

PAULO RICARDO TELLES RANGEL

**COMPONENTES MAGNÉTICOS INTEGRADOS
PARA FONTES DE ALIMENTAÇÃO OPERANDO
EM COMUTAÇÃO**

**FLORIANÓPOLIS
2001**

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

**COMPONENTES MAGNÉTICOS
INTEGRADOS PARA FONTES DE
ALIMENTAÇÃO OPERANDO EM
COMUTAÇÃO**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

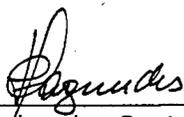
PAULO RICARDO TELLES RANGEL

Florianópolis, Junho de 2001.

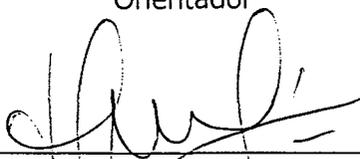
COMPONENTES MAGNÉTICOS INTEGRADOS PARA FONTES DE ALIMENTAÇÃO OPERANDO EM COMUTAÇÃO

Paulo Ricardo Telles Rangel

'Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletrônica de Potência*, e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'



João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
Orientador



Edson Roberto de Pieri, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.
Presidente



Ênio Valmor Kassick, Dr.



Marco Valério Miorim Villaça, Dr. Eng.

À Valeska

Ao meu filho Alvaro Luiz

Aos meus pais Glecy e Renan

AGRADECIMENTOS

Aos meus companheiros na jornada diária de trabalho na Escola Técnica Federal de Santa Catarina, que a seu modo, criticando e incentivando, contribuíram para a realização deste trabalho.

Aos familiares e amigos que compreenderam a ausência em alguns momentos, realimentando o processo com palavras de otimismo.

Aos Professores, Técnicos e Funcionários do INEP pelos ensinamentos, dedicação e solicitude dispensadas.

Aos colegas de curso, pela socialização das informações e conhecimentos.

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

COMPONENTES MAGNÉTICOS INTEGRADOS PARA FONTES DE ALIMENTAÇÃO OPERANDO EM COMUTAÇÃO

Paulo Ricardo Telles Rangel

Junho/2001

Orientador: João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Palavras-chave: Magnéticos Integrados, Fontes de Alimentação, Fontes Chaveadas

Número de Páginas: 63

Este trabalho tem por objetivo fazer uma análise da integração das funções de isolamento, adaptação de tensão e de filtragem de corrente (minimização de ondulação de corrente), com o acoplamento magnético do transformador e do indutor do filtro de saída em um único núcleo magnético. O conversor escolhido para análise é o conversor *forward* de saída simples por representar uma topologia consolidada e de grande aplicação em fontes de baixa potência, entre 100 e 300 watts. Primeiramente, faz-se uma análise do comportamento magnético do elemento integrado, onde se discute as relações de fluxo. Posteriormente, desenvolve-se uma metodologia de projeto do componente magnético integrado aplicada ao conversor *forward*, a qual é então aplicada, originando um protótipo, obtendo-se resultados experimentais e validando-se os estudos analíticos. A partir dos resultados alcançados, verifica-se a redução de peso e volume esperados e indica-se a possibilidade de aplicabilidade imediata em nível industrial desta técnica. Através da análise e dos resultados é possível deduzir-se, ainda, a redução no custo final do conversor.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

INTEGRATED MAGNETICS COMPONENTS TO POWER SUPPLIES IN SWICTHING MODE

Paulo Ricardo Telles Rangel

June / 2001

Advisor: João Carlos dos Santos Fagundes, Dr.

Area of Concentration: Power Electronics.

Keywords: Integrated Magnetics, Power Supplies, Swicthing Mode Power Supplies.

Number of Pages: 63

The purpose of this work is to make an analysis for the adaptive functions of isolation, filtering and magnetic coupling, from transformer and filter inductor, in a single magnetic core. The chosen converter, for this analysis, was the "single output forward converter", because it represents a consolidated technology with large application in low power sources, ranging from 100 to 300 watts. First of all, an analysis of the magnetic behavior of the integrated elements is made, where the magnetic relations are discussed. Afterwards, a design methodology is developed for the integrated magnetic components applied to the forward converter, such a methodology is then applied and a prototype is built, to provide experimental results and to validate the analytical studies. From the results one confirm the reduction in cost and volume, indicating the immediate possibility to use this technique to the industrial applications. The final cost reduction of such converter may be confirmed from the results.

SUMÁRIO

LISTA DE SÍMBOLOS	ix
LISTA DE FIGURAS	xvi
LISTA DE TABELAS	xviii
1. INTRODUÇÃO GERAL	1
2. ANÁLISE QUALITATIVA DO COMPONENTE MAGNÉTICO INTEGRADO	3
2.1 Introdução	3
2.2 O fluxo de polarização do núcleo (<i>DC Bias</i>)	3
2.3 Fluxos alternados do efeito transformador	6
2.4 Resultante de fluxo no núcleo	6
2.5 Seção transversal das colunas do núcleo	8
2.6 Perdas elétricas nos enrolamentos	10
2.7 Fator de geometria do núcleo e a redução peso/volume	11
2.8 Ocupação da janela do núcleo pelos enrolamentos	12
2.9 Comprimento do entreferro	13
2.10 Conclusões	13
3. ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR <i>FORWARD</i> COM COMPONENTE MAGNÉTICO INTEGRADO	15
3.1 Introdução	15
3.2 Conversor <i>forward</i> de saída simples	17
3.3 Conversor <i>forward</i> com magnético integrado	18
3.4 Conclusões	25
4. PROJETO DO CONVERSOR <i>FORWARD</i>	26
4.1 Introdução	26
4.2 Especificações	26
4.3 Dimensionamentos do conversor	27
4.3.1 Retificador e filtro de entrada	27
4.3.2 Transistor <i>forward</i> e diodo de desmagnetização	31

4.3.3 Filtro de saída	31
4.3.4 Diodos de saída	32
4.3.5 Transformador	33
4.3.6 Indutor	38
4.3.7 Circuitos de proteção	39
4.4 Conclusões	42
5. PROJETO DO MAGNÉTICO INTEGRADO	43
5.1 Introdução	43
5.2 Determinação do núcleo magnético	43
5.3 Enrolamentos	46
5.4 Ocupação da janela	49
5.5 Comprimento do entreferro	49
5.6 Composição do magnético integrado	49
5.7 Conclusões	50
6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	51
6.1 Introdução	51
6.2 Ensaio do conversor <i>forward</i> com componente magnético integrado	51
6.3 Redução de peso e volume	55
6.4 Conclusões	59
7. CONCLUSÕES GERAIS	60
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	62

LISTA DE SÍMBOLOS

- A – fator proporcional à forma e ao material do núcleo para determinação do volume
- A' – fator proporcional à forma e ao material do núcleo para determinação do peso
- A_{CL} – área de seção transversal da coluna central do núcleo (cm²)
- A_{CO} – área de seção transversal da coluna do núcleo do secundário (cm²)
- A_{CP} – área de seção transversal da coluna do núcleo do primário (cm²)
- A_e – área efetiva do núcleo magnético (cm²)
- A_w – área da janela do núcleo magnético (cm²)
- B_m – máxima densidade de fluxo através das colunas do núcleo (T)
- B_{max} – máxima densidade de fluxo (T)
- C_f – valor mínimo de capacitância para o capacitor de filtro do retificador de entrada do conversor *forward* (F)
- C_O – capacitor de filtro de saída (F)
- D – razão cíclica
- D' – complemento da razão cíclica (1-D)
- D₁, D₂,... – diodos retificadores
- D_{DM} – diodo para a desmagnetização
- Dens_{Cu} – densidade específica do cobre (Kg/m³)
- D_{max} – razão cíclica máxima
- D_{min} – razão cíclica mínima
- f_s – frequência de comutação (Hz)
- I_{Cef} – valor eficaz total da corrente através do capacitor (A)
- I_{CGef} – valor eficaz da corrente de carga do capacitor (A)
- I_{D1} – corrente através do diodo D₁ (A)
- I_{D2} – corrente através do diodo D₂ (A)

i_{Dcarga}	– valor máximo da corrente impulsiva através dos diodos do retificador de entrada durante o carregamento do capacitor na partida do conversor (A)
I_{DDM}	– corrente através do diodo de desmagnetização (A)
I_{Def}	– valor eficaz da corrente nos diodos da ponte retificadora (A)
I_{DGef}	– valor eficaz da corrente de descarga do capacitor (A)
I_{Dmag}	– máxima corrente sobre o diodo de desmagnetização (A)
I_{Dmed}	– valor médio da corrente nos diodos da ponte retificadora (A)
I_{Dmed1}	– corrente média no diodo de saída ligado ao secundário - D_1 (A)
I_{Dmed2}	– corrente média no diodo de saída para a desmagnetização do indutor - D_2 (A)
I_{Dpico}	– corrente máxima sobre os diodos da ponte retificadora (A)
I_{eFD}	– corrente eficaz no enrolamento de desmagnetização (A)
I_L	– corrente através das espiras do enrolamento do indutor (A)
i_L	– valor eficaz da corrente através das espiras do enrolamento do indutor (A)
I_{Lef}	– corrente eficaz nas espiras do indutor (A)
I_P	– corrente através das espiras do enrolamento do primário (A)
I_{Pef}	– valor eficaz da corrente no primário do transformador (A)
I_{PICO}	– máximo valor de corrente através do transistor <i>forward</i> (A)
I_S	– valor eficaz da corrente através das espiras do enrolamento do secundário (A)
i_S	– corrente através das espiras do enrolamento do secundário (A)
I_{Sef}	– valor eficaz da corrente no secundário do transformador (A)
I_T	– corrente através do transistor <i>forward</i> (A)
I_{Tmax}	– máxima corrente no transistor <i>forward</i> (A)
J	– densidade de corrente máxima em função do núcleo (A/mm^2)
k_E	– coeficiente de perdas por correntes parasitas
k_g	– fator de geometria do núcleo magnético
k_H	– coeficiente de perdas por histerese magnética
k_P	– fator de utilização da área do enrolamento primário

S_{CuW2}	– área de cobre na janela 2 do núcleo (cm^2)
$S_{CuW2eft}$	– seção efetiva de cobre na janela 2 (cm^2)
S_{CuWmax}	– máxima seção de cobre permissível por janela do núcleo (cm^2)
S_{WP}	– seção máxima permissível para os condutores do primário (cm^2)
S_{WS}	– seção máxima permissível para os condutores do secundário + indutor (cm^2)
$T_1, T_2...$	– transistores
t_c	– tempo de condução dos diodos da ponte retificadora de entrada (s)
t_{offmax}	– tempo máximo sem comando na base do transistor <i>forward</i> por período de operação (s)
T_s	– período de chaveamento (s)
V	– volume do núcleo (cm^3)
V_{AC}	– tensão eficaz nominal na rede (V)
V_{ACmax}	– valor máximo da tensão da rede (V)
V_{ACmin}	– tensão eficaz na rede, considerando queda de 20% em relação ao valor nominal (V)
V_{Cmin}	– tensão mínima no capacitor, considerando ondulação de 20% (V)
V_{Cpico}^{min}	– tensão de pico no capacitor para mínima tensão de rede (V)
V_{Cpico}^{max}	– tensão de pico no capacitor para máxima tensão de rede (V)
V_D	– máxima tensão sobre os diodos da ponte retificadora (V)
V_{D1}	– tensão sobre o diodo D_1 (V)
V_{D2}	– tensão sobre o diodo D_2 (V)
V_{DDM}	– tensão sobre o diodo de desmagnetização (V)
V_{Dmag}	– máxima tensão sobre o diodo de desmagnetização (V)
V_{Dmax}	– tensão de pico máxima sobre os diodos de saída (V)
V_{Dponte}	– queda de tensão na ponte retificadora de entrada do conversor <i>forward</i> (V)
V_e	– volume efetivo do núcleo magnético (cm^3)
V_i	– tensão na entrada do conversor <i>forward</i> - tensão CC sobre o capacitor de filtro de entrada (V)

V_{MD}	– volume total dos elementos magnéticos discretos (cm^3)
V_{MI}	– volume do componente magnético integrado (cm^3)
V_{Ni}	– volume do núcleo do indutor (cm^3)
V_{NL}	– tensão no enrolamento do indutor (V)
V_{NS}	– tensão no enrolamento secundário (V)
V_{Nt}	– volume do núcleo do transformador (cm^3)
V_o	– tensão na saída do conversor <i>forward</i> (V)
V_{pico}	– tensão de pico na rede, considerando queda de 20% em relação ao valor nominal (V)
V_T	– tensão sobre o transistor <i>forward</i> (V)
$V_{T\text{max}}$	– máxima tensão sobre o transistor <i>forward</i> (V)
W	– peso do núcleo (g)
W_{Cu}	– peso de cobre de um determinado enrolamento (Kg)
W_{Cu-NL}	– peso de cobre do enrolamento do indutor (Kg)
W_{Cu-NP1}	– peso de cobre do enrolamento primário (Kg)
W_{Cu-NP2}	– peso de cobre do enrolamento de desmagnetização (Kg)
W_{Cu-NS}	– peso de cobre do enrolamento secundário (Kg)
$W_{Fe-Disc}$	– peso total de material magnético (núcleo) dos componentes magnéticos discretos (g)
W_{Fe-MI}	– peso total de material magnético (núcleo) do componente magnético integrado (g)
$W_{\text{Total/Disc}}$	– peso total (cobre + núcleo) dos componentes magnéticos discretos (g)
$W_{\text{Total/MI}}$	– peso total (cobre + núcleo) do componente magnético integrado (g)
β	– parâmetro relacionado ao tipo de transformador ou indutor
Δ	– profundidade de penetração de corrente nos condutores dos enrolamentos em função da frequência (mm)
ΔB	– variação de pico a pico na densidade de fluxo magnético (T)
ΔI_o	– ondulação da corrente de saída (<i>ripple</i>) (A)
ΔV_o	– ondulação na tensão do capacitor (<i>ripple</i> na tensão de saída) (V)

ΔT	– elevação de temperatura no núcleo ($^{\circ}\text{C}$)
$\Delta\phi_L$	– máxima variação de fluxo através do indutor (Wb)
$\Delta\phi_O$	– máxima variação de fluxo de reação à carga, produzido pelo secundário (Wb)
$\Delta\phi_P$	– máxima variação de fluxo produzido pelo primário (Wb)
η	– rendimento
μ_0	– permeabilidade magnética do vácuo (H/m)
ρ	– resistividade específica do cobre ($\Omega\cdot\text{m}$)
ϕ_L	– fluxo forçado através do entreferro (fluxo de polarização) (Wb)
$\phi_{L\text{pico}}$	– valor máximo de fluxo através do indutor (Wb)
ϕ_O, ϕ_2	– fluxo de reação à carga, produzido pelo secundário (Wb)
$\phi_{O\text{pico}}$	– valor máximo de fluxo produzido pelo secundário (Wb)
ϕ_P, ϕ_1	– fluxo produzido pelo primário (Wb)
$\phi_{P\text{pico}}$	– valor máximo de fluxo produzido pelo primário (Wb)
$\Phi_{C\text{umax}}$	– máximo diâmetro dos condutores dos enrolamentos em função de Δ (mm)

LISTA DE FIGURAS

- Figura 2.1 – Estrutura do componente magnético integrado sobre um arranjo de núcleos EE
- Figura 2.2 – Circuito magnético equivalente
- Figura 2.3 – Circuito magnético equivalente simplificado
- Figura 3.1 – Alguns conversores que empregam transformador e filtro indutivo
- Figura 3.1.a - Conversor *forward* isolado
- Figura 3.1.b - Conversor *half-bridge*
- Figura 3.1.c - Conversor *push-pull*
- Figura 3.2 – Funções dos elementos magnéticos do conversor *forward*
- Figura 3.3 – Algumas alternativas possíveis de integração magnética
- Figura 3.3.a – Primeira variação de integração
- Figura 3.3.b - Segunda variação de integração
- Figura 3.3.c - Terceira variação de integração
- Figura 3.4 – Conversor *forward* com magnético integrado
- Figura 3.5 – Formas de ondas ideais das tensões para o conversor *forward* com magnético integrado
- Figura 3.6 – Formas de ondas ideais das correntes para o conversor *forward* com magnético integrado
- Figura 3.7 – Circuito magnético com representação dos fluxos
- Figura 4.1 – Conversor *forward* isolado de única saída
- Figura 4.2 – Retificador e filtro de entrada do conversor *forward*
- Figura 4.3 – Circuito de partida progressiva (*soft-start*)
- Figura 4.4 – Proteção de sobrecorrente
- Figura 4.5 – Proteção contra sobretensão
- Figura 4.6 – Ataque do transistor *forward*

- Figura 6.1 – Tensão e corrente na carga em regime permanente para $R_o=4,9\Omega$ ($P_o\cong 48W$) e (a) $V_i = 220V$, (b) $V_i = 200V$ e (c) $V_i = 240V$
- Figura 6.2 – Tensões nos enrolamentos (a) primário e de desmagnetização, (b) no secundário e (c) no indutor, para V_i nominal, em regime permanente
- Figura 6.3 – Pulsos de comando: (a) $V_i = 200V$, $D = 0,4163$ e (b) $V_i = 240V$, $D = 0,3122$
- Figura 6.4 – Tensão e corrente na carga em regime permanente ($V_i = 213V$ e $R_o = 2,25\Omega$)
- Figura 6.5 – Protótipo do conversor *forward* implementado para o estudo do componente magnético integrado

LISTA DE TABELAS

- Tabela 6.1 – Cálculo do peso de cobre para o transformador e para o indutor do conversor *forward*
- Tabela 6.2 – Cálculo do peso de cobre para o componente magnético integrado do conversor *forward*
- Tabela 6.3 – Peso dos núcleos magnéticos de ferrite conforme fabricante

1. INTRODUÇÃO GERAL

Atualmente, as fontes de alimentação operando em comutação são amplamente empregadas para o fornecimento de energia a equipamentos eletrônicos. Isso se deve ao fato delas apresentarem menor peso, menor volume e maior rendimento quando comparadas às fontes lineares.

Cada vez mais a miniaturização em eletrônica é necessária, na busca de atender a necessidades funcionais ou mesmo satisfazer os requisitos estéticos dos usuários. A tecnologia SMD, que é a montagem de superfície dos componentes eletrônicos, vem atendendo em parte a essa miniaturização. Porém, as fontes de alimentação incorporam elementos magnéticos, como transformadores e indutores, que representam grande parte do peso e do volume desses dispositivos.

A tecnologia de fabricação de interruptores eletrônicos com grande capacidade de dissipação térmica e com dinâmica de comutação para altas frequências tem possibilitado, nos últimos anos, a minimização dos volumes magnéticos das fontes chaveadas pela operação em alta frequência. No entanto, as perdas térmicas no núcleo magnético e nos enrolamentos aumentam em função da frequência, limitando a busca da redução de peso e volume pelo aumento da mesma. Outras soluções são da mesma forma empregadas, como, por exemplo, a utilização de indutores acoplados. Tais soluções estão já consolidadas em nível industrial, mas a necessidade de reduzir-se ainda mais os volumes é premente.

A integração das funções magnéticas em um único núcleo, naquelas estruturas que possuem transformadores e indutores, representa uma nova possibilidade de redução de peso e volume. Ela envolve o acoplamento magnético do transformador com o indutor de filtro de saída através do compartilhamento de

um único núcleo magnético. Há de se considerar que as relações de fluxo que descrevem o comportamento energético do transformador, bem como a necessidade de um circuito magnético de alta relutância, obtido com a introdução de um entreferro, para o armazenamento significativo de energia magnética pelo indutor são, *a priori*, conflitantes. Porém, a relação custo X benefício, ou seja, a mútua interferência magnética transformador-indutor associada a otimização peso-volume é o que realmente determina a aplicabilidade.

Desta forma, a análise do comportamento magnético, como a distribuição de fluxo no núcleo e a polarização CC imposta pelo indutor, deve ser aqui discutida para um elemento magnético integrado, determinando uma estimativa de redução de peso e volume, assim como o compromisso funcional dos elementos integrados. Também, uma análise de comportamento magnético derivado da integração das funções do transformador e do indutor em diferentes estruturas de núcleo magnético, associados a diferentes configurações eletrônicas (conversores), é evidente para a determinação das dimensões de possibilidades do emprego de tal técnica.

Uma metodologia de projeto derivada da análise possibilitará o emprego imediato na produção industrial, concorrendo para a minimização de custos de produção – e a conseqüente redução do preço final ao consumidor – bem como colaborar com os esforços de miniaturização (redução de peso/volume) de equipamentos e dispositivos eletro-eletrônicos.

2. ANÁLISE QUALITATIVA DO COMPONENTE MAGNÉTICO INTEGRADO

2.1 Introdução

O processo de seleção de um núcleo para um componente magnético integrado inicia-se pela concepção da estrutura magnética e pela composição dos enrolamentos do transformador e indutor. Nesse trabalho concentrou-se a análise em uma estrutura magnética com dois caminhos básicos de fluxo: um de baixa relutância, o circuito magnético formado pelas colunas externas de um núcleo tipo EE, e um de alta relutância, obtido pela confecção de um entreferro na coluna central do referido núcleo. Esse circuito magnético proporciona um armazenamento de energia indutiva no entreferro, a partir da variação de fluxo através da coluna central, em virtude da ação transformadora, onde o fluxo de reação à carga se contrapõe ao fluxo indutor produzido pelo primário. A diferença entre os fluxos primário e de reação à carga é forçada através da coluna central, que representa um caminho alternativo para a circulação de fluxo. Como esse processo é dinâmico, ocorrerá a indução de forças eletromotrizes em todos os enrolamentos, já que os fluxos serão variáveis.

A estrutura magnética completa é apresentada na figura 2.1, onde se tem N_{P1} representando o número de espiras do enrolamento primário, N_{P2} o número de espiras do enrolamento de desmagnetização do núcleo, N_S o número de espiras do secundário e N_L o número de espiras do enrolamento do indutor. Na coluna central pode-se observar a presença do entreferro para o caso típico de uma combinação de núcleos EE.

2.2 O fluxo de polarização no núcleo (*DC Bias*)

A coluna central do núcleo deverá suportar maior fluxo de polarização comparada às colunas externas devido ao armazenamento de energia indutiva no

entreferro. Tal fluxo deve ser da mesma ordem daquele produzido por um indutor convencional discreto, pois o efeito transformador não deve, idealmente, contribuir para o aumento do fluxo de polarização.

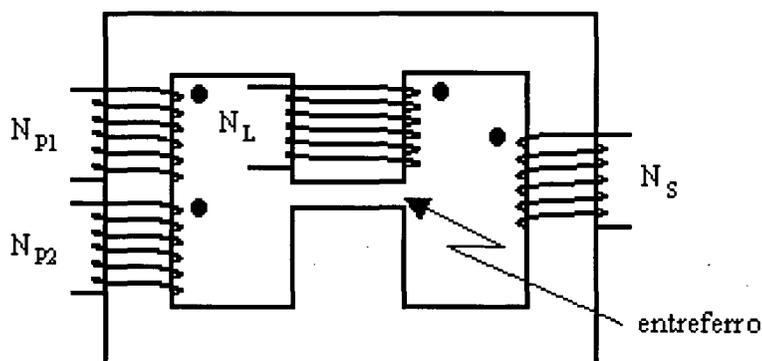


Figura 2.1 – Estrutura do componente magnético integrado sobre um arranjo de núcleos EE.

Para essa análise empregar-se-á o circuito equivalente a partir das relutâncias e forças magnetomotrizes, como mostra a figura 2.2.

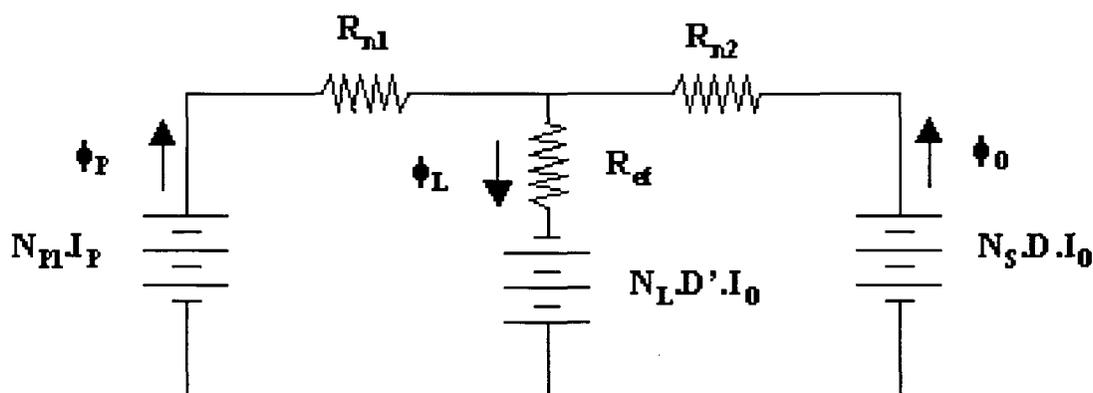


Figura 2.2 – Circuito magnético equivalente.

- onde:
- R_{n1} - relutância do caminho magnético primário
 - R_{n2} - relutância do caminho magnético secundário
 - R_{ef} - relutância do caminho magnético da coluna central (entreferro)
 - $N_{P1} \cdot I_P$ - força magnetomotriz produzida no primário
 - $N_S \cdot D \cdot I_0$ - força magnetomotriz produzida no secundário
 - $N_L \cdot D' \cdot I_0$ - força magnetomotriz produzida pelo indutor
 - $D' = 1 - D$ - complemento da razão cíclica (tempo morto)
 - ϕ_P , ϕ_L e ϕ_0 - fluxos do primário, indutor e secundário, respectivamente

Considerando $R_{ef} \gg R_{n1}, R_{n2}$, devido ao entreferro (ar) na coluna central, que $R_{n1} = R_{n2} = R_n$, devido à simetria existente na combinação dos núcleos EE, que idealmente $N_{p1} \cdot I_p = N_s \cdot D \cdot I_o$, que $D' \cong 1$ quando a razão cíclica tende ao mínimo e lembrando que $N_L = N_s$, pode-se simplificar o circuito de relutâncias como apresentado na figura 2.3:

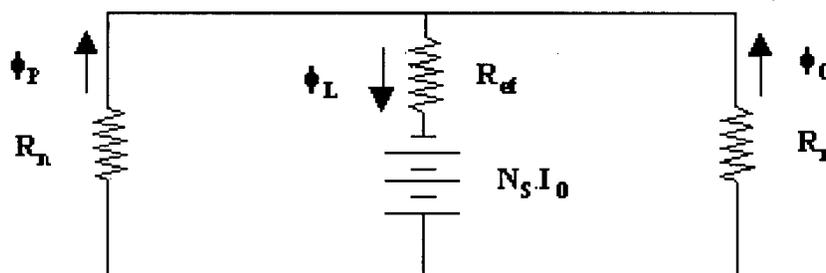


Figura 2.3 – Circuito magnético equivalente simplificado.

Do circuito acima, tem-se:

$$\phi_L = \phi_P + \phi_O = \frac{I_o \cdot N_s}{R_{eq}} \quad (2.1)$$

onde R_{eq} é a relutância equivalente dada por:

$$R_{eq} = R_{ef} + \frac{R_n}{2} \cong R_{ef} \quad (2.2)$$

A expressão (2.1) pode ser simplificada como segue:

$$\phi_L = \frac{I_o \cdot N_s}{R_{ef}} \quad (2.3)$$

Como as relutâncias das colunas externas são iguais, é evidente perceber que o fluxo ϕ_L se divide igualmente por estas. Assim:

$$\phi_P = \phi_O = 0,5 \cdot \phi_L \quad (2.4)$$

Pode-se concluir, portanto, que o fluxo de polarização (*DC Bias*) se divide igualmente sobre as colunas externas do núcleo, exigindo cuidado no

dimensionamento do núcleo para evitar a saturação e o conseqüente comprometimento do efeito transformador.

2.3 Fluxos alternados do efeito transformador

Devido à comutação do transistor *forward*, surge no núcleo um fluxo dinâmico alternado, responsável pela indução de tensão no secundário. O valor máximo deste fluxo ocorre no instante $D \cdot T_s$ e é determinado como mostra a expressão (2.5).

$$\Delta\phi_P = \frac{V_i \cdot D \cdot T_s}{N_{P1}} \quad (2.5)$$

Esta é a excursão total de fluxo produzida pelo primário para um período de comutação e que corresponde à transferência de energia da fonte para a carga. Isto permite escrever:

$$\Delta\phi_P = \frac{V_o \cdot T_s}{N_s} \quad (2.6)$$

A reação à carga produz uma variação de fluxo no núcleo que se opõe ao fluxo indutor $\Delta\phi_P$ e que atinge seu valor máximo em $D \cdot T_s$ dado por:

$$\Delta\phi_O = \frac{V_o \cdot D \cdot T_s}{N_s} \quad (2.7)$$

Como verificar-se-á no capítulo 3, a diferença entre os fluxos do primário e de reação à carga circula através da coluna central, sendo o valor máximo do fluxo do indutor dado por (2.8).

$$\Delta\phi_L = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T_s}{N_L} \quad (2.8)$$

2.4 Resultante de fluxo no núcleo

O fluxo dinâmico alternado se superpõe ao fluxo de polarização. Sabendo que o valor do fluxo de polarização é igual ao valor médio da excursão dinâmica

em cada coluna, pode-se determinar os valores máximos de fluxo por coluna.

$$\phi_{Ppico} = \frac{\Delta\phi_P}{2} + \phi_P \quad (2.9)$$

$$\phi_{Opico} = \frac{\Delta\phi_O}{2} + \phi_O \quad (2.10)$$

$$\phi_{Lpico} = \frac{\Delta\phi_L}{2} + \phi_L \quad (2.11)$$

A relutância do entreferro em função da indutância é:

$$R_{ef} = \frac{N_s^2}{L_o} \quad (2.12)$$

sendo que a indutância pode ser determinada em função do fluxo e da corrente de saída por:

$$L_o = \frac{N_s \cdot \phi_L}{I_o} \quad (2.13)$$

Para uma máxima variação de corrente na saída, pode-se determinar a indutância necessária como segue:

$$L_o = \frac{V_o}{\Delta I_o} \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (2.14)$$

Finalmente, do equacionamento acima, pode-se rescrever as expressões dos fluxos máximos por coluna, em função da tensão de saída nominal, da corrente de saída nominal, do período de chaveamento, da ondulação de corrente de saída e do número de espiras do secundário.

$$\phi_{Ppico} = \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot N_s} \cdot \left[1 + \frac{I_o}{\Delta I_o} \cdot (1-D) \right] \quad (2.15)$$

$$\phi_{Opico} = \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot N_s} \cdot \left[D + \frac{l_o}{\Delta l_o} \cdot (1 - D) \right] \quad (2.16)$$

$$\phi_{Lpico} = \frac{(1 - D) \cdot V_o \cdot T_s}{N_s} \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{l_o}{\Delta l_o} \right] \quad (2.17)$$

Os fluxos ϕ_{Ppico} , ϕ_{Opico} , ϕ_{Lpico} são, respectivamente, para as colunas externas do primário e do secundário e para a coluna central do indutor.

2.5 Seção transversal das colunas do núcleo

Cada coluna do núcleo do componente magnético integrado estará sujeita a um nível máximo de fluxo, como pode-se ver através das expressões (2.15) a (2.17). Portanto, a limitação para a densidade de fluxo máxima no núcleo será imposta pela razão entre o fluxo máximo e a área da seção transversal de cada uma das três colunas. Ou seja:

$$B_m = \frac{\phi_{Ppico}}{A_{CP}} = \frac{\phi_{Opico}}{A_{CO}} = \frac{\phi_{Lpico}}{A_{CL}} \quad (2.18)$$

onde A_{CP} , A_{CO} e A_{CL} são as áreas de seção transversal das colunas do primário, secundário e central, respectivamente.

Considerando que cada coluna estará sujeita a um diferente nível de fluxo e ainda que a coluna central deverá suportar maior valor de fluxo devido ao entreferro, pode-se estabelecer as relações entre as áreas das colunas externas em relação a da coluna central. De (2.15) e (2.18), tem-se:

$$A_{CP} = \frac{\phi_{Ppico}}{B_m} = \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot N_s \cdot B_m} \cdot \left[1 + \frac{l_o}{\Delta l_o} \cdot (1 - D) \right] \quad (2.19)$$

Da mesma forma, tomando (2.16), (2.17) e (2.18), obtém-se:

$$A_{CO} = \frac{\phi_{Opico}}{B_m} = \frac{V_o \cdot T_s}{2 \cdot N_s \cdot B_m} \cdot \left[D + \frac{l_o}{\Delta l_o} \cdot (1 - D) \right] \quad (2.20)$$

$$A_{CL} = \frac{\phi_{L,pico}}{B_m} = \frac{(1-D) \cdot V_o \cdot T_s}{N_s \cdot B_m} \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{I_o}{\Delta I_o} \right] \quad (2.21)$$

Dividindo (2.19) por (2.21) e (2.20) por (2.21) pode-se determinar a relação entre as áreas da coluna do primário e da coluna do secundário, em relação à coluna central, respectivamente, para uma densidade de fluxo máxima idêntica em todas as três colunas, ou seja, no núcleo como um todo.

$$\frac{A_{CP}}{A_{CL}} = \frac{0,5 + \Delta I_o / I_o}{1 + (0,5 \cdot \Delta I_o) / I_o} \quad (2.22)$$

$$\frac{A_{CO}}{A_{CL}} = \frac{0,5 + (0,5 \cdot \Delta I_o) / I_o}{1 + (0,5 \cdot \Delta I_o) / I_o} \quad (2.23)$$

Considerou-se aqui $D_{max} = 0,5$.

Por fim, considerando uma ondulação máxima de corrente de 20%, o que exige melhores condições eletromagnéticas em relação aos valores de ondulação admissíveis em projetos convencionais, tem-se:

$$\frac{A_{CP}}{A_{CL}} = 0,6364 \quad (2.24)$$

$$\frac{A_{CO}}{A_{CL}} = 0,5455 \quad (2.25)$$

Como se pode perceber através desta análise, a limitação da densidade de fluxo ocorre em função da área de seção transversal da coluna do primário, que deve ser igual a 63,64% da área da coluna central. O secundário poderia ser construído sobre uma coluna de menor seção transversal, da ordem de 54,55% da seção da coluna central.

Na verdade, isto sugere a necessidade da fabricação de núcleos especiais para cada topologia de conversor a fim de otimizar o componente magnético integrado. Porém, adotou-se como ponto de partida, como ver-se-á no capítulo 3,

o emprego de núcleos comerciais em combinação do tipo EE ou EI. Isto nos leva a concluir que com o emprego de núcleos comerciais E, onde as colunas externas possuem metade da área de seção transversal da coluna central, essa última deverá suportar menos fluxo em relação ao limite máximo, enquanto a coluna do primário estiver sob máxima densidade de fluxo.

2.6 Perdas elétricas nos enrolamentos

Ao iniciar o projeto de uma fonte chaveada estimam-se as perdas totais a partir do rendimento previamente estabelecido. Parte dessas perdas se devem às perdas elétricas no cobre dos elementos magnéticos.

Para o componente magnético integrado em estudo pode-se considerar que as perdas no cobre se dividem igualmente entre os três enrolamentos: primário, secundário e indutor. Esta consideração permite escrever:

$$\frac{2}{3} \cdot P_{Cu} = R_S \cdot i_S^2 + R_L \cdot i_L^2 = (i_S + i_L)^2 \cdot R_S \quad (2.26)$$

considerando $N_S = N_L$ e, portanto, $R_S = R_L$.

Como as correntes i_S e i_L podem ser determinadas em função da razão cíclica e da corrente de saída, tem-se:

$$i_S = \sqrt{D} \cdot I_o \quad (2.27)$$

$$i_L = \sqrt{D'} \cdot I_o \quad (2.28)$$

Substituindo (2.27) e (2.28) em (2.26) encontra-se a expressão das perdas totais no cobre dos enrolamentos do magnético integrado, para uma dada corrente de saída.

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} \cdot R_S \cdot I_o^2 \quad (2.29)$$

Conforme Bloom (1986), a resistência do enrolamento secundário é dada

em função do fator de utilização da janela k_w , da área da janela A_w , do comprimento médio de espiras l_e , do número de espiras do enrolamento secundário N_s e da resistividade específica do cobre a 25°C ($\rho = 1,724 \cdot 10^{-4} \Omega \cdot \text{cm}$).

$$R_s = \frac{2 \cdot \rho \cdot N_s^2 \cdot l_e}{k_w \cdot A_w} \quad (2.30)$$

onde $0,3 \leq k_w \leq 0,4$ para magnéticos de multi-enrolamentos.

2.7 Fator de geometria do núcleo e a redução peso/volume

O fator de geometria de um núcleo magnético é uma relação entre as áreas da janela e a área da seção transversal da coluna central, considerando ainda o fator de utilização da janela e o comprimento médio de uma espira, que indica o volume e o peso do elemento magnético. Conforme McLyman (1982), o fator de geometria, em cm^5 , é:

$$k_g = \frac{k_w \cdot A_w \cdot A_{CL}^2}{l_e} \quad (2.31)$$

Rearranjando a expressão (2.31) em função das perdas estimadas no cobre, dada em (2.29), e considerando a expressão (2.30), encontra-se:

$$k_g = \frac{3 \cdot \rho \cdot (A_{CL} \cdot N_s \cdot I_o)^2}{P_{Cu}} \quad (2.32)$$

A partir da área da seção transversal da coluna central A_{CL} , dada em (2.21) e, considerando uma razão cíclica de 50%, pode-se encontrar a expressão do fator de geometria em função da potência de saída nominal, da perda no cobre, da frequência de comutação e da máxima densidade de fluxo pela álgebra com (2.32) e (2.21). Assim, tem-se para 20% de ondulação de corrente na saída:

$$k_g = \frac{3,91 \cdot 10^3}{P_{Cu}} \cdot \left[\frac{P_o}{f_s \cdot B_m} \right]^2 \quad (2.33)$$

Para o caso do emprego de elementos magnéticos discretos, Watson (1983) define o fator de geometria do núcleo do transformador como sendo aproximadamente:

$$k_g \cong \frac{517,2}{P_{Cu}} \cdot \left[\frac{P_o}{f_s \cdot B_m} \right]^2 \quad (2.34)$$

Middlebrook e Cuk (1983) e McLyman (1982) definem o fator de geometria para o núcleo do indutor segundo a ondulação da corrente na saída. Então, para 20% de ondulação:

$$k_g \cong \frac{4,733 \cdot 10^3}{P_{Cu}} \cdot \left[\frac{P_o}{f_s \cdot B_m} \right]^2 \quad (2.35)$$

Desta forma, pode-se estimar a redução no peso e no volume do elemento magnético integrado em relação aos elementos discretos. Ainda em McLyman (1982), encontram-se as expressões para a determinação do peso e do volume dos núcleos do transformador e do indutor discretos em relação a A e A', que são fatores proporcionais à forma e/ou ao material de composição de qualquer família de núcleos comerciais. Assim:

$$W = A \cdot k_g^{0,6} \quad (2.36)$$

$$V = A \cdot k_g^{0,6} \quad (2.37)$$

De posse do cálculo do núcleo para o componente magnético integrado, pode-se, então, determinar o ganho em peso e volume do mesmo, comparado aos elementos magnéticos discretos.

2.8 Ocupação da janela do núcleo pelos enrolamentos

Em função da área da janela do núcleo e do número de espiras dos enrolamentos, pode-se estabelecer a seção máxima que poderiam ter os condutores dos enrolamentos para serem comportados pelo núcleo.

$$S_{WP} = \frac{k_W \cdot A_W}{2 \cdot N_{P1}} \quad (2.38)$$

$$S_{WS} = \frac{k_W \cdot A_W}{2 \cdot N_S} \quad (2.39)$$

onde S_{WP} é a seção máxima dos condutores do enrolamento do primário e S_{WS} é a seção máxima dos condutores do enrolamento do secundário + indutor.

Há que salientar que isto não define o condutor que deve ser utilizado, isso depende da corrente que deverá circular pelo mesmo, mas mostra qual a bitola máxima de condutor que pode ser usada com cada núcleo.

Desprezou-se o enrolamento de desmagnetização devido ao fato de que, sendo a corrente de magnetização muito menor que a corrente de carga, estima-se que a área ocupada pelo enrolamento de desmagnetização seja bem menor que a área do enrolamento primário. Além disso, o emprego de um fator de utilização da janela da ordem de 0,3 a 0,4 propicia, na prática construtiva, sobra real de espaço na janela do núcleo. Assim, esse enrolamento deve ser facilmente construído, não proporcionando problemas, principalmente quanto a dissipação térmica.

2.9 Comprimento do entreferro

Após a determinação das características do núcleo e dos enrolamentos, pode-se determinar o comprimento do entreferro necessário, onde μ_0 é a permeabilidade magnética relativa no vácuo, através da expressão:

$$l_{gap} = \frac{\mu_0 \cdot A_{CL} \cdot N_L^2}{L_0} \quad (2.40)$$

2.10 Conclusões

A presente análise indica os níveis de fluxo a que o núcleo estará submetido, propiciando a determinação das seções das colunas necessárias. Além

disso, pode-se estimar as perdas elétricas nos enrolamentos e determinar o fator de geometria que indicará o núcleo adequado à confecção do componente magnético integrado. Por fim, a ocupação da janela do núcleo pelos enrolamentos e o comprimento do entreferro podem ser estabelecidos .

Da análise apresentada derivar-se-á, no próximo capítulo, uma metodologia para o projeto do elemento magnético integrado.

3. ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR *FORWARD* COM COMPONENTE MAGNÉTICO INTEGRADO

3.1 Introdução

Um dos principais fatores que contribuem na dificuldade de se reduzir peso e volume nos conversores para fontes chaveadas são os elementos magnéticos, já que a maioria daqueles emprega um transformador para adaptação de tensão e/ou isolamento galvânico e um indutor como filtro de corrente na saída. Via de regra tais elementos são discretos, isto é, emprega-se um núcleo para o transformador e outro para o indutor, sendo os núcleos comerciais muitas vezes superdimensionados para algumas aplicações.

Na figura 3.1 são apresentados, a título de exemplo, alguns conversores que empregam simultaneamente transformadores e filtros indutivos. Aqui pode-se perceber a simplicidade construtiva do conversor *forward*, que emprega uma única chave eletrônica e não necessita de associação de fontes na entrada do circuito.

O estudo que aqui se apresenta, pretende discutir o compartilhamento de um único núcleo pelos dois elementos magnéticos, buscando minimizar o volume e o peso final do conversor, além de reduzir o custo do dispositivo. Isso implica a necessidade de uma análise qualitativa referente ao enlace de fluxos e energia armazenada para que se possa identificar a viabilidade e desenvolver modelos para construção de elementos magnéticos integrados. Um dos pontos importantes deste estudo é a verificação da imediata aplicabilidade em nível comercial de larga escala e suas vantagens. Para tanto, escolheu-se, para associar-se o componente magnético integrado, o conversor *forward* de saída simples, devido ao fato de o mesmo constituir topologia consolidada nas aplicações de baixas potências (100W a 300W).

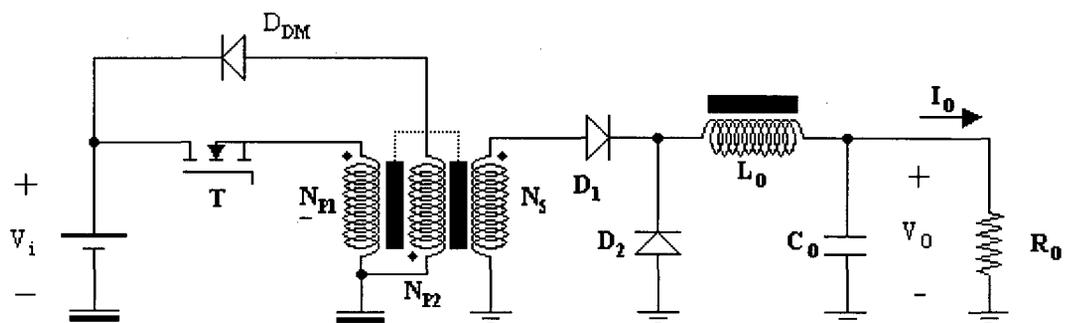


Figura 3.1.a – Conversor forward isolado.

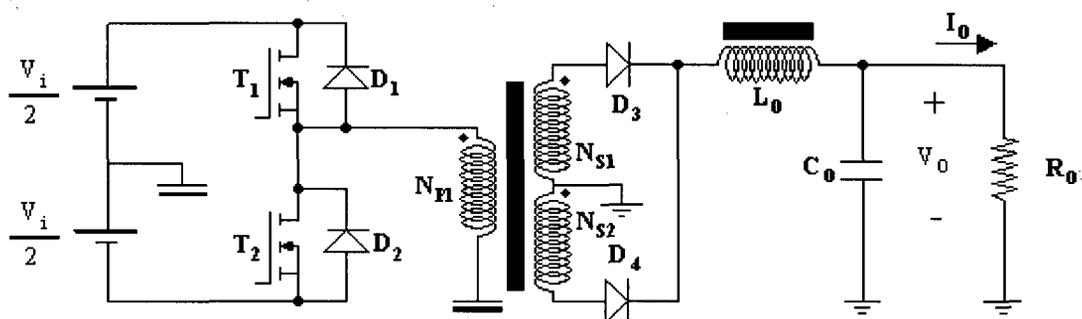


Figura 3.1.b – Conversor half-bridge.

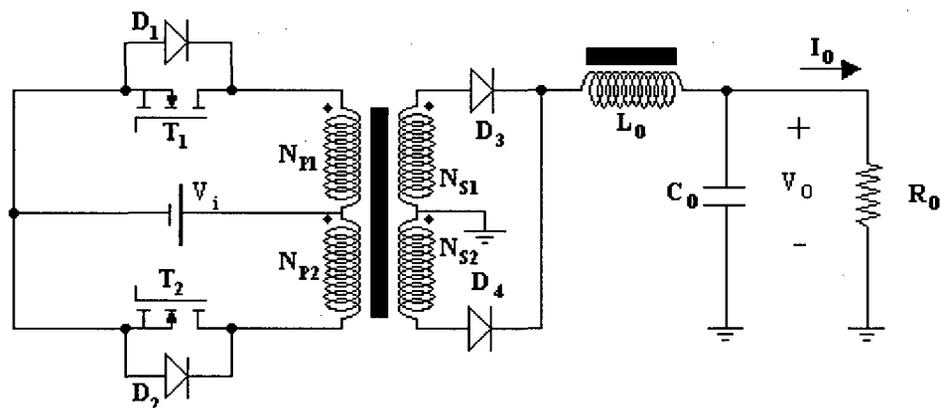


Figura 3.1.c – Conversor Push-Pull.

Figura 3.1 – Alguns conversores que empregam transformador e filtro indutivo.

3.2 Conversor *forward* de saída simples

O conversor *forward* de saída simples isolado é apresentado na figura 3.1.a e sua função de transferência das tensões de entrada/saída para condução contínua e com $N_{p2}=N_{p1}$ é mostrada na expressão 3.1, onde D é a razão cíclica de chaveamento sobre um período de operação.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_s}{N_{p1}} \cdot D \quad (3.1)$$

O conversor *forward* é assim chamado por transferir energia através do transformador durante o tempo de condução do transistor T , alimentando a carga conectada à saída e permitindo o armazenamento de energia no indutor L_o . Durante o bloqueio de T , a energia armazenada em L_o na primeira etapa é transferida à carga.

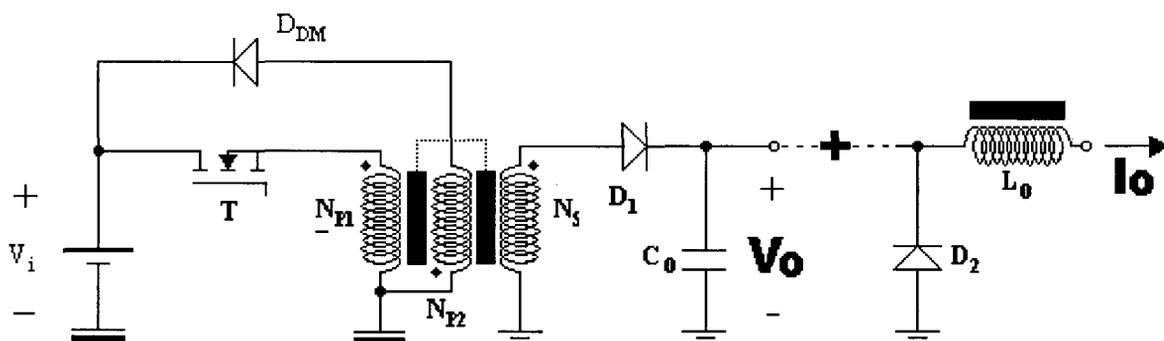


Figura 3.2 – Funções dos elementos magnéticos do conversor *forward*.

Na figura 3.2 vê-se isoladamente as funções do transformador como elemento de adaptação de tensão e isolamento galvânico, representado pelos enrolamentos N_{p1} e N_s , além do enrolamento para desmagnetização do núcleo N_{p2} , e do filtro indutivo para minimizar a ondulação da corrente de saída, representado pelo enrolamento L_o . Pode-se notar que tais elementos são independentes magneticamente, sugerindo aplicações de núcleos discretos.

3.3 Conversor *forward* com magnético integrado

Algumas das possibilidades de integração dos componentes magnéticos são apresentadas na figura 3.3.

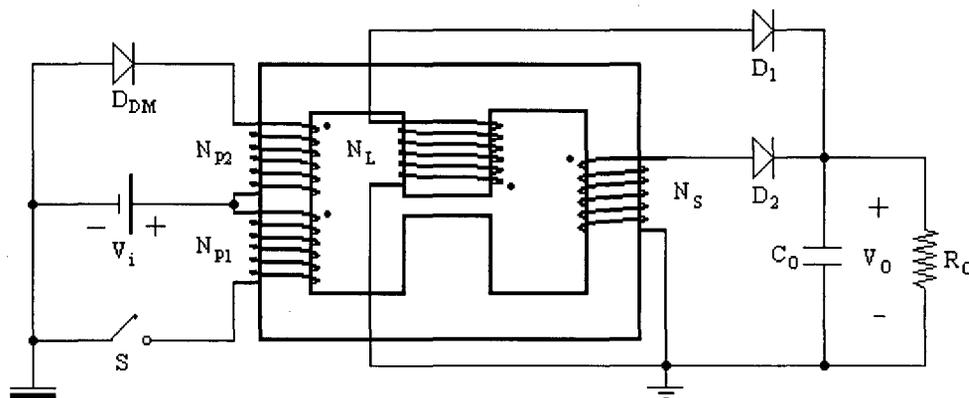


Figura 3.3.a – Primeira variação de integração.

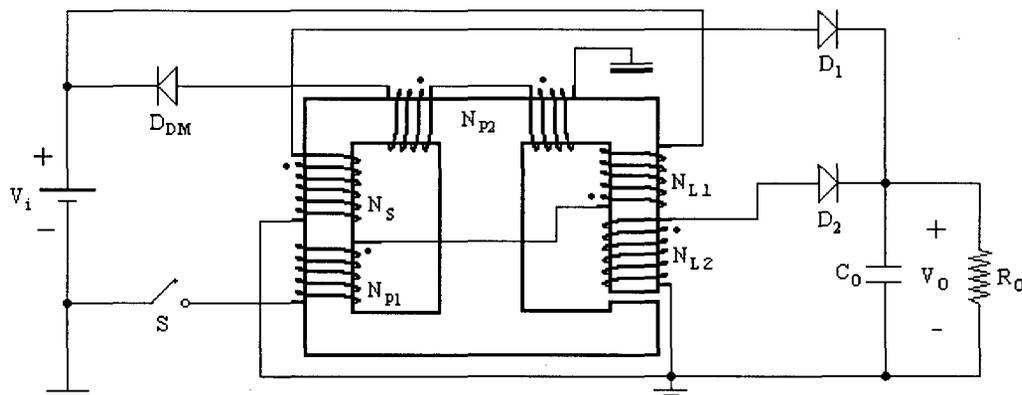


Figura 3.3.b – Segunda variação de integração.

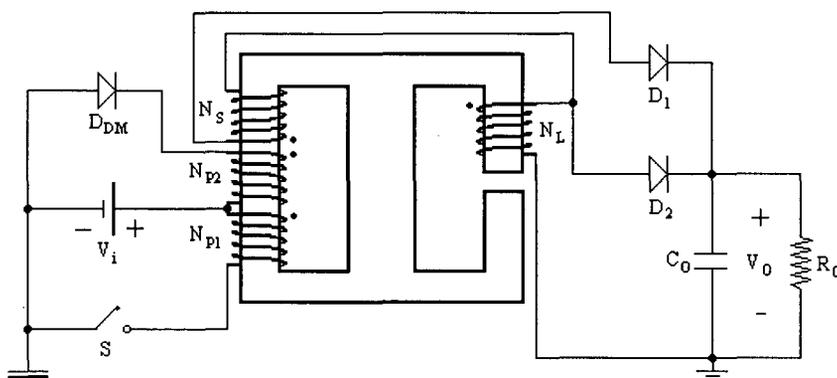


Figura 3.3.c – Terceira variação de integração.

Figura 3.3 – Algumas alternativas possíveis de integração magnética.

Pode-se perceber que a segunda variação, mostrada em 3.3.b, apresenta uma divisão de funções no indutor, onde as N_{L1} espiras do enrolamento do indutor estão em série com o enrolamento do primário, proporcionando o armazenamento de energia no entreferro durante a condução do transistor *forward*. A Segunda porção do enrolamento do indutor, formada por N_{L2} , está ligada diretamente à saída e é responsável pela manutenção do fornecimento de energia à carga quando do bloqueio do transistor. Além disso, o enrolamento de desmagnetização (N_{p2}) é dividido entre dois caminhos magnéticos, sendo um deles de alta relutância e que propicia o envio de parte da energia armazenada no entreferro de volta a fonte de entrada (V_i). Uma vantagem dessa variação é a de se poder agrupar todos os enrolamentos em dois conjuntos de bobinas sobre dois caminhos magnéticos distintos: um para o transformador e outro para o indutor. Isto implica uma maior facilidade de arranjo dos enrolamentos na busca de um melhor acoplamento magnético, o que propicia menor dispersão magnética e melhor rendimento do conjunto magnético. Outra vantagem é a total independência da reação à carga para o armazenamento de energia no entreferro. Porém, dois enrolamentos são adicionados, exigindo uma maior área de janela do núcleo, o que leva a um aumento no peso e no volume do componente magnético. Além disso, a necessidade de associação elétrica dos diferentes enrolamentos, tanto quanto o cuidado com a disposição magnética diferenciada de cada porção de enrolamento no núcleo, torna o processo construtivo mais complexo, comprometendo o custo de produção.

A terceira variação de integração magnética, mostrada na figura 3.3.c, apresenta características semelhantes à primeira variação, mostrada na figura 3.3.a, onde o circuito de alta relutância incorpora apenas o indutor de filtragem. A diferença substancial é que o indutor está em série com o enrolamento secundário durante a condução do transistor, forçando ao armazenamento de energia no entreferro pela circulação da corrente de carga através do indutor.

Já na primeira variação da figura 3.3.a, devido à disposição dos enrolamentos do transformador nas colunas externas, uma parcela de fluxo é

forçada a circular pela coluna central devido ao fluxo de reação à carga contrapor-se ao fluxo de magnetização, favorecendo o armazenamento de energia. Esta é uma estrutura mais simples, onde a relação de transformação é direta, pois os enrolamentos do primário e do secundário são ligados diretamente à fonte e à carga, respectivamente. Portanto, sendo uma estrutura mais simples no aspecto construtivo, e apresentando boa possibilidade de redução peso/volume e características elétricas e magnéticas compatíveis aos dispositivos magnéticos convencionais, torna-se foco deste estudo que tem como um dos objetivos a aplicabilidade industrial imediata.

A estrutura básica, segundo Bloom (1986), para um conversor *forward* de saída simples, empregando o elemento magnético integrado da figura 3.3.a, é apresentada esquematicamente na figura 3.4. Como se pode observar, dois dos enrolamentos do elemento magnético estão associados à saída. N_S representa as espiras do enrolamento secundário do transformador enquanto N_L representa as espiras do indutor.

Essa configuração magnética se adapta a combinação de núcleos dos tipos EE ou EI, devido à necessidade de dispor o indutor sobre uma coluna com entreferro, sem, no entanto, compartilhar este caminho de alta relutância com os enrolamentos do transformador. Considere-se então uma combinação de núcleos EE onde as espiras do indutor estão enroladas na coluna central, como apresentado na figura 3.3.a.

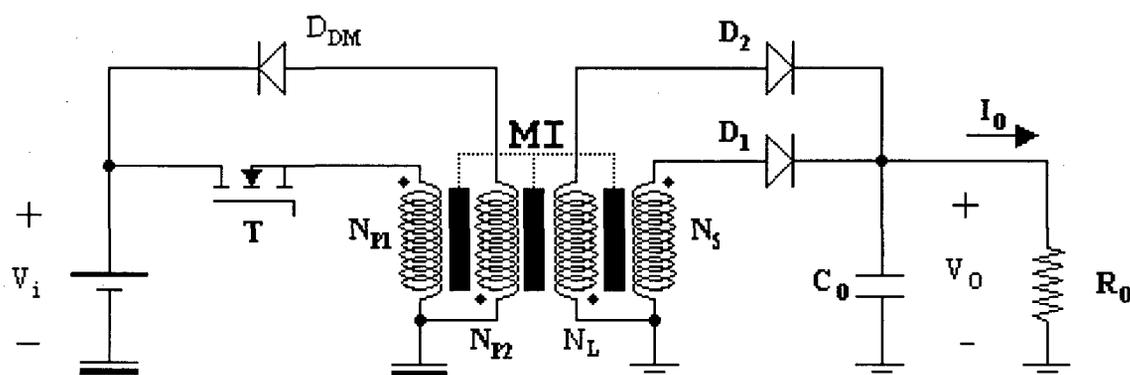


Figura 3.4 – Conversor forward com magnético integrado.

Considerando ainda que o conversor opera em condução contínua, pode-se descrever duas etapas de funcionamento:

Na primeira etapa, o transistor *forward* T está em condução e a corrente através de N_{P1} produz um fluxo magnético no núcleo, que circula preferencialmente pelas colunas externas, visto que a coluna central representa um caminho de alta relutância devido ao entreferro nela presente. Pela ação transformadora entre N_{P1} e N_S , a energia absorvida da rede é transferida à carga com a condução de D_1 . A dinâmica da corrente (reação à carga), nessa etapa de funcionamento, provoca uma variação de fluxo magnético nas colunas externas, produzindo a circulação de fluxo através da coluna central e permitindo o armazenamento de energia no entreferro. Os diodos D_2 e D_{DM} encontram-se reversamente polarizados. A duração desta etapa é de $D.T_S$ segundos.

A segunda etapa começa com o bloqueio de T e a conseqüente inversão nas polaridades das forças eletromotrizes induzidas nos enrolamentos do magnético integrado. Com isso, D_2 é diretamente polarizado e a energia armazenada no entreferro é transferida à carga enquanto que D_1 é reversamente polarizado e a energia magnetizante do núcleo é devolvida à fonte de entrada V_i através da condução de D_{DM} . Isto evita a saturação magnética do núcleo na próxima etapa de funcionamento, que será idêntica a primeira. A duração desta etapa é de $(1-D).T_S$ segundos, sendo que D_{DM} deve conduzir por um tempo inferior a $(1-D).T_S$, garantindo a total desmagnetização do núcleo e evitando a saturação magnética do mesmo.

As principais formas de onda de tensão e de corrente no elemento magnético integrado e nos semicondutores são apresentadas nas figuras 3.5 e 3.6.

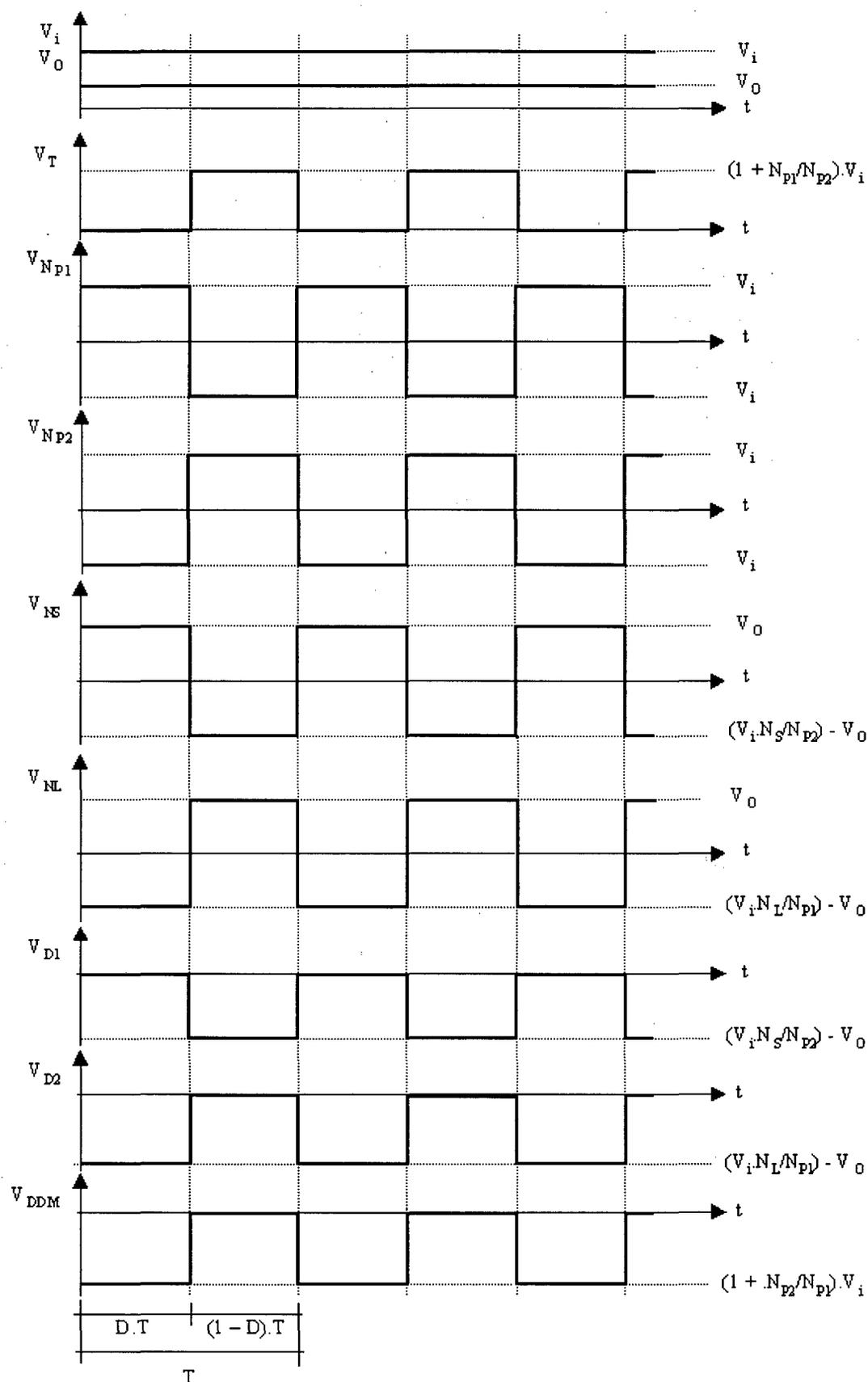


Figura 3.5 – Formas de ondas ideais das tensões para o conversor forward com magnético integrado.

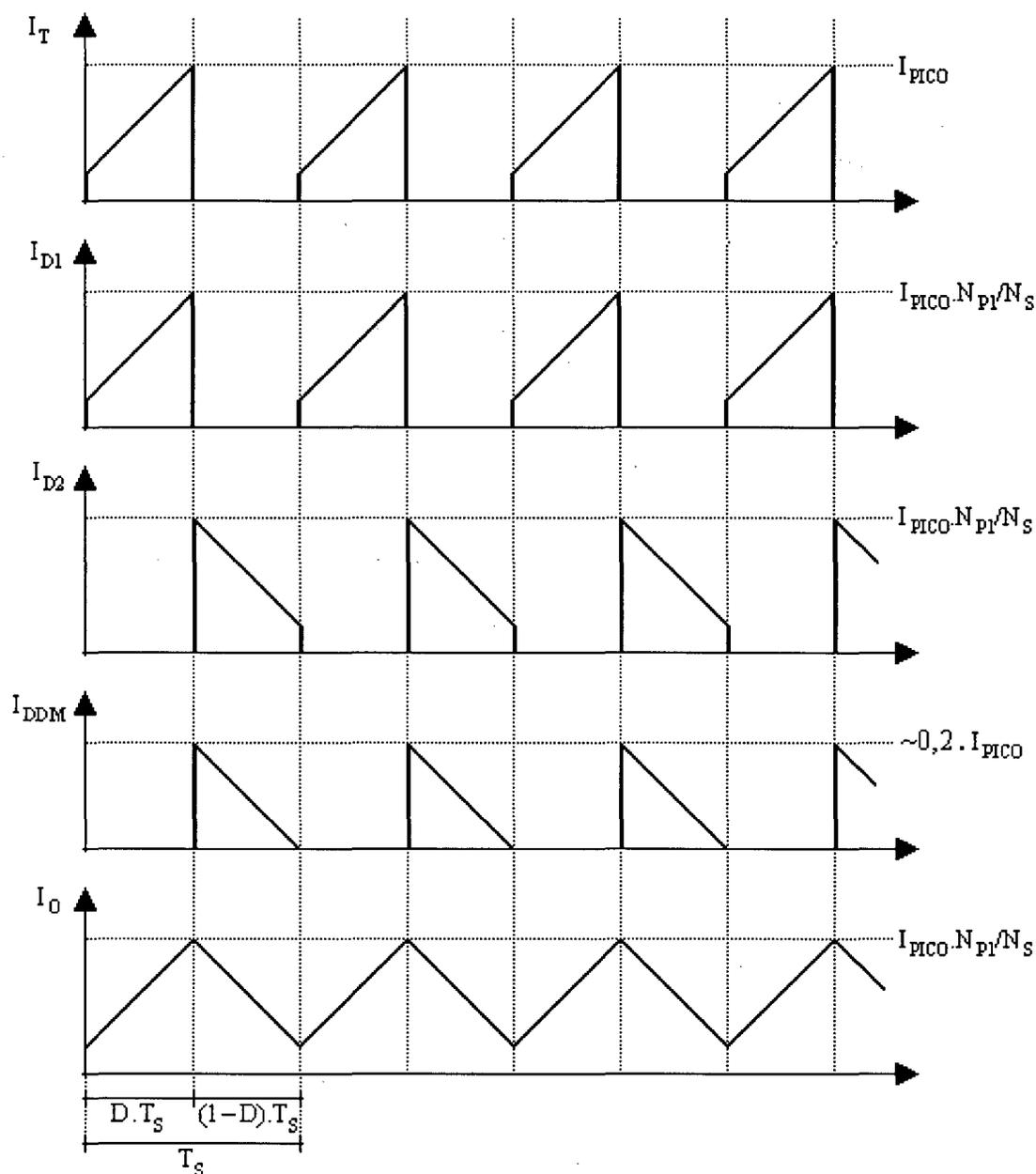


Figura 3.6 – Formas de ondas ideais das correntes para o conversor *forward* com magnético integrado.

A função de transferência ideal para as tensões de entrada/saída do conversor *forward* com magnético integrado pode ser obtida equacionando-se a resultante de fluxo através da coluna central, onde se dispõe o enrolamento do indutor. A resultante de fluxo na coluna central origina-se na diferença entre o fluxo de reação à carga, produzido pela corrente de carga circulando através do

enrolamento secundário, e o fluxo magnetizante, produzido pelo primário. Esse fluxo é forçado através do entreferro, originando o armazenamento de energia.

Na figura 3.7 pode-se visualizar a distribuição de fluxo no núcleo do elemento magnético integrado, onde ϕ_1 , ϕ_2 e ϕ_L são os fluxos do primário, de reação à carga e do indutor, respectivamente.

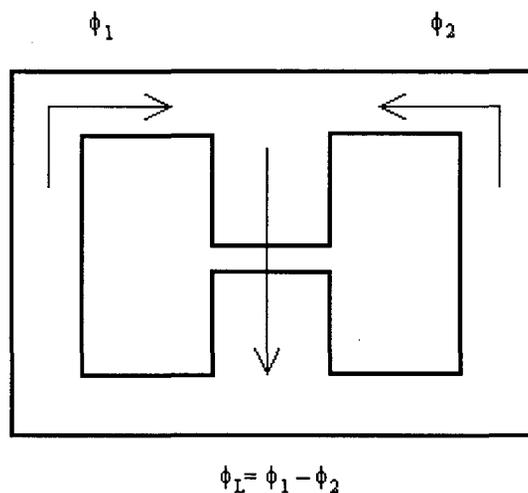


Figura 3.7 – Circuito magnético com representação dos fluxos.

Assim, para um período de chaveamento, tem-se:

$$\Delta\phi_p = \frac{V_i \cdot D \cdot T_s}{N_{p1}} \quad (3.2)$$

$$\Delta\phi_o = \frac{V_o \cdot D \cdot T_s}{N_s} \quad (3.3)$$

sendo $\Delta\phi_p$ e $\Delta\phi_o$ as variações de fluxos do primário e de reação à carga, respectivamente, e:

$$\Delta\phi_L = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T_s}{N_L} \quad (3.4)$$

a variação de fluxo através da coluna central, que também pode ser escrito como:

$$\Delta\phi_L = \Delta\phi_P - \Delta\phi_O \quad (3.5)$$

Portanto, igualando-se as expressões (3.4) e (3.5), com base nas expressões (3.2) e (3.3), a função de transferência é determinada como:

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{D \cdot N_L}{N_{P1}} \cdot \left[\frac{1}{1 - D \left(1 - \frac{N_L}{N_S} \right)} \right] \quad (3.6)$$

Pode-se salientar que para manter a corrente de saída plana, isto é, sem degrau, é necessário que o enrolamento do indutor possua o mesmo número de espiras do enrolamento secundário. Assumindo, então, essa característica, a função de transferência dada na expressão (3.6) iguala-se àquela da expressão (3.1), determinada para o conversor *forward* convencional.

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{N_S}{N_{P1}} \cdot D \quad (3.7)$$

3.4 – Conclusões

Pode-se concluir que, sendo que a mesma função de transferência satisfaz as duas configurações, convencional e com componente magnético integrado, o conversor em estudo deverá apresentar desempenho idêntico ao conversor *forward* de saída simples com elementos magnéticos discretos.

Partindo desse pressuposto, constata-se, *a priori*, a grande vantagem que se deverá ter na substituição de dois elementos magnéticos discretos por um único elemento que agregue as duas funções (transformador e filtro de corrente).

4. PROJETO DO CONVERSOR *FORWARD*

4.1 Introdução

Como já discutido no capítulo anterior, empregar-se-á um conversor *forward* de saída simples para o estudo da configuração integrada dos elementos magnéticos para fontes operando em comutação. Tal escolha tem sua justificativa pelo fato de tratar-se de um conversor já consolidado como fonte de alimentação para operação em comutação e, por conseguinte, apresentar solidificada metodologia de projeto [1, 2, 3].

Levando-se em consideração que este trabalho tem como objetivo a verificação da viabilidade do emprego de elementos magnéticos integrados, visando uma economia de material magnético e conseqüente diminuição de peso, volume e custo na realização de fontes chaveadas comerciais, é interessante o detalhamento do transformador e do indutor como elementos discretos. Isto nos permitirá uma comparação mais realista entre estes e o elemento integrado, permitindo-nos concluir sobre a viabilidade e vantagens no emprego em linhas de produção de fontes de alimentação de componentes magnéticos integrados. Além disso, tal estudo poderá indicar configurações mais adequadas de núcleos magnéticos, específicos para o compartilhamento das funções transformador e indutor.

4.2 Especificações

Um conversor *forward* de uma única saída, conforme apresentado na figura 4.1, será utilizado como base para os ensaios do componente magnético integrado. Adotar-se-á para o conversor a ser estudado as seguintes especificações:

Tensão de alimentação - $220V \pm 20\%$

Frequência de comutação - 100kHz

Tensão de saída - 15V

Potência de saída - 100W

As demais características desejadas para o conversor são:

Máxima ondulação de tensão na saída - 100mV

Regulação de carga - 1%

Regulação de linha - 1%

Rendimento - 75%

Proteções contra curto-circuito e sobretensão

Partida progressiva (*soft-start*)

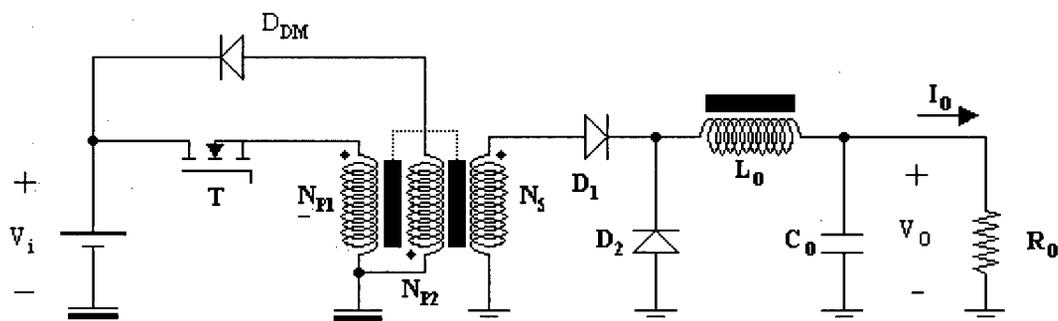


FIGURA 4.1 – Conversor forward isolado de única saída.

4.3 Dimensionamentos do conversor

4.3.1 Retificador e filtro de entrada

A figura 4.2 mostra a estrutura do retificador e filtro de entrada do

conversor *forward* e que é representado pela fonte V_i na figura 4.1.

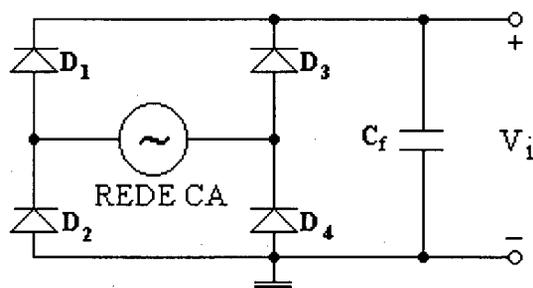


FIGURA 4.2 – Retificador e filtro de entrada do conversor *forward*.

Considerando o rendimento mínimo admissível de 75%, a potência absorvida da rede de alimentação será de:

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{100}{0,75} = 133,33 \text{ W} \quad (4.1)$$

Como a potência entregue pelo estágio de entrada depende da carga armazenada pelo capacitor de filtro e esta carga é proporcional à tensão da fonte alternada de entrada (rede), deve-se considerar o valor mínimo de V_{AC} no cálculo da capacitância para garantir o fornecimento de potência.

$$V_{\text{pico}} = \sqrt{2} \cdot V_{AC\text{min}} = \sqrt{2} \cdot 220 \cdot 0,8 = 248,9 \text{ V} \quad (4.2)$$

Admitindo-se uma queda de tensão de 2,5V nos diodos do retificador, a tensão de pico no capacitor para mínima tensão de rede atinge:

$$V_{C\text{pico}}^{\text{min}} = V_{\text{pico}} - V_{D\text{ponte}} = 248,9 - 5 = 243,9 \text{ V} \quad (4.3)$$

Considerando a ondulação de 20% na tensão de saída do retificador, calcula-se a tensão mínima no capacitor, conforme segue:

$$V_{C\text{min}} = 0,8 \cdot V_{C\text{pico}}^{\text{min}} = 0,8 \cdot 243,9 = 195,1 \text{ V} \quad (4.4)$$

Portanto, a capacitância mínima necessária para suprir a potência de 100W ao estágio chaveado, mesmo em condições de sub-tensão de alimentação, é:

$$C_f = \frac{P_i}{f \cdot \left[\left(V_{C_{pico}}^{\min} \right)^2 - \left(V_{C_{min}} \right)^2 \right]} = \frac{133,33}{60 \cdot \left(243,9^2 - 195,1^2 \right)} = 103,76 \mu\text{F} \quad (4.5)$$

E a máxima tensão a que o capacitor estará sujeito para uma sobretensão de 20% na rede será:

$$V_{C_{pico}}^{\max} = \sqrt{2} \cdot V_{AC} \cdot 1,2 = \sqrt{2} \cdot 220 \cdot 1,2 = 373,4 \text{ V} \quad (4.6)$$

Pode-se assim optar por um capacitor comercial de 150 μ F/450V (84.900, ICOTRON).

Os diodos da ponte retificadora conduzirão corrente durante a etapa de transferência de carga da fonte para o capacitor, com duração de:

$$t_c = \frac{\cos^{-1} \cdot \left[\frac{V_{C_{min}}}{V_{C_{pico}}^{\min}} \right]}{2 \cdot \pi \cdot f} = \frac{\cos^{-1} \cdot \left[\frac{195,1}{243,9} \right]}{2 \cdot \pi \cdot 60} = 1,71 \text{ ms} \quad (4.7)$$

Os mesmos ficarão sujeitos à corrente de carga do capacitor, que por ser impulsiva, representando a transferência de grande quantidade de energia em um pequeno intervalo de tempo, pode levar ao rompimento térmico dos diodos. O valor máximo desta corrente será de:

$$i_{D_{carga}} = \frac{C_f \cdot \left(V_{C_{pico}}^{\min} - V_{C_{min}} \right)}{t_c} = \frac{150 \cdot 10^{-6} \cdot (243,9 - 195,1)}{1,71 \cdot 10^{-3}} = 4,28 \text{ A} \quad (4.8)$$

A corrente eficaz total (carga e descarga) produz perdas joule ao circular pela resistência série equivalente (R_{SE}) do capacitor, onde:

$$I_{DGef} = i_{D_{carga}} \cdot \sqrt{2 \cdot t_c \cdot f - (2 \cdot t_c \cdot f)^2} = 1,73 \text{ A} \quad (4.9)$$

$$I_{DGef} = \frac{P_i}{V_{C_{min}}} = 0,68 \text{ A} \quad (4.10)$$

são as componentes eficazes de carga e descarga, respectivamente. Assim, a corrente eficaz total será:

$$I_{Cef} = \sqrt{(I_{CGef})^2 + (I_{DGef})^2} = 1,86 \text{ A} \quad (4.11)$$

A perda joule no capacitor ICOTRON 84.900 (150 μ F/450V c/R_{SE} = 2,762 Ω) será de:

$$P_{Cjoule} = R_{SE} \cdot I_{Cef}^2 = 2,762 \cdot 1,86^2 = 9,56 \text{ W} \quad (4.12)$$

Este valor representa aproximadamente 10% da potência nominal de saída, o que comprometeria totalmente a meta de rendimento desejado. Portanto, devemos promover a associação de capacitores em paralelo e, desta forma, reduzir a resistência série equivalente e a perda joule no filtro, ou empregar um capacitor com menor R_{SE}.

Os diodos da ponte retificadora deverão suportar a máxima corrente de carga do capacitor. Portanto:

$$I_{Dpico} = I_{Dcarga} = 4,28 \text{ A} \quad (4.13)$$

As componentes média e eficaz da corrente através dos diodos são dadas em função do tempo de carga do capacitor e do período de operação (frequência da rede de alimentação).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{t_c}{T}} \cdot I_{Dcarga} = \sqrt{\frac{1,71}{16,67}} \cdot 4,28 = 1,37 \text{ A} \quad (4.14)$$

$$I_{Dmed} = \frac{t_c}{T} \cdot I_{Dcarga} = \frac{1,71}{16,67} \cdot 4,28 = 0,44 \text{ A} \quad (4.15)$$

A máxima tensão a que os diodos estarão sujeitos é igual a máxima tensão da rede, então:

$$V_D = V_{ACmax} = 1,2 \cdot \sqrt{2} \cdot 220 = 373,4 \text{ V} \quad (4.16)$$

Como os diodos suportam, normalmente, uma corrente de pico não repetitiva muito superior a corrente média nominal durante aproximadamente meio ciclo de rede e o circuito possui partida progressiva (soft start), pode-se

empregar diodos 1N4004 ($I_{med}=1A$, $I_{ef}=2A$, $I_{pico}=35A$ e $V_D=400V$). Outra opção é o emprego de uma ponte SKB1,2/04 ($I_D=1,2A$, $I_{Dcl}=1A$, $I_{pico}=58A$ e $V_D=400V$) da SEMIKRON.

4.3.2 Transistor forward e diodo de desmagnetização

O valor de pico da tensão sobre o transistor *forward* e o diodo de desmagnetização é o dobro da tensão máxima da rede de alimentação, devido à utilização do enrolamento para a desmagnetização forçada. Desta forma:

$$V_{Tmax} = V_{Dmag} = 2 \cdot 373,4 = 746,8 \text{ V} \quad (4.17)$$

A máxima corrente no transistor ocorre para a tensão mínima de alimentação e máxima razão cíclica. Ainda, considerando um rendimento do estágio retificador de 90% e o rendimento total de 75%, o rendimento do conversor será de aproximadamente 83%. Assim:

$$I_{Tmax} = \frac{1,2 \cdot P_o}{\eta \cdot V_{pico} \cdot D_{max}} = \frac{1,2 \cdot 100}{0,83 \cdot 248,9 \cdot 0,45} = 1,29 \text{ A} \quad (4.18)$$

Admitindo que a corrente durante a desmagnetização do núcleo seja de 20% da máxima corrente no transistor, além de considerar a alta frequência de operação, podemos selecionar o diodo de desmagnetização.

$$I_{Dmag} = 0,2 \cdot 1,43 = 0,26 \text{ A} \quad (4.19)$$

Deve-se empregar um diodo rápido como o SK4F4/08 ($I_{med}=1,2A$, $V_D=800V$ e $t_{rr}=0,2\mu s$) da SEMIKRON e um MOSFET IRFBE30 ($V_{DS}=800V$, $R_{DSon}=3\Omega$, $I_{D(100^\circ C)}=2,6A$) da MOTOROLA.

4.3.3 Filtro de saída

Em relação aos níveis de ondulação de tensão e corrente na carga, é necessário a aplicação de um indutor em série com a saída, que garanta uma ondulação máxima na corrente de 20%, e um capacitor em paralelo (circuito

tanque), para viabilizar um ΔV_{\max} de 100mV. A situação crítica para máxima ondulação de corrente e tensão na saída ocorre quando a tensão da rede for máxima e a razão cíclica for mínima.

$$D_{\min} = D_{\max} \cdot \frac{V_{C\min}}{V_{C\text{pico}}^{\max}} = 0,45 \cdot \frac{195,12}{373,35} = 0,235 \quad (4.20)$$

Portanto, para D_{\min} o transistor *forward* permanece sem comando de base por um tempo máximo em cada ciclo de operação, o que indica uma menor transferência de energia, daí representando a situação crítica para as ondulações na saída.

$$t_{\text{offmax}} = (1 - D_{\min}) \cdot T_s = (1 - 0,235) \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 7,65 \mu\text{s} \quad (4.21)$$

Assim, a indutância necessária será de:

$$L_o = \frac{(V_o + V_D) \cdot t_{\text{offmax}}}{\Delta I_L} = \frac{(15 + 1) \cdot 7,65 \cdot 10^{-6}}{0,2 \cdot 6,67} = 89,51 \mu\text{H} \quad (4.22)$$

enquanto a capacitância será de:

$$C_o = \frac{\Delta I_L}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = \frac{0,2 \cdot 6,67}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-3}} = 21,23 \mu\text{F} \quad (4.23)$$

O capacitor C_o deve apresentar resistência série equivalente baixa, para evitar perdas devido à componente alternada da corrente. Assim, a máxima R_{SE} permissível será de:

$$R_{SE\max} = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 6,67} = 75 \text{ m}\Omega \quad (4.24)$$

O capacitor comercial indicado é o ICOTRON (85.600) de 2.200 μ F, 16V e $R_{SE}=60\text{m}\Omega$.

4.3.4 Diodos de saída

Devido a alta frequência de operação do conversor, os diodos de saída devem recuperar as cargas na junção rapidamente para garantir o chaveamento.

O diodo associado ao secundário do transformador estará sujeito a uma corrente média de:

$$I_{Dmed1} = D_{max} \cdot I_O = 0,45 \cdot 6,67 = 3 \text{ A} \quad (4.25)$$

Já no diodo ligado em paralelo com o transformador circulará uma corrente média de:

$$I_{Dmed2} = (1 - D_{min}) \cdot I_O = (1 - 0,235) \cdot 6,67 = 5,1 \text{ A} \quad (4.26)$$

A tensão de pico máxima sobre os diodos ocorre para D_{min} .

$$V_{Dmax} = \frac{V_O + V_D}{D_{min}} = \frac{15 + 1}{0,235} = 68 \text{ V} \quad (4.27)$$

Pode-se empregar um diodo duplo MUR610CT (6A, 100V) da MOTOROLA.

4.3.5 Transformador

Para garantir a tensão nominal de saída, a relação de transformação deve ser estabelecida para a mínima tensão de entrada, que é a tensão mínima sobre o capacitor de $150\mu\text{F}$.

$$V_{Cmin} = \sqrt{V_{Cpico}^{min}{}^2 - \frac{P_o}{f \cdot \eta \cdot C_f}} = \sqrt{243,9^2 - \frac{100}{60 \cdot 0,75 \cdot 150 \cdot 10^{-6}}} = 211,36 \text{ V} \quad (4.28)$$

Inicialmente levar-se-á em conta a saturação magnética como limitação para o volume do núcleo do transformador. O produto de áreas do núcleo pode ser determinado em função da potência de saída, da densidade de corrente nos enrolamentos, da frequência de operação e da máxima densidade de fluxo, como segue:

$$A_e \cdot A_w = \frac{2 \cdot P_o}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot \Delta B} \cdot 10^4 = \frac{2 \cdot 100}{0,4 \cdot 0,5 \cdot 450 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,3} \cdot 10^4 = 0,741 \text{ cm}^4 \quad (4.29)$$

O núcleo THORNTON EE 30/14 ($A_e=1,2\text{cm}^2$ e $A_w=0,85\text{cm}^2$) apresenta um produto de $1,02\text{cm}^4$ e satisfaz a condição necessária para a densidade de fluxo inicialmente adotada de $0,3T$.

Considerando a tensão de condução do transistor *forward* de $1,2V$, a relação de transformação será de:

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{D_{\max} \cdot (V_{C\min} - V_s)}{1,1 \cdot (V_o + V_D \cdot D_{\max})} = \frac{0,45 \cdot (211,36 - 1,2)}{1,1 \cdot (15 + 1 \cdot 0,45)} = 5,565 \cong 6 \quad (4.30)$$

O número de espiras do enrolamento primário será de:

$$N_p \geq \frac{V_{C\min} - V_s}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f} \geq \frac{211,36 - 1,2}{2 \cdot 1,2 \cdot 10^{-4} \cdot 0,3 \cdot 100 \cdot 10^3} \geq 29,2 \text{ espiras} \quad (4.31)$$

Portanto, no secundário deve-se ter:

$$N_s = \frac{1}{6} \cdot N_p = 0,1667 \cdot 29,2 = 4,87 \text{ espiras} \quad (4.32)$$

Emprega-se 30 espiras no primário e 5 espiras no secundário.

As correntes eficazes nos enrolamentos serão:

$$I_{\text{Pef}} = \frac{4 \cdot P_o}{\sqrt{2} \cdot (V_{C\min} - V_s)} = \frac{4 \cdot 100}{\sqrt{2} \cdot (211,36 - 1,2)} = 1,35 \text{ A} \quad (4.33)$$

$$I_{\text{sef}} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{6,67}{\sqrt{2}} = 4,72 \text{ A} \quad (4.34)$$

A densidade máxima de corrente, ajustada em função do produto de áreas, pode ser determinada como:

$$J = 420 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,24} = 420 \cdot 1,02^{-0,24} = 418 \text{ A/cm}^2 \quad (4.35)$$

Assim, pode-se agora identificar a seção reta dos condutores necessária para cada enrolamento em função da nova densidade de corrente e das componentes eficazes de corrente.

$$S_{CuP} = \frac{I_{Pef}}{J} = \frac{1,35}{418} = 0,0032 \text{ cm}^2 \quad (4.36)$$

$$S_{CuS} = \frac{I_{Sef}}{J} = \frac{4,53}{418} = 0,0108 \text{ cm}^2 \quad (4.37)$$

A priori, emprega-se condutores de $0,312\text{mm}^2$ (22AWG) e de $1,37\text{mm}^2$ (16AWG) para os enrolamentos do primário e do secundário, respectivamente. Porém, o efeito *Skin* é intensificado em altas frequências, indicando, muitas vezes, a necessidade de aplicação de condutores em paralelo (ou fio Litz) na construção dos enrolamentos. A profundidade de penetração da corrente nos condutores em função da frequência, para uma temperatura de 100°C , será de:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = \frac{7,5}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} = 23,7 \cdot 10^{-3} \text{ cm} = 0,237 \text{ mm} \quad (4.38)$$

Então, o máximo diâmetro para os condutores para uma melhor distribuição de corrente será de:

$$\Phi_{Cu\max} = 2 \cdot \Delta = 2 \cdot 0,237 = 0,474 \text{ mm} \quad (4.39)$$

O fio de $0,16\text{mm}^2$ (25AWG) possui diâmetro de $0,45\text{mm}$ e área de seção reta de $0,001624\text{cm}^2$. Faz-se necessário, então:

$$\frac{S_{CuP}}{S_{25AWG}} = \frac{0,0032}{0,001624} = 1,97 \quad (4.40)$$

$$\frac{S_{CuS}}{S_{25AWG}} = \frac{0,0108}{0,001624} = 6,65 \quad (4.41)$$

Os enrolamentos serão construídos com fio de $0,16\text{mm}^2$, sendo 2 fios em paralelo para o primário e 7 fios em paralelo para o secundário. O enrolamento de desmagnetização opera com corrente da ordem de 20% da corrente primária, no máximo. Assim, a seção reta dos condutores para este enrolamento será de:

$$S_{CuD} = \frac{I_{efD}}{J} = \frac{0,2 \cdot 1,35}{418} = 0,000646 \text{ cm}^2 \quad (4.42)$$

Pode-se aplicar o fio de 0,066mm² (29AWG), respeitando, ainda, o diâmetro mínimo em função do efeito *Skin*. O número de espiras é idêntico ao do enrolamento primário.

A escolha do núcleo, limitado pelas perdas, histerese magnética e correntes parasitas, é determinada em função da frequência por:

$$A_e \cdot A_w = \left[\frac{P_o \cdot 10^4}{120 \cdot \beta \cdot f_s} \right]^{1,6} \cdot (k_H \cdot f_s + k_E \cdot f_s^2)^{0,67} \quad (4.43)$$

onde β é um parâmetro que depende do tipo de transformador ou indutor, k_H é o coeficiente de perdas por histerese e k_E é o coeficiente de perdas por correntes parasitas.

Adotando-se como valores típicos, segundo Unitrode (1986), $\beta = 0,1$, $k_H = 4 \cdot 10^{-4}$ e $k_E = 4 \cdot 10^{-10}$, tem-se:

$$A_e \cdot A_w = \left[\frac{100 \cdot 10^4}{120 \cdot 0,1 \cdot 100 \cdot 10^3} \right]^{1,6} \cdot (4 \cdot 10^{-4} \cdot 100 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 100 \cdot 10^8)^{0,67} = 9,43 \text{ cm}^4 \quad (4.44)$$

Portanto, a limitação é imposta pelas perdas e deve-se decidir ou pelo emprego de um núcleo maior ou pela redução da densidade de fluxo com que o núcleo vai operar. Como o objetivo é minimizar peso e volume, optar-se-á pela redução na densidade de fluxo.

$$A_e \cdot A_w = \frac{2 \cdot P_o}{k_w \cdot k_p \cdot J \cdot f \cdot \Delta B} \cdot 10^4 = \frac{2 \cdot 100}{0,4 \cdot 0,5 \cdot 450 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,115} \cdot 10^4 = 1,932 \text{ cm}^4 \quad (4.45)$$

para uma densidade de fluxo de 0,115T.

Adota-se então o núcleo THORNTON EEL 40 IP12, cujo produto de áreas é de 2,1cm⁴. Tem-se ainda, $A_e = 1,42\text{cm}^2$, $V_e = 16,659\text{cm}^3$ e $l_e = 6,0\text{cm}$, segundo Catálogo de Ferrite (THORNTON, 1994).

As perdas no núcleo podem agora ser calculadas em função do volume do mesmo:

$$P_C = \Delta B^{2,4} \cdot V_e \cdot (k_H \cdot f_S + k_E \cdot f_S^2) \quad (4.46)$$

$$P_C = 0,115^{2,4} \cdot 16,659 \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 100 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 100 \cdot 10^8) = 742 \text{ mW}$$

O número de espiras dos enrolamentos em função da nova densidade de fluxo será de:

$$N_p \geq \frac{V_{Cmin} - V_S}{2 \cdot A_e \cdot \Delta B \cdot f} \geq \frac{211,36 - 1,2}{2 \cdot 1,42 \cdot 10^{-4} \cdot 0,115 \cdot 100 \cdot 10^3} \geq 64,4 \text{ espiras} \quad (4.47)$$

$$N_s = \frac{1}{6} \cdot N_p = 0,1667 \cdot 64,4 = 10,8 \text{ espiras} \quad (4.48)$$

Os enrolamentos primário e secundário devem ser confeccionados com 65 e 11 espiras, respectivamente.

Sendo a potência dissipada no cobre dada por:

$$P_{Cu} = I_{ef}^2 \cdot \frac{N \cdot l_e \cdot \rho}{S} \quad (4.49)$$

as perdas por enrolamento serão de:

$$P_{CuP} = 1,35^2 \cdot \frac{65 \cdot 6,0 \cdot 1,9654 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 1,624 \cdot 10^{-3}} = 430 \text{ mW} \quad (4.50)$$

$$P_{CuS} = 4,53^2 \cdot \frac{11 \cdot 6,0 \cdot 1,9654 \cdot 10^{-6}}{7 \cdot 1,624 \cdot 10^{-3}} = 234 \text{ mW} \quad (4.51)$$

onde $1,9654 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ é a resistividade do cobre a 60°C , considerando a máxima elevação de temperatura no transformador e a temperatura ambiente ambas iguais a 30°C .

A potência total dissipada no cobre será de:

$$P_{CuT} = P_{CuP} + P_{CuS} = 430 \cdot 10^{-3} + 234 \cdot 10^{-3} = 664 \text{ mW} \quad (4.52)$$

Conseqüentemente, a potência total dissipada pelo transformador será de:

$$P_T = P_C + P_{CuT} = 742 \cdot 10^{-3} + 664 \cdot 10^{-3} = 1,41 \text{ W} \quad (4.53)$$

Sendo a elevação de temperatura do núcleo dada em função de sua resistência térmica e da potência dissipada, tem-se:

$$R_{TH} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 23 \cdot 2,1^{-0,37} = 17,48 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.54)$$

$$\Delta T = R_{TH} \cdot P_T = 17,48 \cdot 1,41 = 24,65 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.55)$$

Esta elevação de temperatura está dentro dos limites desejados e, portanto, o núcleo selecionado atende as condições de projeto e será empregado.

O transformador será assim constituído:

NÚCLEO:.....EEL 40, IP12 , THORNTON

ENROLAMENTOS:

Primário:.....2x0, 16mm², 65 espiras

Secundário:.....7x0,16mm², 11 espiras

4.3.6 Indutor

De acordo com Barbi (1990), o produto de áreas para o núcleo do indutor será de:

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_O \cdot I_{pico}^2 \cdot 10^4}{k \cdot B_{max} \cdot J} = \frac{89,51 \cdot 10^{-6} \cdot 7,34^2 \cdot 10^4}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 418} = 0,5494 \text{ cm}^4 \quad (4.56)$$

onde 7,34A é a corrente de pico para uma ondulação de 20% na corrente de saída e 0,3T é a máxima densidade de fluxo.

Pode-se empregar o núcleo EEL 28 que apresenta um produto de áreas de 0,817cm⁴

Assim, o número de espiras do indutor será de:

$$N_L = \frac{L_O \cdot I_{\text{pico}} \cdot 10^4}{B_{\text{max}} \cdot A_e} = \frac{89,51 \cdot 10^{-6} \cdot 7,34 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 0,845} = 25,9 \text{ espiras} \quad (4.57)$$

A seção reta dos condutores do enrolamento do indutor deve ser de:

$$S_{\text{CuL}} = \frac{I_O}{J} = \frac{6,67}{420} \cong 0,016 \text{ cm}^2 \quad (4.58)$$

O número de condutores em paralelo devido ao efeito *Skin* será

$$\frac{S_{\text{CuL}}}{S_{25\text{AWG}}} = \frac{0,016}{0,001624} = 9,85 \text{ condutores} \quad (4.59)$$

Portanto, o indutor será assim constituído:

NÚCLEO:.....EEL 28, IP12 , THORNTON

ENROLAMENTO:.....10x0,16 mm², 26 espiras

4.3.7 Circuitos de proteção

Serão empregados elementos adicionais como: circuito para partida progressiva (*soft-start*), para evitar surtos de tensão e corrente na saída do conversor durante a partida e a fadiga prematura dos componentes eletrônicos; circuito de sobrecorrente, para proteção do transistor *forward*; circuito de sobretensão, para proteção da carga.

Soft-start - Constitui-se de um circuito RC que, de acordo com a constante de tempo de carga do capacitor ($\tau = RC$), habilita o circuito de controle LM3524, através do pino 9, a variar a razão cíclica de um valor mínimo ao valor nominal de forma progressiva. Adotando $t = 1\text{s}$ como tempo de partida e $V_c(t) = 1,5\text{V}$, tem-se:

$$V_c(t) = V_o \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (4.60)$$

$$1,5 = 15 \cdot \left(1 - e^{-\frac{1}{RC}}\right) \quad (4.61)$$

$$RC = 9,4912 \quad (4.62)$$

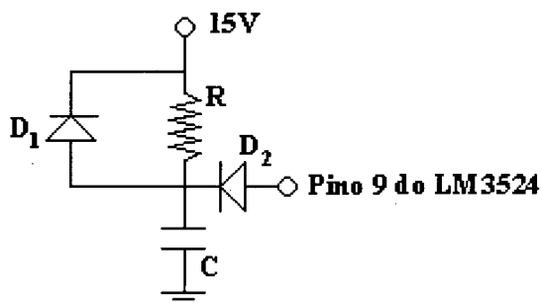


FIGURA 4.3 – Circuito de partida progressiva (*soft-start*).

Adotar-se-á $R = 220\text{k}\Omega$ e $C = 47\mu\text{F}$. Os diodos D_1 e D_2 podem ser 1N4148.

Sobrecorrente – A proteção de sobrecorrente será constituída por um transformador de corrente (TC) em série com o transistor *forward*, um SCR (T_h) e um transistor (T_2). Quando a corrente através do TC atingir 130% do valor máximo previsto em funcionamento normal, o SCR será disparado, levando o transistor T_2 a saturação e desabilitando o comando do transistor *forward* através do pino 10 do LM3524.

$$I_{CC} = 1,3 \cdot I_{Cmax} = 1,3 \cdot 1,43 = 1,86 \text{ A} \quad (4.63)$$

Pode-se empregar $R_2 = R_3 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 56\text{nF}$ e $T_h = \text{TIC } 106$ ($V_g = 1\text{V}$ e $I_g = 1\text{mA}$), tem-se:

$$I_3 = \frac{V_g}{R_3} = \frac{1}{1.10^3} = 1 \text{ mA} \quad (4.64)$$

$$I_2 = I_g + I_3 = 1.10^{-3} + 1.10^{-3} = 2 \text{ mA} \quad (4.65)$$

$$V_1 = R_2 \cdot I_2 + V_g = 1.10^3 \cdot 2.10^{-3} + 1 = 3 \text{ V} \quad (4.66)$$

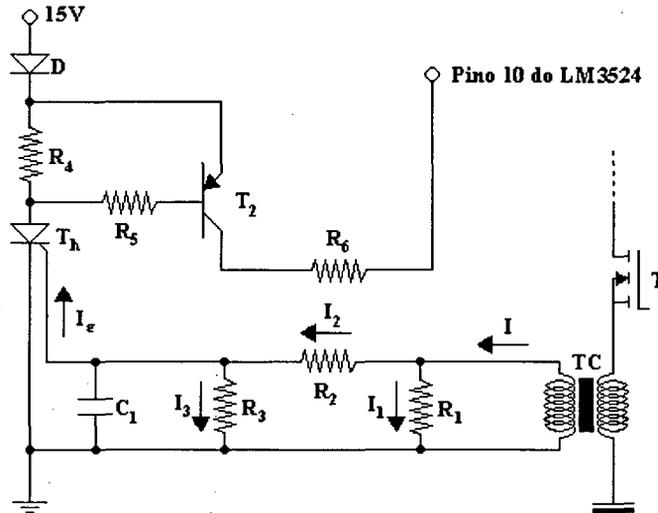


FIGURA 4.4 – Proteção de sobrecorrente.

Sendo:

$$R_1 = \frac{V_1}{I_1} \quad (4.67)$$

$$I = I_1 + I_2 = \frac{I_{CC}}{N} \quad (4.68)$$

Pode-se determinar o número de espiras do transformador de corrente, adotando $R_1 = 47\Omega$.

$$N = \frac{I_{CC}}{\frac{V_1}{R_1} + I_2} = \frac{1,86}{\frac{3}{47} + 2 \cdot 10^{-3}} = 28 \text{ espiras} \quad (4.69)$$

Sendo $I_h = 50\text{mA}$ a corrente de manutenção do TIC 106, tem-se:

$$R_4 \leq \frac{V_{CC}}{I_h} \leq \frac{15}{50 \cdot 10^{-3}} \leq 300 \Omega \quad (4.70)$$

Tomando-se, então, $R_4 = 150\Omega$, $R_5 = 120\Omega$, $R_6 = 2\text{k}\Omega$ e $T_2 = \text{BC337}$.

Sobretensão – Este circuito será composto de um diodo zener, um SCR, um capacitor e um resistor, conforme esquema da figura 4.5.

Sempre que a tensão de saída ultrapassar $V_z + V_g$, o SCR entra em

condução colocando a saída em curto e fazendo atuar o circuito de sobrecorrente.

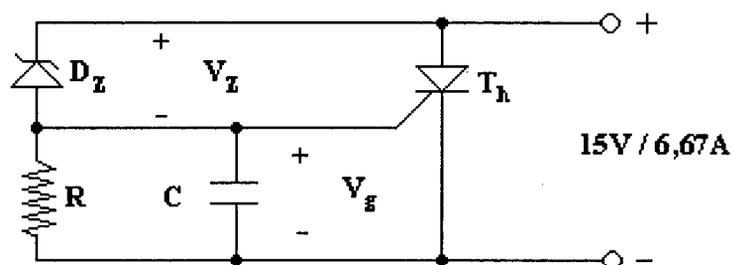


FIGURA 4.5 – Proteção contra sobretensão.

Os componentes selecionados são $T_h = TIC 106$, $C = 1\mu F/16V$, $R = 1k\Omega$ e $D_z = 1N4109$.

O comando do transistor *forward* emprega, a partir do pino 12 do LM3524, um circuito de ataque com um transformador de pulso e dois diodos zener, para garantir a tensão *gate-source*.

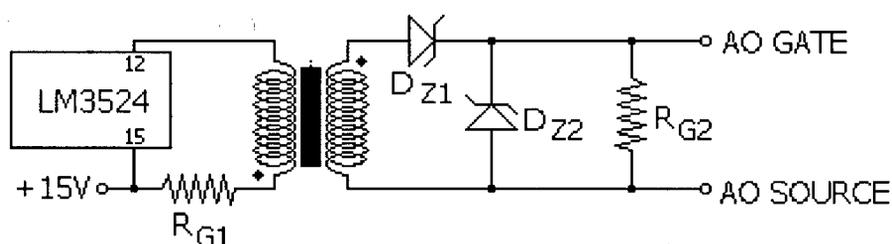


FIGURA 4.6 – Ataque do transistor forward.

4.4 Conclusões

O projeto aqui apresentado leva em consideração a elevação de temperatura como limitação para a escolha do núcleo do transformador, com a preocupação de minimização do volume magnético. Torna-se evidente a necessidade de operação com baixa densidade de fluxo para garantir-se menores perdas no núcleo associada a minimização de volume.

Esse projeto do conversor forward convencional com elementos magnéticos discretos será a base para a experimentação do componente magnético integrado projetado no capítulo subsequente.

5. PROJETO DO MAGNÉTICO INTEGRADO

5.1 Introdução

A partir das especificações do conversor *forward*, pode-se encontrar o núcleo adequado para o componente magnético integrado. Porém, algumas estimativas iniciais devem ser admitidas, como por exemplo, a perda por efeito joule nos enrolamentos do componente magnético integrado que atenda a especificação de rendimento, sem esquecer do problema térmico do componente operando em alta frequência, caracterizado pela elevação de temperatura.

Assim, após a determinação do fator de geometria do núcleo magnético a partir das perdas no cobre, pode-se adotar um núcleo comercial que atenda as necessidades magnéticas, elétricas e mecânicas. Então, poder-se-á comparar o volume do componente magnético integrado àquele que corresponde à soma dos volumes dos elementos magnéticos discretos do projeto do conversor *forward*, conforme discutido no capítulo anterior.

5.2 Determinação do núcleo magnético

Considerando o projeto dos elementos magnéticos discretos executado no capítulo 4, pode-se estimar, aqui para efeito comparativo, o volume magnético total para o magnético integrado. Inicialmente, considerar-se-á ideal uma economia de 30% em material magnético. Portanto, tendo o volume total dos elementos magnéticos discretos para os núcleos EEL 28 e EEL 40, respectivamente para o indutor e o transformador, como:

$$V_{MD} = V_{Ni} + V_{Nt} = 6,344 + 16,659 = 23,003 \text{ cm}^3 \quad (5.1)$$

segundo catálogo da THORNTON Inpec Eletrônica (1994).

O volume estimado ideal do componente magnético integrado deve ser de:

$$V_{MI} = 0,7 \cdot V_{MD} = 0,7 \cdot 23,003 = 16,102 \text{ cm}^3 \quad (5.2)$$

Admitindo-se uma perda no cobre do componente magnético integrado na ordem de 500mW, refletindo 0,5 por cento da potência de saída do conversor e, portanto, representando um valor realista, pode-se determinar o fator de geometria do núcleo do referido componente conforme (2.33), adotando 0,2T como máxima densidade de fluxo e 20% de ondulação na corrente de saída.

$$k_g = \frac{3,91 \cdot 10^3}{P_{Cu}} \cdot \left[\frac{P_o}{f_s \cdot B_m} \right]^2 = \frac{3,91 \cdot 10^3}{500 \cdot 10^{-3}} \cdot \left[\frac{100}{100 \cdot 10^3 \cdot 0,2} \right]^2 = 195,5 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^5 \quad (5.3)$$

Calculando-se o fator de geometria para alguns núcleos comerciais, pode-se determinar, por aproximação, aquele mais indicado para a situação presente. Optou-se aqui pelos núcleos EE 30/14, EE 42/15 e EEL 40 da THORNTON Inpec Eletrônica para uma avaliação inicial. Assim, tem-se os fatores de geometria para os três núcleos acima, respectivamente, como:

$$k_{g \ 30/14} = \frac{k_w \cdot A_w \cdot A_{CL}^2}{l_e} = \frac{0,4 \cdot 0,85 \cdot 1,2^2}{6,7} = 73,07 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^5 \quad (5.4)$$

$$k_{g \ 42/15} = \frac{k_w \cdot A_w \cdot A_{CL}^2}{l_e} = \frac{0,4 \cdot 1,57 \cdot 1,81^2}{8,7} = 236,48 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^5 \quad (5.5)$$

$$k_{g \ 40} = \frac{k_w \cdot A_w \cdot A_{CL}^2}{l_e} = \frac{0,4 \cdot 1,81 \cdot 1,42^2}{6,0} = 243,31 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^5 \quad (5.6)$$

Adotando-se, então, o núcleo EE 42/15 como primeira estimativa, pode-se determinar o número de espiras do secundário em função das características elétricas do conversor, da máxima densidade de fluxo no núcleo e da área efetiva no núcleo. Assim, das expressões (2.17) e (2.18), obtém-se:

$$N_s = \frac{(1-D) \cdot V_o \cdot T_s}{B_m \cdot A_{CL}} \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{I_o}{\Delta I_o} \right] = \frac{15 \cdot 0,5 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{0,2 \cdot 181 \cdot 10^{-6}} \cdot \left[0,5 + \frac{1}{0,2} \right] = 11,4 \text{ espiras} \quad (5.7)$$

para máxima razão cíclica igual a 50% e máxima densidade de fluxo igual a 0,2T, para minimizar as perdas magnéticas.

Dessa forma, a perda no cobre a partir de (2.29) e (2.30) será de:

$$P_{Cu} = \frac{3}{2} \cdot I_o^2 \cdot \frac{2 \cdot \rho \cdot N_s^2 \cdot l_e}{k_w \cdot A_w} = \frac{3}{2} \cdot 6,67^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot 1,964 \cdot 10^{-6} \cdot 11^2 \cdot 8,7}{0,4 \cdot 1,57} \right) = 440 \text{ mW} \quad (5.8)$$

considerando o comprimento médio de uma espira e a área da janela dadas no catálogo da THORNTON Inpec Eletrônica (1994) para o núcleo EE 42/15 e a resistividade do cobre a 60°C.

Assim, o fator de geometria do componente magnético integrado, corrigido em função das perdas no cobre calculadas em (5.8), e para 20% de ondulação na corrente de saída, é dado em (5.9)

$$k_g = \frac{3,91 \cdot 10^3}{P_{Cu}} \cdot \left[\frac{P_o}{f_s \cdot B_m} \right]^2 = \frac{3,91 \cdot 10^3}{440 \cdot 10^{-3}} \cdot \left[\frac{100}{100 \cdot 10^3 \cdot 0,2} \right]^2 = 222,16 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^5 \quad (5.9)$$

Percebe-se, portanto, que o fator de geometria corrigido dado em (5.9) aproximou-se daquele calculado para o núcleo EE 42/15, conforme (5.5).

Também, o volume efetivo do núcleo EE 42/15, apresentado no catálogo da THORNTON Inpec Eletrônica (1994) como 17,6 cm³, aproxima-se do valor estimado em (5.2), para atender a meta de 30% de economia de material magnético através do processo de integração de funções magnéticas.

Conseqüentemente, pode-se concluir que o núcleo EE 42/15 atende as condições de projeto para o componente magnético integrado, dentre os núcleos magnéticos comerciais investigados.

5.3 Enrolamentos

O indutor e o enrolamento secundário possuem o mesmo número de espiras para evitar um degrau na corrente de saída como já mencionado no capítulo 3. Para o núcleo EE 42/15, conforme calculado em (5.7), tem-se:

$$N_s \cong 11 \text{ espiras} \quad (5.10)$$

Assim, tem-se:

$$N_L = N_s = 11 \text{ espiras} \quad (5.11)$$

Empregando a função de transferência dada em (3.7), pode-se determinar o número de espiras dos enrolamentos primário e de desmagnetização como:

$$N_{p1} = N_{p2} = \frac{D \cdot V_s}{V_o} \cdot N_s = \frac{0,5 \cdot 211,36}{15} \cdot 11 \cong 77 \text{ espiras} \quad (5.12)$$

sendo 211,36V a tensão mínima na entrada (primário do transformador). Portanto, pode-se construir os enrolamentos com 77 espiras.

De acordo com a área da janela do núcleo, do fator de utilização da janela e do número de espiras, determina-se a máxima seção transversal permissível para os condutores de cada enrolamento, do primário, do secundário e do indutor, lembrando que as bobinas do indutor e do secundário têm mesmo número de espiras, como:

$$S_{WP} = \frac{k_w \cdot A_w}{2 \cdot N_{p1}} = \frac{0,4 \cdot 1,57}{2 \cdot 77} = 0,4025 \text{mm}^2 = 0,0040 \text{ cm}^2 \quad (5.13)$$

$$S_{WS} = S_{WL} = \frac{k_w \cdot A_w}{2 \cdot N_s} = \frac{0,4 \cdot 1,57}{2 \cdot 11} = 2,8545 \text{mm}^2 = 0,0285 \text{ cm}^2 \quad (5.14)$$

De (4.33), a corrente eficaz através do enrolamento primário é de 1,35A. A corrente de saída I_o se divide entre os enrolamentos do secundário e do indutor em função da razão cíclica. Considerando $D_{\text{máx}} = 0,5$, tem-se:

$$I_{\text{Sef}} = \sqrt{D_{\text{máx}}} \cdot I_0 = \sqrt{0,5} \cdot 6,67 = 4,71 \text{ A} \quad (5.15)$$

como o valor eficaz máximo de corrente através das N_S espiras do secundário.

Por outro lado, se $D = D_{\text{min}} \approx 0$, a corrente eficaz máxima através das N_L espiras do indutor terá valor próximo de I_0 . Portanto:

$$I_{\text{Lef}} = I_0 \approx 6,67 \text{ A} \quad (5.16)$$

Assim, as seções dos condutores para cada enrolamento podem ser estabelecidas, admitindo-se uma densidade de corrente nos enrolamentos de 400 A/cm^2 para minimizar as perdas térmicas, como:

$$S_{\text{CuP1}} = \frac{I_{\text{Pef}}}{J} = \frac{1,35}{400} = 0,0034 \text{ cm}^2 \quad (5.17)$$

$$S_{\text{CuS}} = \frac{I_{\text{Sef}}}{J} = \frac{4,72}{400} = 0,0118 \text{ cm}^2 \quad (5.18)$$

$$S_{\text{CuL}} = \frac{I_{\text{Lef}}}{J} = \frac{6,67}{400} = 0,0167 \text{ cm}^2 \quad (5.19)$$

Ainda, considerando a corrente de desmagnetização do núcleo da ordem de 20% da corrente no primário, tem-se:

$$S_{\text{CuP2}} = \frac{0,2 \cdot I_{\text{Pef}}}{J} = \frac{0,2 \cdot 1,35}{400} = 0,0007 \text{ cm}^2 \quad (5.20)$$

Sabendo-se que uma das janelas (janela 1) deve abrigar o enrolamento primário, o enrolamento de desmagnetização e o enrolamento do indutor e que a outra janela (janela 2) deve abrigar os enrolamentos secundário e do indutor, tem-se:

$$S_{\text{CuW1}} = N_{\text{P1}} \cdot (S_{\text{CuP1}} + S_{\text{CuP2}}) + N_{\text{L}} \cdot S_{\text{CuL}} = 77 \cdot (0,0034 + 0,0007) + 11 \cdot 0,0167 = 0,4994 \text{ cm}^2 \quad (5.21)$$

sendo $N_{\text{P2}} = N_{\text{P1}}$ e S_{CuW1} a área de cobre ocupada pelos enrolamentos na janela 1.

$$S_{CuW2} = N_S \cdot (S_{CuS} + S_{CuL}) = 11 \cdot (0,0118 + 0,0167) = 0,3135 \text{ cm}^2 \quad (5.22)$$

Sendo $N_L = N_S$ e S_{CuW2} a área efetiva de cobre ocupada pelos enrolamentos na janela 2.

Considerando um fator de utilização de janela de 0,4, a máxima seção de cobre em cada janela é de:

$$S_{CuWm\acute{a}x} = k_W \cdot A_W = 0,4 \cdot 1,57 = 0,6280 \text{ cm}^2 \quad (5.23)$$

Comparando (5.21) e (5.22) com (5.23), percebe-se a viabilidade construtiva dos enrolamentos.

Porém, respeitando a limitação imposta pela frequência quanto a profundidade de penetração da corrente nos condutores (efeito Skin), conforme (4.38) e (4.39), deve-se empregar condutores em paralelo na confecção dos enrolamentos. Os números de condutores em paralelo para os enrolamentos do primário, do secundário, do indutor e de desmagnetização são, respectivamente:

$$n_{Cp1} = \frac{S_{CuP1}}{S_{25AWG}} = \frac{0,0034}{0,001624} = 2,09 \approx 2 \text{ condutores} \quad (5.24)$$

$$n_{Cs} = \frac{S_{CuS}}{S_{25AWG}} = \frac{0,0118}{0,001624} = 7,26 \approx 7 \text{ condutores} \quad (5.25)$$

$$n_{CL} = \frac{S_{CuL}}{S_{25AWG}} = \frac{0,0167}{0,001624} = 10,28 \approx 10 \text{ condutores} \quad (5.26)$$

$$n_{Cp2} = \frac{S_{CuP2}}{S_{25AWG}} = \frac{0,0007}{0,001624} = 0,43 \approx 1 \text{ condutor} \quad (5.27)$$

O condutor para o enrolamento de desmagnetização pode ter a metade da seção reta do condutor de $0,16\text{mm}^2$ (25AWG). Portanto, emprega-se o condutor de $0,08\text{mm}^2$ (28AWG), o que minimiza a ocupação da janela e os conseqüentes efeitos térmicos.

Assim:

Enrolamento primário:.....2 x 0,16mm² (25AWG)
 Enrolamento secundário:.....7 x 0,16mm² (25AWG)
 Enrolamento do indutor:.....10 x 0,16mm² (25AWG)
 Enrolamento de desmagnetização.....1 x 0,08mm²(28AWG)

5.4 Ocupação da janela

As seções efetivas dos condutores nas janelas 1 e 2 serão, respectivamente:

$$S_{CuW1eft} = N_{P1} \cdot (S_{CuP1eft} + S_{CuP2eft}) + N_L \cdot S_{CuLeft} \quad (5.28)$$

$$S_{CuW1eft} = 77 \cdot (2 \cdot 0,001624 + 0,0008098) + 11 \cdot 10 \cdot 0,001624 = 0,4911 \text{ cm}^2$$

$$S_{CuW2eft} = N_S \cdot (S_{CuSeft} + S_{CuLeft}) = 11 \cdot (7 \cdot 0,001624 + 10 \cdot 0,001624) = 0,3037 \text{ cm}^2 \quad (5.29)$$

onde 0,001624cm² é a seção do condutor 25AWG e 0,0008098cm² a seção do condutor 29AWG.

Comparando (5.28) e (5.29) com (5.23), pode-se reafirmar a conclusão anterior de que os enrolamentos são realizáveis para o núcleo EE 42/15.

5.5 Comprimento do entreferro

Para a indutância do filtro de saída determinada por (4.22), o comprimento do entreferro é de:

$$l_{gap} = \frac{\mu_0 \cdot A_{CL} \cdot N_L^2}{L_0} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81 \cdot 10^{-4} \cdot 11^2}{89,51 \cdot 10^{-6}} = 307,47 \cdot 10^{-6} \text{ m} = 0,3075 \text{ mm} \quad (5.30)$$

5.6 Composição do magnético integrado

NÚCLEO:..... EE 42/15, IP12, THORNTON

ENROLAMENTOS:

Primário:..... 77 espiras com 2 fios

0,16mm ² (25AWG) em paralelo	
Desmagnetização:.....	77 espiras com fio 0,08mm ² (28AWG)
Secundário:.....	11 espiras com 7 fios 0,16mm ² (25AWG) em paralelo
Indutor:.....	11 espiras com 10 fios 0,16mm ² (25AWG) em paralelo
ENTREFERRO:.....	0,31mm na coluna central

5.7 Conclusões

A metodologia de projeto apresentada indica a facilidade de se determinar o núcleo para um componente magnético integrado a partir da estimativa de perda no cobre.

A comparação com o projeto dos elementos magnéticos de um conversor *forward* convencional, para verificar a expectativa de redução de volume em 30%, comprova a eficácia da metodologia desenvolvida.

Resulta, então, a determinação do núcleo e dos enrolamentos, considerando as limitações impostas pela frequência e pela potência de operação do conversor.

Por apresentarem características magnéticas adequadas para operação em 100kHz empregam-se núcleos de material IP12.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Introdução

O conversor *forward* projetado no capítulo 4, empregando o componente magnético integrado projetado no capítulo 5, foi implementado com o objetivo de verificar-se o comportamento do elemento magnético e caracterizar suas vantagens, ou mesmo as eventuais desvantagens, em relação aos elementos magnéticos discretos.

Através de ensaios em laboratório pôde-se, então, determinar o desempenho do conversor com o elemento magnético integrado e compará-lo ao desempenho qualitativo típico de um conversor convencional com elementos magnético discretos, colhido facilmente na literatura técnica. Além disso, os resultados de ensaios confirmam a metodologia de projeto apresentada.

6.2 Ensaio do conversor *forward* com componente magnético integrado

O comando do transistor *forward* emprega o CI 3524, que é um controlador PWM. Os pulsos de disparo são gerados a partir da comparação de um sinal de realimentação da tensão de saída com uma tensão de referência gerada pelo próprio CI. Dessa forma, a razão cíclica depende da tensão de saída, que por sua vez depende da transferência de energia da rede de alimentação à saída através do transformador e do indutor acoplado.

Na estrutura implementada, pôde-se observar que o transformador está bem dimensionado, onde a relação de transformação empregada atende as necessidades de regulação na tensão de saída, para variações na tensão de entrada, conforme se pode observar através da Figura 6.1. Nela, observa-se que a tensão e a corrente na carga permanecem inalteradas com a variação na tensão

da rede de alimentação de aproximadamente $\pm 20\%$ e meia carga. Deve-se salientar que o ruído de alta frequência superposto à tensão e à corrente de saída pode ser minimizado quando da adição de elementos de filtragem e/ou blindagem ao circuito de comando.

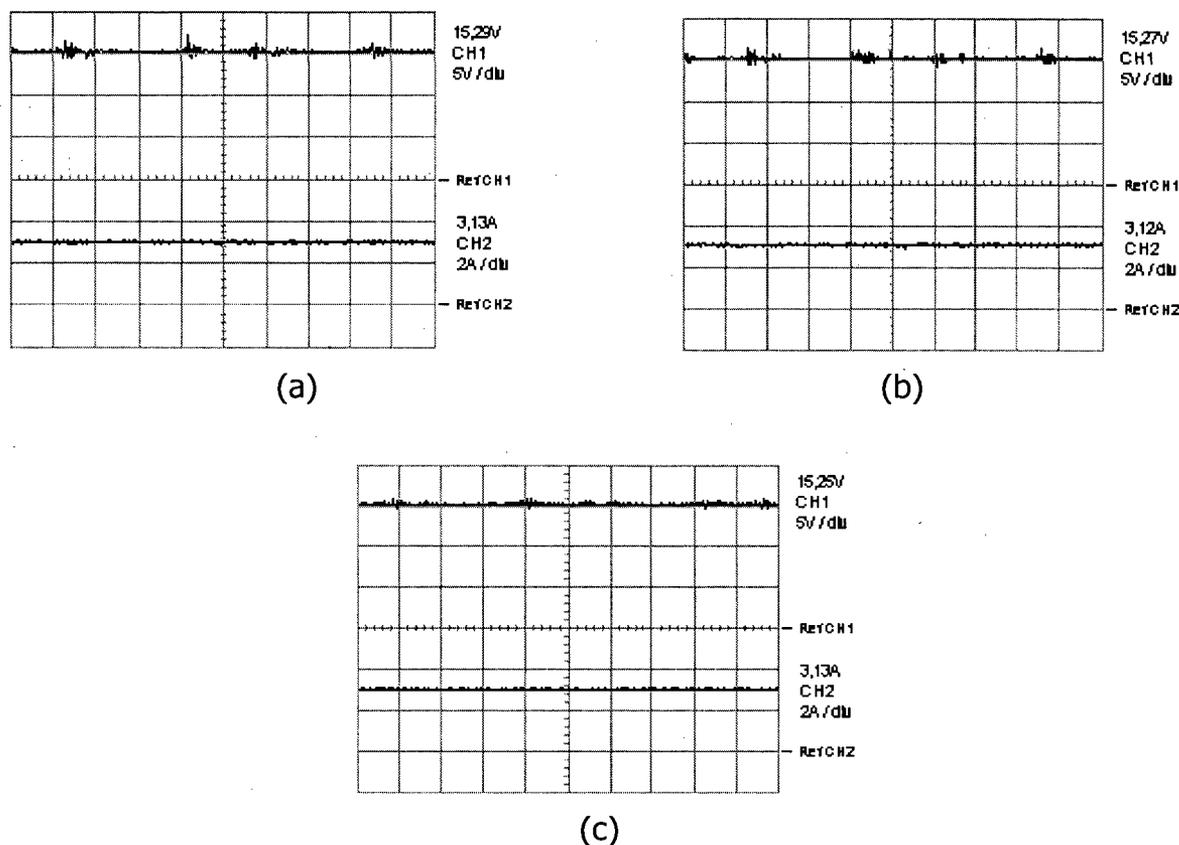
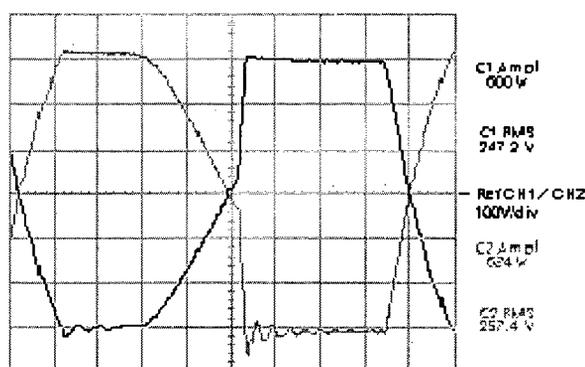


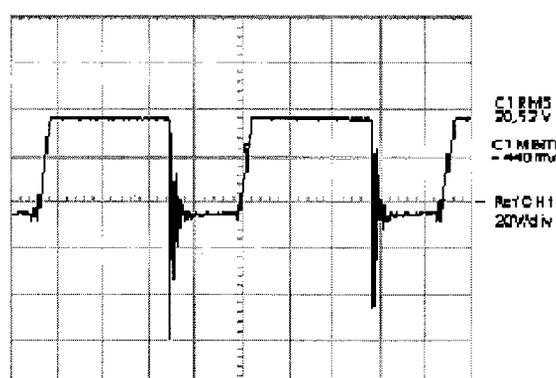
FIGURA 6.1 - Tensão e corrente na carga em regime permanente para $R_o = 4,9\Omega$ ($P_o \approx 48W$) e (a) $V_i = 220V$, (b) $V_i = 200V$ e (c) $V_i = 240V$.

Na Figura 6.2, pode-se visualizar as tensões nos enrolamentos do primário e de desmagnetização, além das tensões no secundário e no enrolamento do indutor. Percebe-se claramente que a entrada em condução do transistor *forward* ocorre de forma satisfatoriamente rápida. Porém, o bloqueio é lento. Isso se deve a associação da capacitância de entrada do MOSFET às indutâncias parasitas do circuito impresso, reatâncias do transformador e cabos de conexão elétrica ao transistor. Além disso, tal associação produz uma oscilação na tensão aplicada ao transformador quando da entrada em condução do transistor, que é mais pronunciada no secundário do mesmo. Ainda, percebe-se uma forte oscilação na

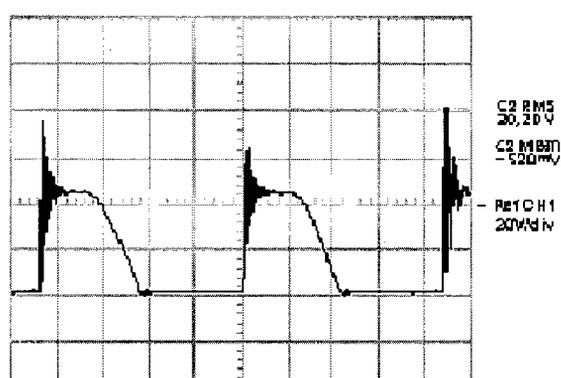
transição entre o transformador (enrolamento secundário) e o indutor, devido principalmente às comutações dos diodos (D_1 e D_2 na figura 3.4). Isso pode ser abreviado através da implementação de circuitos *snubbers* (circuitos RC) em paralelo com os diodos ou com os enrolamentos.



(a)



(b)



(c)

FIGURA 6.2. - Tensões nos enrolamentos (a) primário e de desmagnetização, (b) no secundário e (c) no indutor, para V_i nominal, em regime permanente .

A variação da razão cíclica em função de variações na tensão de alimentação é mostrada na Figura 6.3 através da visualização dos pulsos gerados pelo CI 3524. Percebe-se uma redução na largura dos pulsos com o aumento da tensão na entrada da fonte, como esperado, demonstrando a eficiência do controle do conversor.

A regulação da fonte respondeu bem aos incrementos estáticos de carga. Pode-se notar, através da Figura 6.4, que a tensão de saída permanece constante para um incremento de corrente de 100%, ou seja, passando a operar em plena carga e com tensão reduzida na entrada da fonte.

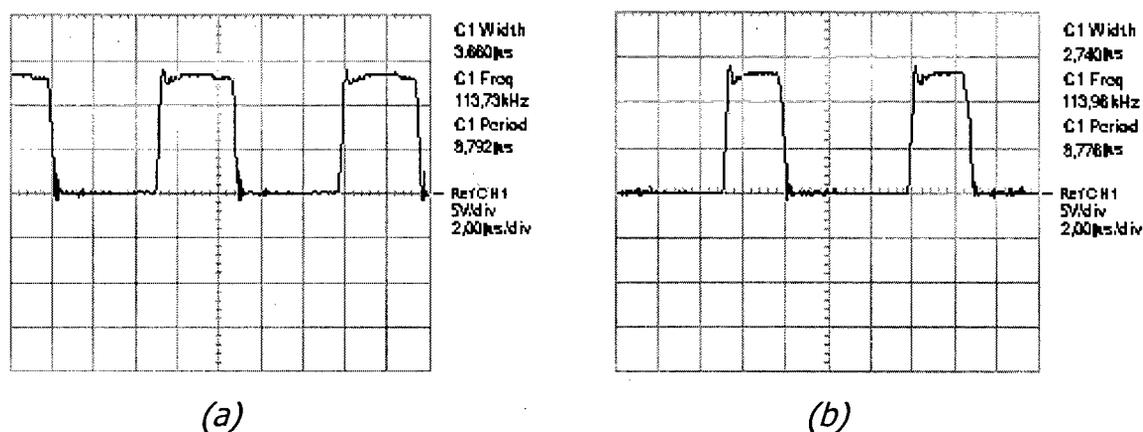


FIGURA 6.3 - Pulsos de comando: (a) $V_i = 200V$, $D = 0,4163$ e (b) $V_i = 240V$, $D = 0,3122$.

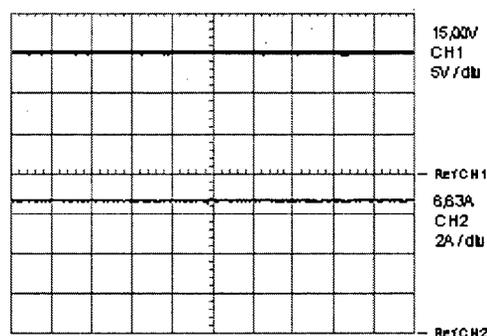


FIGURA 6.4 - Tensão e corrente na carga em regime permanente ($V_i = 213V$ e $R_o = 2,25\Omega$).

Pode-se salientar que não foram implementadas medidas na busca da redução de ruídos, tanto aqueles gerados pela própria estrutura quanto aqueles originados no processo de medida. Procurou-se concentrar o foco do trabalho apenas no elemento magnético integrado, no que se refere aos objetivos propostos de redução de peso e de volume. Existem soluções clássicas bem

conhecidas de filtragem que podem ser implementadas. Porém, não foram tomadas como objetivo fundamental nesse momento.

6.3 Redução de peso e volume

A Figura 6.5 apresenta o protótipo implementado, onde se pode visualizar o componente magnético integrado. Em projetos industriais pode-se otimizar o *lay-out* da placa de circuito impresso e dissipadores de calor, levando a um volume e peso de conversor mais compatível com os objetivos deste trabalho. Aqui, utilizou-se materiais disponíveis no laboratório, além de um *lay-out* mais didático, buscando facilitar o processo de estudo.

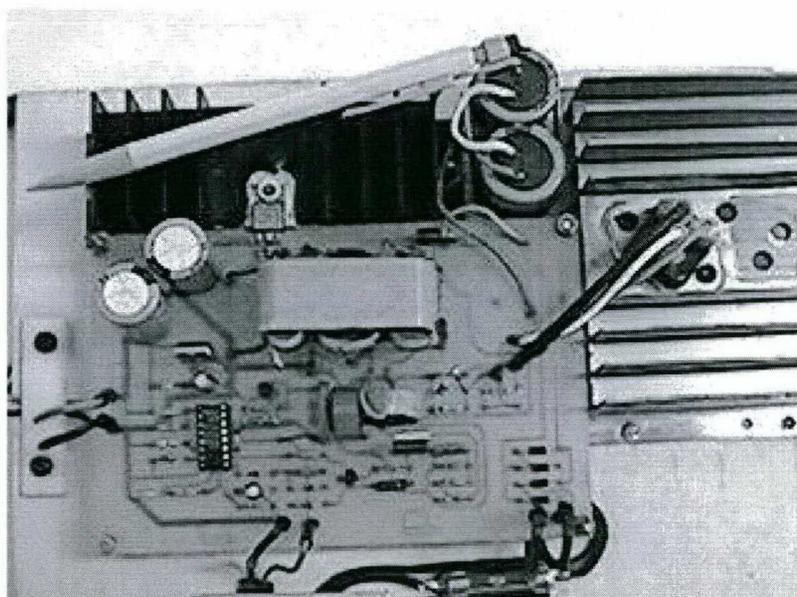


FIGURA 6.5 – Protótipo do conversor forward implementado para o estudo do componente magnético integrado.

Um outro elemento importante de análise está no simples fato de que a integração das funções magnéticas em um único núcleo elimina os espaços intermediários entre os componentes magnéticos, além da redução efetiva da soma de áreas de placa ocupadas pelos elementos magnéticos discretos.

O volume magnético efetivo do núcleo EE 42/15, segundo o catálogo da THORTON Inpec Eletrônica (1994) é de 17,6 cm³. Comparando com o volume

total dos magnéticos discretos dados em (5.1) que é de $23,003\text{cm}^3$, obtém-se a redução percentual de volume em (6.1).

$$RV = \frac{V_{MD} - V_{MI}}{V_{MD}} \cdot 100 \% = \frac{23,003 - 17,6}{23,003} \cdot 100 \% = 23,49 \% \quad (6.1)$$

Pode-se então concluir que a redução de volume foi significativa, na ordem de 23,5%. Assim, pode-se afirmar através da análise teórica e dos resultados experimentais que, dispondo-se de um núcleo adequado, principalmente se for especialmente concebido para aplicação em integração de funções magnéticas do tipo transformador+indutor, a redução de volume pode ser otimizada, alcançando o limiar pretendido e, previamente concebido como ótimo, de 30%. Esse índice de redução baseia-se nos limites térmicos do componente magnético integrado em função da potência, o que depende da capacidade de dissipação térmica que, em última análise, depende do volume e da área de superfície do componente. Também, fatores econômicos e ergonômicos indicam 30% como índice ótimo de redução.

Para o cálculo do peso dos enrolamentos, considerou-se a densidade do cobre de 8.960 Kg/m^3 . Os pesos dos núcleos são informados no catálogo do fabricante THORTON Inpec Eletrônica (1994). Assim, o peso total aproximado dos magnéticos discretos (transformador + Indutor) e do magnético integrado podem ser comparados.

Considerando a composição dos enrolamentos do transformador e do indutor, conforme Capítulo 4, pode-se calcular o peso dos enrolamentos da seguinte forma:

$$W_{Cu} = N_c \cdot S_{Cu} \cdot N_e \cdot l_e \cdot \text{Dens}_{Cu} \quad (6.2)$$

onde, para um dado enrolamento:

W_{Cu} – Peso de cobre

N_c – Número de condutores em paralelo

S_{Cu} – Seção do condutor

Ne – Número de espiras

le – Comprimento médio de uma espira

Dens_{Cu} – Densidade do cobre

A tabela 6.1 apresenta os cálculos do peso de cobre para o transformador e para o indutor do conversor projetado no Capítulo 4.

Tabela 6.1 – Cálculo do peso de cobre para o transformador e para o indutor do conversor forward com elementos magnéticos discretos.

		Peso de Cobre (Kg)	Peso Total (g)
T R A N S F O	PRIMÁRIO	$W_{Cu-NP1} = 2.0,1624.65.60.8960.10^{-9} = 11,35.10^{-3}$	Transformador + Indutor
	DESMAGNETIZAÇÃO	$W_{Cu-NP2} = 1.0,0642.65.60.8960.10^{-9} = 2,24.10^{-3}$	
	SECUNDÁRIO	$W_{Cu-NS} = 7.0,1624.11.60.8960.10^{-9} = 6,72.10^{-3}$	
INDUTOR		$W_{Cu-NL} = 10.0,1624.26.46.8960.10^{-9} = 17,4.10^{-3}$	37,72

Na tabela 6.2 tem-se o cálculo do peso aproximado de cobre do componente magnético integrado.

Tabela 6.2 – Cálculo do peso de cobre para o componente magnético integrado do conversor forward.

COMPONENTE MAGNÉTICO INTEGRADO	Peso de Cobre (Kg)
PRIMÁRIO	$W_{Cu-NP1} = 2.0,1624.77.87.8960.10^{-9} = 19,50.10^{-3}$
DESMAGNETIZAÇÃO	$W_{Cu-NP2} = 1.0,0809.77.87.8960.10^{-9} = 4,86.10^{-3}$
SECUNDÁRIO	$W_{Cu-NS} = 7.0,1624.11.87.8960.10^{-9} = 9,75.10^{-3}$
INDUTOR	$W_{Cu-NL} = 10.0,1624.11.87.8960.10^{-9} = 13,93.10^{-3}$
TOTAL (g)	
48,04	

Percebe-se que a quantidade de cobre necessário ao componente magnético integrado é maior do que aquela para os componentes magnéticos discretos, levando a um maior peso. Basicamente, isso se deve a necessidade de compensação, devido a redução no volume magnético, a redução na área efetiva das colunas, aumento da relutância do circuito magnético e, principalmente, a integração de funções, exigindo maior força magnetomotriz.

Porém, o importante é a redução total de peso, o que depende do peso dos núcleos magnéticos. Portanto, tomando os dados relacionados no catálogo da THORNTON Inpec Eletrônica (1994), aqui transcritos na tabela 6.3, podemos determinar o peso total dos componentes magnéticos discretos e o integrado.

Tabela 6.3 – Peso dos núcleos magnéticos de ferrite conforme fabricante.

Núcleos de Ferrite (THORNTON Inpec Eletrônica)	
TIPO	PESO(g)
EEL 40	86,6
EEL 28	32,7
EE 42/15	90

Assim, o peso total de material magnético para o conversor que emprega os componentes discretos é de:

$$W_{\text{Fe-Disc}} = 86,6 + 32,7 = 119,3 \text{ g} \quad (6.3)$$

Já o componente magnético integrado apresenta peso relativo ao material magnético do núcleo igual ao apresentado na tabela 6.3 para o núcleo EE 42/15. Assim:

$$W_{\text{Fe-MI}} = 90 \text{ g} \quad (6.4)$$

De posse dos valores apresentados na tabela 6.1 e pela expressão 6.3 e, também, na tabela 6.2 e expressão 6.4, pode-se encontrar o peso total dos componentes magnéticos discretos e integrado, respectivamente. Resulta então:

$$W_{\text{TOTAL}/\text{Disc}} = 32,72 + 119,3 = 157,02 \text{ g} \quad (6.5)$$

$$W_{\text{TOTAL}/\text{MI}} = 48,03 + 90 = 138,03 \text{ g} \quad (6.6)$$

A redução no peso do componente magnético devido ao processo de integração é então determinada por 6.7.

$$RW\% = \frac{W_{\text{TOTAL}/\text{Disc}} - W_{\text{TOTAL}/\text{MI}}}{W_{\text{TOTAL}/\text{Disc}}} \cdot 100\% = \frac{157,02 - 138,03}{157,02} \cdot 100\% = 12,09\% \quad (6.7)$$

6.4 Conclusões

Os resultados obtidos indicam que o desempenho do componente magnético integrado é similar àquele dos elementos magnéticos discretos empregados em conversores *forward* típicos. Ainda, a integração de funções em um único núcleo garante a minimização de peso e volume, colaborando com os esforços de miniaturização de equipamentos e sistemas e levando à redução do custo de produção e do valor de comercialização final do produto.

Pode-se salientar ainda que a redução de peso e volume pode ser otimizada com o desenvolvimento de núcleos magnéticos especiais e com uma melhor construção dos enrolamentos, inclusive com a operação com maior densidade de corrente, levando a menores seções de condutor e a conseqüente redução de peso de cobre.

Portanto, pode-se afirmar que o componente magnético integrado substitui integralmente as funções magnéticas implementadas discretamente com vantagens, associada a uma metodologia de projeto bastante simples, indicando a viabilidade de emprego imediato desta técnica em nível industrial.

7. CONCLUSÕES GERAIS

Pelo presente trabalho verificou-se a possibilidade de redução de peso, de volume e, conseqüentemente, de custo na confecção de fontes de alimentação operando em comutação, a partir da integração das funções magnéticas, adaptação de tensão e filtragem de corrente, pelo acoplamento magnético do transformador e do indutor de saída.

O estudo qualitativo do conversor *forward* empregando um elemento magnético integrado indica a viabilidade da substituição dos elementos magnéticos discretos por um integrado, mantendo as mesmas características estáticas de funcionamento de um conversor *forward* típico.

Uma metodologia de projeto foi desenvolvida e apresentou-se como uma boa ferramenta para o cálculo do elemento magnético integrado. Essa constitui-se de uma estimativa inicial de perda no cobre para determinação do fator de geometria do núcleo, como ponto de partida, utilizando comparação ao projeto convencional do transformador e do indutor discretos. O refinamento se dá em função das perdas térmicas no cobre dos enrolamentos e no núcleo, sendo estas funções da frequência de operação e do nível de indução magnética no núcleo. Portanto, estabeleceu-se um mecanismo rápido para a determinação do núcleo e dos enrolamentos de um magnético integrado.

A confecção de um protótipo empregando um elemento magnético integrado e de seus ensaios possibilitou a confirmação do desempenho esperado. Além disso, verificou-se os limites de operação, tais como elevação de temperatura e atuação das proteções.

Pode-se concluir, também, que a redução de volume é factível desde que se disponha de um núcleo magnético adequado, o que nem sempre está

disponível comercialmente. Portanto, alguns projetos podem ser minimizados com o emprego de núcleos comerciais, dependendo apenas da potência e frequência requeridas. Já outros, podem resultar em minimizações pouco representativas, embora núcleos especialmente fabricados possam tornar qualquer projeto realizável.

Além disso, outras formas de integração podem trazer maiores benefícios às minimizações, o que não foi objeto direto do estudo.

Através deste estudo comprova-se a possibilidade da elaboração de fontes de alimentação comutadas com mais baixo custo e de menores peso e volume, empregando uma técnica simples e confiável. Ainda, ressalta-se que esta técnica permite a imediata aplicabilidade industrial, o que significa um menor custo de produção e, conseqüentemente, menor preço final ao consumidor.

Na busca de otimizar ainda mais a integração magnética, sugere-se que novas topologias sejam analisadas, empregando núcleos de geometrias distintas, materiais magnéticos de melhor qualidade ou técnicas de enrolamento que minimizem a dispersão e os efeitos parasitas indesejados. O emprego de núcleos de baixo perfil e de núcleos planares integrados na placa de circuito impresso, devem ser pesquisados para fontes de baixas potências, pois sugerem, a princípio, uma ótima redução de peso e volume. Além disso, o estudo dinâmico para as variações de carga e de tensão de rede deve ser realizado na busca de um controle de malha fechada ótimo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARBI, Ivo. *Projetos de fontes chaveadas*. Florianópolis: LAMEP/UFSC, 1990.
- BLOOM, Ed. Core selection for & design aspects of an integrated-magnetic forward converter. In: PESC. Anais. IEEE, 1986. Pg. 141-150.
- MCLYMAN, Colonel Wm. T.. *Magnetic core selection for transformers and inductors: a user's guide to practice and specification*. New York: Marcel Dekker, 1982. 736p.
- MIDDLEBROOK, R. D. e CUK, S. *Advances in switched mode power conversion*, Pasadena, Ca: TESLA. 3v. 1983.
- THORNTON INPEC ELETRÔNICA *Catálogo de ferrite*. São Paulo, 1994.
- UNITRODE. *Switching regulated power supply design seminar manual*, 1986.
- WATSON, Ken. *An analysis of a transformer for a forward converter*. Florida: University of Florida, 1983. (Internal E. E. dep. Report).
- MELLO, Luiz Fernando Pereira de. *Análise e projeto de fontes chaveadas*. 1ª edição. São Paulo: Ed. Érica., 1996.
- NASCIMENTO, Wagner B. Martins do; 1992. *Estudo da regulação cruzada em um conversor forward de duas saídas*. Florianópolis. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – PGEEL, UFSC.
- GU, Wen-Jian e LIU, Rui; 1993. A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers. In: PESC'93 Record., IEEE, June, 1993. *Proceedings*. 1123-1129.

- BASSET, J. A.; 1992. Constant frequency ZVS converter with integrated magnetics. In: APEC'92. *Conference Proceedings 1992.*, February, 1992. 709 – 716.
- WITULSKI, Arthur F.; 1995. Introduction to modeling of transformers and coupled inductors. *Transactions on Power Electronics, IEEE*, vol. 10, No. 3, May, 1995, 349 – 357.
- URLING, Audrey M. et alli; 1989. Characterizing high-frequency effects in transformer winding – a guide to several significant articles. In: APEC'89. *Conference Proceedings 1989.*, March, 1989. 373 – 385.
- SEVERNS, Rudy; 1991. HF core losses for non-sinusoidal waveforms. In: HPFC'91. *Proceedings*. June, 1991. 140 – 148.
- VANDELAC, J. P. e ZIOGAS, P.; 1987. A novel approach for minimizing high frequency transformer copper losses. In: PESC'87. IEEE, 1987. *Proceedings*. 355-366.
- DOWELL, P. L.; 1966. Effects of eddy currents in transformer windings. *PROC. IEE*, vol. 113, No. 8, August, 1966. 1387 – 1394.
- INTUSOFT. *Designing a 50W forward converter transformer with magnetics designer*. Magnetics Designer Application Note, San Pedro, CA
- BLOOM, Gordon Ed; 1998. Integrated magnetics – advanced design topics. In: APEC'98, 33th Annual Applied Power Electronics Conference. *Seminar 13*. Anaheim, California, February, 1998.
- TACCA, Hernán Emílio.; Flyback vs. forward converter topology comparison based upon magnetic design. *Eletrônica de Potência, SOBRAEP*, vol. 5, No. 1, maio de 2000. 16 – 27.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS; 1989. *Normas ABNT sobre documentação*. Rio de Janeiro. (coletânea de normas).