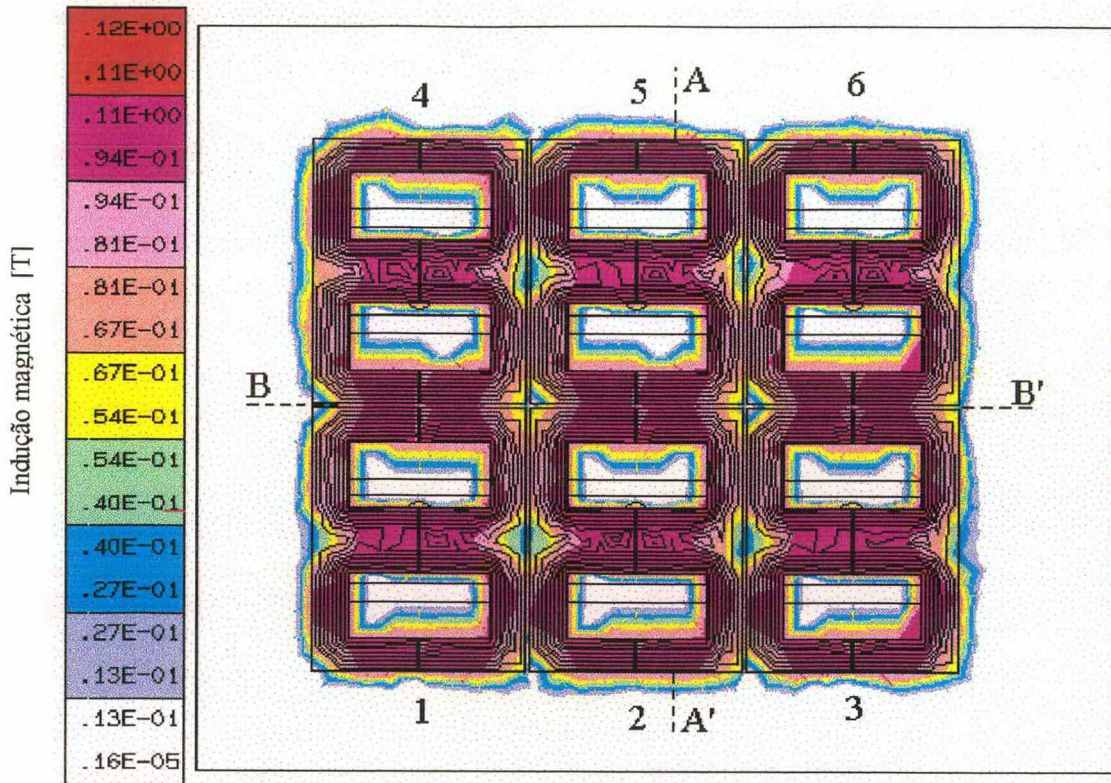


Figura 2.23 - Indução e linhas de fluxo magnético no transformador multielmentos com combinações de núcleos EE25.

O campo magnético disperso por cada transformador elementar provoca interferências que podem resultar em contribuições negativas ao desempenho global do transformador.

O comportamento da indução magnética ao longo da linha AA' está apresentado em forma de gráfico na figura 2.24. Observa-se uma pequena diminuição da indução magnética na coluna central dos transformadores elementares.

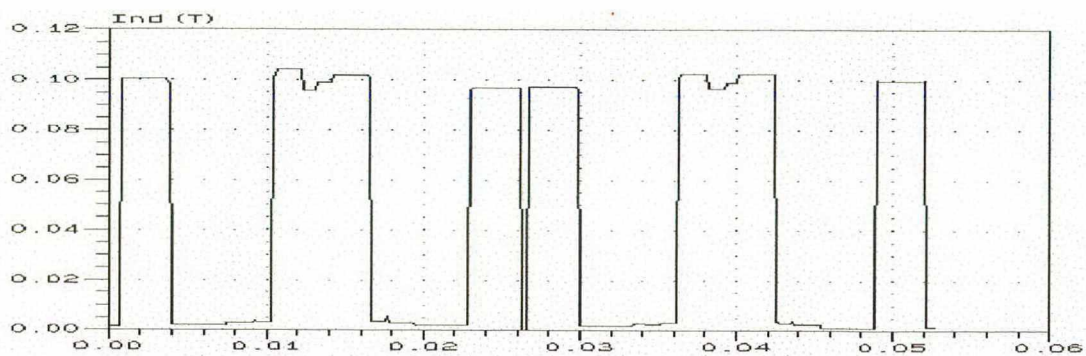
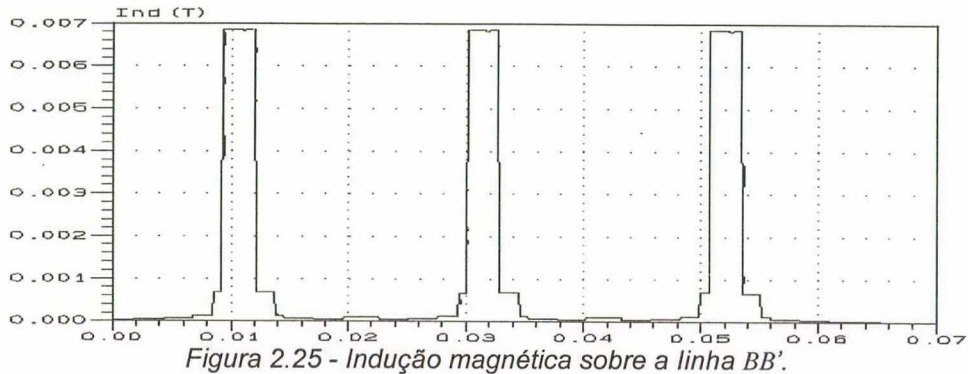


Figura 2.24 - Indução magnética sobre a linha AA'.

Para verificar a influência do entreferro foi medida a indução magnética entre os elementos, ao longo da linha BB'. O resultado está apresentado em forma de gráfico na figura 2.25. Os pontos de máximo da indução magnética, apresentados nesta figura, correspondem justamente à interferência magnética entre os elementos na região próxima ao entreferro.



2.9.2 – Transformador com núcleo toroidal

Considere-se o núcleo NT-23, material IP12, de fabricação da Thornton [38], como mostra a figura 2.26. As dimensões deste núcleo estão apresentadas na Tabela 2.4. As espiras dos enrolamentos foram representadas por uma única seção circular em torno do núcleo.

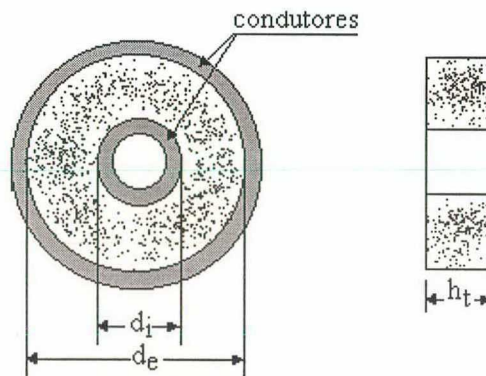


Figura 2.26 - Núcleo toroidal.

Tabela 2.4.- Dimensões físicas do núcleo toroidal NT23- Thornton.

d_e	d_i	H_t	l_e
23 mm	14 mm	8 mm	55,8 mm
A_e	W_a	V_e	Peso
35,3 mm ²	153,93 mm ²	1968,0 mm ³	9 g

Colocando-se o núcleo toroidal sob as mesmas condições utilizadas na excitação do núcleo EE, ou seja, densidade de corrente sobre os enrolamentos de $J=4 \text{ A/mm}^2$, com excitação senoidal e frequência de 100 kHz, e densidade de fluxo na seção transversal igual a 100 mT, obteve-se os resultados para a intensidade e as linhas de campo magnético apresentados na figura 2.27.

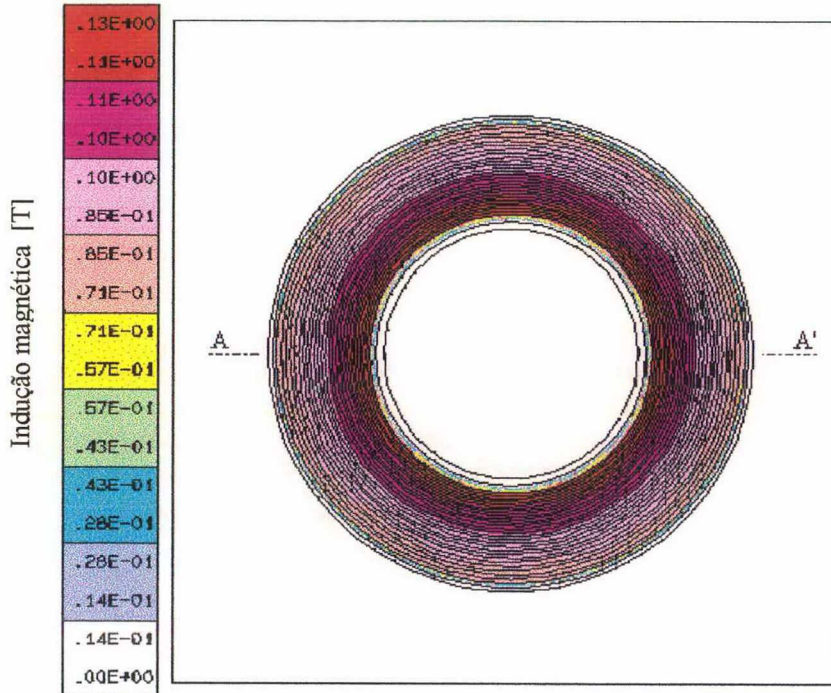


Figura 2.27 - Indução magnética e linhas de fluxo magnético no núcleo toroidal NT-23.

Observa-se que a forma toroidal para núcleos magnéticos apresenta reduzidos fluxos de dispersão magnético, ou seja, praticamente todo o fluxo produzido pelos enrolamentos está confinado no núcleo.

O comportamento da indução magnética, ao longo da linha AA', está apresentado em forma de gráfico na figura 2.28.

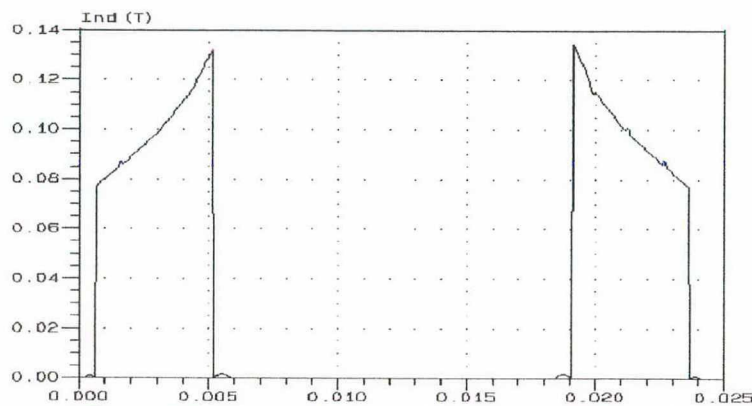


Figura 2.28 - Indução magnética sobre a linha AA'.

Da mesma forma que para os núcleos EE, considere-se um transformador multielementos constituído por seis núcleos elementares NT-23, idênticos ao núcleo apresentado anteriormente, afastados em 0,5 mm. A figura 2.29 ilustra a disposição dos elementos e os resultados obtidos para as linhas de campo magnético.

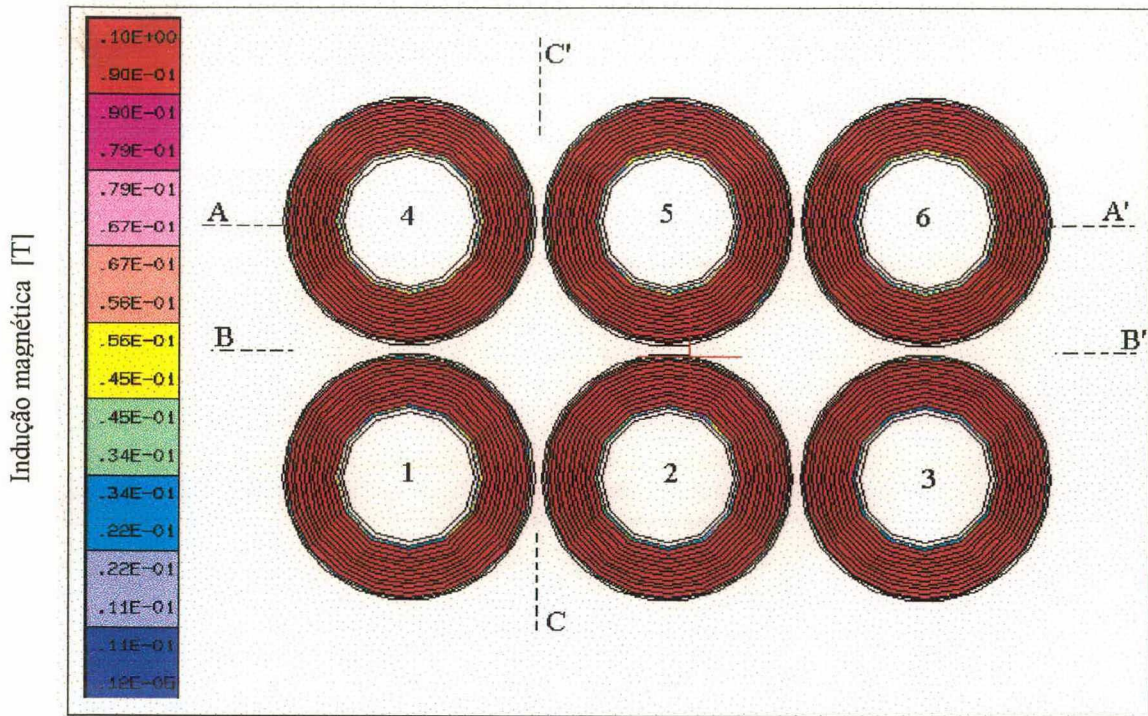


Figura 2.29 - Linhas de fluxo magnético no transformador multielementos com núcleos toroidal.

Os transformadores elementares toroidais apresentam reduzidos fluxos de dispersão, logo as interferências entre os elementos são mais reduzidas.

O comportamento da indução magnética ao longo da linha AA' está apresentado em forma de gráfico na figura 2.30. Em relação ao núcleo EE, teve-se uma menor redução na indução magnética da seção transversal do núcleo toroidal.

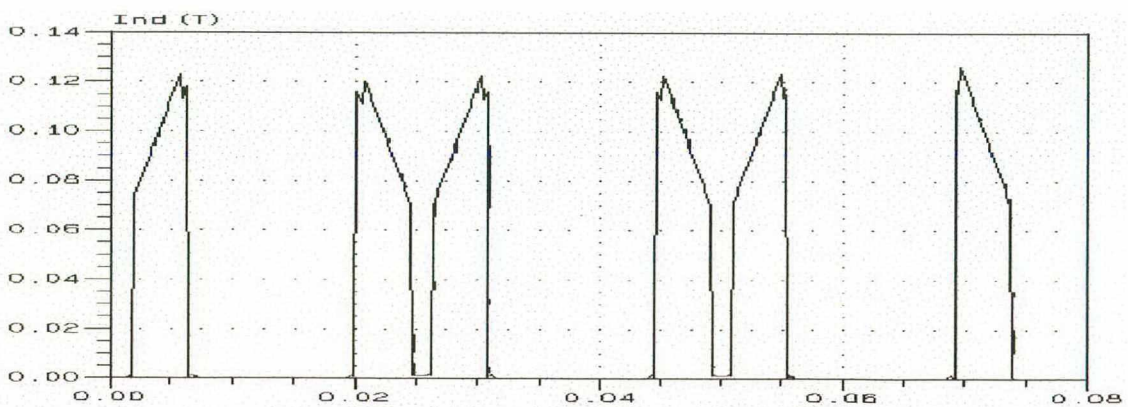


Figura 2.30 - Indução magnética sobre a linha AA'.

Para verificar a quantidade de fluxo disperso foi medida a indução magnética entre os elementos, ao longo da linha BB' e CC'. Os resultados estão apresentados em forma de gráfico nas figuras 2.31 e 2.32, respectivamente.

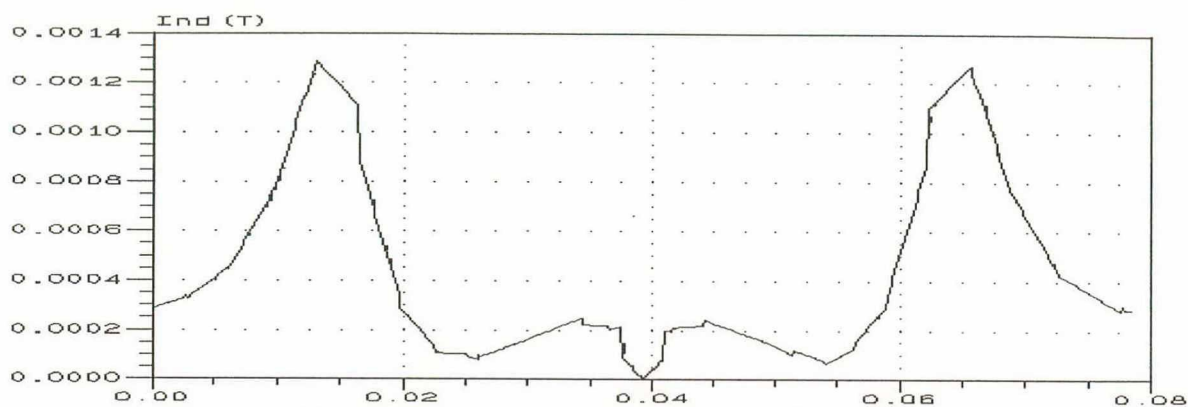


Figura 2.31 - Indução magnética sobre a linha BB'.

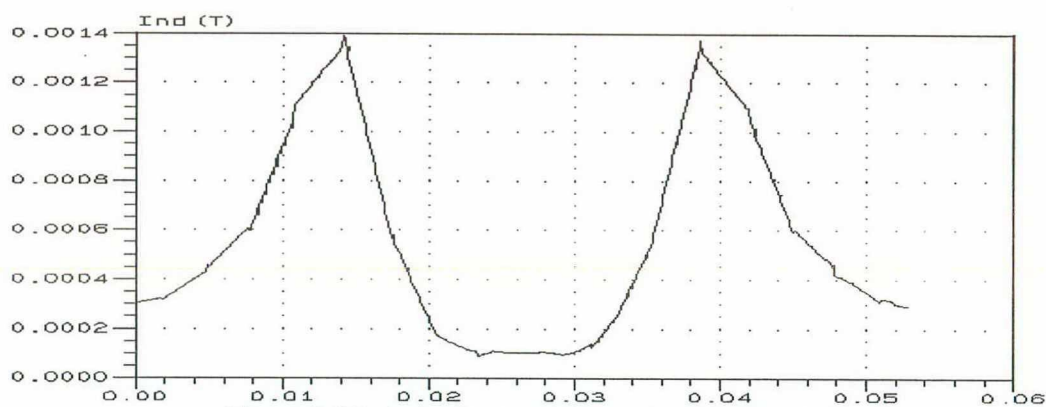


Figura 2.32 - Indução magnética sobre a linha CC'.

Aliada à direção dos fluxos dispersos, a resultante deste fluxo no centro do transformador multielementos foi praticamente nula. Afastando-se do centro a resultante do fluxo disperso possui máximo de aproximadamente 1,4 mT. Este valor é aproximadamente 5 vezes menor que a resultante do fluxo disperso apresentada pelos transformadores com núcleo EE na região próxima ao entreferro.

2.9.3 – Acoplamento entre os transformadores elementares

Considere-se os enrolamentos de n transformadores separados, cada qual com sua tensão e corrente, conforme apresentado na figura 2.33.

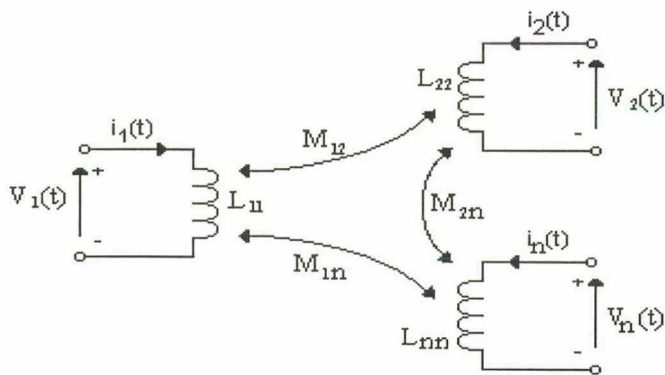


Figura 2.33 - Representação espacial de n transformadores.

Sendo R_i a resistência do condutor, a tensão sobre cada enrolamento será dada pelas equações:

$$v_1(t) = R_1 i_1(t) + L_{11} \frac{di_1(t)}{dt} + M_{12} \frac{di_2(t)}{dt} + \dots + M_{1n} \frac{di_n(t)}{dt} \quad (2.19)$$

$$v_2(t) = R_2 i_2(t) + M_{21} \frac{di_1(t)}{dt} + L_{22} \frac{di_2(t)}{dt} + \dots + M_{2n} \frac{di_n(t)}{dt} \quad (2.20)$$

$$v_n(t) = R_n i_n(t) + M_{n1} \frac{di_1(t)}{dt} + M_{n2} \frac{di_2(t)}{dt} + \dots + L_{nn} \frac{di_n(t)}{dt} \quad (2.21)$$

A indutância mútua é proporcional ao acoplamento magnético entre os enrolamentos. No caso da interação entre os diversos transformadores elementares, o fluxo responsável por esta indutância é o fluxo de dispersão. Quanto menor o valor deste fluxo, menor será a indutância mútua. No caso ótimo, ou seja, quando o fluxo de dispersão for nulo, não existe a presença da indutância mútua, os enrolamentos estarão desacoplados, e o transformador multielementos poderá ser analisado como um conjunto formado por transformadores independentes.

Para um transformador multielementos particular, onde os enrolamentos estão associados em série e desconsiderando-se qualquer efeito devido aos fluxos de dispersão, $M_{ij} \ll L_{ii}$, são apresentadas as seguintes equações:

$$i(t) = i_1(t) = i_2(t) = \dots = i_n(t) \quad (2.22)$$

$$R = R_1 = R_2 = \dots = R_n \quad (2.23)$$

$$L = L_{11} = L_{22} = \dots = L_{nn} \quad (2.24)$$

$$v(t) = n \cdot R \cdot i(t) + n \cdot L \frac{di(t)}{dt} \quad (2.25)$$

Com a finalidade de verificar o acoplamento existente nos transformadores multielementos, utilizou-se a condição da superposição, onde apenas um dos núcleos estará sob a fonte de excitação e os efeitos provocados pelo fluxo disperso serão avaliados através da indutância mútua entre os demais elementos. Considerou-se, nesta análise, o caso estático, onde as fontes de campos e estes últimos não variam com o tempo, e os resultados foram obtidos através do programa EFCE.

Excitando somente o elemento 1 do transformador multielementos com núcleo EE, apresentado anteriormente, obteve-se o comportamento apresentado na figura 2.34 para as linhas de fluxo magnético.

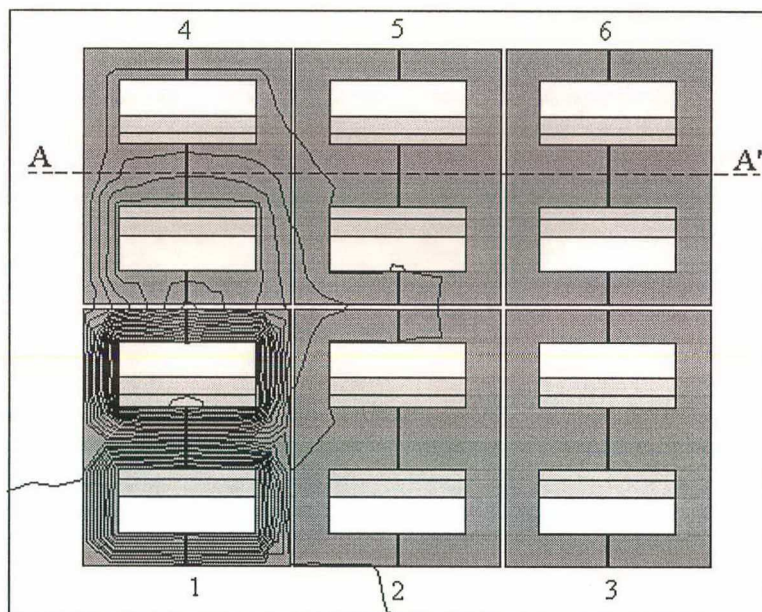


Figura 2.34 - Linhas de fluxo magnético provocadas pelo elemento 1.

O comportamento da indução magnética ao longo da linha AA' está apresentado em forma de gráfico na figura 2.35.

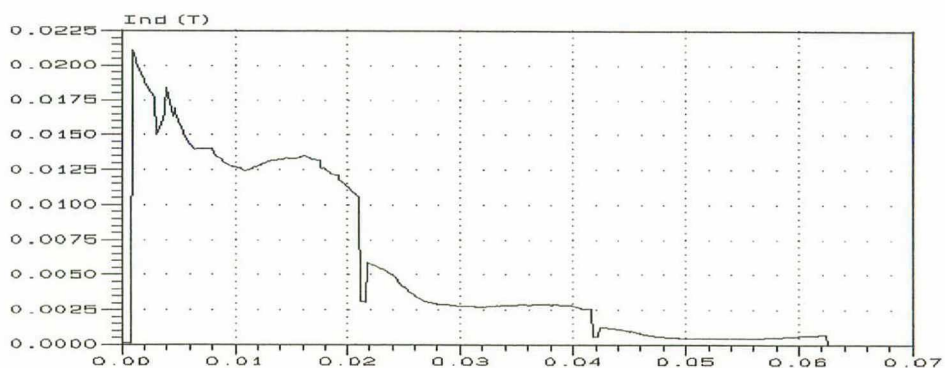


Figura 2.35 - Indução magnética sobre a linha AA'.

Excitando somente o elemento 2, obteve-se as linhas de fluxo magnético apresentadas na figura 2.36.

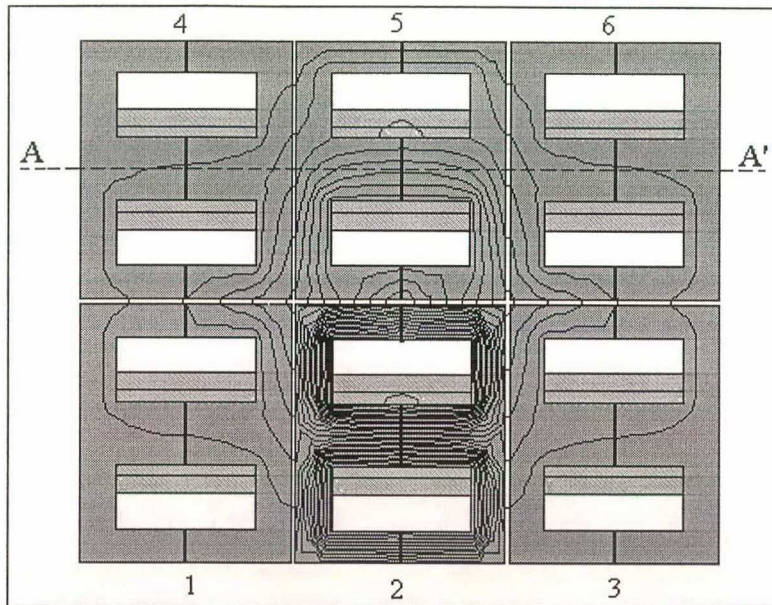


Figura 2.36 - Linhas de fluxo magnético provocadas pelo elemento 2.

O comportamento da indução magnética ao longo da linha AA' está apresentado em forma de gráfico na figura 2.37.

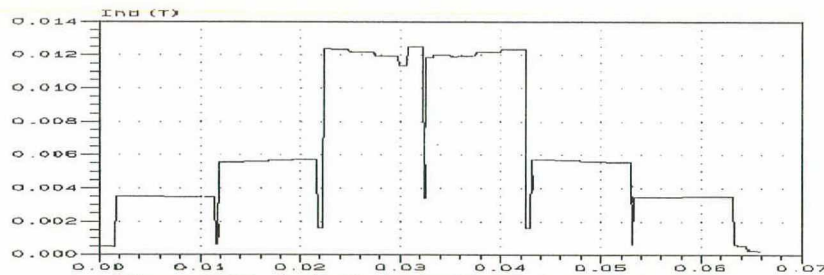


Figura 2.37 - Indução magnética sobre a linha AA'.

Os valores obtidos para as indutâncias mútuas entre os enrolamentos dos transformadores, onde fixou-se $N = 12$ espiras, estão apresentados na Tabela 2.5.

Tabela 2.5 – Indutâncias mútuas medidas entre os transformadores elementares.

Elemento 1	Indutância [μH]	Elemento 2	Indutância [μH]
L_{11}	1,79625	M_{21}	0,04428
M_{12}	0,04437	L_{22}	1,8031
M_{13}	0,00732	M_{23}	0,04436
M_{14}	0,20125	M_{24}	0,04327
M_{15}	0,04373	M_{25}	0,24500
M_{16}	0,00730	M_{26}	0,04336

Em busca de um arranjo que resultasse na diminuição dos efeitos provocados pela dispersão do fluxo magnético, foram simuladas diferentes possibilidades de estruturas de um transformador multielementos, constituído por núcleos EE-25.

A excitação utilizada foi senoidal, com frequência de 100 kHz. O afastamento deixado entre os núcleos foi de 5 mm, e o entreferro possui comprimento $l_g = 1$ mm. A figura 2.38 apresenta os resultados obtidos para as linhas de fluxo magnético.

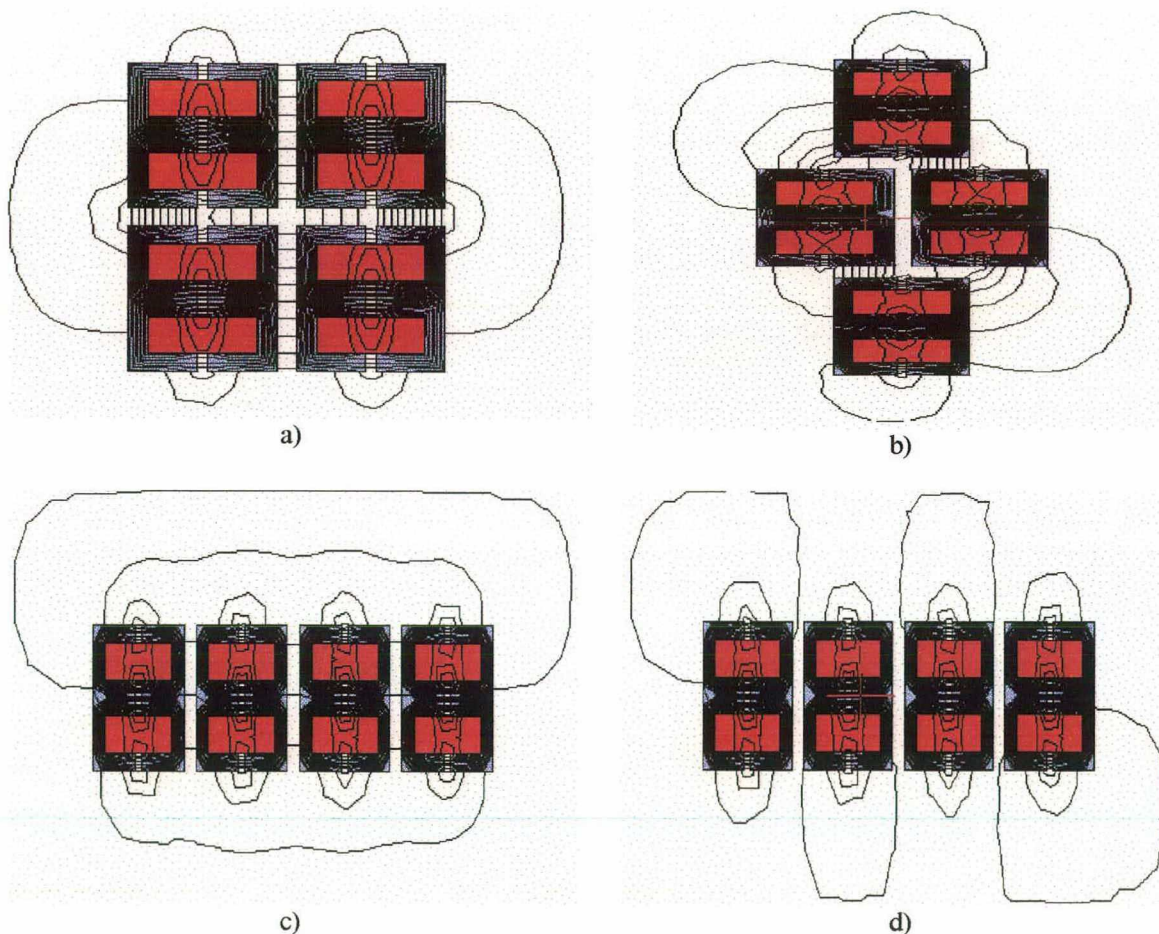


Figura 2.38 - Linhas de fluxo magnético para diferentes disposições dos elementos EE.

Verifica-se que há arranjos de elementos mais vantajosos para o caso de utilização de núcleos EE. Observa-se na figura 2.38(a) que a influência dos fluxos de dispersão entre os elementos são mais elevadas. Nos arranjos apresentados nos casos em (b) e (c) os efeitos dos fluxos são menores. Na situação mostrada em (d), a corrente líquida que atravessa a janela do núcleo possui um arranjo em ziguezague, e as influências dos fluxos de dispersão entre os elementos foram reduzidas.

Excitando somente o elemento 1 do transformador multielementos com núcleo toroidal, apresentou-se o comportamento apresentado na figura 2.39 para as linhas de fluxo magnético.

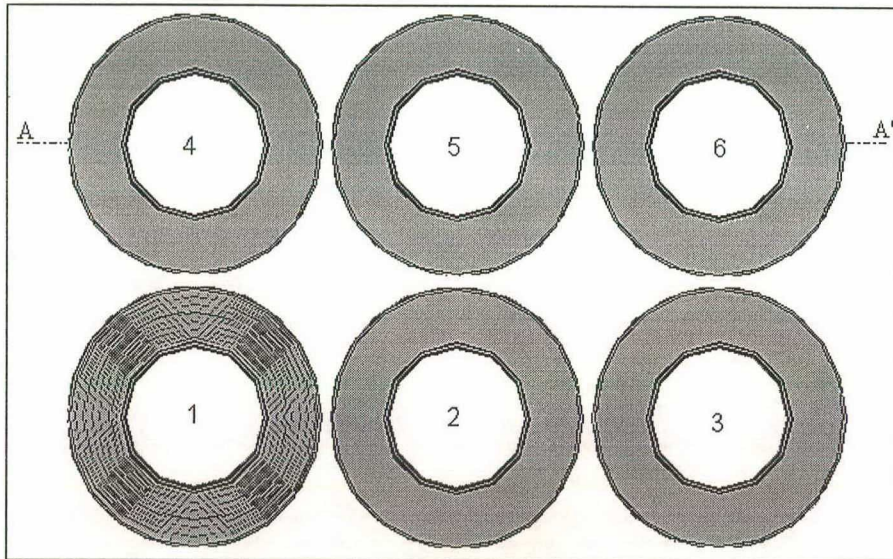


Figura 2.39 - Linhas de fluxo magnético provocadas pelo elemento 1.

O comportamento da indução magnética ao longo da linha AA' está apresentado em forma de gráfico na figura 2.40.

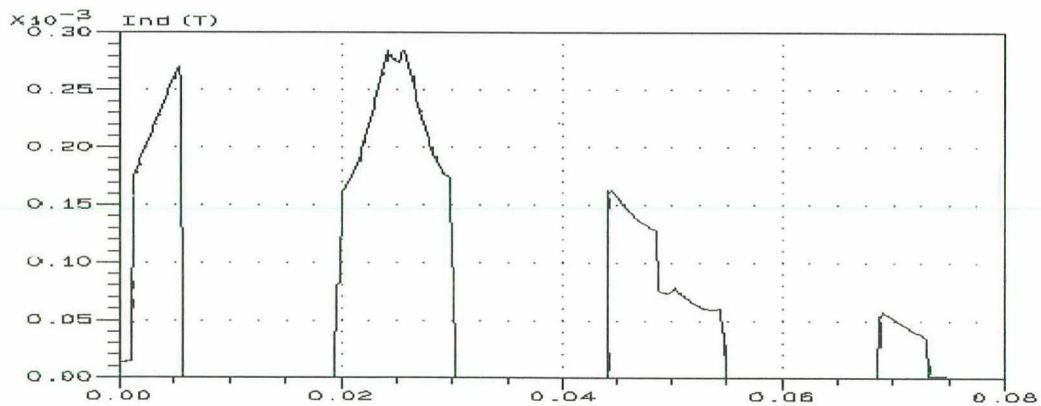


Figura 2.40 - Indução magnética sobre a linha AA'.

Excitando somente o elemento 2, obteve-se as linhas de fluxo magnético apresentadas na figura 2.41.

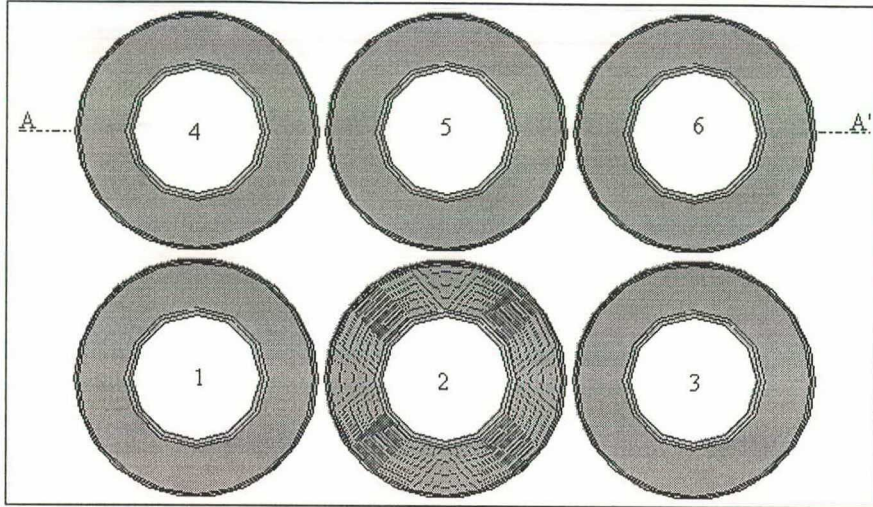


Figura 2.41 - Linhas de fluxo magnético provocadas pelo elemento 2.

O comportamento da indução magnética ao longo da linha AA' está apresentado em forma de gráfico na figura 2.42.

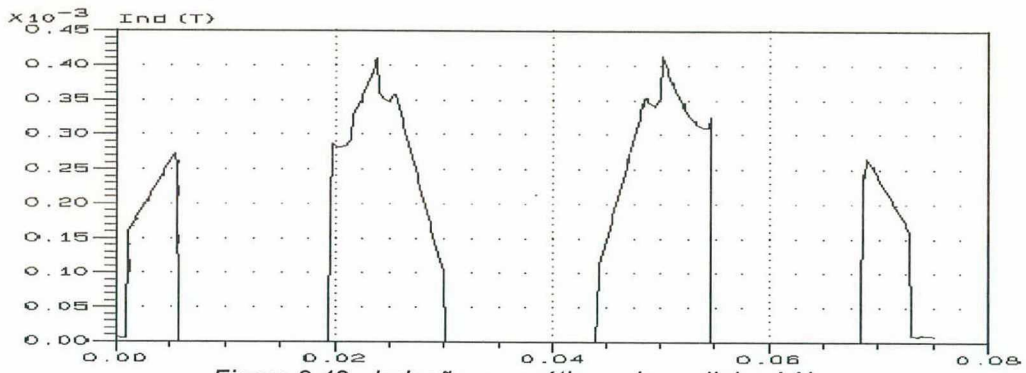


Figura 2.42 - Indução magnética sobre a linha AA'.

Os valores obtidos para as Indutâncias mútuas entre os enrolamentos dos transformadores, onde fixou-se $N=12$ espiras, estão apresentados na Tabela 2.6. Observa-se o reduzido acoplamento entre os núcleos toroidais.

Tabela 2.5 – Indutâncias mútuas medidas entre os transformadores elementares.

Elemento 1	Indutância [μH]	Elemento 2	Indutância [μH]
L_{11}	2,000	M_{21}	0,000728
M_{12}	0,000738	L_{22}	2,060
M_{13}	0,000117	M_{23}	0,000691
M_{14}	0,000642	M_{24}	0,000602
M_{15}	0,000589	M_{25}	0,001259
M_{16}	0,000118	M_{26}	0,000562

2.10. – CONCLUSÕES

Foram apresentados neste capítulo os princípios básicos do transformador multielementos, abordando-se seus aspectos construtivos, os diferentes modos de associação dos transformadores elementares, a análise da influência destes tipos de associação nos parâmetros do transformador e as vantagens do uso de núcleos toroidais para este tipo de aplicação.

Analisou-se também a interação entre os diversos transformadores elementares que compõe o transformador multielementos. Para tanto recorreu-se a programa de cálculo de campos magnéticos.

As vantagens em se optar pela utilização do transformador multielementos podem ser resumidas como apresentado a seguir:

- Fácil controle térmico, devido à distribuição natural do núcleo e arranjo de saída dos enrolamentos;
- alta densidade de corrente nos enrolamentos, sem o indevido incremento de perda de potência, devido ao menor número e comprimento de espiras;
- pequeno número de espiras;
- são possíveis razões de transformação de tensão exatas;
- fácil isolamento de acordo com as normas;
- baixa indutância de dispersão;
- baixo perfil mecânico, permitindo alta densidade de armazenagem dos elementos;
- múltiplas possibilidades de associação;
- ausência de um ponto único de concentração de calor no transformador;
- excelentes características contra choques e vibrações devido à distribuição de massas.

As qualidades descritas indicam que o transformador multielementos representa um grande avanço na melhoria do desempenho em relação aos transformadores de potência convencionais, em termos de dissipação de calor e no uso para equipamentos com baixo perfil.

O transformador multielemento é, pelo seu projeto, de muito baixo perfil e altamente adequado para conversores de alta densidade de potência.

Da análise através do programa de cálculo de campo foram feitas importantes constatações relativamente à interações entre transformadores elementares, mostrando nitidamente a vantagem do uso de núcleos toroidais neste tipo de dispositivo magnético.

CAPÍTULO 3

METODOLOGIA DE PROJETO PARA TRANSFORMADORES MULTIELEMENTOS

3.1– INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os procedimentos de cálculos relacionados ao dimensionamento dos transformadores multielementos, utilizando núcleos toroidais.

A função objetivo pode ser descrita como sendo o processo seletivo através do qual serão escolhidas a quantidade de núcleos e a configuração dos elementos para que satisfaçam as seguintes condições:

- 1- Área efetiva da janela, W_e , menor ou igual à área total dos itens a serem inseridos na janela;
- 2- Capacidade máxima de transferência de potência, S_o , maior ou igual à potência aparente de dimensionamento, S ;
- 3- Perda total, P_t , menor ou igual ao valor máximo permitido $P_{m\acute{a}x}$.

Conhecendo-se os parâmetros do material do núcleo e suas respectivas dimensões pode-se determinar todos os cálculos referentes ao projeto e encontrar a forma mais viável de construir um transformador multielementos.

3.2-DIMENSIONAMENTO DOS TRANSFORMADORES MULTIELEMENTOS

Os passos seguintes fornecem uma forma para se realizar o projeto de transformadores multielementos, nos quais serão determinados todos os parâmetros necessários à elaboração do transformador, através de um processo de cálculo, o qual deverá ser direcionado para se obter um projeto ótimo e viável.

Com a finalidade de adaptar-se aos valores numéricos de um dimensionamento, será realizado um projeto de um transformador multielementos, para um inversor de tensão com potência de saída de 250 W e frequência de 100 kHz. O transformador possui uma tensão de alimentação de 50 V, saída para a carga de 25 V, e a máxima elevação de temperatura, ΔT , deve ser 40 °C.

Tem-se em disponibilidade 6 núcleos NT 23 – IP12 – Thornton, e deverá ser selecionado o projeto que apresente as menores perdas e que seja o mais viável economicamente.

1) Escolha do núcleo

Quando a necessidade primordial é construir um transformador com baixo perfil, os cálculos preferencialmente devem ser iniciados com a escolha do núcleo de menor volume. Através de catálogos dos fabricantes podem ser obtidos os dados referentes às dimensões físicas do núcleo (figura 3.1), tais como:

- A_e – área da seção transversal do núcleo [cm^2];
- V_e – volume do material ferromagnético [cm^3];
- d_e – diâmetro externo do núcleo [cm];
- d_i – diâmetro interno do núcleo [cm];
- h_t – altura do núcleo [cm];
- l_e – comprimento efetivo do caminho magnético médio [cm].

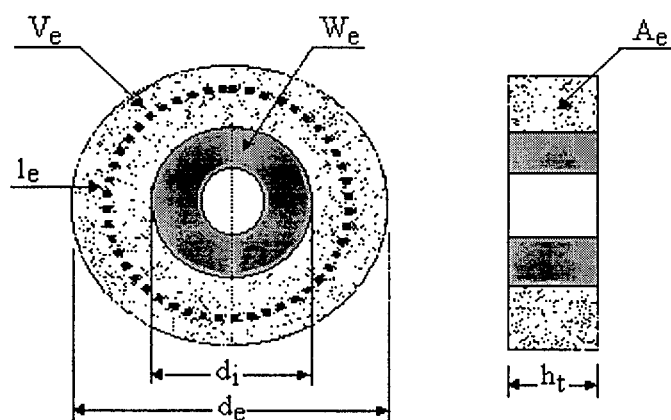


Figura 3.1 - Dimensões físicas do núcleo.

Para o núcleo NT23 tem-se o conjunto de dimensões físicas apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1- Dimensões físicas do núcleo toroidal NT23- Thornton.

d_e	d_i	h_t	l_e	A_e	V_e	Peso
2,3 cm	1,4 cm	0,8 cm	5,58 cm	0,353 cm ²	1,968 cm ³	9 g

2) Área da janela W_a e Área efetiva da janela W_e

Sob a área da janela, W_a serão alojados os enrolamentos, assim como as camadas dos isoladores, caso seja necessário. Tem-se:

$$W_a = \pi \cdot \frac{d_i^2}{4} \quad [\text{cm}^2] \quad (3.1)$$

$$W_a = 1,539 \text{ cm}^2$$

A área efetiva, W_e é a área da janela disponível para os enrolamentos, considerado-se a abertura para a laçadeira.

$$W_e = \frac{3}{4} \cdot W_a \quad [\text{cm}^2] \quad (3.2)$$

$$W_e = 1,154 \text{ cm}^2$$

3) Características do material magnético:

Cada material magnético apresenta características intrínsecas que o torna adequado ou não para aplicações específicas. Entre estas características se destacam:

C_m – coeficiente de densidade volumétrica de perda magnética

x, y – parâmetros de caracterização magnética

μ – permeabilidade magnética [H/m]

O material IP12-Thornton apresenta reduzidas perdas na frequência do conversor, 100 kHz, e os parâmetros, considerando-se a temperatura de 80 °C, de acordo com o item 2.3 do capítulo 2, estão apresentados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Coeficientes característicos do material IP12, a 80 °C.

C_m	x	Y	μ_r
$7,9229 \cdot 10^{-3}$	1,4017	2,3294	1800

- 4) Diâmetro externo, d_{ew} , e altura total do elemento magnético, h_{ct}
 O diâmetro externo ao toróide é calculado utilizando-se a equação (3.3).

$$d_{ew} = \sqrt{\frac{3}{4} \cdot d_i^2 + d_e^2} \quad [\text{cm}] \quad (3.3)$$

$$d_{ew} = 2,60 \text{ cm}$$

De acordo com a figura 3.2, a altura total, h_{ct} é calculada por:

$$h_{ct} = h_t + (d_{ew} - d_e) \quad [\text{cm}] \quad (3.4)$$

$$h_{ct} = 1,10 \text{ cm}$$

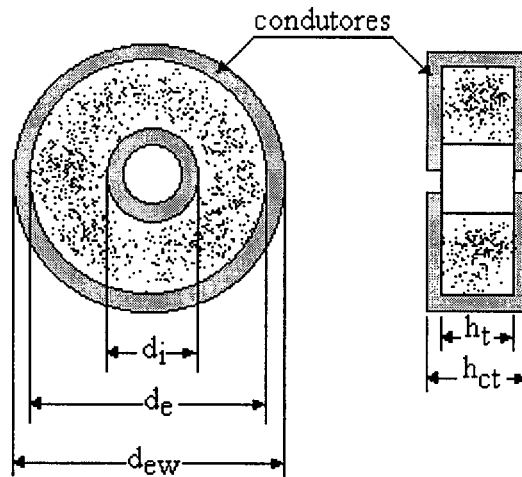


Figura 3.2 - Diâmetro externo ao toróide e altura total.

- 5) Área de dissipação total

Para um núcleo toroidal tem-se:

$$At = \left[\frac{\pi \cdot d_{ew}^2}{2} \right] + [\pi \cdot d_{ew} \cdot (h_t + d_{ew} - d_e)] \quad [\text{cm}^2] \quad (3.5)$$

Substituindo os valores apresentados na tabela 3.1 nesta equação, tem-se:

$$At = \left[\frac{\pi \cdot 2,60^2}{2} \right] + [\pi \cdot 2,60 \cdot (0,80 + 2,60 - 2,30)]$$

$$At = 19,60 \text{ cm}^2$$

6) Resistência térmica, R_{th}

A resistência térmica de dissipação da superfície para o ambiente, pode ser calculada por:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P(T, T_a)} \text{ [}^\circ\text{C/W]} \quad (3.6)$$

Onde ΔT é a diferença de temperatura entre o ponto mais quente do componente e a temperatura ambiente, ou seja, é a elevação de temperatura para o componente magnético.

A potência total dissipada na superfície exterior será:

$$P_{tot} = 3 \cdot A_l \cdot (T_1 - T_2)^{1,25} + k_r \cdot A_l \cdot [T_{1(k)}^4 - T_{2a(k)}^4] \quad (3.7)$$

substituindo:

$$P_{tot} = 3 \cdot 19,6 \cdot 10^{-4} \cdot 40^{1,25} + 5 \cdot 10^{-8} \cdot 19,6 \cdot 10^{-4} \cdot [(25 + 40 + 273)^4 - (25 + 273)^4]$$

$$P_{tot} = 1,098 \text{ W}$$

A resistência térmica pode ser determinada:

$$R_{th} = \frac{40}{1,0979}$$

$$R_{th} = 36,433 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

A resistência térmica, R_{th} , do componente magnético pode também ser calculada pelas equações empíricas seguintes [7]:

$$R_{th} = 30,5 \cdot 10^{-3} [V_e (\text{m}^3)]^{0,54} \text{ [}^\circ\text{C/W]} \quad (3.8)$$

$$R_{th} = 30,5 \cdot 10^{-3} [1968 \cdot 10^{-9}]^{0,54}$$

$$R_{th} = 36,77 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

ou:

$$R_{th} = 59,3 \cdot [V_e (\text{m}^3) \cdot 10^6]^{-0,544} \text{ [}^\circ\text{C/W]} \quad (3.9)$$

$$R_{th} = 41,03 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Pode optar-se em escolher o maior valor entre os obtidos, por tratar-se da pior situação em termo de evacuação do calor gerado pelas perdas.

7) Perdas máximas admissíveis

Definida a máxima elevação de temperatura admissível (ΔT) e determinada a resistência térmica (R_{th}), pode-se determinar as perdas totais máximas, P_{tot} , em cada elemento, através da expressão (3.6). Considerando-se uma elevação de temperatura de 40°C , tem-se:

$$P_{tot} = \frac{40}{36,433}$$

$$P_{tot} = 1,098 \text{ W}$$

Estas perdas totais são divididas entre perdas no cobre (P_{cu}) e perdas no núcleo (P_m) e sua distribuição depende do material magnético utilizado, como apresentado a seguir:

$$P_{cu} = \frac{y}{2+y} P_{tot} \quad [\text{W}] \quad (3.10)$$

$$P_{cu} = \frac{2,3294}{2+2,3294} 1,098$$

$$P_{cu} = 0,591 \text{ W}$$

e as perdas máximas no material magnético são:

$$P_m = \frac{2}{2+y} P_{tot} \quad [\text{W}] \quad (3.11)$$

$$P_m = \frac{2}{2+2,3294} 1,098$$

$$P_m = 0,507 \text{ W}$$

8) Valor ótimo da indução magnética, B_o

O valor da indução magnética, B_o , para o qual as perdas no material magnético são mínimas é por definição dado por [7]:

$$B_o = \left(\frac{2}{y+2} \cdot \frac{\Delta T}{R_{th}} \cdot \frac{1}{10^3} \cdot \frac{1}{C_m \cdot f^x \cdot V_e (\text{m}^3)} \right)^{\frac{1}{y}} \quad [\text{T}] \quad (3.12)$$

ou:

$$B_o = \left(P_m \cdot \frac{1}{10^3} \cdot \frac{1}{C_m \cdot f^x \cdot V_e(\text{m}^3)} \right)^{\frac{1}{y}} \quad [\text{T}] \quad (3.13)$$

substituindo:

$$B_o = \left(0,507 \cdot \frac{1}{10^3} \cdot \frac{1}{7,9229 \cdot 10^{-3} \cdot (100 \cdot 10^3)^{1,4017} \cdot (1968 \cdot 10^{-9})} \right)^{\frac{1}{2,3294}}$$

$$B_o = 84,796 \cdot 10^{-3} \quad [\text{T}]$$

9) Densidade de corrente otimizada, J_o

De forma equivalente, o valor da densidade de corrente J_o , que resulta em mínimas perdas nos condutores, é dada pela expressão [7]:

$$J_o = \left(\frac{y}{y+2} \cdot \frac{\Delta T}{R_{th}} \cdot \frac{1}{\rho_{cu} \cdot \text{MLT} \cdot k_u \cdot \text{Wa}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad [\text{A/m}^2] \quad (3.14)$$

ou:

$$J_o = \left(P_{cu} \cdot \frac{1}{\rho_{cu} \cdot \text{MLT} \cdot K_u \cdot \text{Wa}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad [\text{A/m}^2] \quad (3.15)$$

Para calcular a densidade de corrente é necessário estimar-se o fator de enrolamento K_u , conhecer o comprimento médio das espiras, MLT e determinar a resistividade do condutor, ρ_{cu} .

O fator de enrolamento K_u , definido na equação (2.11), poderá ser determinado utilizando os valores convencionais para os termos K_2 e K_3 e adotando 0,9 para o termo K_1 , tem-se como valor inicial:

$$K_u = 0,9 \cdot 0,6 \cdot 0,75 \quad (3.16)$$

$$K_u = 0,405$$

A resistividade do condutor de cobre pode ser determinada por:

$$\rho_{cu} = \rho_{c20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad [\Omega \cdot \text{m}] \quad (3.17)$$

onde:

$$\rho_{c20} = 1,709 \cdot 10^{-8} \quad \Omega \cdot \text{m} \quad - \text{ resistividade do condutor de cobre à } 20^\circ\text{C}.$$

$$\alpha_{cu} = 0,00393 \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \quad \text{– coeficiente de temperatura do cobre.}$$

Assim:

$$\rho_{cu} = 1,9776 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega \cdot \text{m}$$

A figura 3.3 auxilia no procedimento da determinação do valor inicial para o comprimento médio das espiras, . MLT.

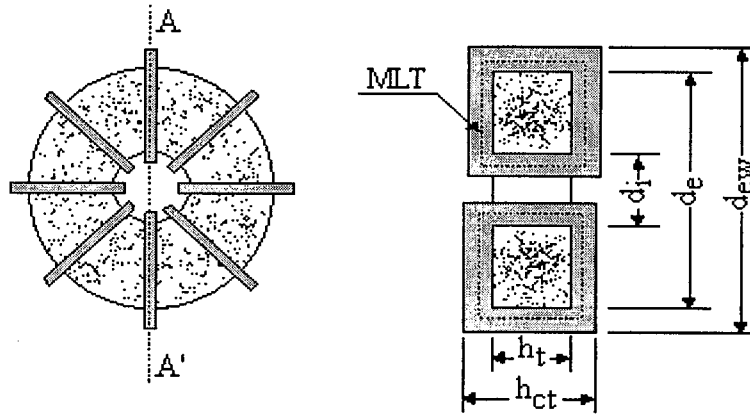


Figura 3.3 - Determinação do comprimento médio das espiras.

$$MLT = (d_e - d_i) + 2 \cdot h_t + \frac{\pi}{2} \cdot (h_{ct} - h_t) \quad (3.18)$$

$$MLT = (2,3 - 1,4) + 2 \cdot 0,8 + \frac{\pi}{2} \cdot (1,1 - 0,8)$$

$$MLT = 2,971 \text{ cm}$$

Substituindo todos os valores na equação (3.13) tem-se:

$$J_o = \left(0,590 \cdot \frac{1}{1,977 \cdot 10^{-8} \cdot 2,971 \cdot 10^{-2} \cdot 0,405 \cdot 1,539 \cdot 10^{-4}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.19)$$

$$J_o = 401,558 \text{ A/cm}^2$$

Comparando-se este resultado à equação da densidade de corrente máxima em função do produto das áreas, para enrolamento em núcleo toroidal sob excitação de tensão em onda quadrada e com elevação de temperatura de 50°C , tem-se [36]:

$$J = 365 \cdot (Ae \cdot Wa)^{-0,125} \text{ [A/cm}^2 \text{]} \quad (3.20)$$

$$J = 393,918 \text{ A/cm}^2$$

10) Potência total do enrolamento secundário, P_s

Se o transformador tiver “q” enrolamentos secundários, a potência total entregue às saídas será:

$$P_s = \sum_{p=1}^q V_{s_{efp}} \cdot I_{s_{efp}} \quad [W] \quad (3.21)$$

sendo:

$V_{s_{efp}}$ – tensão eficaz no enrolamento secundário p [V]

$I_{s_{efp}}$ – corrente eficaz no enrolamento secundário p [A]

Para o transformador com um único enrolamento secundário, tem-se:

$$P_s = 250 \text{ W}$$

11) Potência total no enrolamento primário, P_p

A potência do enrolamento primário, P_p , será obtida somando-se à potência total do secundário as perdas totais no núcleo:

$$P_p = P_s + P_{tot} \quad [W] \quad (3.22)$$

Considerando-se as perdas em um único transformador elementar tem-se:

$$P_p = 251,098 \text{ W}$$

12) Corrente no enrolamento primário, $I_{p_{ef}}$

Estabelecida a potência exigida pelo enrolamento primário, e conhecendo-se a tensão eficaz de alimentação, obtém-se a corrente eficaz de entrada:

$$I_{p_{ef}} = \frac{P_p}{V_{p_{ef}}} \quad [A] \quad (3.23)$$

$$I_{p_{ef}} = \frac{251,098}{50}$$

$$I_{p_{ef}} = 5,022 \text{ A}$$

13) Potência aparente do transformador, S_o

A potência aparente do transformador é a soma das potências aparentes dos enrolamentos primários e secundários, assim:

$$S_o = \sum_q V_{efq} \cdot I_{efq} \quad [VA] \quad (3.24)$$

$$S_o = 502,97 \text{ VA}$$

14) Potência aparente de dimensionamento, S

A capacidade de potência maximizada do transformador elementar, de acordo com [7], é dada pela expressão:

$$S = K_v \cdot K_u \cdot J \cdot f \cdot B_o \cdot A_e \cdot W_a \quad [\text{VA}] \quad (3.25)$$

$$S = 4 \cdot 0,4 \cdot 401,558 \cdot 10^4 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 84,796 \cdot 10^{-3} \cdot 0,353 \cdot 10^{-4} \cdot 1,539 \cdot 10^{-4}$$

$$S = 299,752 \text{ VA}$$

15) Número mínimo de elementos necessários, N_{el}

$$N_{elem_{min}} = \frac{S}{S_o} \quad (3.26)$$

$$N_{elem_{min}} = 1,672$$

Aproximando-o para o número inteiro superior tem-se $N_{elem_{min}} = 2$. Isto demonstra que os cálculos para a corrente eficaz do enrolamento primário e potência aparente do transformador devem ser adequados à nova estrutura.

16) Número de espiras dos enrolamentos, N_q

Considerando que o fluxo de magnetização seja comum a todos os enrolamentos e desprezando-se suas indutâncias de dispersão e resistências efetivas, R_{ca} , resulta a seguinte expressão para o número de espiras do q-ésimo enrolamento:

$$N_q = \frac{V_{efq} - V_{cuq}}{k_v \cdot A_e \cdot B_o \cdot f} = \frac{E_q}{k_v \cdot A_e \cdot B_o \cdot f} \quad (3.27)$$

onde:

V_{efq} – tensão eficaz no enrolamento q [V]

V_{cuq} – queda de tensão devido à resistência do enrolamento q [V]

k_v – fator de forma de onda (os valores típicos desta constante são: 4,44; p/ onda senoidal; 4,0, p/ onda quadrada simétrica; 2,0, p/ onda quadrada assimétrica).

A forma de onda do inversor de tensão é quadrada simétrica. Por ser um transformador abaixador de tensão, resulta em menores quantidades de espiras no secundário. Portanto, deve-se calcular o número exato de espiras neste

enrolamento, “aproximando-o para o inteiro superior mais próximo”, e depois, através da relação de transformação, calcular o número de espiras do primário.

Considere-se que os enrolamentos primário e secundário apresentam a mesma densidade de corrente, e portanto as perdas serão divididas entre os mesmos. Desta forma, as quedas de tensões nos enrolamentos serão dadas por:

$$V_{cuq} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_{cu}}{I_{efq}} \quad [\text{V}] \quad (3.28)$$

Como se trata de um transformador multielementos, deve-se calcular um vetor com as soluções para as combinações possíveis das tensões sobre os enrolamentos. Sendo j o número de elementos em série, o número de espiras do enrolamento secundário será obtido pela seguinte equação:

$$N_{sj} = \frac{1}{k_v \cdot A_e \cdot B_o \cdot f} \cdot \left(\frac{V_{sef}}{j} - V_{cus} \right) \quad (3.29)$$

$$N_{sj} = \frac{1}{4 \cdot 35,3 \cdot 10^{-6} \cdot 106,389 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^3} \cdot \left(\frac{25}{j} + 0,03 \right)$$

Considerando as perdas nos enrolamentos, tem-se para o lado primário:

$$N_{pj} = \frac{E_p}{E_s} \cdot N_{sj} = \left(\frac{V_{pef} - V_{cup}}{V_{sef} + V_{cus}} \right) \cdot N_{sj} \quad (3.30)$$

Sendo $j_{\text{máx}} = 6$ elementos, os resultados para o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário estão apresentados na tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Número de espiras dos enrolamentos para j elementos em série.

J	N _p	N _s
1	42	21
2	22	11
3	14	7
4	12	6
5	10	5
6	8	4

Devido à elevadas correntes magnetizantes, deve ser evitado enrolamentos com número de espiras unitário. Portanto, deve-se estabelecer como mínimo 2 espiras. Caso houvesse mais “j” elementos, o número de espiras do secundário seria constante e igual a 2, e o número de espiras do primário igual a 4, independente do número de elementos.

18) Número de conjuntos em paralelo, W_q

Os enrolamentos dos elementos devem possuir um arranjo série-paralelo para evitar a saturação dos núcleos e distribuir as correntes e tensões de forma homogênea, visando determinar um ponto ótimo de operação para o transformador.

O núcleo definido para este projeto não possui capacidade de potência suficiente para operar isolado. Para atender à potência aparente exigida ao transformador devem ser realizadas associações de transformadores, de forma que a somatória do produto das correntes e tensões de todos os enrolamentos possa ser reduzida.

Em relação à corrente, no lado secundário por ter módulo maior que no lado primário, deve ser, preferencialmente, distribuída em conjuntos paralelos. Pelo mesmo motivo, a tensão do primário deve ser distribuída entre enrolamentos dispostos em série.

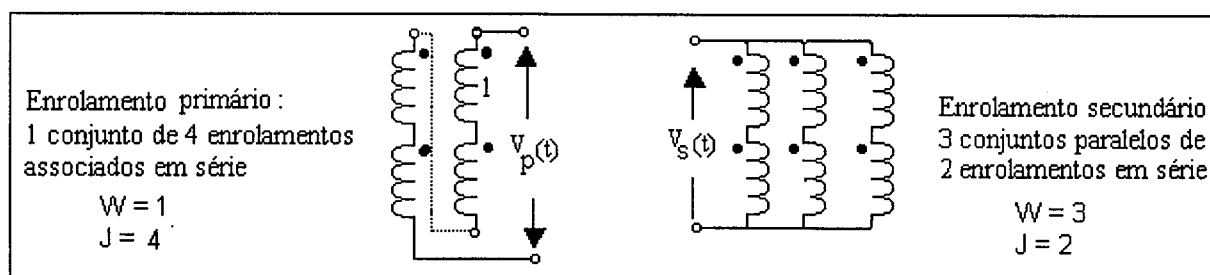


Figura 3.4 - Exemplo para os valores de W e J .

Para manter a indução magnética no ponto ótimo, ao acrescentar-se elementos em paralelo, o número de espiras destes elementos deve corresponder ao número de espiras do elemento único em série.

Os arranjos desta forma podem ser obtidos combinando-se elementos em série e paralelo para todos os enrolamentos. Na Tabela 3.3 estão apresentados alguns dos vários arranjos possíveis para o transformador multielementos deste projeto.

Tabela 3.3 – Número de espiras, de elementos em série e de conjuntos em paralelo.

	N _{elem}	Enrolamento primário			Enrolamento secundário		
		N _p	J _p	W _p	N _s	J _s	W _s
1	2	42	1	2	21	1	2
2	2	22	2	1	22	1	2
3	4	22	2	2	11	2	2
4	3	14	3	1	21	1	3
5	6	14	3	2	7	3	2
6	6	14	3	2	11	2	3
7	6	14	3	2	11	2	3
8	4	12	4	1	24	1	4
9	4	12	4	1	12	2	2
10	5	10	5	1	25	1	5
11	6	8	6	1	12	2	3

Caso tenha-se necessidade de um arranjo específico para os transformadores elementares, o processo para se obter o número de espiras dos enrolamentos deverá ser refeito.

19) Diâmetro ótimo para os condutores, d_c

Conforme definido no item 2.4.1 , no limite da inequação (2.2), tem-se para a frequência de 100 kHz:

$$d_c = 2 \cdot \delta = 0,4476 \text{ mm}$$

Estes condutores apresentam uma camada de isolamento que deve ser considerada, dessa forma o condutor isolado apresenta diâmetro:

$$d_{ci} = d_c + 0,0028 \cdot \sqrt{d_c} \quad [\text{m}] \quad (3.31)$$

Desejando-se determinar a bitola destes condutores em AWG aplica-se a expressão seguinte:

$$d_{AWG} = 20 \cdot \log \left(\frac{25,4}{\pi \cdot d_c} \right) \quad [\text{AWG}] \quad (3.32)$$

20) Número de condutores no feixe, N_f

O número de condutores no feixe é estabelecido através da razão entre a área de cobre necessária para transportar a corrente do enrolamento e a área definida para o condutor elementar. Dessa forma:

$$N_{f_q} = \frac{S_{cu}}{S_c} \quad (3.33)$$

onde:

$$S_{cu} = \frac{I_{ef_q}}{J_o} \quad [cm^2] \quad (3.34)$$

$$S_c = \frac{\pi}{4} \cdot d_c^2 \quad [cm^2] \quad (3.35)$$

A corrente eficaz no enrolamento primário de cada elemento é dada por:

$$I_{P_{ef}} = \frac{P_s + P_{tot}}{V_q} = \frac{P_s + P_m + P_{cu}}{V_q} \quad [A] \quad (3.36)$$

As perdas no material magnético são calculadas pela expressão:

$$P_m = (C_m \cdot f^x \cdot B_o^y + P_{ve}) \cdot V_e \quad [W] \quad (3.37)$$

Considerando-se apenas a resistência cc de cada enrolamento, R_{cc} , tem-se para as perdas Joule:

$$P_{cu} = \sum_q R_{ccq} \cdot I_{ef_q}^2 \quad [W] \quad (3.38)$$

As resistências ôhmicas (R_{cc}) dos enrolamentos podem ser obtidas através da equação:

$$R_{cc} = \frac{4 \cdot \rho_c \cdot N_{sq} \cdot MLT}{\pi \cdot d_c^2 \cdot N_{f_q}} \quad [\Omega] \quad (3.39)$$

Substituindo-se as equações (3.33), (3.38) e (3.39) em (3.36), obtêm-se para a corrente do enrolamento primário:

$$I_{P_{ef_q}} = \frac{P_s + P_m \cdot N_{elem_q} + \sum_{q=2}^w \rho_c \cdot N_{sq} \cdot MLT \cdot J_o \cdot I_{cfq}}{V_q - \rho_c \cdot N_{sp} \cdot MLT \cdot J_o} \quad [A] \quad (3.40)$$

Na Tabela 3.4 estão apresentados os valores para tensão e corrente eficazes e o número de condutores no feixe nos elementos do transformador.

Tabela 3.4 – Tensão, corrente e número de condutores no feixe nos elementos.

	Enrolamento primário				Enrolamento secundário			
	N _p	V _{ef} [V]	I _{ef} [A]	Nf	N _s	V _{ef} [V]	I _{ef} [A]	Nf
1	42	50,0	5,033	5	21	25,0	5,0	10
2	22	25,0	5,041	10	22	25,0	5,0	10
3	22	25,0	5,054	5	11	12,5	5,0	10
4	14	16,667	5,055	10	21	25,0	3,333	7
5	14	16,667	5,073	5	7	8,333	5,0	10
6	14	16,667	5,075	5	11	12,5	3,333	7
7	14	16,667	5,075	5	11	12,5	3,333	7
8	12	12,5	5,075	10	24	25	2,5	5
9	12	12,5	5,063	10	12	12,5	5,0	10
10	10	10,0	5,092	10	25	25	2,0	4
11	8	8,333	5,090	10	12	12,5	3,333	7

21) Número de feixes de condutores por camada, F_c

O número de feixes de condutores possíveis de serem colocados em uma camada depende da posição da camada na janela do toróide e do diâmetro do feixe, conforme apresentado na figura 3.5. O diâmetro do feixe é calculado pela expressão:

$$df_q = \sqrt{\frac{4}{\pi} \cdot Nf_q \cdot S_{ci} \cdot \eta_a} \quad (3.41)$$

O parâmetro η_a é o fator de acomodação dos condutores no feixe. Para enrolamentos utilizando fios cilíndricos com feixe torcido, este fator é igual a 1, para condutor único, 2 para dois condutores e 1,65 para três ou mais condutores.

O número de feixe de condutores para uma camada m, é dado por:

$$F_{Cq_m} = \pi \cdot \left(\frac{d_i}{df_q} - (2m - 1) \right) \quad (3.42)$$

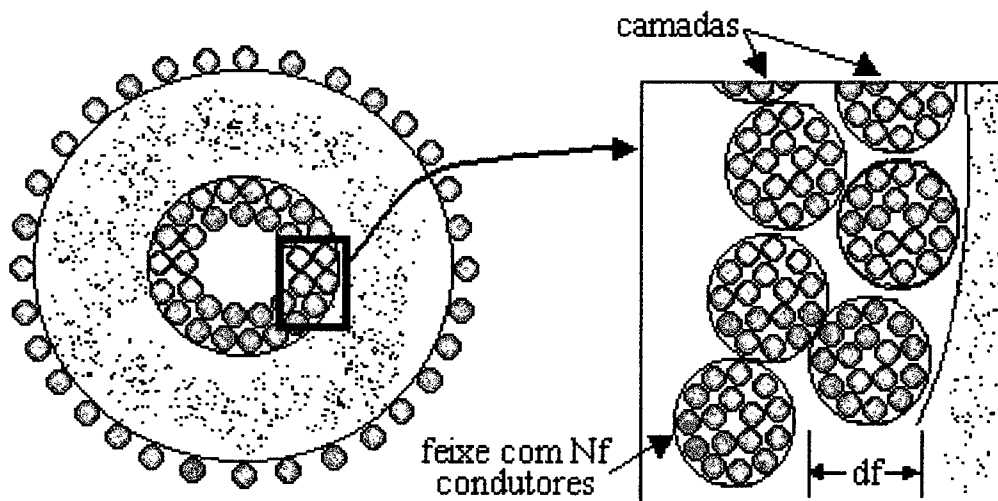


Figura 3.5 - Disposição dos feixes de condutores no transformador toroidal.

22) Resistência efetiva, R_{ca} :

Por tratar-se de utilização de condutores em corrente alternada, em freqüência elevada, dever-se-ia corrigir o valor da resistência em corrente contínua para uma resistência equivalente, aplicando-se um “fator de resistência” F_R , de maneira a ter-se:

$$R_{ca} = F_R \cdot R_{cc} \quad (3.43)$$

A obtenção do fator de resistência, F_R , não é trivial, dependendo do arranjo dos enrolamentos, do tipo de condutor utilizado, da freqüência de operação, e outros.

23) Número de condutores que atravessam a janela do núcleo, N_{Wa}

É o somatório de todos os condutores que atravessam a janela W_a . É obtido pelo produto entre o número de espiras e o número de condutores no feixe, para todos os enrolamentos:

$$N_{Wa} = \sum_q Nf_q \cdot N_q \quad (3.44)$$

Sendo todos os condutores idênticos, de mesmo diâmetro, a área ocupada pelo cobre na janela do transformador, S_{cuWa} , é dada por:

$$S_{cuWa} = N_{Wa} \cdot S_c \quad (3.45)$$

24) Possibilidade de execução

Este termo indica o percentual da área efetiva da janela do núcleo ocupada pelos enrolamentos para cada elemento. É obtido em termos da área efetiva, W_e , e da área total ocupada pelo condutor isolado, S_{cui} . Devido à confecção manual, adotou-se como fator de utilização $\eta_f = 0,5$.

Caso o resultado da equação (3.48) seja maior que 100, a execução será impossível, dentro das condições estipuladas.

$$Exec = \frac{N_{wa} \cdot S_{ci}}{W_e \cdot \eta_f} \cdot 100 \quad [\%] \quad (3.46)$$

Na Tabela 3.5 estão apresentados os valores para o número de camadas e a quantidade de espiras por camada. Apresenta-se também o resultado para a possibilidade de execução do transformador.

Tabela 3.5 – Número de espiras por camada e possibilidade de execução.

	Enrolamento primário			Enrolamento secundário			Exec
	N_p	V_{ef} (V)	I_{ef} (A)	N_s	V_{ef} (V)	I_{ef} (A)	%
1	42	30	12	21	18	3	121,745
2	22	22	14	22	18	3	127,542
3	22	22	0	11	11		63,771
4	14	14	0	21	20	1	83,192
5	14	14	0	7	7		40,582
6	14	14	0	11	11		42,611
7	14	14	0	11	11		42,611
8	12	12	0	24	24		69,568
9	12	12	0	12	12		69,568
10	10	10	0	25	25		57,974
11	8	8	0	12	12		47,538

Os casos grifados na tabela 3.5 devem ser excluídos.

25) Fator de utilização real da janela, K_{UR}

Conhecendo-se o número exato de condutores, pode-se determinar o fator de utilização real da janela, calculado por:

$$K_{uR} = \sum_q K_f \quad (3.47)$$

sendo:

$$K_f = \frac{S_c}{W_a} \cdot N_q \cdot Nf_q \quad (3.48)$$

Conhecendo-se o fator de utilização real da janela, K_{uR} , calcula-se a densidade de corrente real nos enrolamentos, J_R , através da equação (3.13).

Devido aos arredondamentos no número de espiras a intensidade de campo magnético deve ser recalculada a partir da equação (3.27).

26) Cálculo das perdas nos condutores

Conhecendo-se a resistência efetiva dos condutores, e a corrente que os atravessa, as perdas joule total de um transformador são obtidas somando-se as perdas de todos os enrolamentos.

$$P_c = \sum_{q=1}^w R_{ccq} \cdot I_{efq}^2 \quad [\text{W}] \quad (3.49)$$

27) Cálculo das perdas no material magnético

Conhecendo-se a densidade de fluxo real no núcleo magnético, as perdas serão dadas por:

$$P_m = (C_m \cdot f^x \cdot B_R^y) \cdot Ve \quad [\text{W}] \quad (3.50)$$

28) Cálculo das perdas totais

As perdas totais serão obtidas somando-se as perdas no cobre com as perdas no núcleo, e multiplicando-se pelo número de elementos.

$$P_{tot} = (P_c + P_m) \cdot Nelem \quad [\text{W}] \quad (3.51)$$

29) Cálculo da elevação de temperatura real

A elevação real de temperatura pode ser calculada substituindo-se o valor das perdas totais por elemento e da resistência térmica na equação (3.6).

$$\Delta T = R_{th} \cdot P_{tot\ elem} \quad [^\circ\text{C}] \quad (3.52)$$

A tabela 3.6 apresenta os resultados para as perdas e a elevação de temperatura no transformador.

Tabela 3.6 - Perdas e elevação de temperatura no transformador.

	N_{elem}	k_u	$J_R [A/cm^2]$	$B_R [mT]$	$P_c/elem [W]$	$P_m/elem [W]$	$P_{tot} [W]$	$\Delta T [^\circ C]$
1	2	0,352	430,835	84,311	0,482	0,5	7,856	35,777
2	2	0,369	420,929	80,479	0,505	0,449	7,635	34,771
3	4	0,184	595,284	80,479	0,253	0,449	5,619	25,589
4	3	0,24	521,188	84,311	0,315	0,5	6,523	29,705
5	6	0,117	746,228	84,311	0,162	0,5	5,298	24,129
6	6	0,123	728,244	84,311	0,162	0,5	5,297	24,124
7	6	0,123	728,244	84,311	0,162	0,5	5,297	24,124
8	4	0,201	569,941	73,772	0,277	0,367	5,153	23,469
9	4	0,201	569,941	73,772	0,277	0,367	5,148	23,446
10	5	0,168	624,339	70,822	0,232	0,333	4,524	20,602
11	6	0,137	689,467	73,772	0,181	0,367	4,383	19,961

Os critérios estabelecidos para a escolha, determinam a seleção do transformador multielementos que proporcione menores perdas e que seja o mais viável economicamente. Verifica-se através dos resultados que o conjunto 11 apresenta as perdas mais reduzidas.

O estudo para a condição econômica mais viável é bastante complexo. Entretanto, pode-se afirmar que os núcleos toroidais apresentam baixo custo por unidade.

30) Resistência de perdas no núcleo e indutâncias própria e magnetizante

A resistência de perdas no núcleo magnético, R_{1p} , é calculada por :

$$R_{1p} = \frac{E_q^2}{P_m} \quad [\Omega] \quad (3.53)$$

As indutâncias próprias são obtidas por [34]:

$$L_q = \frac{\mu_0 \cdot N_q^2 \cdot A_e}{l_g + \frac{l_e}{\mu_r}} \quad [H] \quad (3.54)$$

onde l_g é o comprimento do entreferro do núcleo (no caso utilizado $l_g = 0$).

Caso o transformador tenha somente um enrolamento primário e um secundário, a indutância magnetizante, será:

$$L_{1mag} = a.M \quad [\text{H}] \quad (3.55)$$

onde:

$$M = K \cdot \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_m} = K \cdot N_1 N_2 \phi_m \quad [\text{H}] \quad (3.56)$$

$$\phi_m = \frac{\mu \cdot A_e}{l_e} \quad [\text{T.m}^2/\text{Ae}] \quad (3.57)$$

$$M = K \cdot \sqrt{L_{11} \cdot L_{22}} \quad [\text{H}]$$

As indutâncias de dispersão deste transformador serão:

$$L_{d1} = L_{11} - aM \quad [\text{H}] \quad (3.58)$$

$$L_{d2} = L_{22} - \frac{M}{a} \quad [\text{H}] \quad (3.59)$$

31) Corrente magnetizante, corrente de perdas e corrente de excitação

A corrente magnetizante é obtida por:

$$\dot{I}_{mag} = \frac{P_r}{E_p} \quad [\text{A}] \quad (3.60)$$

$$P_r = \sum_{n=1}^N \frac{e_n^2}{\omega_n \cdot L_{1mag}} \quad , \quad n = 1, 3, 5 \dots \quad (3.61)$$

onde e_n é o valor eficaz da componente harmônica de ordem n da tensão E .

A corrente referente às perdas no núcleo, I_c , é dada por:

$$\dot{I}_c = \frac{P_m}{E_p} \quad [\text{A}] \quad (3.62)$$

A corrente de excitação, \dot{I}_ϕ :

$$\dot{I}_\phi = \dot{I}_{mag} + \dot{I}_c \quad [\text{A}] \quad (3.63)$$

As tabelas 3.7, 3.8 e 3.9 apresentam, respectivamente, os resultados para as resistências ôhmicas dos condutores, para as indutâncias do transformador e para as perdas no material magnético.

Tabela 3.7 – Resistências ôhmicas dos enrolamentos.

	N_{elem}	R_{cc} Prim. [Ω]	R_{ccec} Sec. [Ω]	R_{cc} Sec. [Ω]	R_{ccec} Sec. [Ω]
1	2	38,271	19,136	9,568	4,784
2	2	10,023	20,047	10,023	5,012
3	4	20,047	20,047	5,012	5,012
4	3	6,379	19,136	13,668	4,556
5	6	12,757	19,136	3,189	4,784
6	6	12,757	19,136	7,16	4,773
7	6	12,757	19,136	7,16	4,773
8	4	5,467	21,869	21,869	5,467
9	4	5,467	21,869	5,467	5,467
10	5	4,556	22,781	28,476	5,695
11	6	3,645	21,869	7,81	5,207

Tabela 3.8 – Indutâncias próprias, de dispersão, mútua ($K= 0,99$) e magnetizante.

	N_{elem}	L_{11} [mH]	L_{22} [mH]	L_{d1} [μ H]	L_{d2} [μ H]	M [mH]	L_m [mH]
1	2	2,524	0,631	25,241	6,31	1,249	2,499
2	2	0,693	0,693	6,925	6,926	0,686	0,686
3	4	0,693	0,173	6,925	1,731	0,343	0,686
4	3	0,28	0,631	2,804	6,31	0,416	0,278
5	6	0,28	0,07	2,804	0,701	0,139	0,278
6	6	0,28	0,173	2,804	1,731	0,218	0,278
7	6	0,28	0,173	2,804	1,731	0,218	0,278
8	4	0,206	0,824	2,060	8,242	0,408	0,204
9	4	0,206	0,206	2,060	2,061	0,204	0,204
10	5	0,143	0,894	1,430	8,943	0,354	0,142
11	6	0,092	0,206	0,915	2,061	0,136	0,091

Tabela 3.9 – Distribuição das perdas no material magnético e corrente de excitação.

	N_{elem}	P_r^* [W]	P_m [W]	I_c [A]	I_{mag} [A]	I_ϕ [A]	θ [Graus]
1	2	0,683	0,5	10,028	0,014	5,014	0,078
2	2	2,488	0,449	17,999	0,1	35,998	0,317
3	4	2,488	0,449	17,999	0,1	17,999	0,317
4	3	6,144	0,5	30,086	0,369	90,264	0,703
5	6	6,144	0,5	30,086	0,369	45,132	0,703
6	6	6,144	0,5	30,086	0,369	45,132	0,703
7	6	6,144	0,5	30,086	0,369	45,132	0,703
8	4	8,362	0,367	29,399	0,67	117,628	1,306
9	4	8,362	0,367	29,399	0,67	117,627	1,306
10	5	12,041	0,333	33,419	1,207	167,204	2,068
11	6	18,815	0,367	44,099	2,263	264,943	2,937

* ordem máxima da harmônica utilizada : $N = 15$

3.3– CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada a metodologia de projeto implementada para o cálculo dos transformadores multielementos.

Sob o aspecto de minimização da potência dissipada não é desejável que o transformador tenha um número elevado de camadas de enrolamentos. O aumento do número de camadas pode exigir uma redução drástica da frequência, a fim de minimizar a potência dissipada no enrolamento.

A tarefa de relacionar o melhor arranjo para estes transformadores dependerá de restrições feitas ao equipamento, pois as possibilidades são ilimitadas. Uma forma de limitar o conjunto de soluções é definindo o número máximo de elementos. Isto dará origem a um vetor de números inteiros N_{el} , que representará o número de elementos.

CAPÍTULO 4

EXEMPLOS DE PROJETO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 – INTRODUÇÃO

Com a finalidade de comprovar os estudos analíticos apresentados, aborda-se no presente capítulo alguns exemplos de projeto de transformadores multielementos, com seus respectivos resultados experimentais.

4.2 – EXEMPLOS DE PROJETO

Como projeto inicial, propõe-se um inversor de tensão ponte completa, conforme apresentado na figura 4.1, de 100 W de potência, alimentado por uma fonte CC de 50 V, onde a saída do conversor deve ter uma tensão igual a 20 V, e disponibilidade de fornecer 5 A de corrente.

Este projeto teve como prioridade conseguir um conjunto que apresentasse uma considerável redução nas perdas e que utilizasse a menor quantidade de núcleos possível. Devido às características de perdas do material magnético utilizado, Thornton IP6, a frequência de comutação para este projeto teve que ser limitada em 40 kHz, uma vez que operações em frequências acima deste valor resultam em elevadas perdas no núcleo.

Cabe salientar que o material magnético utilizado neste primeiro exemplo teve sua escolha determinada apenas por razão de disponibilidade em laboratório. Além disso, o que se pretendia comprovar neste primeiro momento era o princípio de operação do transformador multielementos, não sendo, portanto, relevante aspectos de ordem quantitativa.

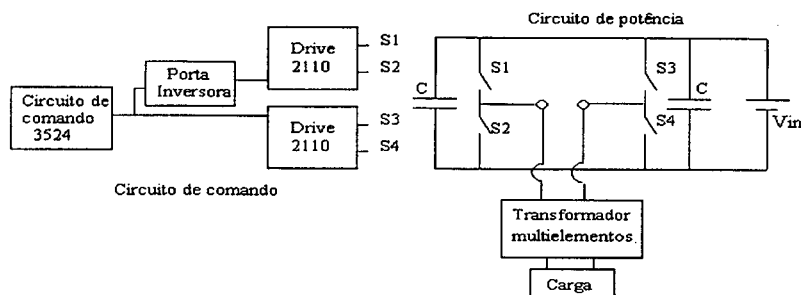


Figura 4.1 - Diagrama do inversor ponte completa.

A forma de onda aplicada nos transformadores é quadrada simétrica, com um pequeno tempo morto. Este tempo morto se faz necessário para evitar um possível curto circuito de braço no inversor.

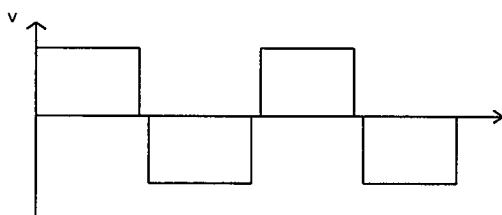


Figura 4.2 - Forma de onda aplicada no transformador.

Para atender às especificações deste inversor foram projetados e montados três diferentes transformadores, utilizando núcleos toroidais de tamanhos diferentes, os quais estão relacionados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros dos transformadores multielementos.

	Transformador		
	T1	T2	T3
Designação	T1	T2	T3
tipo de núcleo	NT23	NT35	NT45
Volume magnético [cm ³]	1,97	8,27	17,42
Altura do núcleo [cm]	0,8	1,5	1,6
Diâmetro externo [cm]	2,3	3,5	4,5
Diâmetro interno [cm]	1,4	2,2	1,9
Número elementos	4	2	1
Nº de espiras primário	9	9	10
Nº de espiras secundário	9	9	10

Nos transformadores utilizados no projeto, os enrolamentos primários foram colocados em série, dividindo-se assim a tensão aplicada à entrada entre os elementos. Os transformadores elementares do projeto foram dispostos conforme estão apresentados na figura 4.3.

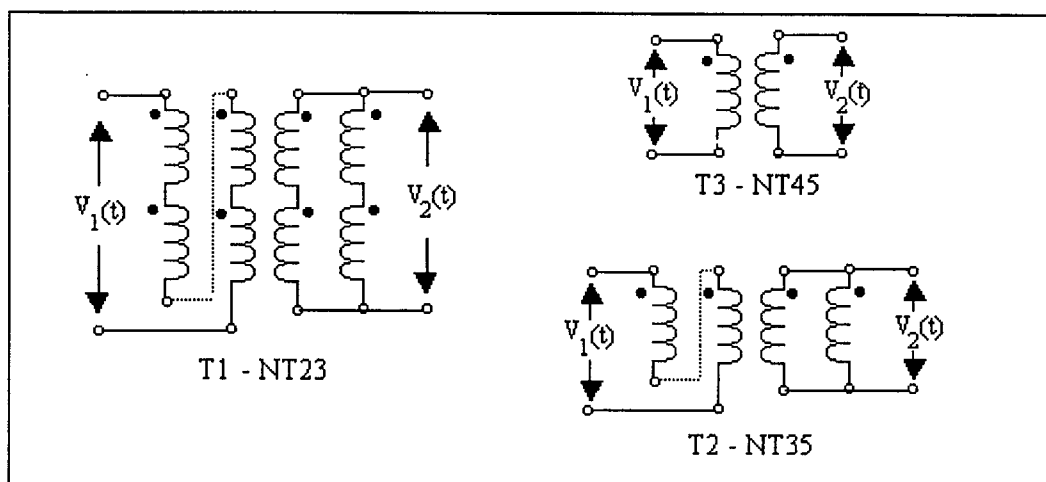
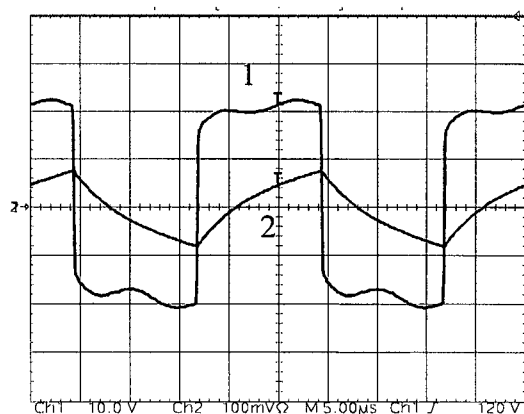
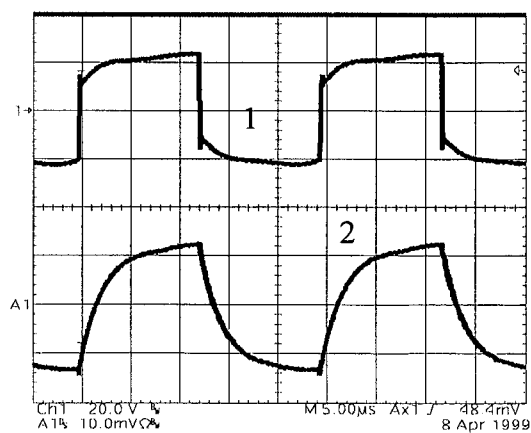


Figura 4.3 - Disposição dos transformadores elementares e arranjos estudados.

As formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos primário e secundário do transformador T1 estão apresentadas na figura 4.4.



a) Tensão (1) e corrente (2) no primário



b) Tensão (1) e corrente (2) no secundário

Figura 4.4 - Tensão e corrente no primário (a) e no secundário (b) do transformador T1.

Na figura 4.5 está apresentada a divisão de corrente entre os enrolamentos do secundário do transformador T2.

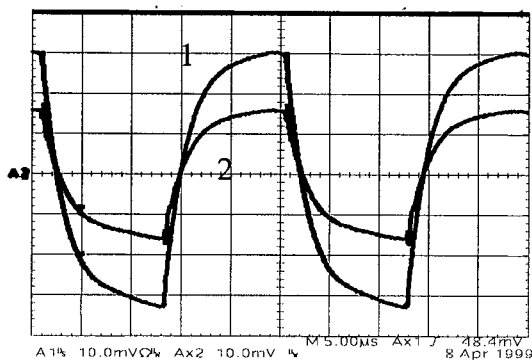
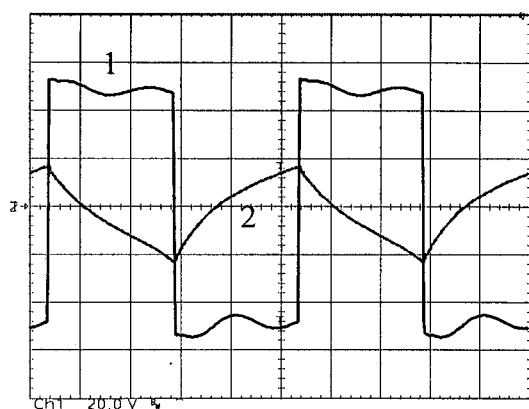
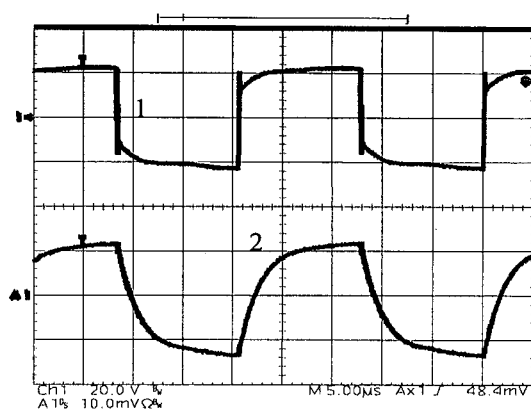


Figura 4.5 - Corrente total de saída (1) e corrente num dos ramos paralelos (2) do transformador T2.

As formas de onda da tensão e corrente nos enrolamentos primário e secundário do transformador T2 estão apresentadas na figura 4.6.



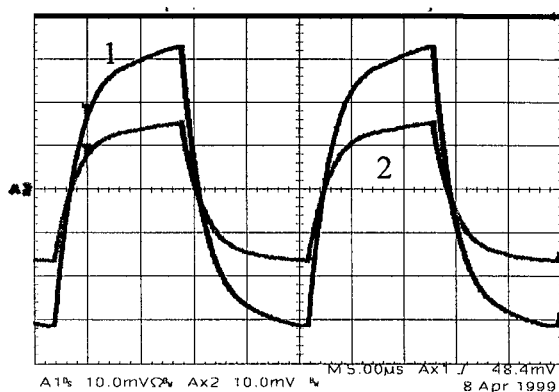
a) Tensão (1) e corrente (2) no primário.



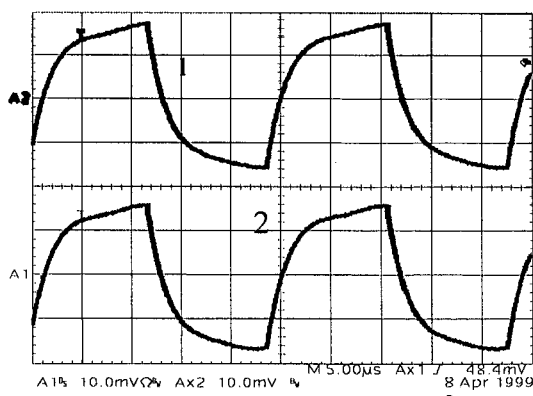
b) Tensão (1) e corrente (2) no secundário.

Figura 4.6 - Tensão e corrente no primário (a) e no secundário (b) do transformador T2.

A figura 4.7 apresenta a divisão de corrente entre os enrolamentos do secundário do transformador T2.



a) Corrente total (1) e corrente nos elementos (2).



b) Corrente nos conjuntos paralelos.

Figura 4.7 - Corrente no secundário (a) e corrente num dos ramos paralelos (b) do transformador T2.

As formas de onda da tensão e corrente obtidas nos enrolamentos do transformador T3 estão apresentadas na figura 4.8.

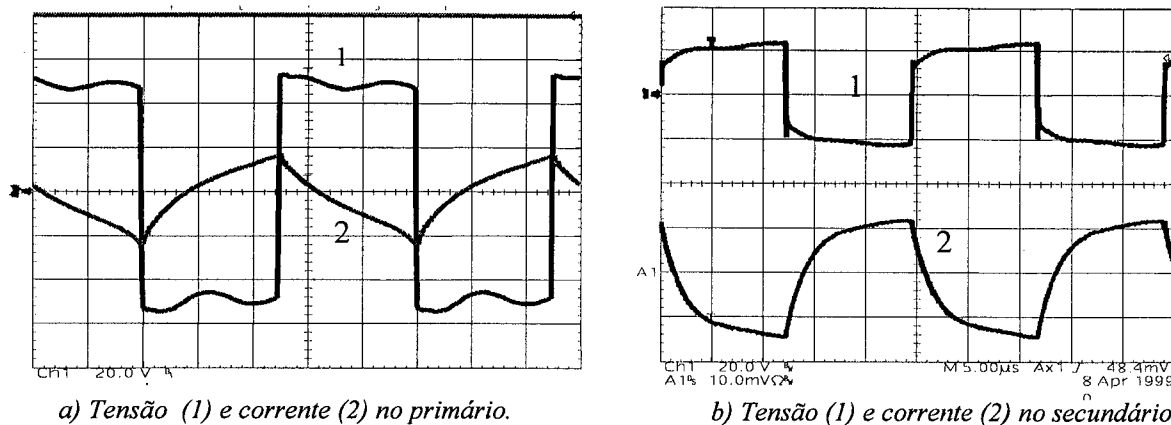


Figura 4.8 - Tensão e corrente no primário (a) e no secundário (b) do Transformador T3.

Os resultados obtidos com a implementação prática destes transformadores, estão ilustrados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Resultados práticos obtidos.

Parâmetros	Transformador		
	T1 – NT23	T2 – NT35	T3 – NT 45
Tensão de entrada [V_{in}]	51,50	51,0	49,0
Tensão de saída [V_o]	20,4	20,6	19,7
Corrente de entrada [I_{in}]	2,18	2,15	2,2
Corrente de saída [I_o]	5,1	5,0	5,1
Potência de entrada [P_{in}]	112,5	109,65	107,29
Potência de saída [P_o]	104,04	103,00	100,47
Eficiência do transformador [%]	92,47	93,94	93,64
Perdas totais [W]	8,46	6,65	6,82

Observa-se que todos os transformadores tiveram um bom comportamento quanto à tensão e corrente fornecidas à carga.

Após constatar os procedimentos de construção e a forma de funcionamento dos transformadores multielementos com um único enrolamento secundário foi elaborado um segundo projeto, envolvendo a montagem de transformadores

multielementos com dois enrolamentos secundários. Os dados referentes à tensão, corrente e potência em cada enrolamento estão apresentados na Tabela. 4.3.

Tabela. 4.3 – Parâmetros dos transformadores.

Parâmetros	Primário	Secundário 1	Secundário 2
Tensão	50 V	12 V	24 V
Corrente	3,6 A	5 A	5 A
Potência	180 W	60 W	120 W

Este projeto teve como prioridade conseguir um conjunto que apresentasse uma considerável redução nas perdas e que utilizasse a menor quantidade possível de núcleos. Devido às características do material magnético utilizado nesta fase do projeto, Thornton IP12, a frequência de comutação foi elevada para 100kHz.

Através dos procedimentos de cálculo apresentados no capítulo anterior, obteve-se para a associação, utilizando os núcleos toroidais NT19, NT23 e NT35, os resultados numéricos mostrados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Resultados obtidos algebricamente para os transformadores, T4-NT19, T5-NT23 e T6-NT35.

Parâmetros	T4 – NT19			T5 – NT23			T6 – NT35		
	Pr	Sec1	Sec2	Pr	Sec1	Sec2	Pr	Sec1	Sec2
Número de enrolamentos em Série	2	2	4	4	4	12	2	4	4
Número de conjuntos de elementos em Paralelo	10	10	5	3	3	1	2	1	1
Número de espiras/elemento	16	8	2	24	12	2	16	4	2
Número de condutores Feixe	1	1	2	3	3	9	5	13	13
Tensão nos elementos [V]	25	12	3	12,5	6	1	25	6	3
Corrente nos elementos [A]	0,37	0,5	1	1,22	1,66	5	1,84	5	5
Potência nos enrolamentos para cada elemento [W]	9,25	6	3	15,31	10	5	47,57	30	15
Tensão [V]	50	25	25	50	25	12	50	25	12
Corrente [A]	3,70	5	5	3,67	5	5	3,70	5	5
Potência Saída [W]	180			180			180		
Potência Entrada [w]	185,24			183,82			184,46		
Rendimento [%]	97,17			97,92			97,58		
Perdas Joule/elemento [W]	0,112			0,106			0,444		
Perdas Magnéticas/elemento [W]	0,150			0,212			0,671		
Perdas Totais [W]	5,24			3,82			4,46		
Número total de elementos	20			12			4		

De acordo com a Tabela 4.4, o esquema de ligação para o transformador T4 é o apresentado na figura 4.9.

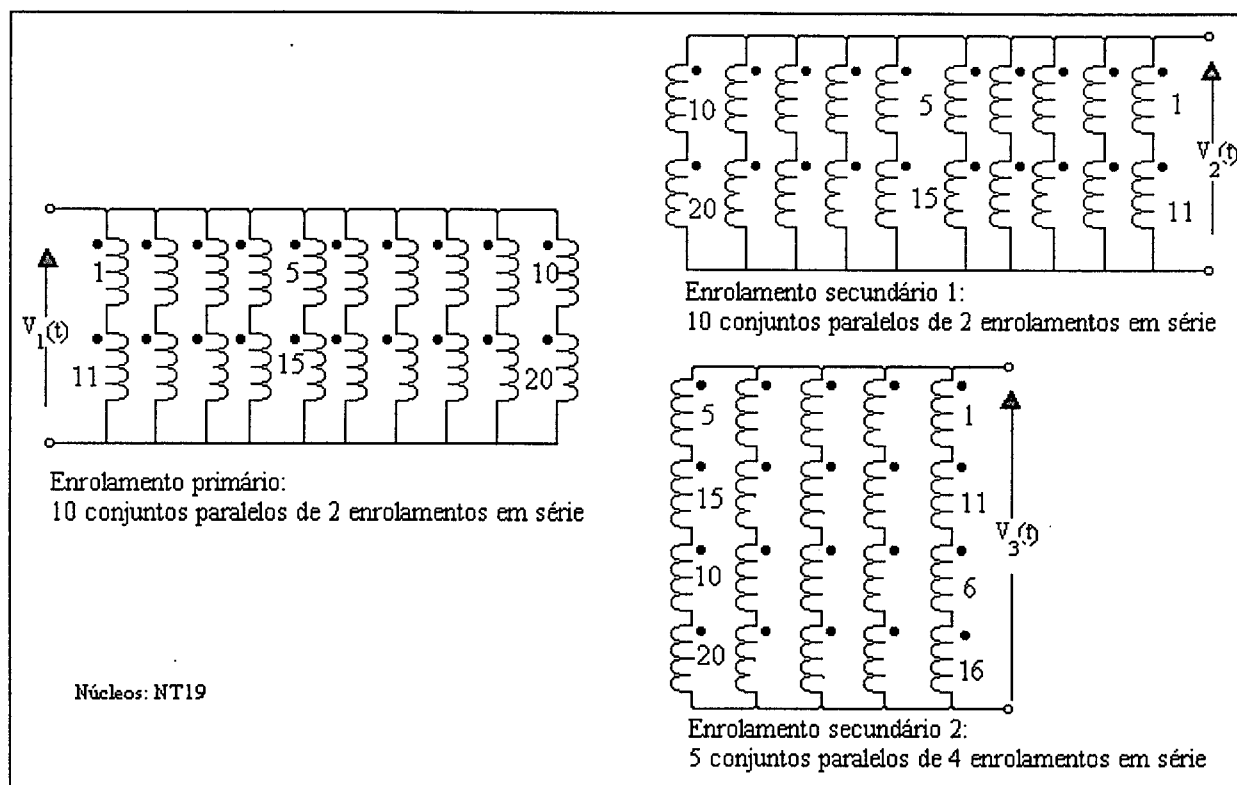


Figura 4.9 - Diagrama esquemático do transformador T4, com núcleos NT19.

As formas de onda da tensão e corrente obtidas no secundário 1 do transformador T4 estão apresentadas na figura 4.10. A escala para corrente utilizada nesta e nas próximas figuras foi 5 A/Div.

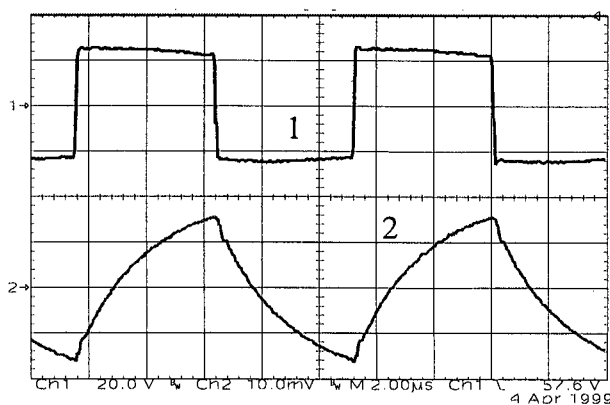


Figura 4.10 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 1 do transformador T4.

Observa-se que são obtidas na carga a tensão e a corrente estipuladas pelo projeto. A divisão de tensão entre os elementos série nos enrolamentos do secundário 1 está apresentada na figura 4.11.

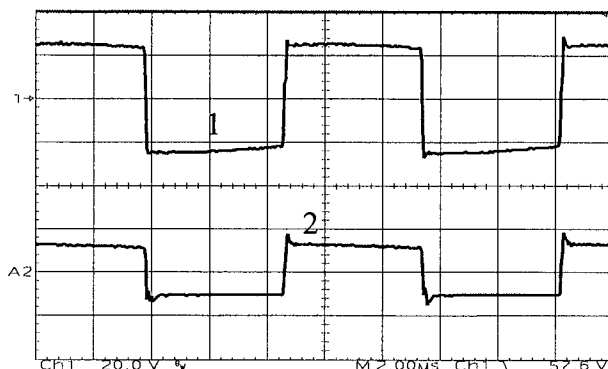


Figura 4.11 - Tensão sobre o secundário 1 (1) e sobre um elemento (2) do transformador T4.

A figura 4.12 apresenta as formas de onda da tensão e corrente obtidas no secundário 2 do transformador T4.

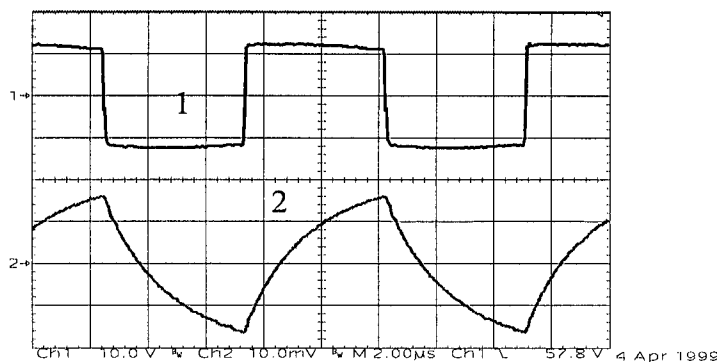


Figura 4.12 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 2 do transformador T4.

A divisão de tensão entre os elementos do secundário 2 está apresentada na figura 4.13. Observe-se que a tensão em cada elemento corresponde a um quarto da tensão total de saída.

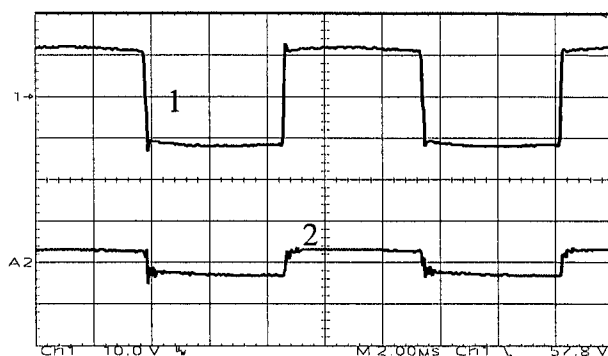


Figura 4.13 - Tensão sobre o secundário 2 (1) e sobre um dos elementos (2) do transformador T4.

A figura 4.14 apresenta as formas de onda da tensão e corrente aplicadas ao primário do transformador. Na figura 4.15 tem-se a divisão de tensão entre os elementos que compõem o enrolamento primário.

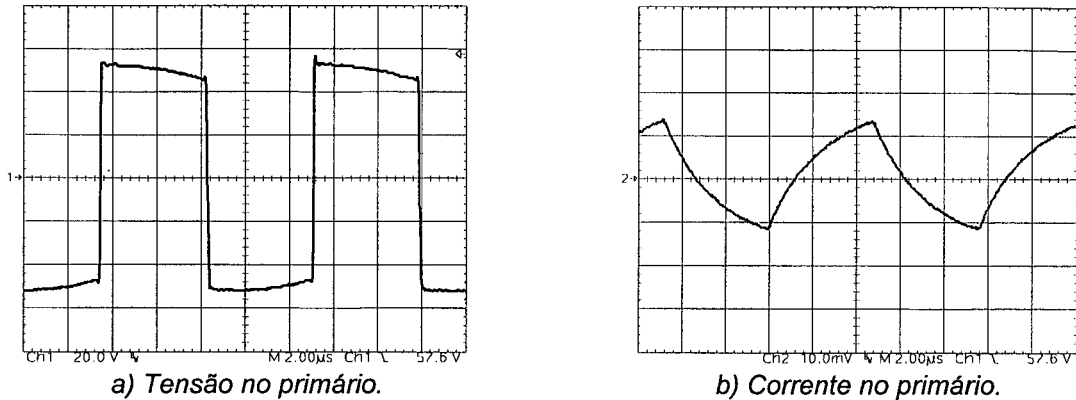


Figura 4.14 - Tensão (a) e corrente (b) no enrolamento primário do transformador T4.

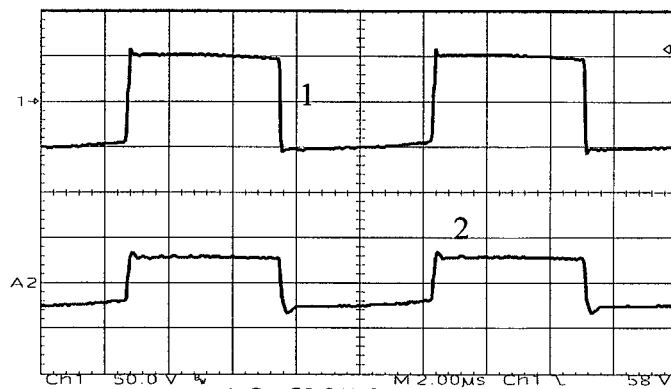


Figura 4.15 - Tensão sobre o primário (1) e sobre um dos elementos (2) do transformador T4.

A tensão sobre os interruptores não apresenta picos elevados. Isto demonstra a ausência de indutância de dispersão elevada no enrolamento primário.

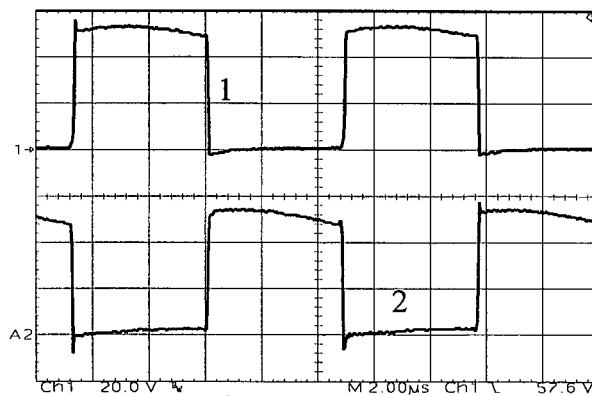


Figura 4.16 - Tensão sobre os interruptores.

Utilizando-se termopares foi possível realizar medidas de temperatura em certos pontos importantes do núcleo, escolhidos arbitrariamente entre o conjunto dos transformadores elementares. Os termopares, tipo K, foram dispostos entre os enrolamentos e o núcleo de elementos diferentes e as temperaturas medidas estão apresentadas na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Resultados do ensaio térmico para os transformadores multielmentos com núcleos NT19.

K1 [°C]	K2 [°C]	K3 [°C]	K4 [°C]	K5 [°C]	Média [°C] dos 5 pontos	Tamb [°C]	ΔT [°C]
50,76	47,82	47,95	46,21	45,42	47,63	27,37	20,26

Foi observado durante o funcionamento que os pequenos toróides mantêm uma perfeita simetria na distribuição das correntes e das tensões em todo o conjunto e que a elevação de temperatura manteve-se praticamente uniforme em todos os elementos.

Na figura 4.17 apresenta-se o diagrama de ligação para os enrolamentos do transformador multielementos T5, composto pelos núcleos NT23.

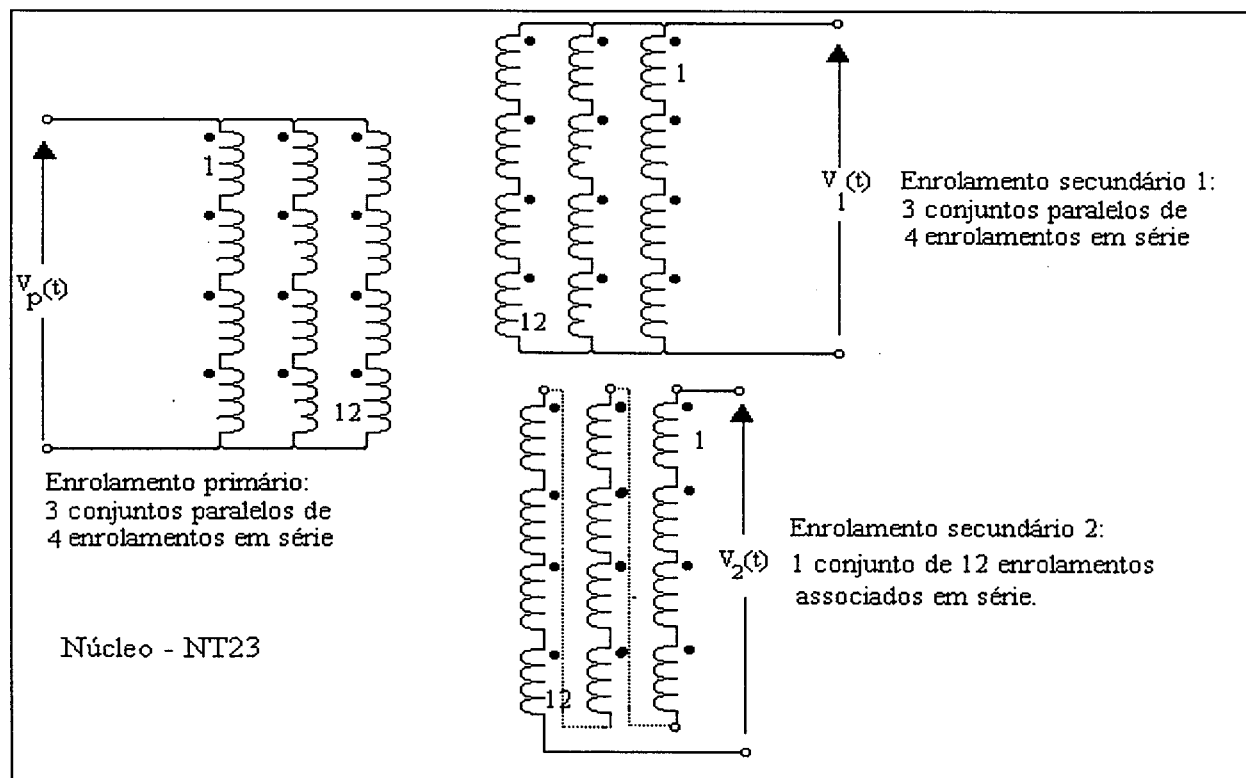


Figura 4.17 - Diagrama esquemático do transformador T5, com núcleos NT23.

Obeve-se nos enrolamentos secundários 1 e 2, do transformador T5, as formas de onda das tensões e correntes apresentadas nas figuras 4.18 e 4.19, respectivamente.

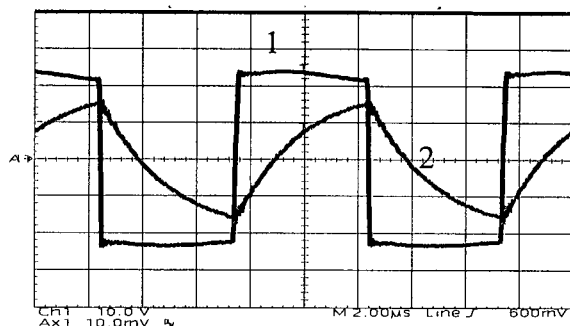


Figura 4.18 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 1 do transformador T5.

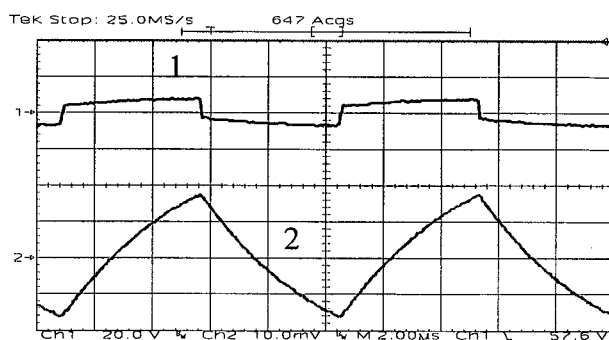


Figura 4.19 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 2 do transformador T5.

A figura 4.19 mostra que a utilização de elementos série pode resultar em um alto valor de regulação do transformador, ou seja existe uma grande diferença entre a tensão a vazio e a tensão à plena carga.

Na figura 4.20, tem-se a tensão sobre o enrolamento secundário 2 e a divisão de tensão em um conjunto formado por quatro elementos série.



Figura 4.20 - Tensão (1) e divisão de tensão sobre quatro enrolamentos (2), no secundário 2 do transformador T5.

Para operação com 70% da carga nominal o enrolamento secundário 2 apresentou a tensão e corrente ilustradas na figura 4.21.

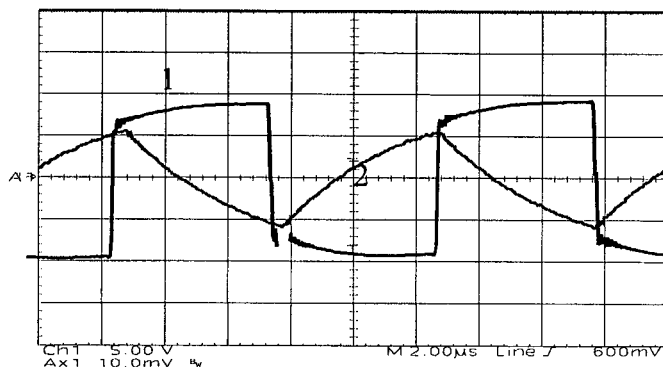


Figura 4.21 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 2 com 70% carga nominal do transformador T5.

As formas de onda da tensão e da corrente obtidas no enrolamento primário do transformador T5 estão apresentadas na figura 4.22.

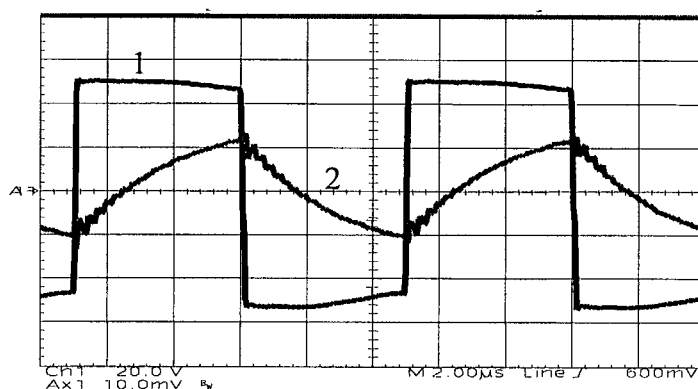


Figura 4.22 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 2 do transformador T5.

A tensão sobre os interruptores para este transformador, assim como para o T4, não apresenta os indesejáveis picos e oscilações, como pode ser constatado na figura 4.23.

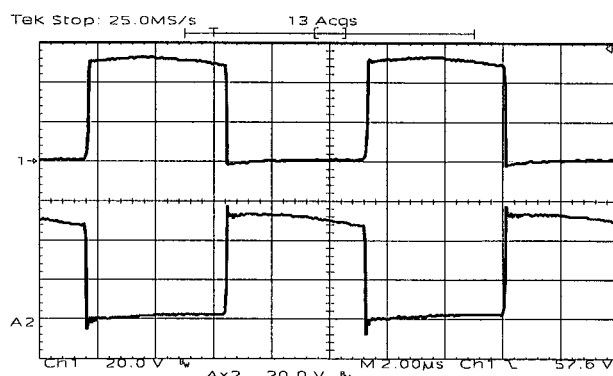


Figura 4.23 - Tensão sobre dois interruptores do inversor.

As temperaturas medidas durante o ensaio térmico com o transformador T5, utilizando núcleos NT23, estão apresentadas na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Resultados do ensaio térmico para os transformadores multielmentos T5 com núcleos NT23.

K1 [°C]	K2 [°C]	K3 [°C]	K4 [°C]	K5 [°C]	Média [°C] dos 5 pontos	Tamb [°C]	ΔT [°C]
44,68	41,81	41,56	47,16	43,69	43,78	27,53	16,25

O fato marcante observado neste conjunto está relacionado à elevada regulação apresentada pelo secundário 2. Isto é um indicativo que a solução de associar os secundários em série nem sempre resulta num projeto favorável.

Na figura 4.24 apresenta-se o diagrama de ligação para os enrolamentos do transformador multielementos T6, composto pelos núcleos NT35.

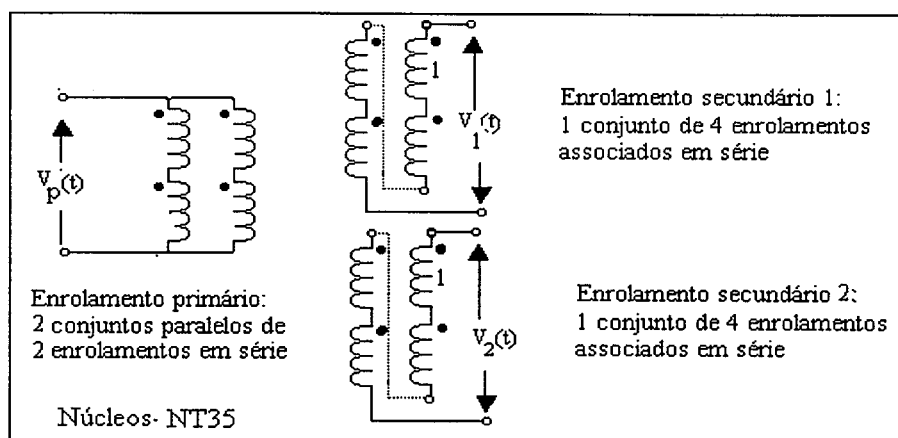


Figura 4.24 - Diagrama esquemático do transformador T6, com núcleos NT35.

As formas de onda da tensão e da corrente obtidas no secundário 1 do transformador T6 estão apresentadas na figura 4.25.

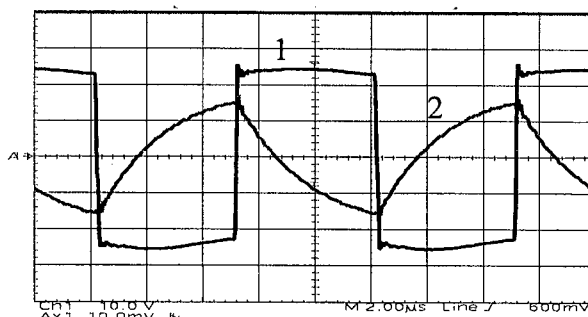


Figura 4.25 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 1 do transformador T6.

A divisão de tensão entre os elementos do secundário 1 está apresentada na figura 4.26. Observe-se que a tensão em cada elemento (2) corresponde à metade da tensão total de saída (1).

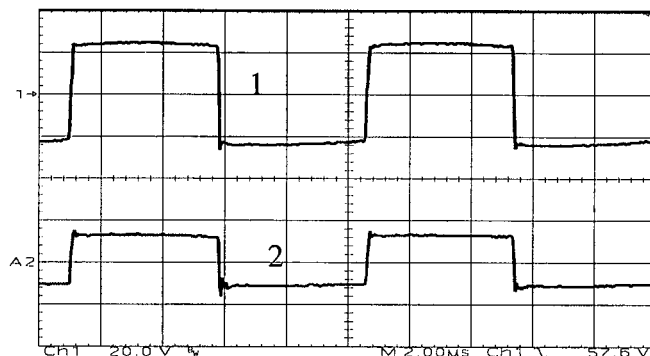


Figura 4.26 - Divisão de Tensão entre os elementos do secundário 1 do transformador T6.

A formas de onda da tensão e corrente obtidas no enrolamento primário do transformador T6, estão apresentadas na figura 4.27.

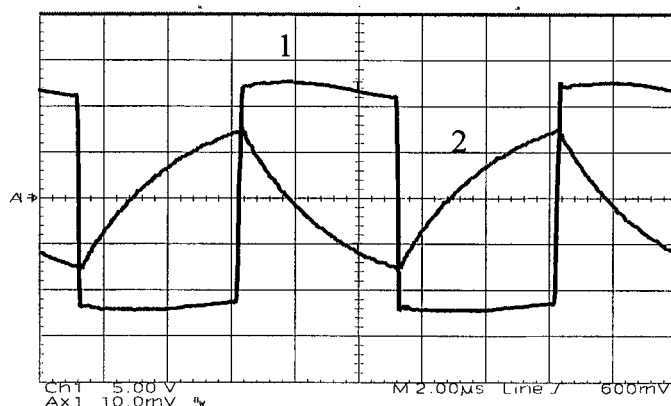


Figura 4.27 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 2 do transformador T6.

A figura 4.28 apresenta as forma de onda da tensão e da corrente aplicadas ao primário do transformador T6.

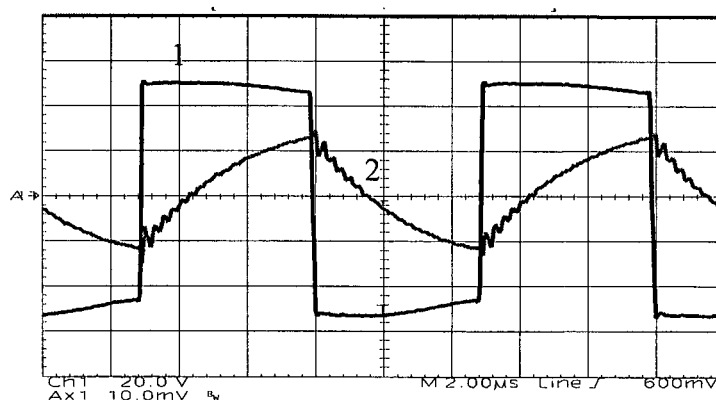


Figura 4.28 - Tensão (1) e corrente (2) no primário do transformador T6.

A tensão sobre os interruptores para este transformador, assim como os demais, também não apresentou os indesejáveis picos e oscilações, conforme se pode constatar na figura 4.29.

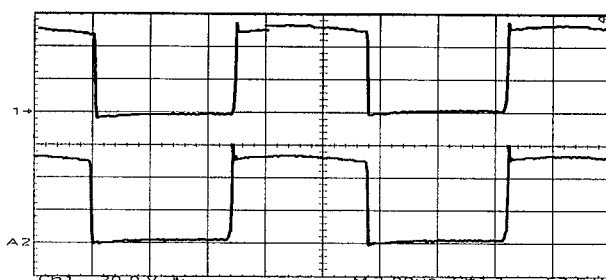


Figura 4.29 - Tensão sobre dois interruptores do inversor.

As temperaturas medidas durante o ensaio térmico do transformador T6 com núcleos NT35, estão apresentadas na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Resultados do ensaio térmico para os transformadores multielmentos com núcleos NT23.

K1 [°C]	K2 [°C]	K3 [°C]	K4 [°C]	K5 [°C]	Média [°C] dos 5 pontos	Tamb [°C]	ΔT [°C]
42,48	43,11	44,24	39,06	42,42	42,26	27,51	14,75

Os resultados práticos obtidos estão apresentados na Tabela 4.8.

Tabela 4.8 – Resultados práticos obtidos para transformadores T4, T5 e T6.

Parâmetros	T4 – NT19			T5 – NT23			T6 – NT35		
	Pr	Sec1	Sec2	Pr	Sec1	Sec2	Pr	Sec1	Sec2
Tensão: [V]	50,6	25,1	12,3	52,0	25,4	12,1	50,4	25,1	12,0
Corrente: [A]	3,86	5,1	5,0	3,77	5,1	5,0	3,89	5,2	5,0
Potência nos enrolamentos: [W]	195,7	128	61,5	196,2	129,5	60,5	196,2	130,5	60,0
Potência Entrada: [W]	195,7			196,25			196,2		
Potência Saída: [W]	189,5			190,4			190,5		
Rendimento: [%]	96,83			97,01			97,34		
Perdas Totais: [W]	6,02			5,85			5,7		
Elevação de temperatura [°C]	20,26			16,25			14,75		
Número total de elementos:	20			12			4		
Indut. própria elem. [μH]	512,0	9,1	137,7	1487	350	10,7	236	61,45	16,05
Indut. própria enr. [μH]	2320	160	163	1393	89,7	346	228	238	62,4

Comparando-se os resultados práticos (Tabela 4.8) com os obtidos algebricamente (Tabela 4.4), tem-se os valores apresentados na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Resultados numéricos e resultados práticos com o uso dos núcleos NT19, NT23 e NT34.

Parâmetros	T4 – NT19	T5 – NT23	T6 – NT35
	Resultados numéricos		
Potência Saída [W]	180	180	180
Potência Entrada [w]	185,24	183,82	184,46
Rendimento [%]	97,17	97,92	97,58
Perdas Totais [W]	5,24	3,82	4,46
Resultados práticos			
Potência Saída: [W]	189,5	190,4	190,5
Potência Entrada: [W]	195,7	196,25	196,2
Rendimento: [%]	96,83	97,01	97,34
Perdas Totais: [W]	6,02	5,85	5,7

Comparando-se os valores na Tabela 4.9, verifica-se que os resultados apresentam boa concordância.

A figura 4.30 apresenta os protótipos desenvolvidos para os três transformadores multielementos apresentados.

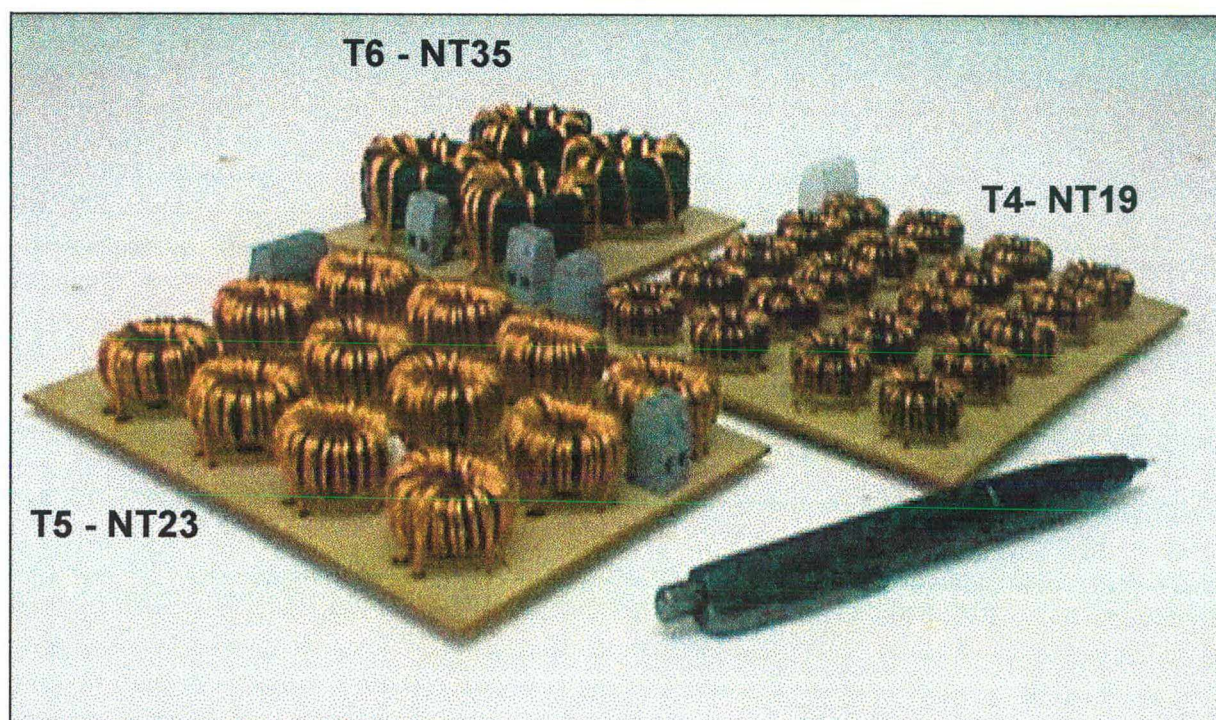


Figura 4.30 - Protótipos confeccionados para os transformadores T4, T5 e T6.

Os dados construtivos destes transformadores estão ilustrados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Dados construtivos dos transformadores T4, T5 e T6.

Parâmetros	NT19	NT23	NT35
Número total de elementos:	20	12	4
Volume total do material magnético	21,00 cm ³	23,62 cm ³	33,09 cm ³
Comprimento	12,40 cm	12,50 cm	8,60 cm
Largura	10,20 cm	9,40 cm	8,60 cm
Altura	1,20 cm	1,80 cm	2,40 cm
Distância entre o elemento e a placa	0,2 cm	0,30 cm	0,40 cm
Peso conjunto	178,30 g	226,26 g	217,74 g

Curto-circuitando-se os enrolamentos secundários, fez-se uma medida aproximada do valor da indutância de dispersão. Os resultados estão apresentados na Tabela 4.11.

Tabela 4.11 – Indutâncias de dispersão nos transformadores T4, T5 e T6.

Parâmetros	T4 – NT19	T5 – NT23	T6 – NT35
Indut. disp. elem. [μ H]	1,50	1,20	0,70
Indut. disp. enr. [μ H]	0,44	1,71	1,01

Como terceira alternativa elaborou-se um projeto envolvendo a montagem de transformadores multielementos com três enrolamentos secundários. Os dados referentes à tensão, corrente e potência em cada enrolamento estão apresentados na Tabela. 4.12.

Tabela. 4.12 – Parâmetros do transformador.

Parâmetros	Primário	Secundário 1	Secundário 2	Secundário 3
Tensão	110 V	48 V	36 V	12 V
Corrente	4,36 A	5 A	5 A	5 A
Potência	480 W	240 W	180 W	60 W

O núcleo utilizado neste projeto foi o NT27, Thornton IP12, cujos parâmetros estão apresentados na Tabela 4.13. Devido às características do material magnético, a frequência de comutação do inversor foi mantida em 100kHz.

Tabela. 4.13 – Parâmetros do núcleo NT27.

Volume magnético [cm ³]	Altura do núcleo [cm]	Diâmetro externo [cm]	Diâmetro interno [cm]
4,165	1,2	2,7	1,6

Através dos procedimentos de cálculo apresentados no capítulo anterior, obteve-se para a associação apresentada na figura 4.31, os resultados mostrados na Tabela 4.14.

Tabela 4.14 – Resultados obtidos algebricamente para o transformador T7 utilizando núcleos NT27.

Parâmetros	T7 - NT27			
	Pr	Sec1	Sec2	Sec3
Número de elementos em Série	4	8	4	4
Número de elementos em Paralelo	2	1	2	2
Número de espiras/elemento	19	4	6	2
Número de condutores Feixe	4	10	5	5
Tensão nos elementos [V]	60	6	18	6
Corrente nos elementos [A]	2,12	5	2,5	2,5
Potência nos enrolamentos para cada elemento [W]	127,2	30	45	15
Tensão [V]	120	48	36	12
Corrente [A]	4,11	5	5	5
Potência Saída [W]	480			
Potência Entrada [w]	493,04			
Rendimento [%]	97,35			
Perdas Joule/elemento [W]	0,896			
Perdas Magnéticas/elemento [W]	0,735			
Perdas Totais [W]	13,048			
Número total de elementos	8			

Na figura 4.31 apresenta-se o diagrama de ligação para os enrolamentos do transformador multielementos T7, composto pelos núcleos NT27.

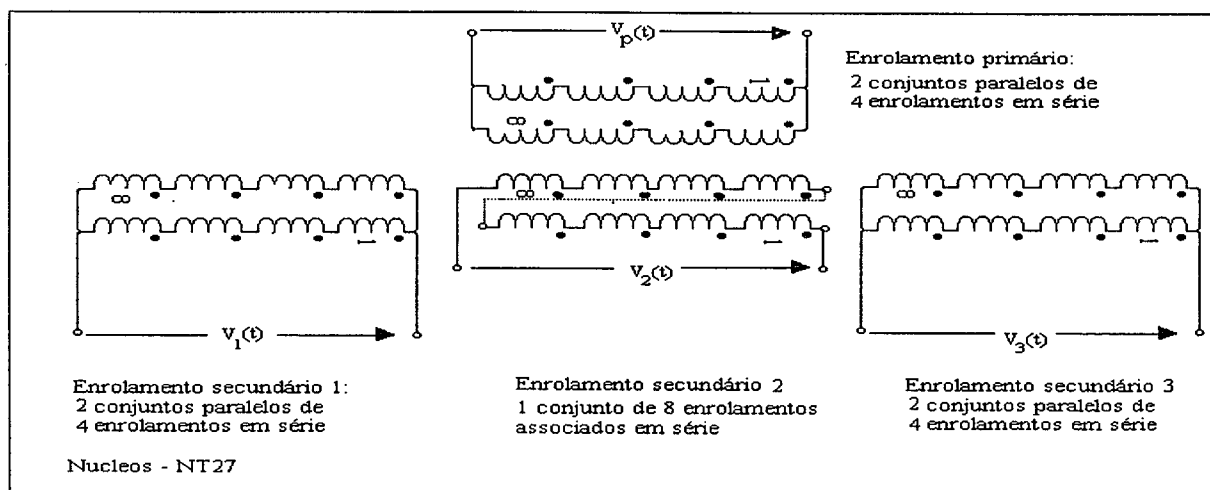


Figura 4.31 - Diagrama esquemático do transformador T7, com núcleos NT27.

As formas de onda da tensão e da corrente obtidas no enrolamento secundário 1 do transformador T7 estão apresentadas na figura 4.32.

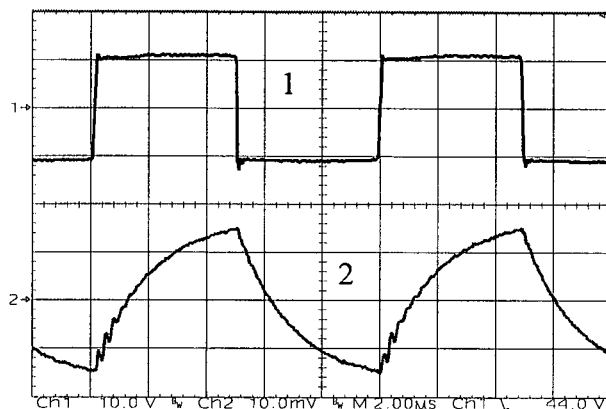


Figura 4.32 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 1 do transformador T7.

A figura 4.33 apresenta as formas de onda da tensão e de corrente obtidas no secundário 2.

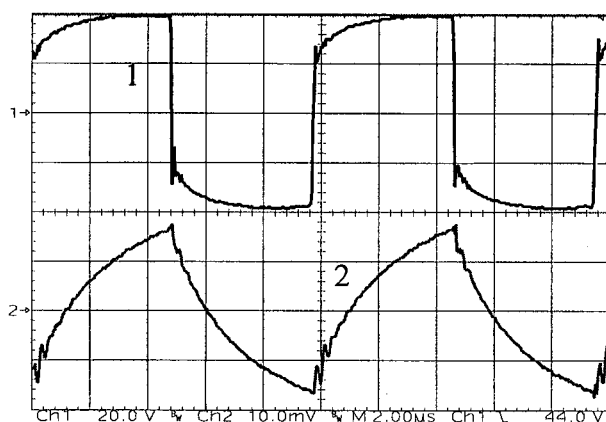


Figura 4.33 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 2 do transformador T7.

A formas de onda da tensão e corrente obtidas no secundário 3 do transformador T7, estão apresentadas na figura 4.34.

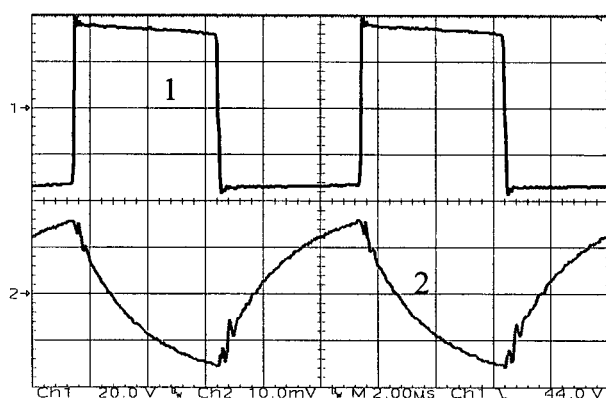


Figura 4.34 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 3 do transformador T7.

A figura 4.35 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente aplicadas ao primário do transformador T7.

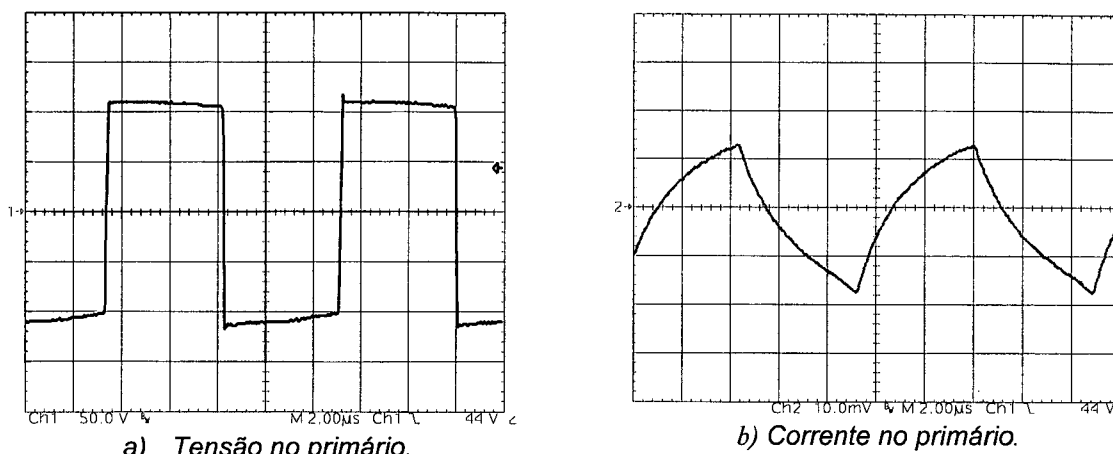


Figura 4.35 - Tensão (a) e corrente (b) no enrolamento primário do transformador T7.

A tensão sobre os interruptores para este transformador, também não apresentou os indesejáveis picos e oscilações, conforme mostrado na figura 4.36.

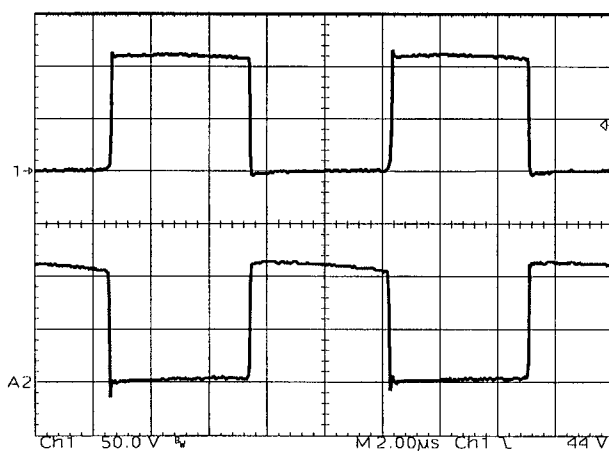


Figura 4.36 - Tensão sobre dois interruptores do inversor.

As temperaturas medidas durante o ensaio térmico com o transformador T7 estão apresentadas na Tabela 4.15.

Tabela 4.15 – Resultados do ensaio térmico.

K1 [°C]	K2 [°C]	K3 [°C]	K4 [°C]	K5 [°C]	Média [°C]	Tamb [°C]	ΔT [°C]
57,10	60,40	63,19	56,98	58,2	59,17	26,67	32,5

Apresenta-se na Tabela 4.16 os resultados práticos obtidos para este transformador.

Tabela 4.16 – Resultados práticos obtidos para o transformador T7.

Parâmetros	T7 - NT27			
	Pr	Sec1	Sec2	Sec3
Tensão [V]	107,9	39,88	34,72	10,78
Corrente [A]	4,25	5,26	5,13	5,05
Potência enrolamento [W]	458,67	209,6	178,11	54,44
Potência Saída [W]	442,15			
Potência Entrada [w]	458,67			
Rendimento [%]	96,39			
Indut. Própria elemento. [μ H]	2920	96,3	214	157
Indut. Própria enrolamento. [μ H]	2640	471	266	133,7

Comparando-se estes resultados práticos com os resultados numéricos, apresentados na tabela 4.14, constata-se uma diferença significativa na potência de saída. Observe-se a alta regulação do secundário 1; deve ser salientado que todos os elementos que o compõe foram associados em série, necessitando-se dessa forma, que sejam considerados estes aspectos durante a fase de projeto.

Os secundários 2 e 3 utilizaram o tipo de associação mista e apresentaram baixa regulação e elevada eficiência.

Como quarto e último projeto foi proposta a montagem de transformadores multielementos com três enrolamentos secundários, utilizando-se, agora, o núcleo NT45, IP12, de fabricação da Thornton. Os dados referentes à tensão, corrente e potência em cada enrolamento estão apresentados na Tabela. 4.17.

Tabela. 4.17 – Parâmetros do transformador T8 com núcleo NT45.

Parâmetros	Primário	Secundário 1	Secundário 2	Secundário 3
Tensão	120 V	24 V	18 V	12 V
Corrente	2,05 A	5 A	5 A	3 A
Potência	246 W	120 W	90 W	36 W

Devido às características do material magnético, a frequência de comutação do inversor de tensão foi mantida em 100 kHz.

Através dos procedimentos de cálculo apresentados no capítulo anterior, obteve-se os seguintes resultados, conforme mostrado na Tabela 4.18.

Tabela 4.18 – Resultados obtidos algebricamente para o núcleo T8.

Parâmetros	T8 – NT45			
	Pr	Sec1	Sec2	Sec3
Número de elementos em Série	2	2	2	2
Número de elementos em Paralelo	2	2	2	2
Número de espiras/elemento	19	4	3	2
Número de condutores Feixe	5	5	5	4
Tensão nos elementos [V]	60	12	9	6
Corrente nos elementos [A]	1,043	2,5	2,5	1,75
Potência nos enrolamentos para cada elemento [W]	62,63	30	22,5	10,5
Tensão [V]	120	25	36	12
Corrente [A]	2,08	5	5	3
Potência Saída [W]	246			
Potência Entrada [w]	250,51			
Rendimento [%]	98,2			
Perdas Joule/elemento [W]	0,123			
Perdas Magnéticas/elemento [W]	0,320			
Perdas Totais [W]	4,51			
Número total de elementos	4			

De acordo com a tabela 4.18, o esquema de ligação para o transformador T8, utilizando núcleos NT45, é o apresentado na figura 4.37.

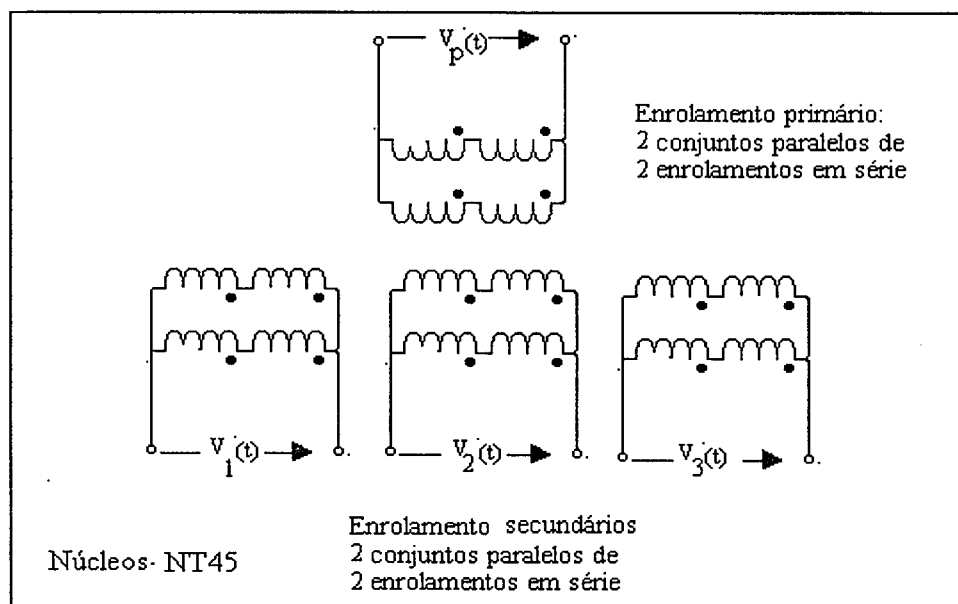


Figura 4.37 - Diagrama esquemático do transformador T8, com núcleos NT45.

As formas de onda da tensão e da corrente obtidas no enrolamento secundário 1 do transformador T8 estão apresentadas na figura 4.38.

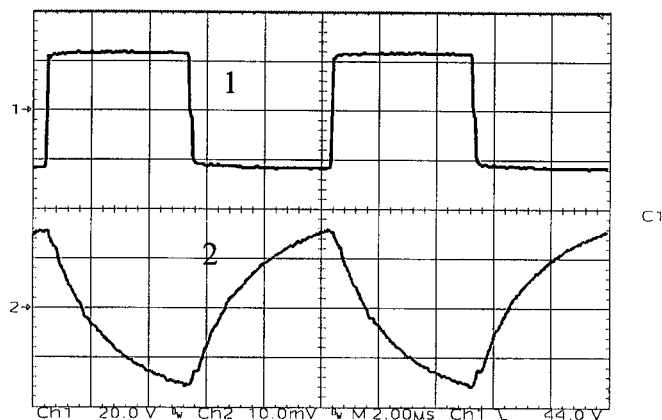


Figura 4.38 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 1 do transformador T8.

A figura 4.38 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente obtidas no secundário 2.

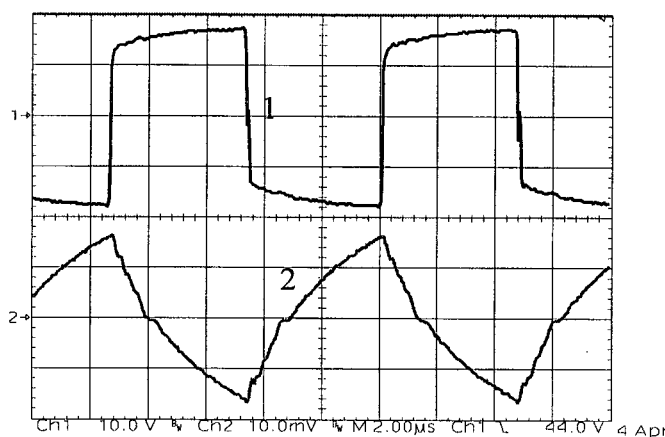


Figura 4.39 - Tensão (1) e corrente (2) no secundário 2 do transformador T8.

As formas de onda da tensão e corrente obtidas no secundário 3 do transformador T8 estão apresentadas na figura 4.40.

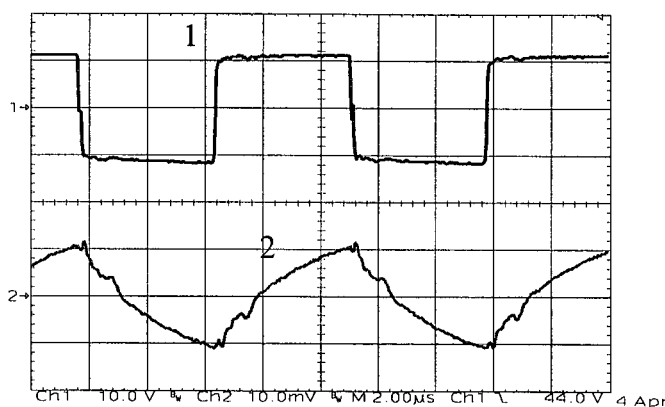


Figura 4.40 - Tensão(1) e corrente (2) no secundário 3 do transformador T8.

As formas de onda da tensão e da corrente obtidas no enrolamento primário do transformador estão apresentadas na figura 4.41.

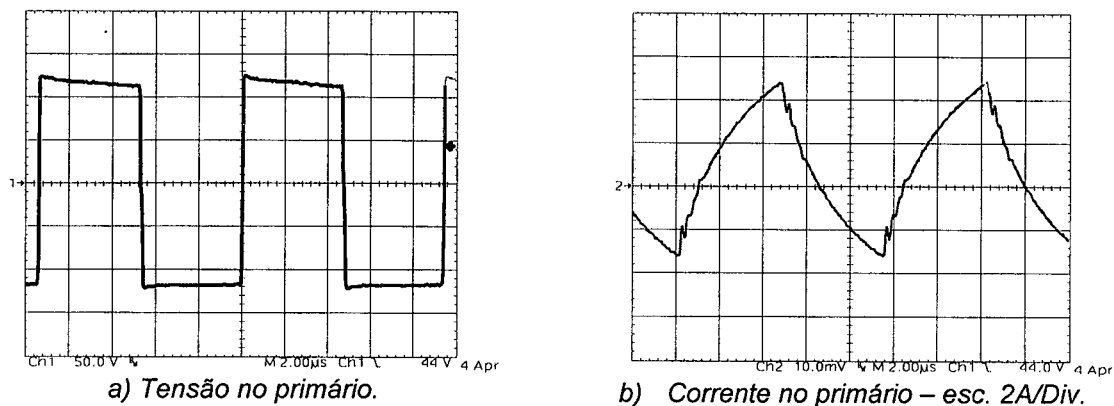
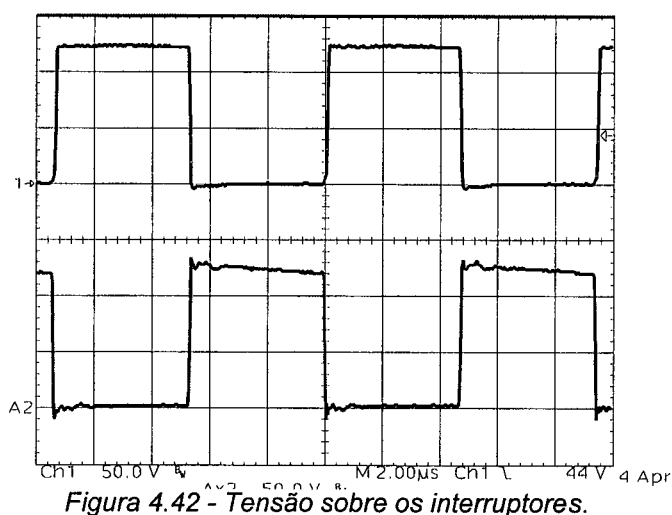


Figura 4.41 - Tensão (a) e corrente (b) no enrolamento primário do transformador T8.

A tensão sobre os interruptores para este transformador, apresentada na figura 4.42, também não apresentou picos e oscilações.



As temperaturas medidas durante o ensaio térmico do transformador estão apresentadas na Tabela 4.19.

Tabela 4.19 – Resultados do ensaio térmico para o transformador T8 – NT44.

K1 [°C]	K2 [°C]	K3 [°C]	K4 [°C]	K5 [°C]	Média [°C]	Tamb [°C]	ΔT [°C]
67,03	59,78	64,83	67,07	61,51	64,04	28,01	36,03

Apresenta-se à Tabela 4.20 os resultados práticos obtidos para este transformador.

Tabela 4.20 – Resultados práticos obtidos para o transformador T8.

Parâmetros	T8 – NT45			
	Pr	Sec1	Sec2	Sec3
Tensão [V]	116,7	23,84	17,06	10,92
Corrente [A]	2,18	5,29	4,99	3,42
Potência enrolamento [W]	254,70	126,11	85,13	37,35
Potência Saída [W]	248,59			
Potência Entrada [w]	254,70			
Rendimento [%]	96,74			
Indut. própria elemento. [μ H]	2140	97,5	55,4	25,2
Indut. própria enrolamento. [μ H]	1456	112	74,8	34,2

Comparando-se os resultados práticos (Tabela 4.20) aos resultados numéricos (Tabela 4.18) constata-se uma boa aproximação. Deve-se salientar que existem pequenos erros decorrentes de leitura e de pequenas falhas de calibração dos instrumentos.

A figura 4.43 apresenta o protótipo desenvolvido para os transformadores multielementos apresentados nos dois últimos projetos, T7-NT27 e T8-NT45.

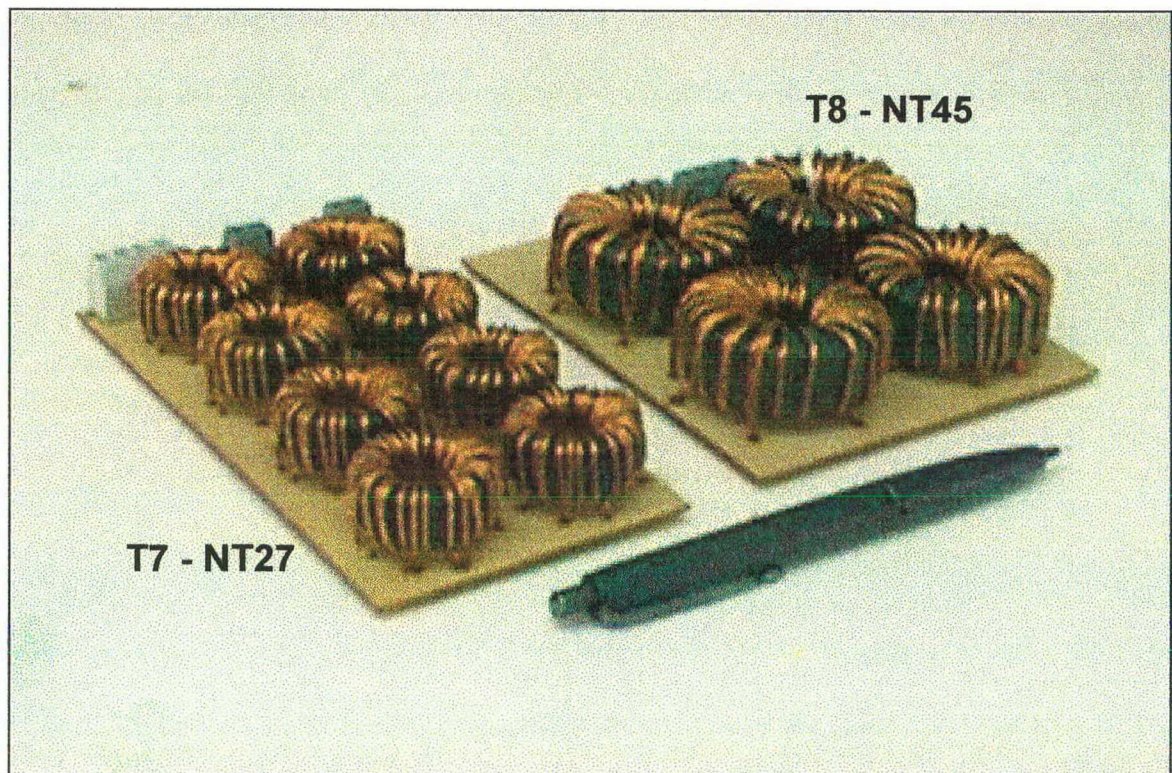


Figura 4.43 - Protótipos confeccionados para os transformadores T7 e T8.

Os dados construtivos destes transformadores estão ilustrados na tabela 4.21.

Tabela 4.21 – Dados construtivos dos transformadores usando núcleos NT27 e NT45.

Parâmetros	T7 - NT27	T8 - NT45
Número total de elementos:	8	4
Volume total do material magnético	33,31 cm ³	69,68 m ³
Comprimento	13,20 cm	10,00 cm
Largura	6,90 cm	10,00 cm
Altura	2,10 cm	2,70 cm
Distância entre o elemento e a placa	0,30 cm	0,50 cm
Peso conjunto	263,45 g	475,97 g

4.3 – CONCLUSÕES

Os núcleos toroidais podem ser facilmente adaptados à construção dos transformadores multielementos e apresentam vantagens que os tornam altamente atrativos para os projetos dos futuros conversores de potência, principalmente os voltados para sistemas onde exista limitação na altura dos equipamentos.

Os transformadores multielementos possibilitam:

- uma melhor distribuição térmica, não existindo, desta forma, a presença de um único ponto quente;
- confinam melhor o fluxo, evitando dispersão e influências nos elementos vizinhos;
- por terem menor número de espiras têm-se uma redução no valor da indutância de dispersão;
- podem ser obtidas, através de um projeto conveniente, uma diversidade de relações de tensões entre o primário e o secundário.

As pequenas dificuldades existentes no processo de fabricação dos transformadores são largamente compensadas quando se refere à fixação mecânica

do núcleo. Os pequenos toróides podem ser fixados à placa de circuito impresso apenas por seus enrolamentos, não exigindo acessórios como no caso dos convencionais núcleos E.

Foi observado que a associação dos elementos em série pode vir a resultar em um transformador com elevada regulação, caso não forem tomados certos cuidados no tipo de associação a se utilizar. As associações mistas ou paralelas mostraram bons resultados quanto à regulação e eficiência.

Durante a montagem dos transformadores multielementos é fundamental que seja observada a polaridade e a disposição dos enrolamentos. A colocação indevida dos enrolamentos pode provocar o cancelamento da tensão nos secundários.

Finalmente, pode-se dizer que os resultados práticos mostraram a viabilidade deste tipo de topologia para aplicações em conversores estáticos.

CONCLUSÕES GERAIS

As vantagens em se optar pela utilização do transformador multielementos, estão descritas nas significativas qualidades:

- Fácil controle térmico, devido a distribuição natural do núcleo e arranjo de saída dos enrolamentos;
- alta densidade de corrente nos enrolamentos, sem o indevido incremento de perda de potência, devido ao menor número e comprimento de espiras.
- poucas espiras nos enrolamentos, significando baixas indutâncias de dispersão por elemento;
- são possíveis razões de transformação de tensão precisas;
- baixa indutância de dispersão e excelente acoplamento;
- baixo perfil mecânico, permitindo alta densidade de armazenagem mecânica;
- ausência de um ponto único de concentração de calor no transformador;
- excelentes características de choque e vibração devido à distribuição de massas.

As qualidades descritas indicam que o transformador multielementos representa um grande avanço na melhoria do desempenho dos convencionais transformadores de potência em relação à dissipação de calor e a obtenção de um equipamento com baixo perfil.

Este tipo de transformador é bastante adequado para conversores de alta densidade de potência.

Sua baixa indutância de dispersão faz com que os picos de tensão produzidos durante as transições contêm baixa energia, podendo ser controlados por um simples diodo zener de grampeamento.

Os núcleos toroidais podem ser facilmente adaptados à construção dos transformadores multielementos e apresentam uma quantidade de vantagens que os tornam altamente atrativos para os projetos dos futuros conversores de potência, principalmente os voltados para sistemas onde exista limitação na altura dos equipamentos.

As pequenas dificuldades existentes no processo de fabricação dos transformadores são largamente compensadas quando se refere à fixação mecânica do núcleo. Os toróides podem ser fixados à placa de circuito impresso utilizando-se apenas seus terminais de enrolamentos, não exigindo acessórios especiais como ocorre no caso dos núcleos do tipo E.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MCLYMAN, Colonel Wm. T. Designing magnetic components for high frequency dc-dc converters. California: Kg Magnetics, Inc. San Marino, 1993. 437 p.
- [2] CANDIDO, Roberto, TREVISAN, Antônio Amilton, ALBUQUERQUE, Luíz Tenório de. Transformadores: princípio de funcionamento, projeto, construção e ensaios de um trafo de pequena potência monofásico. Florianópolis: Escola Técnica Federal de Santa Catarina. Laboratório de Eletrotécnica. Circulação interna, 1989.
- [3] MARTIGNONI, Afonso. Transformadores. Porto Alegre: Editôra Globo, 1971. 307p.
- [4] SUPERWORLD ELECTRONICS [S] PTE LTD [online]. Singapore [citado em 15 fev. 1999]. Disponível na Internet:<URL:<http://superworld88.com>>.
- [5] MMG NORTH AMERICA [online]. Pennsylvania [citado em 15 fev. 1999]. Disponível na Internet:<URL:<http://www.mmгна.com>>.
- [6] THORNTON INPEC ELETRÔNICA LTDA. Ferrites. São Paulo. 1994. (catálogo).
- [7] BATISTA, Adalberto José. Modelagem e Otimização do Projeto de Componentes Magnéticos Utilizados em Conversores Estáticos de Alta Freqüência. Florianópolis. 1998. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Instituto de Eletrônica de Potência. Universidade Federal de Santa Catarina.
- [8] TOSHIBA AMERICA, INC. [online] New York [citado em 17 fev. 1999]. Disponível na Internet: <URL:<http://www.toshiba.com/taec/nonflash/indexamorphous.html>>.
- [9] PAYTON MAGNETICS GROUP [online]. Israel [citado em 17 fev. 1999]. Disponível na Internet:<URL: <http://www.paytongroup.com>>.
- [10] OSEGUEDA, E.J., NGO, K. D. T. Analysis and design of perforated-plate matrix transformers. in: IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1992, p.1393-1400.
- [11] KIRLI, S., NGO, K. D. T., POLIVKA, W. M. et al. Inductance modeling for a mode-2 perforated-plate matrix inductor/transformer. in: IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1993, p.1130-36.

- [12] CARDOSO, M. A., FAGUNDES J. C. S. Transformadores multielementos: Estudo e Realização. in: IV SEMINÁRIO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA. Florianópolis. Instituto de Eletrônica de Potência. Universidade Federal de Santa Catarina. p. 116-120, 1998.
- [13] WILLIAMS, R., GRANT, D. A., GOWAR, J. Multielement transformers for switched-mode power supplies: toroidal designs. in: IEEE Proceedings-B, v.140, n. 2 , p. 152-160, Mar.1993.
- [14] SUM, K. K. Design and application of matrix transformers. Astec Strategic Technology Center. In: HFPC Proceedings. p. 160-173, May 1990.
- [15] BYTEMARK CORPORATION [online]. Orlando [citado em 17 de fev. 1999]
Disponível na Internet:
<URL:http://www.bytemark.com/flattransformer/flat_b.htm>.
- [16] INDE ENTERPRISES PVT. LTD. [online]. Chandigarh, India [citado em 17 de fev. 1999]. Disponível na Internet:<URL: <http://www.indeenterprises.com>>.
- [17] HAYANO, S., MIDORIKAWA, Y., SAITO, Y. Development of Film Transformer. IEEE Transactions on Magnetics. v. 30, n. 6, p. 4758-60, Nov. 1994.
- [18] LU, J. W., DAWSON, F. P., YAMADA, S. Analysis of high frequency planar sandwich transformers for switching converters. IEEE Transactions on Magnetics. v. 31, n. 6, p. 4235-37, Nov. 1995.
- [19] HSU, SHI-PING, MIDDLEBROOK, R.D., CUK, S. Transformer modelling and design for leakage control. in: Power Conversion International. Power Electronics Group. California Institute of Technology. p. 68-77, Feb. 1982.
- [20] FALCONE, Aurio Gilberto. Eletromecânica: transformadores e transdutores, conversão eletromecânica de energia, máquinas elétricas. São Paulo. Editora Edgard Blücher LTDA, 1978. 478 p.
- [21] BURIAN JÚNIOR, Yaro. Circuitos elétricos. Campinas: Universidade de Campinas, 1991. 422 p.
- [22] MAGNETICS. Ferrite cores. Butler, PA. 1994. (Catálogo).
- [23] MAGNETICS. Power transformer and inductor design. Butler, PA. 1992. (Catálogo).

- [24] DOWELL, P. L. Effects of eddy currents in transformer windings. IEEE Proceedings. v.113, n.8, p.1387-94, Aug. 1996.
- [25] CARSTEN, B. High Frequency conductor losses in switchmode magnetics. In: High Frequency Power Conversion. Munich. p. 34-46, Nov. 1986.
- [26] VANDELAC, J.P., ZIOGAS, P. A Novel approach for minimizing high frequency transformer copper losses . in: IEEE Power Electronics Specialists Conference Record. Proceedings-B. Virginia. p. 355-67, 1987.
- [27] GU, WEN-JIAN & LIU, R. A Study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers. in: IEEE Power Electronics Specialists Conference Record. Proceedings. p. 1123-29, 1993.
- [28] PETKOV, R. Optimum design of a high power, high-frequency transformer. IEEE Transactions on Power Electronics. v. 11, n. 1, p. 33-42, Jan. 1996.
- [29] BRESLIN, J. G., HURLEY, W.G. Derivation of optimum winding thickness for duty cycle modulated current waveshapes. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference Record. Proceedings. p. 655-61, 1997.
- [30] CIRCUITOS magnéticos y transformadores. Electrical Engineering Staff – Massachusetts Institute of Technology. Barcelona: Editorial Reverté, 1965. 697 p. Título original: Magnetic circuits and transformers.
- [31] REITZ, Jonh. R., MILFORD, Frederick J., CHISTY, R. W. Fundamentos da teoria eletromagnética. São Paulo: Editôra Campus, 1982. 516 p.
- [32] BASTOS, João. P. Assumpção. Eletromagnetismo e cálculo de campos. 2. ed. Florianópolis: Editôra da Universidade Federal de Santa Catarina, 1995. 452 p.
- [33] WRIGHT, Arthur. Current transformers: their transient and steady state performance. London: Chapman and Hall LTD, 1966. 224 p.
- [34] S. CUK, Switching dc-to-dc converter with zero input or output current ripple. in: IEEE Proceedings Industry Applications. p. 349-364, October 1978.
- [35] HERBERT RUFF KG. RUFF: Toroidal Winding Machines. Germany. RUFF Toroidal and Spiral Winding Machines. 1996. (Catálogo).
- [36] MCLYMAN, Colonel Wm. Transformer and inductor design handbook. New York: Marcel Dekker , Inc. 1988. 416 p.

- [37] BASTOS, João. P. Assumpção. EFCAD: Cálculo de campos elétricos e magnéticos por elementos finitos: Manual de utilização. Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos. Universidade Federal de Santa Catarina. Circulação interna, mar. 1992.
- [38] THORNTON INPEC ELETRÔNICA LTDA. [online]. São Paulo [citado em 17 de fev. 1999]. Disponível na Internet:<URL: <http://www.thornton.com.br>>.
- [39] MICROMETALS IRON POWDER CORES INC. [online]. [citado em 20 de fev. 1999]. Disponível na Internet:<URL: <http://www.micrometals.com>>.
- [40] MAGNETICS, Division of Spang and Company [online]. [citado em 20 de fev. 1999]. Disponível na Internet:<URL: <http://www.mag-inc.com>>.